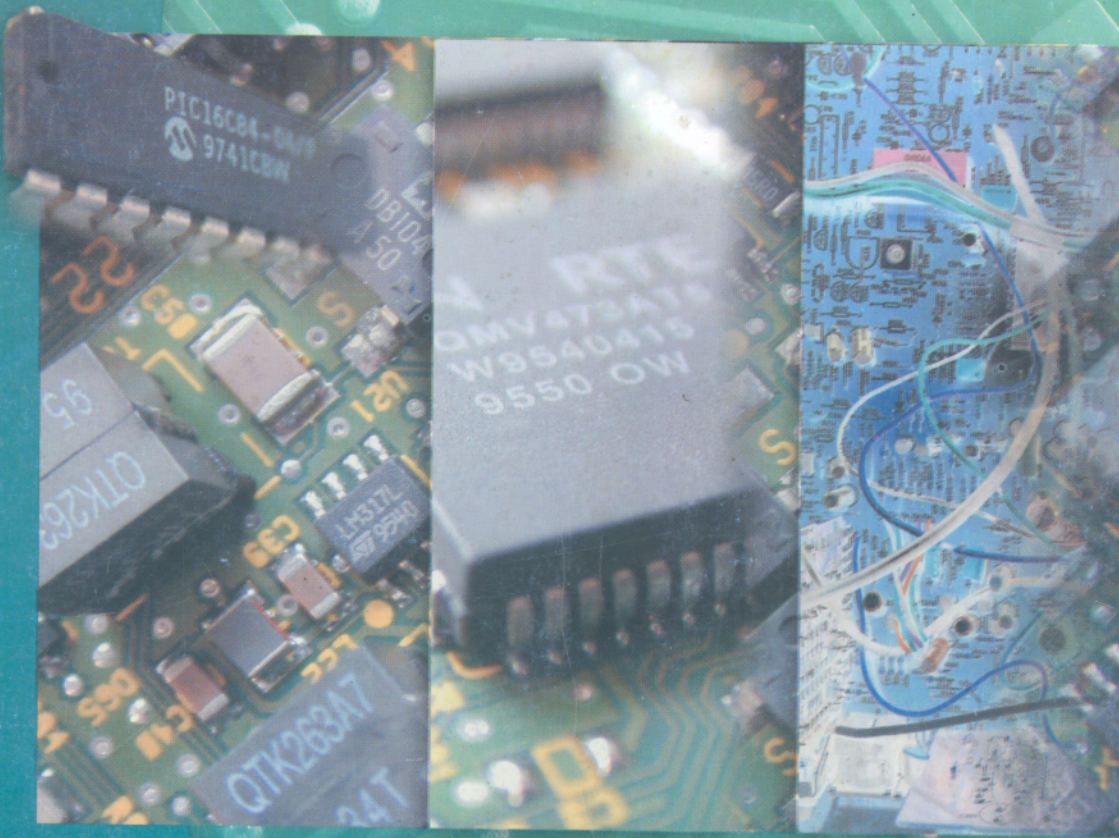
NGẠC VĂN AN (Chủ biên)
ĐẶNG HÙNG - NGUYỄN ĐĂNG LÂM
LÊ XUÂN THÊ - ĐỖ TRUNG KIÊN

VÔ TUYẾN ĐIỆN TỬ



NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

NGẠC VĂN AN (Chủ biên) – ĐẶNG HÙNG – NGUYỄN ĐĂNG LÂM
LÊ XUÂN THÊ – ĐỖ TRUNG KIÊN

VÔ TUYẾN ĐIỆN TỬ

(Dùng cho sinh viên ngành Khoa học tự nhiên)

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

Mở đầu

Vô tuyến điện là môn khoa học về phát – thu sóng điện từ chứa đựng thông tin đi xa không dùng đường dây.

Kể từ khi mạng điện thoại được sử dụng, người ta đã mơ ước, có thể trao đổi thông tin ở khoảng cách xa mà không cần dây dẫn. Trải qua nhiều năm nghiên cứu, cuối cùng Popov đã làm thoả mãn niềm mơ ước ấy. Năm 1896 ông đã truyền và thu được tín hiệu phát đi ở cự ly ngắn (250m). Kể từ đó kỹ thuật vô tuyến điện phát triển không ngừng và cực kỳ nhanh chóng. Người ta tìm cách chế tạo những dụng cụ để nâng cao hiệu quả truyền tin và cự ly thông tin. Năm 1904 phát minh ra đèn điện tử hai cực (diode chân không), 1906 phát minh ra đèn 3 cực, rồi đèn nhiều cực. Ngành chế tạo dụng cụ điện tử ra đời, kéo theo ngành kỹ thuật mạch điện tử, ngày nay được gọi chung là kỹ thuật điện tử. Kỹ thuật điện tử phát triển làm cơ sở cho kỹ thuật vô tuyến phát triển.

Năm 1922 chế tạo ra chất bán dẫn, 1948 transistor ra đời rồi tới các mạch tích hợp IC v.v... Nhờ đó đã tạo ra được các thiết bị điện tử có kích thước nhỏ bé, giá thành rẻ, lại có nhiều tính năng. Kỹ thuật vô tuyến điện phát triển sang một giai đoạn mới. Ngày nay kỹ thuật vô tuyến được ứng dụng rộng rãi trong các lĩnh vực khoa học và đời sống như truyền thanh, truyền hình, thông tin vệ tinh, thông tin vũ trụ, phục vụ quốc phòng (radar), điều khiển từ xa, điều khiển tự động các quá trình công nghệ sản xuất, đo lường và xử lý số liệu trong viễn thám và dự báo thời tiết v.v...

Có thể thấy rằng những nghiên cứu về khoa học vật liệu đã giúp cho vô tuyến điện phát triển như ngày nay.

Mục đích của kỹ thuật vô tuyến điện là truyền tin tức đi xa. Yêu cầu việc truyền tin là phải chính xác và trung thực đồng thời cự ly thông tin càng xa càng tốt.

Tin tức cần truyền đi là các đại lượng vật lý vô cùng đa dạng. Kỹ thuật vô tuyến điện tử cần phải tạo ra các thiết bị chuyển đổi chúng thành những tín hiệu điện, ghi, lưu trữ và truyền tải chúng đi xa. Tất cả các quá trình đó đòi hỏi phải được thực hiện một cách chính xác, có độ trung thực cao. Các thiết bị điện tử này không chỉ phục vụ cho kỹ thuật thông tin liên lạc, mà mặc nhiên nó trở thành công cụ đắc lực phục vụ cho nghiên cứu khoa học. Nhiều thiết bị đo lường chính xác, nhiều phương pháp nghiên cứu hiệu quả của hầu hết các ngành khoa học đều được xây dựng trên cơ sở các thiết bị điện tử.

Chính vì nhận thức được tầm quan trọng đó, ngay từ khi thành lập trường Đại học Tổng hợp, khoa Vật lý đã đưa giáo trình vật lý vô tuyến vào giảng dạy. Kể từ đó môn khoa học này đã liên tục được các cán bộ đầu

ngành xây dựng và giảng dạy. Biên soạn giáo trình lần này là sự kế thừa và tiếp nối truyền thống, đồng thời cập nhật được những kỹ thuật tiên tiến đang được áp dụng. Khi biên soạn giáo trình, chúng tôi mong muốn trình bày được các phương pháp nghiên cứu cơ bản và đưa vào các mạch điện tử hiện đại đang được sử dụng nhằm cung cấp kiến thức cơ bản để sinh viên tiếp tục học các môn tiếp theo như kỹ thuật số, cấu trúc máy tính...

Giáo trình gồm 7 chương :

Chương I : Giới thiệu các khái niệm cơ bản, các phương pháp tính toán trong mạch tuyến tính.

Chương II : Trình bày về cấu trúc, tính năng của các dụng cụ bán dẫn, yếu tố cơ bản tạo nên các mạch điện tử.

Chương III và chương IV : Trình bày các thiết bị khuếch đại sử dụng transistor và khuếch đại thuật toán. Các bộ khuếch đại được trình bày với nhiều loại, có những tính năng khác nhau, đáp ứng tính đa dạng của tín hiệu và mục đích sử dụng.

Chương V : Trình bày về các hệ tạo dao động, tạo ra các tín hiệu có dạng khác nhau. Máy phát cao tần có dao động hình sin tạo ra sóng cao tần để truyền tải thông tin. Các máy phát xung tạo ra các dạng tín hiệu khác nhau, sử dụng trong kỹ thuật xung – số, kỹ thuật truyền hình, kỹ thuật máy tính và điều khiển tự động và đo lường.

Chương VI : Trình bày về các mạch phi tuyến. Đây là các mạch điện sử dụng yếu tố phi tuyến để thực hiện quá trình gửi tín hiệu vào dao động cao tần để truyền đi gọi là quá trình điều chế và quá trình tách tín hiệu ra khỏi dao động cao tần ở nơi nhận gọi là quá trình giải điều hay tách sóng. Ngoài ra ở phần này cũng trình bày quá trình đổi tần sử dụng trong các máy thu đổi tần.

Chương VII : Giới thiệu các mạch chỉnh lưu ổn áp. Đây là thiết bị biến dòng xoay chiều lưới điện thành nguồn nuôi cho các thiết bị điện tử.

Giáo trình được dùng giảng dạy cho sinh viên năm thứ 3 ngành vật lý. Với nội dung đã đề cập, nhằm giúp sinh viên hiểu biết toàn bộ cấu trúc của các máy phát, máy thu sử dụng trong thông tin liên lạc, kỹ thuật truyền thanh và truyền hình. Đồng thời giáo trình cũng nhằm cung cấp những khái niệm cơ bản, giúp sinh viên tiếp thu học tập và nghiên cứu, các môn học điện tử tiếp theo như kỹ thuật số, kỹ thuật ghép nối máy tính, cấu trúc máy tính và thông tin vệ tinh v.v...

Giáo trình cũng có thể làm tài liệu tham khảo cho các cán bộ và sinh viên các ngành khoa học khác, các ngành kỹ thuật điện tử, viễn thông, tin học. Sách do tập thể các cán bộ giảng dạy bộ môn Vật lý vô tuyến khoa Vật lý thực hiện. Chúng tôi đã hết sức cố gắng biên soạn, mong trình bày đầy đủ và rõ ràng các vấn đề để phục vụ bạn đọc, song chắc chắn không tránh khỏi thiếu sót. Chúng tôi rất mong nhận được nhiều ý kiến đóng góp của bạn đọc. Thư góp ý gửi về : Công ty Cổ phần sách Đại học - Dạy nghề 25 Hàn Thuyên - Hà Nội.

Các tác giả

Chương 1

CÁC MẠCH TUYẾN TÍNH

1.1. TÍN HIỆU

Tín hiệu là biểu hiện vật lý của tin tức. Các đại lượng vật lý thường biến đổi liên tục theo thời gian, thông tin về các đại lượng này khi chuyển đổi thành tín hiệu điện có hiệu điện áp hoặc cường độ dòng điện tỉ lệ với chúng. Các tín hiệu này là những hàm biến đổi liên tục theo thời gian. Chúng được gọi là tín hiệu tương tự vì quy luật biến đổi của nó cũng giống như quy luật của biến đổi của các đại lượng vật lý mà nó mô phỏng.

Chẳng hạn âm tần điện thoại là một dòng điện biến đổi theo quy luật của tiếng nói được truyền đi trong mạng. Tín hiệu vô tuyến là sóng điện từ mà các thông số của nó (biên độ, tần số pha) biến đổi theo quy luật của tin tức muốn truyền đi.

Trong vật lý thực nghiệm, có rất nhiều đại lượng vật lý cần biến đổi thành tín hiệu điện. Tia phóng xạ đập vào ống đếm tạo ra xung dòng điện, nó cho ta biết tính chất của tia phóng xạ. Các ánh sáng tác dụng vào tế bào quang điện tạo ra dòng quang điện. Đó là tin tức cho ta biết nhiều đặc tính của ánh sáng đó. Rất nhiều đại lượng vật lý khác như nhiệt độ, độ ẩm, kích thước, khối lượng đều có thể biến thành tín hiệu điện.

Như vậy, mọi tín hiệu vào có thể không phải là tín hiệu điện nhưng để có thể đo lường, xử lý và điều khiển cần được chuyển sang tín hiệu điện.

Các tín hiệu này rất phức tạp và có dạng khác nhau nhưng một cách tổng quát có thể được phân loại thành tín hiệu tuần hoàn và không tuần hoàn.

1.1.1. Tín hiệu tuần hoàn

Là tín hiệu mà sau mỗi khoảng thời gian xác định, giá trị của nó được lặp lại

$$F(t) = F(t + T)$$

T	chu kỳ (s)
$f = \frac{1}{T}$	tần số (Hz)

Tín hiệu tuần hoàn đơn giản nhất là tín hiệu điều hòa được biểu diễn bởi biểu thức :

$$A(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi)$$

hoặc $$A(t) = A_m \cos(\omega t + \varphi)$$

A_m, ω, φ là hằng số, trong đó

ω	tần số góc, $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$;
φ	pha ban đầu ;
$\omega_t + \varphi$	pha tức thời ;

A_m là biên độ tín hiệu.

Mọi tín hiệu tuần hoàn phức tạp đều có thể phân tích thành chuỗi Fourie của các tín hiệu điều hòa.

1.1.2. Tín hiệu không tuần hoàn

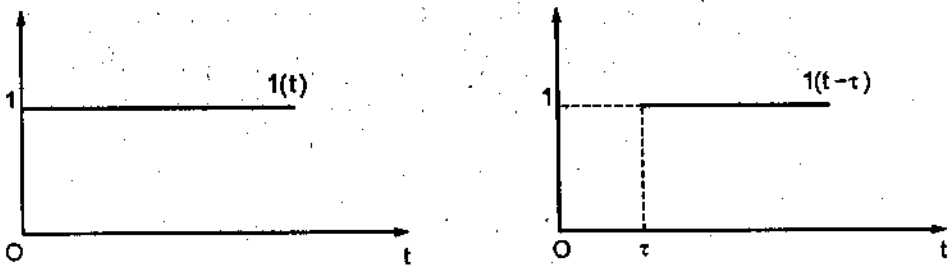
Là tín hiệu không lặp lại sau những khoảng thời gian nhất định.

Tín hiệu không tuần hoàn đơn giản nhất là hàm đơn vị

$$1(t) = 1_t = \begin{cases} 0 & \text{khi } t \le 0 \\ 1 & \text{khi } t \ge 0 \end{cases}$$

Hàm đơn vị chậm thời gian τ được kí hiệu là :

$$1(t-\tau) = 1_{t-\tau} = \begin{cases} 0 & \text{khi } t \le \tau \\ 1 & \text{khi } t \ge \tau \end{cases}$$



HÌNH 1.1. Dạng tín hiệu của đơn vị hàm 1 (t) và 1(t−τ)

Các tín hiệu ta đề cập ở trên là tín hiệu tương tự, thông tin mà nó truyền đạt cho ta là giá trị biên độ của tín hiệu tương ứng với thời gian. Việc lưu trữ, truyền dẫn, xử lý trong kỹ thuật điện tử gặp nhiều khó khăn. Vì vậy, ngày nay người ta sử dụng tín hiệu số là một chuỗi xung nhị phân (1,0). Thông tin mà tín hiệu số truyền đạt cho ta là số xung nhị phân tại thời điểm nào đó của tín hiệu. Còn biên độ của tín hiệu không biểu hiện một giá trị thông tin nào. Tín hiệu số cho phép sử dụng máy tính để lưu trữ và xử lý. Khi truyền thông trên mạng chúng bảo đảm độ chính xác và chống can nhiễu cao. Để chuyển đổi từ tín hiệu tương tự sang tín hiệu số, người ta dùng bộ biến đổi ADC (Analog to Digital Converter). Tín hiệu tương tự được đưa vào đầu vào của ADC. Tại từng thời điểm nhất định, ADC lấy mẫu tín hiệu tương tự chuyển thành dạng mã nhị phân tương ứng. Ta không thể quan sát một cách trực tiếp các thông tin ẩn chứa trong tín hiệu số. Để quan sát được phải thực hiện quá trình biến đổi ngược lại từ tín hiệu số sang tín hiệu tương tự bằng bộ biến đổi DAC (Digital to Analog Converter). Tín hiệu số dễ dàng chuyển vào máy tính để xử lý, khai thác, tổ chức, sắp xếp, lưu trữ thông tin. Khi truyền dẫn tín hiệu số có đặc tính chống nhiễu cao, khả năng bảo mật, mã hoá lớn.

1.2. CÁC PHẦN TỬ CƠ BẢN CỦA MẠCH ĐIỆN

1.2.1. Các mạch tập trung, phân bố và điều kiện chuẩn dừng

Các phần tử RLC được mắc tập trung trong một mạch điện hoặc một tổ hợp mạch với kích cỡ của mạch là l. Nguồn ε hoặc I tác động lên mạch đó có bước sóng λ. Điều kiện để không có phát xạ sóng điện từ là kích thước của hệ phải rất nhỏ hơn so với bước sóng λ.

$$\lambda >> l \tag{1.1}$$

Đây là điều kiện chuẩn dừng và mạch hoặc tổ hợp mạch trên được gọi là *mạch tập trung*.

Các mạch tập trung có thể biểu diễn bằng các phương trình vi phân xây dựng dựa trên hai định luật Kirchhoff về thế hiệu và dòng điện.

Các mạch không thỏa mãn điều kiện trên được gọi là *mạch phân bố* (đường dây, cáp truyền, ống dẫn sóng...). Để giải quyết những bài toán cho mạch phân bố ta phải sử dụng phương trình toán lý với những điều kiện biên cụ thể.

Quá trình thoả mãn điều kiện chuẩn dừng gọi là quá trình dừng. Quá trình dòng điện và điện thế ở trong mạch đã ổn định gọi là quá trình dừng.

Khi chuyển từ trạng thái dừng này sang trạng thái dừng khác, trong mạch xảy ra quá trình quá độ.

1.2.2. Phần tử tuyến tính và phi tuyến

Các linh kiện điện tử như điện trở, tụ điện, cuộn cảm, diode, transitor là các phần tử cơ bản của mạch điện tử. Chúng được phân làm hai loại phần tử : tuyến tính và phi tuyến.

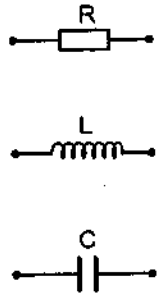
Phần tử tuyến tính là phần tử có thông số đặc trưng không phụ thuộc vào điện áp tác động lên nó và dòng điện đi qua nó. Thông số đặc trưng của các linh kiện tuyến tính cũng không phụ thuộc vào các tác động vật lý của môi trường ngoài. Người ta gọi các linh kiện này là các linh kiện thụ động. Ba phần tử tuyến tính cơ bản thường dùng trong kỹ thuật điện tử là điện trở R, tụ điện C, cuộn cảm L.

Biểu thức giữa điện áp tác dụng và dòng điện đi qua chúng là :

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \text{const} \qquad (1.2)$$

$$L = \frac{\phi}{I} = \frac{\dfrac{U_L}{dI_L}}{dt} = \text{const} \qquad (1.3)$$

$$C = \frac{q}{U_C} = \frac{\int I_C dt}{U_C} = \text{const} \qquad (1.4)$$



HÌNH 1.2. Ký hiệu của R, L, C

R là điện trở đơn vị đo bằng Ohm (Ω). Điện trở trong thực tế sử dụng các loại có trị số lớn hơn : kΩ (1kiloOhm) = 10^3Ω, MΩ (1 MegaOhm) = 10^6Ω.

L là hệ số tự cảm của cuộn dây, đơn vị đo là Henry (H). Trong thực tế, L thường có giá trị μH (micro Henry) = 10^{-6}H, mH (mili Henry) = 10^{-3}H.

C là điện dung của tụ điện, đơn vị đo là Fara (F). Các tụ điện trong thực tế thường có giá trị :

pF (pico Fara) = 10^{-12}F, nF (nano Fara) = 10^{-9}F, μF (micro Fara) = 10^{-6}F.

Trong thực tế các phần tử này không hoàn toàn là tuyến tính vì chúng vẫn phụ thuộc vào dòng điện và điện áp. Chúng chỉ là hằng số trong những điều kiện nhất định và bỏ qua những sai lệch nhỏ. Chẳng hạn với điện trở khi i nhỏ, nhiệt toả ra trên R nhỏ, giá trị của R thay đổi không đáng kể nên được xem là không đổi. Nhưng khi i có giá trị lớn, nhiệt toả trên R lớn, R sẽ thay đổi nhiều, nó không còn là phần tử tuyến tính.

Đối với L, cấu tạo của nó là một cuộn dây trong có lõi. Hệ số tự cảm của cuộn dây được xác định theo công thức

$$L = \frac{\mu_0 \mu n^2 S}{l}$$

Trong đó : n là số vòng dây, S là diện tích của ống dây, l là chiều dài của dây, μ là độ từ thẩm tương đối của lõi, μ_0 là độ từ thẩm của chân không.

Khi I qua L nhỏ, lõi chưa bị bão hoà từ. μ có thể xem là hằng số, L không đổi. Khi dòng lớn trong ống xuất hiện từ trường mạnh, lõi bị bão hoà từ, μ sẽ thay đổi, L thay đổi. L không còn là phần tử tuyến tính nữa.

Đối với C, giá trị điện dung của nó phụ thuộc vào kích thước của tụ và điện môi giữa hai bản cực tụ điện. Với tụ điện phẳng thì

$$C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{d}$$

Trong đó :

S là diện tích hai bản cực ;

d là khoảng cách giữa hai bản cực ;

ε là hằng số điện môi tỷ đối, ε_0 là hằng số điện môi của chân không.

Khi hiệu thế đặt vào hai bản cực của tụ nhỏ, cường độ điện trường trong chất điện môi nhỏ, ε được xem là hằng số C không đổi. Khi U lớn, cường độ điện trường E mạnh, ε thay đổi theo E, C sẽ thay đổi.

Phần tử phi tuyến là phần tử có giá trị các thông số đặc trưng phụ thuộc vào điện áp tác động và dòng điện chạy qua nó. Trong kỹ thuật điện tử các dụng cụ bán dẫn, quang dẫn v.v... là các phần tử phi tuyến. Các thông số của chúng phụ thuộc vào U và I. Đặc trưng Von–Ampe là một đường phi tuyến. Các thông số của linh kiện này còn chịu tác động

vật lý của môi trường nên chúng còn được gọi là các linh kiện tích cực. Tuy nhiên trong một điều kiện giới hạn nào đó, với cách chọn chế độ hoạt động thích hợp và chịu tác động của tín hiệu nhỏ, các linh kiện bán dẫn vẫn có thể xem là phần tử tuyến tính.

1.2.3. Mạch tuyến tính và mạch phi tuyến

Mạch tuyến tính là mạch bao gồm những phần tử tuyến tính. Mạch tuyến tính có những tính chất cơ bản sau :

Đặc trưng von–ampe của mạch là đường thẳng.

Phương trình vi phân mô tả trạng thái hoạt động của mạch là phương trình vi phân tuyến tính (hệ số là hằng số).

Mạch tuyến tính tuân theo nguyên lý chồng chất : Khi tác động cùng lúc hai hay nhiều sức điện rộng lên mạch, thì hiệu ứng tổng thể của mạch được xác định bằng cách cộng các hiệu ứng riêng lẻ.

Khi tác dụng lên mạch một tín hiệu có phổ bất kỳ, trong mạch tuyến tính không sinh ra các thành phần phổ mới.

Mạch phi tuyến là mạch có chứa phần tử phi tuyến. Nó không đáp ứng những tính chất trên.

1.2.4. Khái niệm điện trở thuần và điện trở kháng

Khảo sát từng phần tử tập trung tuyến tính R, L, C khi cho dòng điện điều hoà chạy qua.

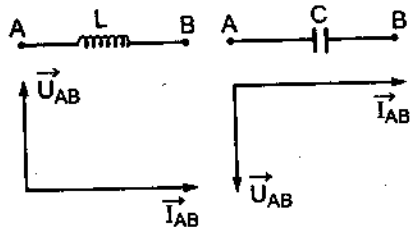
Đối với điện trở R :

Khi cho dòng điện điều hoà $I = I_0\sin\omega t$

I_0 là biên độ dòng điện xoay chiều ;

ω là tần số góc $\omega = 2\pi f$;

f là tần số của dòng xoay chiều.



HÌNH 1.3. Giản đồ Vector của thế và dòng trên R, L, C

Áp dụng định luật Ohm đối với dòng xoay chiều, từ công thức (1.2) ta tính được điện áp sụt trên điện trở R là :

$$U_R = RI = R.I_0\sin\omega t$$

Điện áp sụt trên điện trở và dòng điện qua nó là cùng pha. Độ lệch pha giữa điện áp và dòng điện bằng 0.

R được gọi là điện trở thuần.

Đối với cuộn cảm L

Khi cho dòng xoay chiều điều hoà chạy qua cuộn cảm $I_L = I_0 \sin\omega t$ ta có

$$U_L = L\frac{dI_L}{dt} = \omega L I_0 \cos\omega t$$

ωL có thứ nguyên là điện trở, được gọi là điện trở kháng của cuộn cảm L. $\omega L I_0$ là biên độ điện áp xoay chiều trên cuộn cảm.

Điện áp U_L lệch pha so với dòng I là $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Điện áp qua cuộn cảm nhanh pha so với dòng điện qua nó.

Đối với tụ C

Khi cho dòng xoay chiều điều hoà qua tụ C :

$$I_C = I_0 \sin\omega t$$

Thế trên tụ :

$$U = \frac{1}{C}\int I_C dt = -I_0\frac{1}{\omega C}\text{Cos}\omega t = \frac{1}{\omega C}I_0 \text{Sin}(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

Điện áp U_C và dòng I_C lệch pha $\varphi = -\frac{\pi}{2}$. Điện áp trên tụ chậm pha so với dòng qua nó là $\frac{\pi}{2}$.

$\frac{I_0}{\omega C}$ là biên độ điện áp xoay chiều trên tụ C.

$\frac{1}{\omega C}$ có thứ nguyên là điện trở, được gọi là điện trở kháng của tụ C.

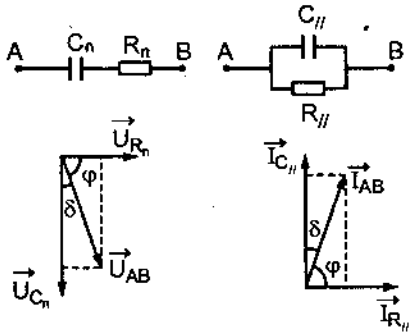
Từ khảo sát ở trên, ta rút ra sự khác nhau giữa điện trở thuần và điện trở kháng.

Điện trở có giá trị R không phụ thuộc vào tần số, dòng điện chạy qua R và điện áp sụt trên nó là đồng pha. R được gọi là điện trở thuần hay trở thuần.

Còn điện trở của L và C có trị số ωL và $\frac{1}{\omega C}$ phụ thuộc vào tần số ω của dòng xoay chiều. Điện áp trên chúng là dòng điện qua chúng có độ lệch pha ωL và $\frac{1}{\omega C}$ được gọi là điện trở kháng hay trở kháng của L và C.

Trong thực tế không có phần tử nào đơn thuần là R, L hoặc C.

Chẳng hạn điện trở được cấu tạo bằng dây kim loại quấn lại hoặc bằng lớp than phủ trên sứ có khía thành đường xoắn để thay đổi chỉ số. Các vòng xoắn kim loại hoặc than tạo ra điện cảm. Giữa các vòng xoắn tạo ra điện dung và ở hai đầu trở nối ra hai cực kim loại cũng tạo ra điện dung. Như vậy trên một phần tử được gọi là điện trở thuần vẫn tồn tại C và L. Tuy nhiên trong điều kiện nào đó, chẳng hạn ở vùng tần số thấp, L và C nhỏ so với R, sai số do chúng gây ra trong tính toán không đáng kể. Có thể xem yếu tố đơn thuần là điện trở R. Đối với tụ C trên thực tế giữa hai má cực tụ C có tồn tại một lớp cách điện (giấy, không khí, gốm, sứ, bán dẫn) nên tồn tại một điện trở. Có thể xem tụ với sơ đồ tương đương là tụ nối tiếp hay song song với điện trở.



HÌNH 1.4. Sơ đồ tương đương của C trong thực tế và giản đồ Vector của thế và dòng

C_n mắc nối tiếp R_n

– Ở đây R_n rất nhỏ → $\sin\delta \approx \delta$

$$\text{tg}\delta \approx \delta$$

$$\text{tg}\,\delta = \frac{R_n}{ZC_n} = \omega R_n C_n$$

– Dòng sớm pha hơn thế một góc $\varphi \leq \frac{\pi}{2}$

– δ chính là góc lệch pha giữa thế trên hai má tụ (thực tế) và thế khi tụ là lý tưởng (R = 0)

C_n mắc song song R_n

– Tương tự như trên $R_{//}$ rất lớn → δ rất nhỏ

$$\text{tg}\,\delta = \frac{\frac{1}{R_{//}}}{\omega C_{//}} = \frac{1}{\omega R_{//} C_{//}}$$

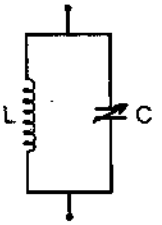
– δ chính là góc lệch pha giữa dòng I thực tế và I qua tụ lý tưởng

Độ phẩm chất Q

$$Q_C = \frac{W}{P}$$

$W = U_{hd} \cdot I_{hd}$ công suất kháng

$P = U_{hd} \cdot I_{hd} \cdot (\sin\delta \approx \delta)$ công suất tiêu thụ, phụ thuộc vào tính chất cách điện của lớp điện môi



$$\rightarrow \quad Q_C = \frac{1}{\delta} = \omega R_{//} C_{//} = \frac{1}{\omega R_n C_n}$$

Đối với tụ xoay

$C = a\varphi + C_0$ (C_0 là tụ khi $\varphi = 0$, φ là góc quay)

Vậy đối với khung thì tần số riêng của khung phụ thuộc vào góc quay φ :

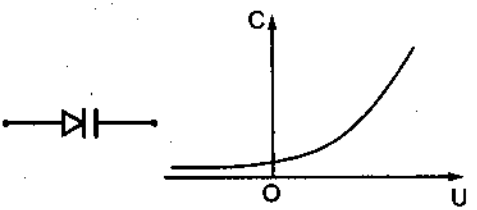
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L}} \frac{1}{\sqrt{a\varphi + C_0}}$$

Đối với tụ varicap, gốm áp điện hay điện dung lớp tiếp xúc p–n

$$C = C_0 e^{aU}$$

phụ thuộc phi tuyến vào U.

Điện dung Varicap hay được dùng để điều khiển tần số.



HÌNH 1.5. Đặc trưng C(u) của Varicap

Thực tế cuộn cảm L còn tồn tại điện trở R_L

Vì vậy, đặc trưng của cuộn cảm còn có thêm 3 thông số :

+ Điện trở cuộndây R_L và công suất tiêu tán P

+ Giá trị của R_L tăng theo tần số

+ Độ phẩm chất : $Q_L = \frac{\omega L}{R_L}$, d đường kính dây ;

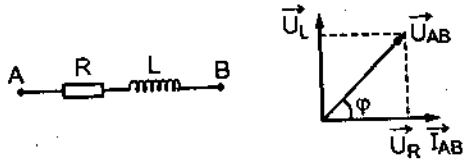
$R_L = R_0 \frac{d}{\delta}$, δ độ xuyên sâu hiệu ứng skin.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu f\sigma}}$$

μ độ từ thẩm ; tương đối ;

f tần số ;

σ độ dẫn điện.



HÌNH 1.6. Sơ đồ tương đương của điện cảm thực tế và giản đồ Vector của thế và dòng (với ω cố định)

1.3. PHƯƠNG PHÁP PHỔ – NGUYÊN LÝ CHỒNG CHẤT

Phương pháp phổ dựa trên nguyên lí chồng chất được áp dụng khi năng lượng ban đầu bằng 0. Phương pháp này dựa trên tính chất của mạch tuyến tính và nguyên lý chồng chất. Nguyên lý đó là tác động của ngoại lực gồm tổng cộng nhiều lực lên mạch, thì bằng tổng tác động của từng lực đó lên mạch.

Bởi vậy muốn khảo sát một tín hiệu phức tạp nào đó tác động lên mạch, trước hết ta phân tín hiệu đó ra thành những tín hiệu đơn giản. Sau đó xét tác động của từng tín hiệu đơn giản đó lên mạch. Tổng hợp chúng lại sẽ được kết quả cần khảo sát.

Cần lưu ý là, những hàm đơn giản đó phải là hàm phổ biến và dễ tính toán, và khi tổng hợp chúng lại phải cho ta hàm phức tạp ban đầu.

Những hàm đơn giản thường dùng là :

– Hàm điều hoà, được dùng trong phương pháp phổ, phương pháp biên độ phức.

– Hàm đơn vị 1(t), xung đơn vị δ(t) được dùng để phân tích quá trình quá độ được dùng với phương pháp toán tử.

Hàm đơn vị 1(t) còn gọi là hàm bậc thang có biểu thức

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{khi} \quad t \le 0 \\ 1 & \text{khi} \quad t \ge 1 \end{cases}$$

hàm đơn vị chậm thời gian là T được biểu diễn như sau :

$$1(t-\tau) = \begin{cases} 0 & \text{khi} \quad t \le \tau \\ 1 & \text{khi} \quad t \ge \tau \end{cases}$$

Xung đơn vị $\delta(t)$ là xung có độ rộng là Δt và tần số là $\frac{1}{\Delta t}$.

Phương pháp phổ dựa trên nguyên lý chồng chất, nhưng nó không tính đến điều kiện ban đầu. Nguyên lý chồng chất ở đây được phát biểu như sau : *Phân tích quá trình quá độ của tín hiệu phức tạp là phân tích quá trình dừng, gây bởi các thành phần điều hoà đơn giản.*

Phương pháp phân tích phổ, phân tích các hàm tuần hoàn và không tuần hoàn.

1.3.1. Phổ của hàm tuần hoàn

Xét tín hiệu tuần hoàn F(t) $\quad 0 < T_1 < \infty$

$F(t) = F(t+T_1)$ $\quad T_1$ chu kỳ ;

$f_1 = 1/T_1$ tần số ;

$\omega_1 = 2\pi f_1$ tần số góc.

Nếu hàm tuần hoàn F(t) là hàm giới nội loại 1 có thể phân tích thành chuỗi Fourie.

$$F(t) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty}(a_n \cos\omega_1 nt + b_n \sin\omega_1 nt) \tag{1.5}$$

n : số tự nhiên

Với $\quad c_o = \frac{a_o}{2} = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} F(t)dt$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} F(t)\cos n\omega_1 tdt$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_{-T/2}^{T/2} F(t)\sin n\omega_1 tdt$$

Nếu đặt $\quad c_n^2 = a_n^2 + b_n^2$, $tg\varphi_n = b_n/a_n$ thì

$a_n = c_n\cos\varphi_n$ và $b_n = c_n\sin\varphi_n$

Ta được $\quad F(t) = c_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_1 t - \varphi_n)$

Hoặc dưới dạng phức

$$F(t) = c_o + \sum_{n=1}^{\infty} c_n e^{j(n\omega_1 t - \varphi_n)} \tag{1.6}$$

Như vậy, từ một hàm tuần hoàn phức tạp F(t) ta đã khai triển ra được tổng các thành phần điều hòa đơn giản với tần số ω_1, $2\omega_1$, ...$n\omega_1$, biên độ là C_n. Mỗi thành phần điều hòa là một thành phần của phổ. Tập hợp tất cả các thành phần điều hoà tạo ra phổ của tín hiệu.

Xét phổ biên độ và phổ pha : biểu diễn các thành phần biên độ C_n của F(t) sang dạng phức :

$$\dot{C}_n = |c_n| e^{j\varphi_n} = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} F(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \tag{1.7}$$

Đặt $\quad \dot{S}_n(\omega) = \frac{\dot{C}_n(\omega)}{2} T$

suy ra : $\quad \dot{S}_n(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} F(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \qquad (1.8)$

và $\quad F(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{\infty} \dot{S}_n e^{jn\omega_1 t} \qquad (1.9)$

$\dot{S}_n(\omega)$ được gọi là hàm phổ của hàm tuần hoàn. Sau khi lấy tích phân thì hàm phổ không phụ thuộc vào thời gian t mà phụ thuộc vào tần số ω. $\dot{S}_n(\omega)$ là hàm phức bao gồm : biên độ $S_n(\omega)$ và $\varphi(\omega)$.

Cả 2 thành phần $S(\omega)$ và $\varphi(\omega)$ đều phụ thuộc ω.

Phổ biên độ $S(\omega)$:

Vì cấp Furie là không liên tục, nên hàm phổ của hàm tuần hoàn F(t) cũng không liên tục. Người ta biểu diễn phổ biên độ và phổ pha dưới dạng phổ vạch như hình (1.7).

Mỗi thành phần điều hoà được biểu diễn bằng một đoạn thẳng đứng có chiều dài bằng biên độ của điều hoà đó. Các đoạn thẳng này gọi là vạch phổ và phổ có dạng như vậy gọi là phổ vạch.

Phổ pha $\varphi(\omega)$ cũng được biểu diễn tương tự như hình 1.7.

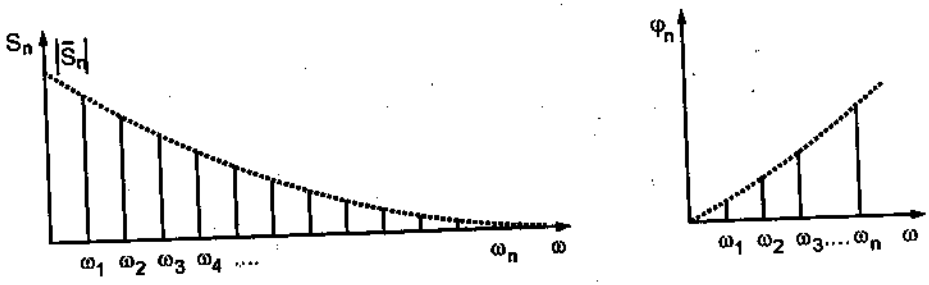
Quá trình F(t) là tuần hoàn lặp lại với tần số ω_1. Ở đây $\omega_n = n.\omega_1$ là gián đoạn, nên kết quả của $\dot{S}_n$ theo biểu thức (1.8) chỉ có ý nghĩa tại các giá trị gián đoạn tương ứng với các giá trị $n\omega_1$ mà thôi. Nhưng nếu tính theo biểu thức (1.8) thì $\dot{S}_n(\omega)$ lại là liên tục, vì tích phân là giải tích với bất kỳ giá trị nào của ω. Nên $\dot{S}_n(\omega)$ tính theo biểu thức được biểu diễn bằng đường chấm chấm. Nó là bao hình của phổ vạch.

Tóm lại : Phổ hàm tuần hoàn là không liên tục.

Các vạch phổ cách đều nhau, khoảng cách giữa các vạch phổ là ω_1. Phổ hàm tuần hoàn được gọi là phổ tuyến tính, điều hoà.

Cần lưu ý là không nhất thiết phải hàm tuần hoàn mới có phổ điều hoà, nhưng nhất thiết hàm tuần hoàn thì phổ phải điều hoà.

Dạng của hàm phổ chỉ đặc trưng cho dạng của tín hiệu nó không thay đổi khi dạng tín hiệu không đổi. Nó không trực tiếp biểu diễn biên độ mà chỉ biểu diễn mật độ phổ trong một vùng tần số 'ω nào đó. Đường bao của các vạch phổ đặc trưng cho dạng của xung tuần hoàn.



a) Phổ biên độ *b) Phổ pha*

HÌNH 1.7 : Phổ biên độ và phổ pha, $n = n_1$ với n = 1,2,3...

1.3.2. Phổ của hàm không tuần hoàn

Ta biết rằng mọi tín hiệu đều hoặc là tuần hoàn hoặc là không tuần hoàn.

Ở trên ta đã khảo sát và tìm được phổ của hàm tuần hoàn. Bây giờ ta tìm phổ của hàm không tuần hoàn. Nếu thực hiện được, thì có thể xem

phương pháp phổ được ứng dụng để phân tích mọi loại tín hiệu. Điều lý thú là ở đây ta sẽ tìm thấy xung đơn có dạng giống xung tuần hoàn có hàm phổ hoàn toàn tương tự.

Giả sử có hàm tuần hoàn

$$F(t) = F(t + T)$$

Nếu cho $T \to \infty$ thì hàm tuần hoàn F(t) sẽ thành hàm không tuần hoàn f(t).

Nếu thay biểu thức (1.8) vào biểu thức (1.9) ta sẽ được :

$$F(t) = \frac{1}{2\pi}\sum_{n=0}^{\infty}\left[\int_{-T/2}^{T/2} F(t).e^{-jn\omega_1 t}dt\right].e^{jn\omega_1 t}.\omega \qquad (1.10)$$

Nếu cho $T\to\infty$ thì $\omega_1 \to d\omega_1$, $n\omega_1 \to \omega$, F(t) sẽ tiến tới f(t) và chuỗi (1.10) sẽ biến thành tích phân sau :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega)e^{j\omega t}.d\omega \qquad (1.11)$$

Trong đó S(ω) là hàm phổ của hàm không tuần hoàn

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t).e^{-j\omega t}.dt \qquad (1.12)$$

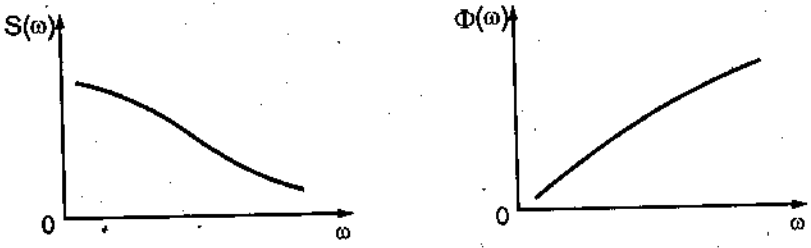
Khi cho $T\to\infty$ ta chuyển từ hàm tuần hoàn F(t) tới hàm không tuần hoàn f(t) cũng được phân thành tích phân Fourie, nếu hàm đó là giới nội loại 1 và thoả mãn điều kiện :

$$\int |f(t)|dt \le M$$

M là số hữu hạn. Hai công thức (1.11) và (1.12) có cấu tạo đối xứng được coi là cấp biến đổi Fourie. Công thức (1.12) là biến chuyển thuận Fourie cho phép tìm hàm phổ $\dot{S}(\omega)$ khi biết f(t).

Công thức (1.11) là biến chuyển ngược Fourie cho phép tìm f(t) khi biết $\dot{S}(\omega)$.

Hàm f(t) là tích phân nên hàm phổ là liên tục. f(t) là tổng của những thành phần điều hoà liên tục. Phổ biên độ và phổ pha có dạng hình 1.8.



HÌNH 1.8 : Phổ biên độ và phổ pha của hàm không tuần hoàn

Ta thấy rằng hàm phổ của hàm không tuần hoàn, chính là bao hình của phổ vạch của hàm tuần hoàn có dạng giống nhau.

Vì vậy, nếu biết hàm phổ của xung đơn, ta có thể suy ra phổ của xung tuần hoàn có dạng tương tự, có tần số ω_1 .

Từ hàm phổ của xung đơn, tại các pha ω_1 ; $n\omega_1$ ta gióng lên sẽ tìm được các vạch phổ tương ứng.

Chẳng hạn muốn tìm phổ của 1 dãy xung vuông tuần hoàn có tần số là ω_1. Ta chỉ việc tìm phổ của 1 xung vuông đó. Từ đồ thị biểu diễn hàm phổ của 1 xung vuông vừa tìm được, tại các giá trị ω_1, $2\omega_1$, $3\omega_1$ ... ta gióng lên sẽ tìm được các vạch phổ của chuỗi xung vuông tuần hoàn.

1.3.3. Nguyên lý chồng chất

Nguyên lý chồng chất là cơ sở cho việc khảo sát các mạch tuyến tính (không sử dụng được với các mạch phi tuyến).

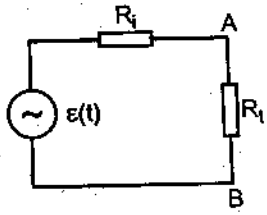
Nguyên lý được phát biểu như sau : *Tín hiệu do nhiều nguồn ngoại lực gây ra không phụ thuộc vào nhau*. Giả sử ngoại lực $f_1(t)$ gây ra một nghiệm $x_1(t)$, ngoại lực $f_2(t)$ gây ra một nghiệm $x_2(t)$ thì ngoại lực tổng cộng $f_1(t) + f_2(t)$ sẽ gây ra nghiệm $x_1(t) + x_2(t)$.

Nguyên lý chồng chất cho phép chỉ cần xét tác động của ngoại lực điều hòa đơn giản, còn ngoại lực phức tạp sẽ coi là tổng tác động của các ngoại lực đơn giản (sine, cosine), sử dụng phương pháp phân tích phổ Fourie.

1.4. NGUỒN THẾ – NGUỒN DÒNG – PHƯƠNG PHÁP SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG

1.4.1. Nguồn thế

Là nguồn có trở nội $R_i << R_T$. Vì vậy, điện áp lấy ra ổn định, ít thay đổi theo R_T. Ắc quy, pin (nguồn hóa học) có trở nội ~ $0,1 \div 0,3\Omega$ là các nguồn thế.



HÌNH 1.9. Sơ đồ tương đương của mạch điện nguồn thế

$$U_{AB} = \frac{\varepsilon(t)}{1 + \frac{R_i}{R_T}}$$

Vì $R_i << R_T \rightarrow U_{AB} \approx \varepsilon(t) = const$

1.4.2. Nguồn dòng

Là nguồn có trở nội rất lớn $R_i >> R_T$. Khi đó, dòng điện hầu như không thay đổi khi thay đổi trở tải.

$$I = \frac{\varepsilon(t)}{R_i + R_T} \qquad \text{vì} \qquad R_i >> R_T \rightarrow I \approx \frac{\varepsilon(t)}{R_i} = const$$

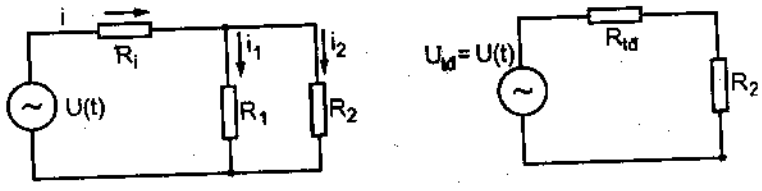
Ví dụ tế bào quang điện có $R_i \approx 100M\Omega$ là một nguồn dòng.

Tuy nhiên, việc phân biệt nguồn dòng hay nguồn thế có tính chất tương đối, tùy theo tỉ số giữa R_i và R_T. Nguồn thế thường được sử dụng trong các mạch khuếch đại, máy phát. Còn nguồn dòng cung cấp cho mạch emitter của mạch khuếch đại vi sai.

1.4.3. Phương pháp sơ đồ tương đương

Là phương pháp để giản lược, nổi bật phần tử mà ta cần tính các đại lượng điện trên đó và đơn giản hóa tính toán. Nghĩa là, thay một tập hợp phần tử của mạch bằng các phần tử mới tương đương, yêu cầu làm sao cho thế và dòng qua các phần tử còn lại không đổi.

Ví dụ : Sơ đồ gồm nguồn U(t), trở nội R_i, mắc nối tiếp với R_1 và R_2 song song. Ta cần khảo sát các đại lượng U_2 và I_2 trên R_2. Ta sẽ chuyển về sơ đồ tương đương.



a) Sơ đồ mạch điện

b) Sơ đồ tương đương của mạch

HÌNH 1.10. Mạch điện và sơ đồ tương đương

$$\begin{cases} U(t) = iR_i + i_1R_1 \\ U(t) = iR_i + i_2R_2 \\ i = i_1 + i_2 \end{cases}$$

$$\rightarrow \qquad i_1 = i_2\frac{R_2}{R_1}$$

$$\rightarrow \qquad U(t) = (i_1+i_2)R_i+i_2R_2$$

$$= (i_2\frac{R_2}{R_1} + i_2)R_i + i_2R_2$$

$$= (\frac{R_2}{R_1} + 1)i_2R_i + i_2R_2$$

$$= i_2R_{td} + i_2R_2$$

Trong đó, $\qquad R_{td} = (\frac{R_2}{R_1} + 1)R_i$

1.5. PHƯƠNG PHÁP BIÊN ĐỘ PHỨC

Phương pháp biên độ phức là phương pháp biểu diễn các đại lượng điện thông qua các số phức. Phương pháp này được dùng để nghiên cứu quá trình dừng trong mạch điện có dòng xoay chiều ổn định. Xét mạch điện gồm RLC mắc nối tiếp hình 1.11 chịu tác dụng của một điện thế $u(t) = u_m\cos(\omega t + \varphi_1)$.

Từ mạch điện ta xây dựng được phương trình vi phân mô tả trạng thái hoạt động của hệ :

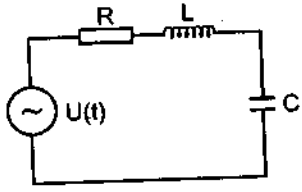
$$L\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}\int idt + Ri = u(t) = u_m\cos(\omega t + \varphi_1) \qquad (1.12')$$

Điện thế u(t) có thể xem là phần thực của thế phức $\dot{u}$

$$\dot{u} = u_m\left[\cos(\omega t + \varphi_1) + j\sin(\omega t + \varphi_1)\right]$$

Hoặc viết dưới dạng :

$$\dot{u} = U_m e^{j\varphi_1}e^{j\omega t} = \dot{U}e^{j\omega t}$$



HÌNH 1.11 : Mạch điện RLC nối tiếp chịu tác động của u(t)

với $\dot{U} = U_m.e^{j\varphi_1}$ gọi là biên độ phức của điện thế

vậy $U(t) = \text{Re}\,\dot{U}e^{j\omega t}$

Dòng điện trong mạch

$$i = I_m\cos(\omega t + \varphi_2)$$

cũng được xem là phần thực của dòng điện phức, tương ứng với điện thế phức nói trên.

$$i(t) = I_m[\cos(\omega t + \varphi_2) + j\sin(\omega t + \varphi_2)]$$
$$= I_m e^{j\varphi_2 t} e^{j\omega t} = \dot{I}e^{j\omega t}$$

với $\dot{I} = I_m.e^{j\varphi_2}$ là biên độ phức của dòng điện

vậy $i(t) = \text{Re}\,\dot{I}e^{j\omega t}$

Thay n và i trong phương trình (1.12) bằng thế phức $\dot{U}$ và dòng phức $\dot{I}$:

$$L\frac{d(\dot{I}e^{j\omega t})}{dt} + \frac{1}{C}\int \dot{I}e^{j\omega t}dt + R\dot{I}e^{j\omega t} = \dot{U}e^{j\omega t}$$

$$j\omega L\dot{I}e^{j\omega t} + \frac{1}{j\omega C}\dot{I}e^{j\omega t} + R\dot{I}e^{j\omega t} = \dot{U}e^{j\omega t}$$

Đơn giản $e^{j\omega t}$ ở hai vế, rút ra :

$$j\omega L\dot{I} + \frac{1}{j\omega C}\dot{I} + R\dot{I} = \dot{U} \qquad (1.13)$$

Phương trình (1.13) là phương trình đại số với biến và hàm mới là $\dot{U}$, $\dot{I}$.

$j\omega L$ là điện trở phức của điện cảm gọi là cảm kháng ;

$\frac{1}{j\omega C}$ là điện trở phức của tụ điện gọi là dung kháng ;

R là trở thuần. Có thể viết phương trình (1.13) dưới dạng sau :

$$\dot{U} = (R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C})\dot{I} = \dot{Z}\dot{I}$$

với $\dot{Z} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$ gọi là tổng trở phức của mạch, hay

$$\frac{\dot{U}}{\dot{I}} = \frac{U_m e^{j\varphi_1}}{I_m e^{j\varphi_2}} = \dot{Z} = |\dot{Z}|e^{j\alpha}$$

với $$U_m/I_m = |\dot{Z}| = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad (1.14.a)$$

$$\alpha = \varphi_1 - \varphi_2 = \text{arctg}\frac{\omega L - 1/\omega C}{R} \quad (1.14.b)$$

Từ (1.14.a) và (1.14.b) ta hoàn toàn xác định được I_m và φ_2 nếu biết U_m, φ_1, và các thông số R, L, C.

Từ cách tính trên ta suy ra : Để tính toán với dòng xoay chiều ta có thể dùng phương pháp dòng điện và điện thế phức. Trong đó ta gán cho tự cảm và tụ điện các đại lượng cảm kháng $j\omega L$ và dung kháng $\frac{1}{j\omega C}$. Sau đó dựa vào định luật Kirchoff, xây dựng được phương trình đại số giữa biên độ phức điện thế và biên độ phức dòng điện. Giải ra ta tìm được nghiệm dưới dạng biên độ phức, suy ra nghiệm phức. Phần thực của nghiệm phức chính là nghiệm thực cần tìm.

Phương pháp biên độ phức rất thuận tiện vì chuyển được việc giải phương trình vi phân phức tạp về việc giải phương trình đại số đơn giản hơn.

1.6. PHƯƠNG PHÁP TOÁN TỬ

1.6.1. Khái niệm

– Với bài toán mà nguồn ngoại lực (U_v) là nguồn điều hòa, việc sử dụng phương pháp biên độ phức là rất thuận tiện. Tuy nhiên, khi nguồn tác động không phải là tín hiệu điều hòa (chẳng hạn là tín hiệu dạng xung) thì quá trình điện xảy ra trong mạch điện không phải là một quá trình dừng mà là quá trình quá độ. Lúc này không thể áp dụng phương pháp biên độ phức.

– Với quá trình quá độ, sử dụng phương pháp toán tử ta sẽ chuyển được phương trình vi phân (biến t) về phương trình đại số (biến p). Tương ứng có ánh xạ 1–1 như sau :

Hàm gốc f(t)	Biến t	$U_r(t)$
Hàm ảnh $\hat{F}(p)$	Biến p	$U_r(p)$

1.6.2. Tính chất của toán tử

Hàm gốc f(t) là một hàm phức của biến thực t nếu thỏa mãn 3 điều kiện :

– Liên tục khắp nơi trừ một số điểm gián đoạn loại 1.

– $f(t) = 0$ với mọi $t < 0$.

– f(t) tăng không nhanh hơn hàm mũ $|f(t)| < Me^{st}$. M, s là số thực.

Nếu một hàm nào đó không thỏa mãn điều kiện 2 thì ta nhân nó với hàm đơn vị thì sẽ thỏa mãn điều kiện 2

Hàm ảnh Laplace

– Nếu biết hàm gốc là f(t) thì sẽ suy ra hàm ảnh $\hat{F}(p)$

$$\hat{F}(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t)dt \qquad (1.15)$$

t biến thực ;

p biến phức.

– Ngược lại, nếu biết hàm ảnh $\hat{F}(p)$ thì có thể tính được hàm gốc f(t)

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{a-j\infty}^{a+j\infty} e^{pt}\hat{F}(p)dp \qquad (1.16)$$

$a = \mathrm{Re}\,(p)$

Quan hệ giữa f(t) và $\hat{F}(p)$ được biểu diễn như sau :

$$f(t) \rightleftharpoons \hat{F}(p)$$

Các định lý về quan hệ giữa hàm ảnh và hàm gốc

a) Tuyến tính $\qquad \alpha f(t) + \beta g(t) \rightarrow \alpha\hat{F}(p) + \beta\hat{G}(p)$

b) Đồng dạng

Mọi $\alpha > 0$ thì $\qquad f(\alpha t) \rightarrow \frac{1}{\alpha}\hat{F}(\frac{p}{\alpha})$

c) Đạo hàm hàm gốc $f'(t) \to p\hat{F}(p) - f_{(t=0)}$

$$f^n(t) \to p^n\hat{F}(p) - p^{n-1}f_{(t=0)} - p^{n-2}f'_{(t=0)} - \dots$$

d) Đạo hàm hàm ảnh $\hat{F}'(p) \to -t.f'(t)$

$$\hat{F}^n(p) \to (-t)^n.f(t)$$

e) Tích phân hàm gốc Nếu $g(t) = \int_0^t f(t)dt$ thì $\hat{G}(p) = \dfrac{\hat{F}(p)}{p}$

f) Tích phân hàm ảnh Nếu $\hat{G}(p) = \int_p^\infty \hat{F}(p)dp$ thì $g(t) = \dfrac{f(t)}{t}$

g) Định lý chậm Nếu gốc chậm τ thì tương đương ảnh chậm $e^{-p\tau}$

$$f(t-\tau) \to e^{-p\tau}\hat{F}(p)$$

h) Định lý chuyển dịch Nếu ảnh dịch chuyển p_0 thì gốc nhân với e^{p_0t}

$$\hat{F}(p-p_0) \to e^{p_0t}f(t)$$

Các định lý trên đều có thể được chứng minh khi dựa trên quan hệ giữa ảnh và gốc (mục 2)

Một số hàm ảnh và gốc tương ứng thông dụng

$\eta(t) = 1(t)$	$\to$	$\dfrac{1}{p}$	t	$\to$	$\dfrac{1}{p^2}$
e^t	$\to$	$\dfrac{1}{p-1}$	$-t$	$\to$	$-\dfrac{1}{p^2}$
$\sin\omega t$	$\to$	$\dfrac{\omega}{p^2+\omega^2}$	$-tn$	$\to$	$\dfrac{n!}{p^{n+1}}$
$\cos\omega t$	$\to$	$\dfrac{p}{p^2+\omega^2}$	$e^{-\lambda t}\cos\omega t$	$\to$	$\dfrac{p+\lambda}{(p+\lambda)^2+\omega^2}$

Ví dụ cụ thể cho mạch điện

Đối với các phần tử R, L, C của mạch điện, ta có biểu thức toán tử tương ứng với biểu thức vi tích phân theo bảng sau :

Phần tử	Biểu thức vi tích phân	Biểu thức toán tử
Điện trở	$U_R = I_R.R$	$\hat{U}_R = R\hat{I}_R$
Tụ điện	$U_C = U_C(0) + \frac{1}{C}\int idt$ $i_C = C\frac{dU_C}{dt}$	$\hat{U}_C = U_C(0) + \frac{\hat{I}_C}{pC}$ $\hat{I}_C = Cp\hat{U}_C - CU_C(0)$
Cuộn cảm	$U_L = L\frac{dI_L}{dt}$ $I_L = I_L(0) + \frac{1}{L}\int U_L dt$	$\hat{U}_L = Lp\hat{I}_L - LI_L(0)$ $\hat{I}_L = I_L(0) + \frac{\hat{U}_L}{pL}$

Ở trên Ux(0), Ix(0) là hàm thời gian tại t = 0. Nếu cho các giá trị ban đầu đó bằng 0 thì :

$\hat{U}_R = R\hat{I}_R$ → R điện trở toán tử ;

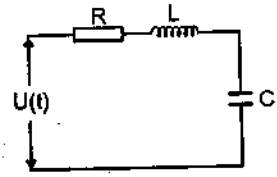
$\hat{U}_C = \frac{\hat{I}_C}{pC}$ → $\frac{1}{pC}$ dung kháng toán tử ;

$\hat{U}_L = Lp\hat{I}_L$ → pL cảm kháng toán tử.

1.6.3. Tìm nghiệm bằng phương pháp toán tử

Xét mạch điện gồm R, L, C mắc nối tiếp hình 1.12.

Ở lối vào mạch điện tác dụng điện thế u(t), cần tìm dòng điện i(t) trong mạch :



HÌNH 1.12 : Mạch R, L,C nối tiếp chịu tác dụng của thế u(t)

Để tìm nghiệm bằng phương pháp toán tử có thể theo ba bước sau :

Bước 1 : Thành lập phương trình toán tử

Bước 2 : Giải phương trình toán tử, tìm được ảnh của nghiệm

Bước 3 : Tìm nghiệm gốc từ ảnh của nó.

Bước 1 : Có hai cách thành lập phương trình toán tử :

– Cách thứ nhất : Căn cứ vào mạch điện lập phương trình vi phân mô tả trạng thái của mạch. Sau đó đổi tất cả các số hạng ở hai vế của phương

trình sang ảnh của nó. Kết quả ta sẽ được phương trình toán tử tương ứng với phương trình vi phân.

– Cách thứ hai : Căn cứ vào biểu thức toán tử của các phần tử trong mạch điện, thành lập phương trình toán tử.

Trong trường hợp mạch đơn giản cách thứ hai rất thuận tiện. Xét mạch điện hình 1.12, nếu điều kiện đầu bằng 0, thành lập phương trình toán tử. Với :

$$i(t) \rightarrow \hat{I}(p)$$

$$u(t) \rightarrow \hat{U}(p)$$

Phương trình toán tử biểu diễn trạng thái của hệ :

$$\hat{U}(p) = R\hat{I}(p) + pL\hat{I}(p) + \frac{1}{pC}\hat{I}(p) \qquad (1.17)$$

(1.17) là phương trình đại số giữa $\hat{I}(p)$ và $\hat{U}(p)$

$$\hat{U}(p) = (R + pL + \frac{1}{pC})\hat{I}(p) = \hat{Z}(p)\hat{I}(p)$$

Trong đó : $\hat{Z}(p) = R + pL + \frac{1}{pC}$ gọi là tổng trở toán tử

Bước 2 : Tìm nghiệm của phương trình toán tử, chỉ là giải phương trình đại số. Nghiệm này chính là ảnh của nghiệm gốc cần tìm.

Bước 3 : Tìm nghiệm gốc từ nghiệm ảnh ở bước 2. Trường hợp đơn giản có thể tra bảng tương ứng giữa hàm số gốc và ảnh đã trình bày ở trên.

Khi khảo sát quá trình quá độ, với mạch tập trung, hàm gốc cần tìm có ảnh :

$$\hat{F}(p) = \frac{M(p)}{N(p)}$$

Trong đó M(p) và N(p) là đa thức của p, và bậc của M(p) không cao hơn bậc của N(p). Ứng dụng định lý khai triển và phép biến đổi ngược Laplace (1.16) tìm được gốc của ảnh bằng công thức Hevisai :

$$f(t).1(t) = \left[\frac{M(0)}{N(0)} + \sum_{k=1}^{n} \frac{M(p_k)}{p_k N'(p_k)}.e^{p_k t}\right].1(t) \qquad (1.18)$$

Trong đó $k = 1,2,3...n$

$p_1, p_2 \cdots p_k \cdots p_n$ là nghiệm của phương trình $N(p) = 0$

$$N'(P_k) = \left[\frac{dN(p)}{dP}\right] p = p_k$$

Công thức (1.18) tìm $f(t).1(t)$ tương ứng với trường hợp tất cả nghiệm của $N(p) = 0$ đều khác 0.

Nếu trường hợp tồn tại một nghiệm $p = 0$ thì đa thức $N(p)$ biểu diễn dưới dạng $p.N(p)$ và

$$f_1.1(t)\frac{M(p)}{pN_1(p)} = \hat{F}_1(p)$$

Hàm cần tìm :

$$f_1.1(t) = \int_0^t f_1(t).1(t)dt$$

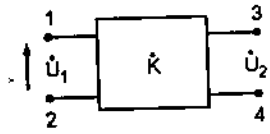
Nếu tồn tại m nghiệm của phương trình $N(p) = 0$, bằng 0 thì $N(p)$ có thể biểu diễn dưới dạng $pm.N_1(p)$.

Sau đó xác định được $f_1(t).1(t)$ và hàm cần tìm $f(t).1(t)$ bằng cách lấy m lần tích phân của hàm $f_1(t).1(t)$ trong giới hạn từ 0 đến ∞.

1.7. PHƯƠNG PHÁP THÔNG SỐ VỚI TỨ CỰC TUYẾN TÍNH

Tứ cực tuyến tính là một mạch tuyến tính có bốn cực, hai cực tạo thành lối vào, hai cực tạo thành lối ra. Hình 1.13.

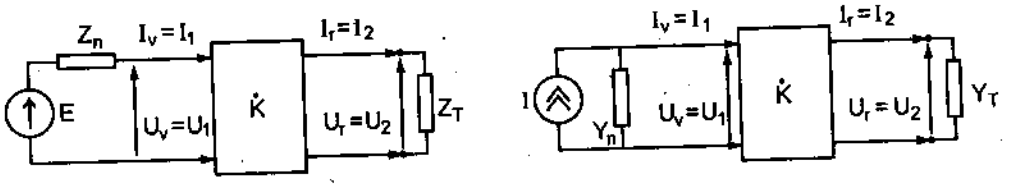
Nếu dùng phương pháp số phức để tìm hệ số truyền K của mạch thì ta hoàn toàn xác định được tín hiệu ra U_2 khi biết tín hiệu vào U_1. Vì vậy việc nghiên cứu sự phụ thuộc $\dot{K}$ vào ω (hay p) là rất quan trọng.



HÌNH 1.13 : Tứ cực tuyến tính

Hàm $|\dot{K}| = K(\omega)$ gọi là đặc trưng tần số của mạch, còn hàm $\varphi = \varphi(\omega)$ tức là argument của K gọi là đặc trưng pha của mạch.

Ở lối vào của tứ cực thường có nguồn tín hiệu tác dụng còn ở lối ra thường mắc tải (Hình 1.14)



a) Tứ cực chịu tác động nguồn thế b) Tứ cực chịu tác dụng nguồn dòng

HÌNH 1.14 : Tứ cực chịu tác dụng của nguồn thế nguồn dòng

Nguồn tác dụng vào lối vào có thể là nguồn điện áp được biểu diễn bằng một s.đ.đ và một trở trong Z_n, nó cũng có thể là nguồn dòng được biểu diễn bằng một máy phát dòng không đổi I và một điện dẫn trong Y_n. Tải ở lối ra có thể biểu diễn bằng tổng trở tải Z_T, hoặc điện dẫn tải Y_T. Các đại lượng nói trên nói chung đều là phức song để đơn giản từ đây trở đi ta có thể bỏ ký hiệu (.) trên ký hiệu cho đơn giản. Còn một module của đại lượng phức thì ký hiệu bằng chữ hoa.

Các đại lượng đặc trưng cho tứ cực chính là

$K_V = U_r/U_v$	hệ số truyền đạt điện áp ;
$K_i = I_r/I_v$	hệ số truyền đạt dòng điện ;
$Z_{21} = U_r/I_v = U_2/I_1$	điện trở truyền đạt thuận ;
$Y_{21} = I_r/U_v = I_2/U_1$	điện dẫn truyền đạt thuận ;
$Z_v = U_v/I_v$	điện trở lối vào ;
$Y_v = I_v/U_v$	điện dẫn lối vào ;
$Z_r = U_r/I_r$	điện trở lối ra.

Trong một số trường hợp để nghiên cứu tứ cực tuyến tính người ta đặt một cách hình thức các phương trình liên hệ giữa các điện áp và dòng điện lối ra với điện áp và dòng điện lối vào như sau :

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (1.19.a)$$

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (1.19.b)$$

hoặc $I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2$ (1.20.a)

$I_2 = Y_{12}U_1 + Y_{22}U_2$ (1.20.b)

hoặc $U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2$ (1.21.a)

$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2$ (1.21.b)

Ý nghĩa của các thông số của phương trình (1.19) như sau :

khi $I_2 = 0$ tức là lối ra hở mạch

$$U_1 = Z_{11}I_1 \qquad Z_{11} = U_1/I_1$$

Vậy Z_{11} là tổng trở lối vào khi lối ra hở mạch.

Lý luận tương tự ta có

Z_{22} là tổng trở lối ra khi lối vào hở mạch ;

Z_{12} là tổng trở liên kết ngược ;

Z_{21} là tổng trở liên kết thuận ;

Y_{11} là điện dẫn lối vào khi lối ra đoản mạch ;

Y_{22} là điện dẫn lối ra khi lối vào đoản mạch ;

Y_{12} là điện dẫn liên kết ngược ;

Y_{21} là điện dẫn liên kết thuận ;

h_{11} là tổng trở lối vào khi lối ra đoản mạch ;

h_{22} là điện dẫn lối ra khi lối vào đoản mạch ;

h_{12} là hệ số truyền đạt ngược về điện áp ;

h_{21} là hệ số truyền đạt thuận hay hệ số khuếch đại về dòng điện.

Từ phương trình (1.19) nếu coi I_1, I_2 là ẩn và giải hệ phương trình đó, coi U_1,U_2 là đã biết ta sẽ được

$$I_1 = (Z_{22}/Z)U_1 - (Z_{12}/Z)U_2$$

$$I_2 = (Z_{21}/Z)U_1 + (Z_{11}/Z)U_2$$

với $Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$

Nếu đem so sánh (1.20) với (1.19) ta được :

$$Y_{11} = Z_{22}/Z\ ,\ \ Y_{12} = -Z_{12}/Z,\ Y_{21} = -Z_{21}/Z \text{ và } \quad Y_{22} = Z_{11}/Z$$

Tương tự như vậy ta có thể tìm được :

$$Y_{11} = 1/h_{11},\quad Y_{12} = -h_{12}/h_{11},\quad Y_{21} = h_{21}/h_{11},\ Y_{22} = h/h_{11}$$

với $\quad h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$

$$Z_{11} = Y_{22}/y,\quad Z_{12} = -Y_{12}/y,\ Z_{21} = -Y_{21}/y,\quad Z_{22} = Y_{11}/y,$$

với $\quad y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$

$$Z_{11} = h/h_{22},\quad Z_{12} = h_{12}/h_{22},\quad Z_{21} = -h_{21}/h_{22},\quad h_{22} = 1/h_{22}$$

$$h_{11} = Z/Z_{22},\quad h_{12} = Z_{12}/Z_{22},\quad h_{21} = -Z_{21}/Z_{22},\quad h_{22} = 1/Z_{22}$$

$$h_{11} = 1/Y_{11},\quad h_{12} = -Y_{12}/Y_{11},\quad h_{21} = Y_{21}/Y_{11},\quad h_{22} = y/Y_{11}$$

Ta có thể tìm mối liên hệ giữa các đại lượng đặc trưng cho tứ cực với các thông số Z,Y hay h nói trên.

Ta có thể tính các đại lượng của hình 1.13

$$U_v = U_1 = E - Z_nI_1$$

$$I_v = I_1 = I - Y_nU_1$$

$$U_r = U_2 = Z_TI_2$$

$$I_r = I_2 = Y_TU_2$$

Kết hợp các phương trình (1.19)

$$Z_v = U_1/I_1 = Z_{11} + Z_{12}I_2/I_1$$

và $\quad Z_TI_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$

Từ đó suy ra $\quad Z_v = (Z_{11}Z_T - Z)/(Z_T - Z_{22})$

Chứng minh tương tự ta có :

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Y_{21}}{Y_T - Y_{22}} = \frac{Z_{21}Z_T}{Z_{11}Z_T - \Delta Z}$$

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{Y_{21}Y_T}{Y_{11}Y_T - \Delta Y} = \frac{Z_{21}}{Z_T - Z_{22}}$$

$$Z_{\text{truyền đạt}} = \frac{U_2}{I_1} = \frac{Y_{21}}{Y_{11}Y_T - \Delta Y} = \frac{Z_{21}Z_T}{Z_T - Z_{22}}$$

$$Y_{truyền\ đạt} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{Y_{21}Y_T}{Y_T - Y_{22}} = \frac{Z_{21}}{Z_{11}Z_T - \Delta Z}$$

$$Z_v = \frac{U_1}{I_1} = \frac{Y_T - Y_{22}}{Y_{11}Y_T - \Delta Y} = \frac{Z_{11}Z_T - \Delta Z}{Z_T - Z_{22}}$$

$$Z_r = \frac{U_2}{I_2} = -\frac{Y_{11} + Y_n}{Y_{22}Y_n + \Delta Y} = -\frac{Z_{22}Z_n + \Delta Z}{Z_{11} + Z_n}$$

Người ta đã chứng minh được rằng đối với mạch ở lối ra ta có thể thay toàn bộ tứ cực và nguồn tín hiệu ở lối vào bằng một mạch hai đầu (lưỡng cực) có sức điện động hoặc nguồn dòng tương đương với điện trở trong Z_e hoặc điện dẫn trong Y_e như sau :

$$I_e = \frac{E}{Z_n + Z_v^d} K_I^d = \frac{IY_v^d}{Y_n + Y_v^d} . K_I^d$$

$$E_e = \frac{EZ_v^h}{Z_n + Z_v} . K_u^h = \frac{I}{Y_n + Y_v^h} . K_u^h$$

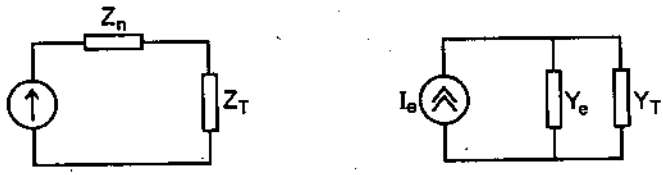
$$Y_e = Y_r = -(\frac{I_r}{U_r})I = 0$$

$$Z_e = Z_r = -(\frac{U_r}{I_r})E = 0$$

Trong đó các đại lượng có ký hiệu h, d là các đại lượng ứng với trạng thái hở mạch hoặc đoản mạch lối ra. Khi hở mạch thì $Y_T = 0$ còn khi đoản mạch thì $Z_T = 0$. Ví dụ :

$$Z_v^d = \frac{\Delta Z}{Z_{22}} \ ; \ Y_v^d = \frac{\Delta Y}{Y_{22}} \qquad \text{(chú ý } Z_v = 1/Y_v\text{)}$$

Với các đại lượng tương đương ấy, các sơ đồ hình 1.14 chuyển thành sơ đồ hình 1.15.a và 1.15.b



a) Sơ đồ lưỡng cực tương đương là nguồn sức điện động

b) Sơ đồ lưỡng cực tương đương là nguồn dòng

Hình 1.15. Sơ đồ lưỡng cực tương đương với sơ đồ hình 1.14

Trong các thông số nói trên của mạch tứ cực, thông số quan trọng nhất là hệ số truyền K_u. Vì thế người ta thường nghiên cứu :

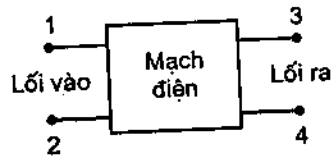
Sự phụ thuộc của $|K_u|$ theo tần số và gọi là đặc tính (hay đặc trưng) tần số.

Sự phụ thuộc của k (argument của K_u) theo tần số và gọi là đặc tính pha cho ta biết một tín hiệu khi truyền qua một mạch tuyến tính thì bị thay đổi ra sao về phương diện phổ và về mối tương quan pha. Một bộ khuếch đại tín hiệu chứa transistor được coi là tuyến tính khi nó hoạt động trong miền tuyến tính của đặc tuyến và tín hiệu vào là nhỏ. Khi ấy ta có thể dùng lý thuyết về tứ cực (hay mạch 4 đầu) để phân tích các tính chất của nó.

1.8. MẠCH VI PHÂN, TÍCH PHÂN, MẠCH TRUYỀN

1.8.1. Hệ số truyền đạt

Hệ số truyền đạt là đại lượng đo bằng tỉ số giữa đại lượng lối ra trên đại lượng lối vào.



HÌNH 1.16a : Ký hiệu tứ cực

$\dot{K} = \dfrac{\dot{U}_r}{\dot{U}_v}$ Hệ số truyền đạt thế ;

$\dot{K} = \dfrac{\dot{I}_r}{\dot{I}_v}$ Hệ số truyền đạt dòng ;

$\dot{K} = \dfrac{\dot{U}_r}{\dot{I}_v}$ Hệ số truyền đạt điện trở;

$\dot{K} = \dfrac{\dot{I}_r}{\dot{U}_v}$ Hệ số truyền đạt dẫn.

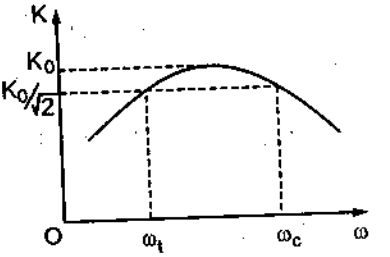
– $\dot{K}$ là một đại lượng phức $\dot{K} = |\dot{K}(\omega)|\, e^{j\varphi}$.

– $K = K(\omega)$ Đặc trưng tần số ;

$\varphi = \varphi(\omega)$ Đặc trưng pha ;

– Dải truyền $\Delta\omega = \omega_c - \omega_t$

Trong đó, ω_c, ω_t là giới hạn tần số trên và dưới của vùng tần số truyền qua, thỏa mãn điều kiện $K_0 / \sqrt{2} \approx 0{,}707K_0$.



HÌNH 1.16b. Đặc trưng K(ω)

1.8.2. Mạch vi phân, mạch truyền

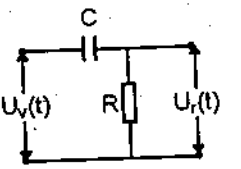
Các mạch khảo sát sau đây là mạch truyền và mạch vi phân

a) Mạch vi phân RC lối ra trên R.

Hình trên là sơ đồ mạch điện vi phân RC lối ra trên R

Khảo sát đặc trưng dừng : Khi tác động lối vào một tín hiệu điều hoà $U_v(t)$

Sử dụng phương pháp biên độ phức :



HÌNH 1.17a. Mạch RC lối ra trên R

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_v}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\dot{U}_r = R\dot{I} = \frac{R\dot{U}_v}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega CR\dot{U}_v}{1 + j\omega RC}$$

$$\approx CR\frac{d\dot{U}v}{dt} \text{ với } \boxed{1 \gg \omega RC \text{ hay } 1 \gg \omega\tau}^*$$

* gọi là điều kiện vi phân $\tau = RC$ là hằng số thời gian.

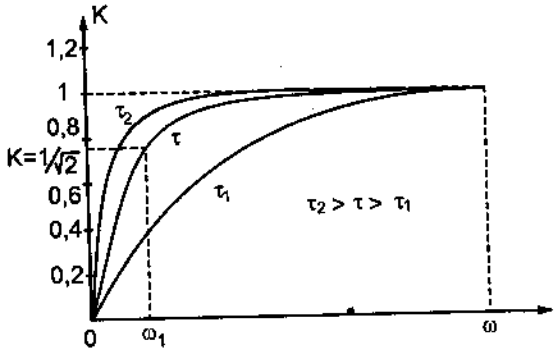
Xét $$\dot{K} = \frac{\dot{K}_r}{\dot{U}_v} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} = \frac{j\omega RC(1 - j\omega RC)}{1 + \omega^2R^2C^2}$$

$$\dot{K} = \frac{\omega^2R^2C^2}{1 + \omega^2R^2C^2} + j\frac{\omega RC}{1 + \omega^2R^2C^2} = \frac{\omega^2\tau^2}{1 + \omega^2\tau^2} + j\frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2}$$

$$\rightarrow \quad |\dot{K}| = \sqrt{\frac{\omega^4\tau^4 + \omega^2\tau^2}{(1 + \omega^2\tau^2)^2}} = \frac{\omega\tau\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}{1 + \omega^2\tau^2} = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$$

Tại $K = 1/\sqrt{2} \rightarrow \omega\tau = 1 \rightarrow \omega_t = 1/\tau$

Qua đồ thị ta nhận thấy, ω càng thấp thì điều kiện vi phân càng đáp ứng sẽ cho biên độ lối ra càng nhỏ, suy ra các thành phần tần số càng thấp càng khó đi qua mạch. Mạch này có lợi về phía tần số cao nên được dùng làm mạch lọc tần số cao. Điều kiện truyền là $\omega \geq \omega_t$, ω_t gọi là giới hạn tần số thấp.



HÌNH 1.17b Đặc trưng tần số của mạch

Ứng dụng :

– Bộ lọc tần số cao, với vùng truyền qua từ $\omega_t \to \infty$

– Biến thiên R thì τ biến thiên và vùng truyền qua được mở rộng hay thu hẹp. Dùng để điều chỉnh độ trầm bổng ở phía tần số thấp trong máy tăng âm, máy thu thanh.

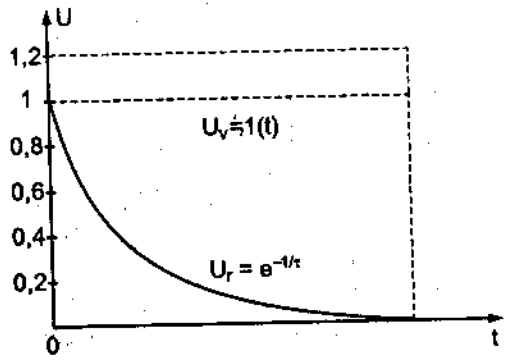
Khảo sát đặc trưng quá độ

Biểu diễn U_r dưới dạng toán tử :

$$\hat{U}_r = \frac{\hat{U}_v R}{R + \frac{1}{pC}}$$

Với $U_v = 1(t)$:

$$\hat{U}_r = \frac{1}{p}\frac{1}{1+\frac{1}{p\tau}} = \frac{1}{p+\frac{1}{\tau}}$$



HÌNH 1.17c Đặc trưng quá độ của mạch

Theo định lý dịch chuyển

$$U_r(t) = 1(t).e^{-t/\tau}$$

Trong đó, τ = RC là hằng số thời gian

$$U_r(t) = e^{-t/\tau}$$

Với U_v dạng xung vuông $U_v = 1(t) - 1(t-t')$, bề rộng là t'

$$\rightarrow \qquad U_r(t) = 1(t).e^{-t/\tau} - 1(t-t').e^{-(t-t')/\tau}$$

$$t < 0 \qquad U_r(t) = 0$$

$$0 \le t < t' \qquad U_r(t) = e^{-t/\tau}$$

$$t \ge t' \qquad U_r(t) = e^{-t/\tau} - e^{-(t-t')/\tau}$$

τ càng nhỏ thì tín hiệu ra càng méo so với tín hiệu vào.

Dạng xung lối ra vẽ ở hình 1.16.d

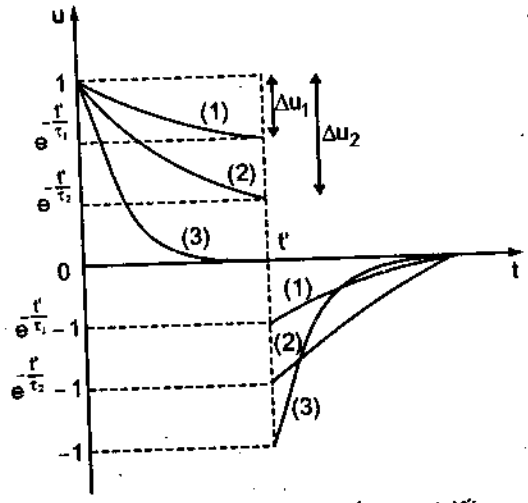
Khi cho $\tau = \tau_1$ thì xung lối ra có dạng đường 1. Độ giảm thế ở lối ra so với lối vào (còn gọi là độ sụt mình xung) là U_1. Xung lối ra bị méo dạng.

Nếu giảm τ đến giá trị τ_2

$$\tau_2 < \tau_1$$

Ta thấy độ sụt thế bây giờ là

$$U_2 > U_1$$



HÌNH 1.17.d. Dạng tín hiệu lối vào và lối ra

xung lối ra là đường 2, càng bị biến dạng nhiều hơn. Vậy τ càng nhỏ xung lối ra càng méo so với xung vào. Để đánh độ méo xung người ta dùng tỉ số τ /t'.

Trước hết một xung vùng khi truyền qua mạch RC, bao giờ cũng bị méo dạng. Nhưng khi τ /t' ≥50, thì mức độ biến dạng rất nhỏ (dưới 1%) coi như tín hiệu lối ra không bị méo dạng. Khi τ /t' nằm trong khoảng (2...50) xung ra có sự biến dạng, τ /t' càng giảm sự biến dạng càng nhiều. Tuy nhiên trong khoảng đó vẫn được sử dụng để truyền xung. Tuỳ theo yêu cầu về độ sụt thế U cho phép, người ta sẽ tính được τ/t' thích hợp. Khi τ/t' giảm xuống dưới giá trị 1/10 thì xuất hiện hiện tượng là từ 1 xung vuông đơn cực lối vào, lối ra xuất hiện 2 xung lưỡng cực, đường 3 trong hình 1.17.d. Người ta sử dụng hiện tượng này làm mạch vi phân.

Điều kiện để mạch trở thành vi phân :

Mạch vi phân là mạch mà tín hiệu lối ra tỉ lệ với vi phân tín hiệu lối vào :

$$u_r = \text{const}.du_V/dt$$

Từ mạch điện ta tính được :

$$\dot{u}_r = \frac{j\omega RC.\dot{u}_v}{1 + j\omega RC} \qquad (1.22)$$

Nếu $\dot{u}_v = Ae^{j\omega t}$

thì $\frac{d\dot{u}}{dt} = Aj\omega e^{j\omega t}$

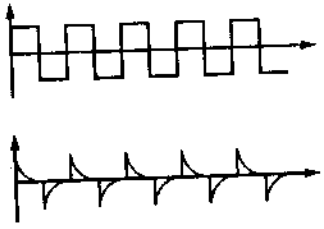
Vậy biểu thức (1.22) sẽ có dạng

$$\dot{U}_r = \frac{ARC\frac{d\dot{U}_r}{dt}}{1 + j\omega RC}$$

Nếu $\omega RC << 1$ thì $\dot{U}_r \approx \frac{ARCd\dot{U}_r}{dt}$.

Vậy $\omega RC << 1$ là điều kiện mạch trở thành mạch vi phân.

Ứng dụng : Tạo ra xung kim từ xung vuông lối vào. Điều kiện vi phân càng tốt thì xung càng nhọn. Dạng xung lối ra khi u(t) là xung vuông, biểu diễn ở hình 1.18.



Hình 1.18. Dạng xung vi phân lối ra

b) Mạch vi phân RL lối ra trên L

Điều kiện vi phân : $\tau << T$, với $\tau = L/R$

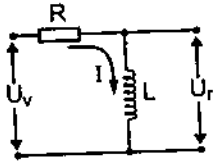
$$\dot{U}_L = \dot{U}_r = L\frac{d\dot{I}}{dt}$$

$$\dot{U}_v = U_R + \dot{U}_L = R\dot{I} + L\frac{d\dot{I}}{dt}$$

Phương trình có nghiệm

$$i = \frac{U_v}{R}(1 - e^{-Rt/L})$$

$$\rightarrow \qquad U_r = \frac{L}{R}\frac{d}{dt}[U_v(1 - e^{-t/\tau})]$$



HÌNH 1.19. Mạch vi phân RL

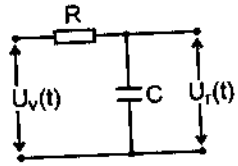
Ứng dụng :

Dùng mạch tuyến tính RC hoặc RL để thay đổi phổ tín hiệu lối vào tạo tín hiệu lối ra khác dạng ban đầu. Đó là một phương pháp để tạo xung dùng các mạch tuyến tính. Điều cần thiết là tín hiệu vào phải có phổ phức tạp, vì tín hiệu đơn giản (sine...) không bị biến dạng mà chỉ lệch pha.

1.8.3. Mạch tích phân, mạch truyền

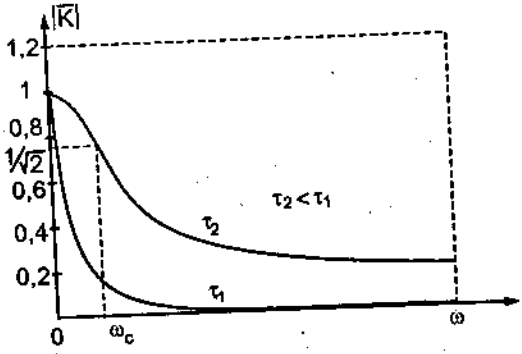
a) Mạch RC lối ra trên C

Sơ đồ mạng điện hình 1.20.a



Hình 1.20a. Mạch RC lối ra trên C

Xét quá trình dừng



HÌNH 1.20b. Đặc trưng dừng K(ω)

Khi tác động ở lối vào một tín hiệu điều hoà $U_V(t)$

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_V}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\dot{U}_r = \dot{I}.\frac{1}{j\omega C} = \frac{\dot{U}_V}{1 + j\omega RC}$$

Tương tự như trong mạch vi phân, ta tính được hệ số truyền đạt thế :

$$\dot{K} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

Từ biểu thức trên ta rút ra

$$|\dot{K}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2\tau^2}}$$

Tại giá trị $|\dot{K}| = 1/\sqrt{2}$ sẽ có

$$\omega = \omega_c = 1/\tau$$

ω_c gọi là giới hạn tần số cao. Mạch này có lợi về phía tần số thấp nên được gọi là mạch lọc tần thấp.

Vùng truyền qua $\Delta\omega = 0 \div \omega_c$.

Muốn mở rộng vùng truyền qua thì phải tăng ω_c, nghĩa là giảm τ (giảm R hoặc C). Người ta ứng dụng tính chất này để làm thay đổi âm thanh cao ở trong máy tăng âm và máy thu.

Xét quá trình quá độ : Sử dụng phương pháp toán tử

$$\hat{U}_r = \hat{U}_v - \hat{U}_R = \hat{U}_v - \frac{\hat{U}_v R}{R + \frac{1}{pC}} = \hat{U}_v\left(1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}}\right)$$

Với $U_v(t) = 1(t)$

$$\hat{U}_r = \frac{1}{p}\left(1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}}\right) = \frac{1}{p} - \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}}$$

$$\rightarrow U_r(t) = 1 - e^{-t/\tau}$$

Khi τ càng nhỏ thì U_r càng giống U_V.

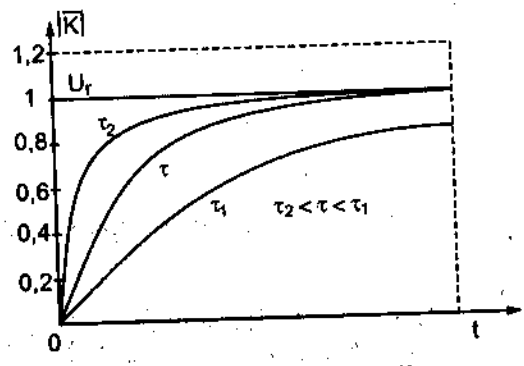
Với $U_v(t) = 1(t) - 1(t-t')$

Khi $0 \le t \le t'$

$$U_r(t) = 1 - e^{-t/\tau}$$

Khi $t > t'$

$$U_r(t) = (1 - e^{-t/\tau})e^{-\frac{t-t'}{\tau}}$$

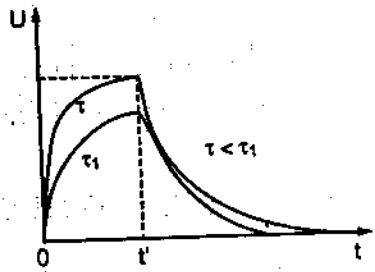


HÌNH 1.20c. Đặc trưng quá độ

Dạng tín hiệu ra phụ thuộc vào τ/t'. Khi τ/t' nhỏ thì dạng xung ra bớt méo.

$\tau/t' = 1/50$ dạng xung ra gần như không méo, đây là điều kiện tốt nhất để truyền tín hiệu.

τ/t' tăng lên quá mức thì tín hiệu lối ra sẽ bị méo nếu τ/t' rất lớn thì tín hiệu lối ra có dạng gần như tuyến tính nhưng biên độ giảm. Người ta dùng trường hợp này để làm mạch tích phân.



HÌNH 1.20d. Dạng xung ra khi lối vào là xung vuông

Điều kiện để trở thành mạch tích phân là :

$$U_r = \text{const} \int U_v dt$$

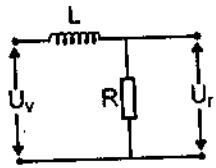
Từ biểu thức $\dot{U}_r = \dot{I}.\frac{1}{j\omega C} = \frac{\dot{U}_v}{1 + j\omega RC}$ chứng minh tương tự như trên khi RC>>1 thì

$$\dot{U}_r = \frac{1}{RC} \int U_v dt$$

Vậy điều kiện tích phân là RC >> 1 .

b) Mạch tích phân RL lối ra trên R

$$\dot{U}_r = \frac{\dot{U}_v}{R + j\omega L} R = \frac{\dot{U}_v}{1 + j\omega \frac{L}{R}}$$



Hình 1.21a. Sơ đồ mạch tích phân RL

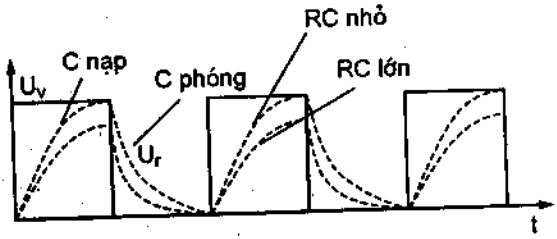
Nếu $\omega\tau >> 1$ ($\tau = L/R$) thì

$$U_r = \frac{R}{L} \int U_v dt$$

Ứng dụng :

– Làm mạch lọc tần số thấp (không cho đi qua tần số cao), chống nhiễu.

– Làm mạch lọc nguồn chỉnh lưu (những thành phần biến đổi tần cao sẽ bị mất, chỉ cho đi qua thành phần một chiều), tín hiệu giảm độ mấp mô.



Hình 1.21b. Dạng xung vào, xung ra

– Tạo xung răng cưa, tam giác dựa theo việc điều chỉnh thời gian phóng nạp τ.

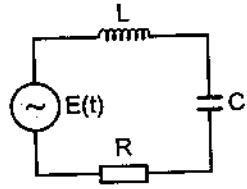
1.9. CÁC MẠCH CỘNG HƯỞNG RLC

1.9.1. Mạch cộng hưởng RLC mắc nối tiếp

Sơ đồ mạch RLC nối tiếp hình 1.22.

Khi đoản mạch nguồn E(t) thì dao động trong mạch là những dao động riêng tắt dần vì trong khung có trở R sẽ là nguồn tiêu hao năng lượng dưới dạng nhiệt năng.

Khi E(t) là nguồn sức điện động xoay chiều tác động thì trong khung có thể duy trì được dao động cưỡng bức. Dao động này có thể có biên độ lớn hơn nhiều so với độ lớn E(t), đó là trường hợp cộng hưởng. Ta hãy xét trường hợp cộng hưởng này đối với mạch RLC mắc nối tiếp.



Hình 1.22. Mạch RLC nối tiếp

Giả sử $E(t) = \varepsilon_0 \cos pt$, I(t) là dòng điện trong mạch.

Theo định luật Kirchhoff :

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int Idt = \varepsilon_0 \cos pt \qquad \text{(p là tần số của tín hiệu)}$$

Biểu diễn E(t) dưới dạng phức $\dot{E}(t) = \varepsilon_0 e^{jpt}$, tìm nghiệm phức $\dot{I}(t) = \dot{I}e^{jpt}$

Thay vào ta được :

$$(jpL + R + \frac{1}{jpC})\dot{I} = \varepsilon_0$$

$$\rightarrow \dot{I} = \frac{\varepsilon_0}{R + j(pL - \frac{1}{pC})}$$ là biên độ phức của dòng điện trong khung ;

$$\dot{Z} = R + j(pL - \frac{1}{pC}) = \mathrm{Re}\,\dot{Z} + \mathrm{Im}\,\dot{Z}$$ là tổng trở phức của khung.

Vì $\dot{I}$ là biên độ phức nên được viết dưới dạng :

$$\dot{I} = |I_0|e^{j\varphi} = |I_0|\cos\varphi + j|I_0|\sin\varphi$$

φ là pha của dao động cưỡng bức so với ngoại lực

So sánh $\dot{I}$ ở hai công thức trên, tìm được

$$\begin{cases} |\dot{I}_0| = \dfrac{\varepsilon_0}{\sqrt{R^2 + (pL - 1/pC)^2}} \\ \varphi = \mathrm{arc\,tg}\dfrac{pL - 1/pC}{R} = \dfrac{\mathrm{Im}\,\dot{Z}}{\mathrm{Re}\,\dot{Z}} \end{cases}$$

Đưa vào các ký hiệu

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ tần số dao động riêng của khung ;

$\gamma = p/\omega_0$ độ lệch tần ;

$Q = \dfrac{\omega_0 L}{R} = \dfrac{1}{\omega_0 RC} = \dfrac{\rho}{R}$ độ phẩm chất của khung ;

$\rho = \sqrt{\dfrac{L}{C}}$ trở đặc trưng hoặc trở sóng.

$$\rightarrow \begin{cases} |I_0| = \dfrac{I_{0\,max}}{\sqrt{1 + Q^2(\gamma - 1/\gamma)^2}} & (1.23a) \\ \varphi = \text{arc tg} - \dfrac{Q(1-\gamma^2)}{\gamma} & (1.23b) \end{cases}$$

Theo kết quả này ta nhận thấy, khi $p = \omega_0$ sẽ xảy ra hiện tượng cộng hưởng thế.

Đặc điểm của cộng hưởng thế :

– Tổng trở Z cực tiểu $Z_{min} = R$

– Độ lệch pha $\varphi = 0$

– Dòng điện I cực đại $I = I_{0\,max} = \varepsilon_0/R$

– Sụt thế trên R $U_{RCH} = I_{0\,max}.R = \varepsilon_0$

– Sụt thế trên L $U_{LCH} = (pL_{CH}).\,I_{0\,max} = (\omega_0 L).\,(\varepsilon_0/R) = Q\varepsilon_0$

– Sụt thế trên C $U_{CCH} = 1/(pC_{CH}).\,I_{0\,max} = 1/(\omega_0 C).\,(\varepsilon_0/R) = Q\varepsilon_0$

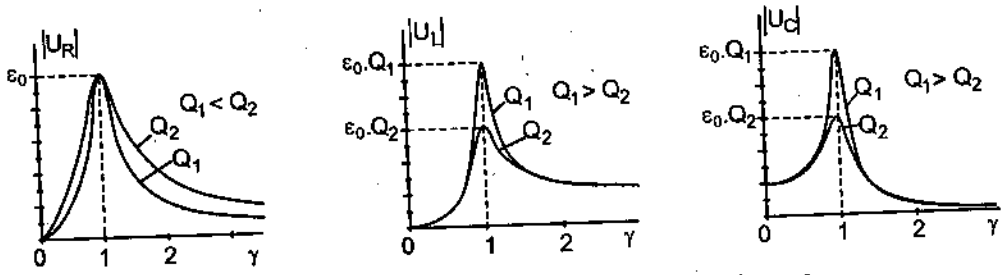
Như vậy, khi cộng hưởng thì thế trên hai đầu cuộn cảm và tụ điện lớn gấp Q lần thế hai đầu điện trở (cũng là thế lối vào). Vì thế, hiện tượng này được gọi là cộng hưởng thế.

Ta lần lượt xét sự phụ thuộc của các sụt thế này theo tần số p.

$$|U_R| = |I_0|\,R = \frac{\varepsilon_0}{\sqrt{1 + Q^2(\gamma - 1/\gamma)^2}} \qquad (1.24)$$

$$|U_L| = |I_0|\,pL = \frac{Q\gamma^2\varepsilon_0}{\sqrt{\gamma^2 + Q^2(1-\gamma^2)^2}} \qquad (1.25)$$

$$|U_L| = |I_0| \frac{1}{pC} = \frac{\varepsilon_0}{\sqrt{\gamma^2/Q^2 + (1-\gamma^2)^2}} \qquad (1.26)$$



a) Sụt thế trên R b) Sụt thế trên L c) Sụt thế trên C

HÌNH 1.23. Sụt thế trên RLC khi tần số p biến đổi

Từ 3 biểu thức (1.24), (1.25), (1.26) vẽ được các đặc trưng của $\dot{U}_R, U_L, \dot{U}_C$ theo hình 1.23

– *Đặc trưng pha*, với φ là độ lệch pha giữa dòng và thế

$$\varphi = \text{arc tg} - \frac{Q(1-\gamma^2)}{\gamma} \qquad (1.27)$$

Tại vùng truyền qua $2\Delta\omega$:

+ $0 < p < \omega_0$: mạch mang tính chất điện dung ;

+ $\omega_0 < p < \infty$: mạch mang tính chất điện cảm ;

+ $p = \omega_0$: mạch thuần trở.

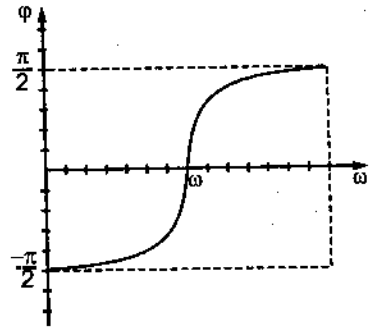
– *Xác định độ phẩm chất Q theo dải tần*

$$\frac{|I_0|}{I_{0\max}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(\gamma - 1/\gamma)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\rightarrow \qquad Q = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - p^2} = \frac{\omega_0^2}{(\omega_0 - p)(\omega_0 + p)} \approx \frac{\omega_0^2}{2\omega_0\Delta\omega} = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega}$$

$$\rightarrow \qquad Q = \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} \qquad (1.28)$$

Ứng dụng : Nhờ có tính chất cộng hưởng, khung có tính chất chọn lọc cao (Q càng lớn, độ chọn lọc càng cao). Vì vậy, khung cộng hưởng được sử dụng như một bộ lọc dải thông ở các tầng đầu lối vào của các máy thu thanh để bắt một số dải sóng nhất định.



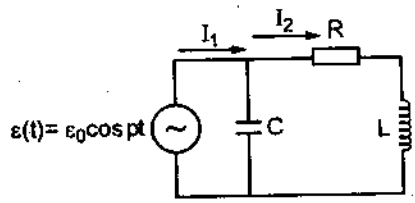
HÌNH 1.24. Đặc trưng pha theo tần số

1.9.2. Mạch cộng hưởng RLC mắc song song

a) Khi nguồn ε(t) là nguồn thế

Phương trình Kirchhoff :

$$\begin{cases} \varepsilon = \dfrac{1}{C}\int(I_1 - I_2)dt \rightarrow \dot{\varepsilon} = \dfrac{1}{C}(I_1 - I_2) \\ \varepsilon = RI_2 + L\dfrac{dI_2}{dt} \end{cases}$$



HÌNH 1.25a. Mạch cộng hưởng song song

Từ phương trình thứ nhất, rút ra I_2 thay vào phương trình thứ hai, ta được

$$\varepsilon(t) = RI_1 - RC\frac{d\varepsilon}{dt} + L\frac{dI_1}{dt} - LC\frac{d^2\varepsilon}{dt^2}$$

Thay ε(t) dạng hàm phức $\dot{\varepsilon}(t) = \varepsilon_0 e^{jpt}$ và tìm nghiệm I_1 dưới dạng phức $\dot{I}_1(t) = \dot{I}_1 e^{jpt}$:

$$(R + jpL)\dot{I}_1 = \varepsilon_0(1 + jpRC - p^2LC)$$

→ tổng trở phức : $$\dot{Z} = \frac{R + jpL}{1 + jpRC - p^2LC}$$

Chia cả tử và mẫu cho (−jpC) :

$$\dot{Z} = \frac{\dfrac{L}{C} - j\dfrac{R}{pC}}{R + j(pL - \dfrac{1}{pC})} = \frac{\dfrac{RL}{C} - \dfrac{R}{pC}(pL - \dfrac{1}{pC})}{R^2 + (pL - \dfrac{1}{pC})^2} - j\frac{\dfrac{R^2}{pC} - \dfrac{L}{C}(pL - \dfrac{1}{pC})}{R^2 + (pL - \dfrac{1}{pC})^2}$$

Đặt $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $\gamma = p/\omega_0$, $Q = \omega_0 L/R$

$$\rightarrow \qquad \dot{Z} = R\frac{1 + j\gamma Q}{(1-\gamma^2) + j\frac{\gamma}{Q}}$$

Thay $\dot{Z} = |\dot{Z}|e^{j\varphi}$ $\rightarrow$ $$|\dot{Z}| = R\sqrt{\frac{1+\gamma^2 Q^2}{(1-\gamma^2)^2 + (\frac{\gamma}{Q})^2}} \qquad (1.29)$$

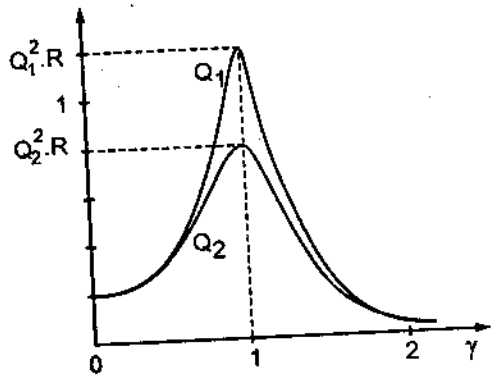
$|\dot{Z}|$ là giá trị tuyệt đối của điện trở cộng hưởng khung song song. Nó có tính chất của một đường cong cộng hưởng. Do vậy, trường hợp này được gọi là cộng hưởng điện trở.

Khi $\gamma = 1$, $|\dot{Z}| = RQ\sqrt{(1+Q^2)}$. Nếu $Q >> 1 \rightarrow |\dot{Z}| = RQ^2 = Q\rho$.

Như vậy, khi cộng hưởng $p = \omega_0$ thì điện trở của khung tăng lên Q lần. Lúc này, dòng điện vào khung là nhỏ nhất.

$$Q = \frac{\rho}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$$

$$Z_{0CH} = \frac{\rho^2}{R} = \frac{L}{RC} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} = \frac{1}{\omega_0^2 RC^2}$$



HÌNH 1.25b. Đặc trưng Z(ω)

Trong trường hợp này điện áp giữa hai đầu khung dao động ít thay đổi, gần bằng điện áp nguồn ngoài. Nếu đo điện áp này thì sẽ không thấy cộng hưởng vì phụ thuộc vào nguồn. Muốn quan sát cộng hưởng phải mắc nối tiếp một điện trở với khung.

b) Khi nguồn ngoài là nguồn dòng

Phương trình Kirchhoff :

$$\begin{cases} L\frac{dI_2}{dt} + RI_2 - \frac{1}{C}\int I_3 dt = 0 \\ I_1 = I_2 + I_3 \end{cases}$$

$$\rightarrow \qquad LI_2^{(1)} + RI_2 - \frac{1}{C}\int (I_1 - I_2)dt = 0$$

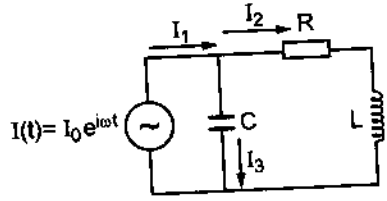
$$\rightarrow \qquad I_2^{(2)} + \frac{R}{L} I_2^{(1)} + \frac{I_2}{LC} = \frac{I_1}{LC}$$

Ký hiệu (1) và (2) là cấp vi phân của I_2

Đặt $2\delta = R/L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

$$\rightarrow \qquad I_2^{(2)} + 2\delta I_2^{(1)} + \omega_0^2 I_2 = I_0 \omega_0^2 e^{j\omega t}$$

Khi cộng hưởng ($\gamma = 1$), dòng trong khung là cực đại, điện áp hai đầu khung tăng lên Q lần (cực đại là $U = I_o R Q^2$) và gọi là cộng hưởng dòng điện (dòng trong hai nhánh khung tăng lên Q lần) :



HÌNH 1.25c. Mạch RLC song song, khi tác động nguồn dòng

$|\dot{I}_L| = |\dot{I}_c| = QI_1$ (với R rất nhỏ bỏ qua). Còn điện áp trên hai đầu khung là cực đại.

Đặc trưng cộng hưởng :

$$\frac{|\dot{Z}(\omega)|}{Z(\omega_0)} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2(\gamma - 1/\gamma)^2}} \qquad (1.30)$$

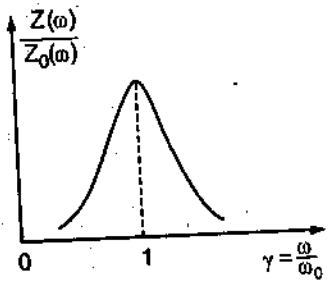
$Z(\omega_0)$ là cực đại, và $Z(\omega)$ biểu diễn ở hình 1.25.b.

Từ biểu thức (1.30) ta vẽ được đặc trưng tỉ đối của trở kháng hình 1.25.d.

Xét tỉ số $\frac{u}{u_{ch}} = \frac{I_1 Z(\omega)}{I_{1ch} Z_0(\omega)}$

vì là nguồn dòng nên : $I_1 = I_{1ch}$

do đó : $\frac{u}{u_{ch}} = \frac{Z(\omega)}{Z_0(\omega)}$



Hình 1.25d

Vì vậy biểu thức (1.30) cũng chính là đặc trưng truyền đạt điện áp của khung LC song song. Hình 1.25d cũng chính là đặc trưng tần số của hệ số truyền đạt điện áp của khung.

c) Ứng dụng cộng hưởng mắc nối tiếp và song song

1) Nhờ tính chất chọn lọc và khuếch đại điện áp nên thường được dùng trong các mạch vào của máy thu thanh để chọn lọc hoặc loại bỏ những tần số không cần thiết.

2) Dùng trong các máy đo bước sóng : nối khung cộng hưởng có đồng hồ đo, đặt gần khung máy phát. Chỉnh C cho thấy cộng hưởng (dòng điện đồng hồ chỉ cực đại). Qua giá trị L, C, tính được tần số máy phát $\omega = 1/\sqrt{LC}$.

3) Cộng hưởng điện trở có tính chất ngăn chặn các tín hiệu có tần số trùng tần số riêng của khung. Vì thế, điều chỉnh ω_o cộng hưởng với tần số trung tần f_{tt} = 465kHz để từ máy thu f_{tt} không truyền ngược lại ra ăngten tránh nhiễu cho các đài khác.

4) Mạch cộng hưởng nối tiếp sẽ thu nhiễu tần số ω_i vào khung và truyền xuống đất, còn các tần số khác vào máy thu.

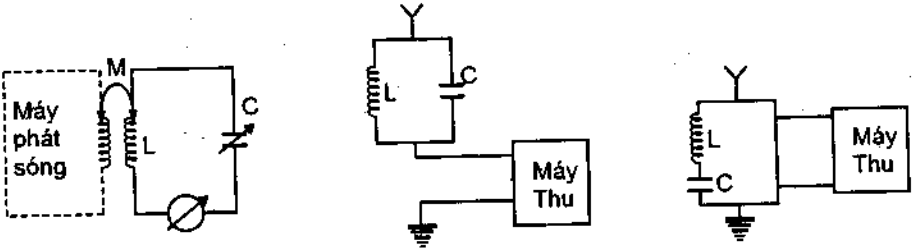
5) Các máy đo phẩm chất Q–meter, đo C, đo L đều dựa trên tính chất cộng hưởng của khung $Q = f_{CH} / 2\Delta f$.

6) Để đo được đặc trưng cộng hưởng của khung song song khi nguồn E(t) là nguồn thế, cần mắc nối tiếp một điện trở 5–10kΩ từ nguồn vào khung để nguồn thế trở thành nguồn dòng mới đo được điện trở của khung (tuy là độ phẩm chất có suy giảm do sự có mặt của điện trở mắc nối tiếp với khung này).

7) Hiện tượng cộng hưởng có thể gây ra các chấn động mạnh trong cơ học (tòa nhà, cầu đường...). Vì vậy, các động cơ hoặc nguồn phải có tần số khác xa tần số cộng hưởng để tránh rung và giảm các chấn động có tính chất cộng hưởng.

8) Tính chất cộng hưởng còn được sử dụng trong các phép đo địa chấn, đo nhịp tim trong y học...

9) Các mạch cộng hưởng được sử dụng nhiều nhất trong các bộ khuếch đại chọn lọc cao tần, trung tần. Dùng để tạo ra các máy phát cao tần, các bộ điều chế, giải điều chế, trộn tần. Đó là các mạch cơ bản trong kỹ thuật vô tuyến điện, sẽ được khảo sát ở chương sau.

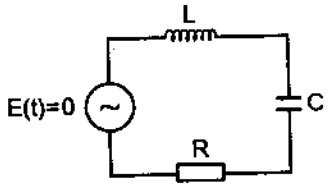


HÌNH 1.26. Các mạch ứng dụng khung RLC

1.10. DAO ĐỘNG RIÊNG

Dao động riêng tồn tại khi không có nguồn ngoại lực tác động.

Dao động riêng có thể là dao động của điện tích, dòng điện hoặc điện thế trong khung. Trong các trường hợp đó, từ phương trình Kirchhoff ta có được :



HÌNH 1.27a. Khung RLC nối tiếp

$$\frac{d^2q}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{dq}{dt} + \frac{1}{LC}q$$

hay $$\frac{d^2\dot{I}}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{d\dot{I}}{dt} + \frac{1}{LC}\dot{I} = 0$$

hoặc $$\frac{d^2\dot{U}}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{d\dot{U}}{dt} + \frac{1}{LC}\dot{U} = 0$$

Thay biến số bằng X, đặt $2\delta = R/L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, ta có :

$$X^{(2)} + 2\delta X^{(1)} + \omega_0^2 X = 0 \qquad (1.31)$$

1.10.1. Xét trường hợp có dao động ($\delta^2 < \omega_0^2$)

Nghiệm của phương trình vi phân bậc 2 $\omega_1^2 = \omega_0^2 - \delta^2$ sẽ là :

$$X(t) = (Ae^{-\delta t})\cos(\omega_1 t - \varphi) = \qquad (1.32)$$

= (biên độ tại t). (phần dao động) = X(t)

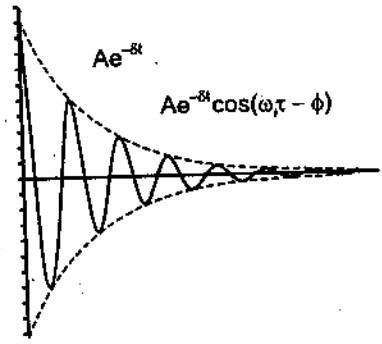
Đó là đối với trường hợp có dao động, ma sát nhỏ. Đặt $\tau_0 = 1/\delta$ là hằng số thời gian, δ là hệ số tắt dần.

Xét phần *biên độ* $Ae^{-\delta t}$ giảm dần theo t với quy luật hàm exp. Ý nghĩa của τ_0 là sau thời gian này, biên độ giảm đi e lần.

Đưa thêm vào đại lượng $\theta = \delta T_1 = \delta.2\pi/\omega_1$ là *decrement tắt dần*. Xét ý nghĩa của decrement này : Nếu tại t_0, biên độ $X = Ae^{-\delta t_0}$ thì tại $t_1 = t_0 + nT_1$, biên độ là $X_m = Ae^{-\delta(t_0 - nT_1)}$

$$\rightarrow \quad \frac{X_n}{X} = e^{-\delta n T_1} = e^{-n\theta}$$

$$\rightarrow \quad \theta = -\frac{1}{n}.\ln.\frac{X_n}{X}$$



Hình 1.27b. Dao động tắt dần ở trong khung

Nếu $\theta = 0{,}001$ thì sau $n = 1000$ chu kỳ, biên độ sẽ giảm đi e lần. Trong khung, $\theta = (2 \div 5)\%$, có nghĩa sau 20÷50 chu kỳ dao động, biên độ giảm đi e lần. Do vậy, xem như θ đánh giá khả năng duy trì dao động. θ nhỏ thì độ suy giảm ít và ngược lại.

Xét sự suy giảm năng lượng trong khung sau một chu kỳ dao động (ý nghĩa của 2θ) (Xem cách tính toán chi tiết trong giáo trình Vật lý dao động của PGS Vũ Anh Phi).

Nếu gọi W là tổng năng lượng dự trữ trong trường của L và C thì :

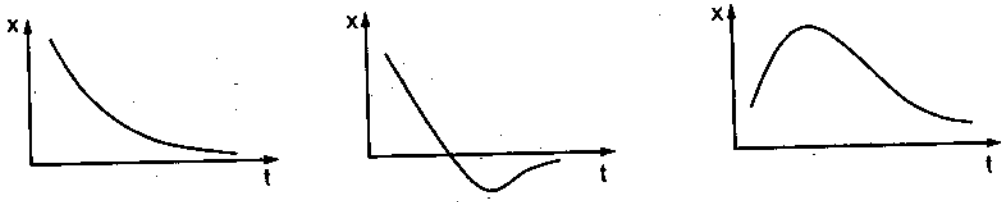
$$\rightarrow \quad \frac{W(t_0) - W(t_0 + T_1)}{W(t_0)} = \frac{RT_1}{L} = 2\delta T_1 = 2\theta \qquad (1.33)$$

Vậy 2θ là sự suy giảm tương đối của năng lượng sau mỗi chu kỳ.

1.10.2. Trường hợp không có dao động ($\delta^2 > \omega_0^2$)

Với công thức $\lambda = -\delta \pm j\sqrt{(\omega_0^2 - \delta^2)} = -\delta \pm j\omega_2$ với $\omega_2^2 = \delta^2 - \omega_0^2$

Thay vào nghiệm X(t), ta thấy chuyển động không còn tính chất dao động mà có một trong những dạng sau :



Hình 1.28. Chuyển động trong hệ ma sát lớn

Đó là những chuyển động tới hạn, giống con lắc dao động trong chất lỏng (hệ số ma sát lớn) thì lúc đó sẽ không có dao động.

1.10.3. Xét tác động của ngoại lực (dưới dạng chuỗi xung vô tuyến)

Khi R = 0

Thực tế R rất nhỏ, ví dụ vòng dây làm bằng chất siêu dẫn. Khi đó, dạng bài toán :

$$X^{(2)} + \omega_0^2 X = E_0 \cos pt \qquad (1.34)$$

sẽ có nghiệm riêng và nghiệm cưỡng bức $X = X_0 + X_1$

Khi $E_0 = 0$ có nghiệm riêng : $X_0 = a\sin\omega_0 t - b\cos\omega_0 t$

Còn khi $E_0 \neq 0$ thì có cả nghiệm cưỡng bức $X_1 = \lambda\cos pt$

$\rightarrow$ $X(t) = a\sin\omega_0 t - b\cos\omega_0 t + E_0\cos pt\,/(\omega_0{}^2 - p^2)$

Đặt điều kiện ban đầu vào nghiệm : $t = 0,\ X = X^{(1)} = 0$

Thay vào nghiệm X(t) $\rightarrow$ $a = 0, b = E_0 / (\omega_0{}^2 - p^2)$

Do đó $$X(t) = \frac{E_0}{\omega_0^2 - p^2}[\cos pt - \cos\omega_0 t]$$

$$X(t) = \frac{E_0 t}{(\omega_0 + p)} \frac{\cos pt - \cos\omega_0 t}{(\omega_0 - p)t}$$

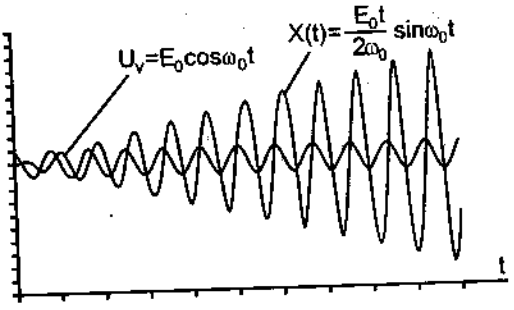
$$X(t) = \frac{E_0 t}{(\omega_0 + p)} \sin\frac{(\omega_0 + p)t}{2} \frac{\sin\frac{(\omega_0 - p)t}{2}}{\frac{(\omega_0 - p)t}{2}}$$

Khi cộng hưởng ta có :

$$\frac{\sin\frac{(\omega_0 - p)t}{2}}{\frac{(\omega_0 - p)t}{2}}$$

$\rightarrow \quad 1 \ (p \rightarrow \omega_0)$

$\rightarrow \quad X(t) = \frac{E_0 t}{2\omega_0} \sin \omega_0 t \ (1.35)$



HÌNH 1.29. Dao động trong hệ khi có tác động xung vô tuyến

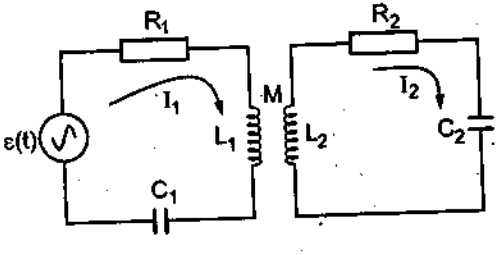
Từ (1.35) suy ra dạng dao động hình 1.29.

1.11. KHUNG LIÊN KẾT

Các mạch vi phân, tích phân nếu thỏa mãn các điều kiện vi phân, tích phân tương ứng thì khi tín hiệu truyền qua sẽ bị méo dạng (một số thành phần tần số thấp hoặc tần số cao của phổ tín hiệu sẽ bị chặn lại, không cho truyền qua). Nếu là mạch truyền thì tín hiệu truyền qua không biến dạng. Nếu là mạch lọc thì phổ tín hiệu sẽ bị thoát xuống đất, chỉ còn lại thành phần một chiều. Cầu Wishton có tính chất chọn lọc gần giống như các mạch cộng hưởng.

Khung cộng hưởng có tính chất chọn lọc trong dải tần 2Δf nên cũng không truyền được các tín hiệu có phổ không nằm trong vùng 2Δf. Độ phẩm chất Q của khung càng cao thì phổ tín hiệu càng hẹp. Để mở rộng dải tần và nâng cao tính chọn lọc Q, người ta phải liên kết hai hoặc nhiều khung cộng hưởng với nhau.

1.11.1. Ảnh hưởng của mạch liên kết



Hình 1.30a. Sơ đồ khung liên kết

Xét tác động của hai khung liên kết hỗ cảm :

Giả sử nguồn $\varepsilon(t) = \varepsilon_0 e^{j\omega t}$.

Phương trình điện thế hai khung :

$$\begin{cases} \varepsilon(t) = \dot{I}_1 R_1 + L_1 \dfrac{d\dot{I}_1}{dt} + \dfrac{1}{C_1}\int \dot{I}_1 dt + M\dfrac{d\dot{I}_2}{dt} \\ 0 = \dot{I}_2 R_2 + L_2 \dfrac{d\dot{I}_2}{dt} + \dfrac{1}{C_2}\int \dot{I}_2 dt + M\dfrac{d\dot{I}_1}{dt} \end{cases} \qquad (1.36)$$

Tìm nghiệm dưới dạng :

$$\dot{I}_1(t) = \dot{I}_1 e^{j\omega t}, \ \dot{I}_2(t) = \dot{I}_2 e^{j\omega t}$$

$$\rightarrow \quad \begin{cases} \varepsilon_0 = \dot{I}_1 R_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\dfrac{1}{\omega C_1}\dot{I}_1 + j\omega M\dot{I}_2 \\ 0 = \dot{I}_2 R_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 - j\dfrac{1}{\omega C_2}\dot{I}_2 + j\omega M\dot{I}_1 \end{cases} \qquad (1.37)$$

Ký hiệu $\dot{X}_1 = \omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_1}$, $\quad \dot{X}_2 = \omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_2}$

$$\rightarrow \quad \dot{I}_2 = -\frac{j\omega M\dot{I}_1}{R_2 + j\dot{X}_2}$$

Đặt $\dot{I}_2$ vào phương trình thứ nhất trong hệ phương trình (1.37), ký hiệu $Z_2^2 = R_2^2 + X_2^2$

$$\rightarrow \quad \varepsilon_0 = \dot{I}_1\left(R_1 + j\dot{X}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\dot{X}_2}\right) \qquad (1.38)$$

Tách phần thực và phần ảo

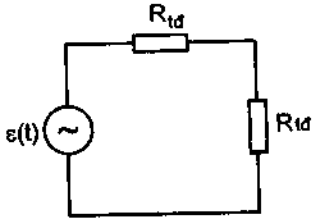
$$\varepsilon_0 = \dot{I}_1\left(R_1 + j\dot{X}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}R_2 - j\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}\dot{X}_2\right) = \dot{I}_1\dot{Z}_{td}$$

$$\rightarrow \quad \dot{Z}_{td} = \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}R_2\right) + j\left(\dot{X}_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}\dot{X}_2\right) = R_{td} + j\dot{X}_{td}$$

Như vậy, hai khung liên kết có thể thay bằng một khung tương đương có trở hoạt và trở kháng tương đương.

$$R_{td} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_2$$

$$\dot{X}_{td} = \dot{X}_1 - \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \dot{X}_2$$



Hình 1.30b. Khung tương đương của 2 khung liên kết

Như vậy, phần trở hoạt và trở kháng của khung 1 bị ảnh hưởng rõ rệt bởi khung 2. Khung 2 đưa vào khung 1 một trở là $\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}.R_2$

và một điện kháng $\frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}.\dot{X}_2$

1.11.2. Đặc tính cộng hưởng

Tính như khung cộng hưởng nối tiếp, chỉ thay $R = R_{td}$, $X = X_{td}$ để tìm tần số cộng hưởng. Hiện tượng cộng hưởng sẽ xảy ra khi trở kháng của mạch điện tương đương $\dot{X}_{td} = 0$.

$$(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})^2}(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}) = 0 \qquad (1.39)$$

(1.39) là phương trình tần số.

a) Nếu hai khung liên kết mạnh ($\chi \approx 1 \leftrightarrow M$ lớn)

Với $\chi = M_2/L_1L_2$ gọi là hệ số liên kết.

$n_1^2 = \frac{1}{L_1C_1}$, $n_2^2 = \frac{1}{L_2C_2}$ là các tần số riêng phần của khung I và khung II.

Khi bỏ qua R_2 biểu thức (1.39) sẽ là :

$$(1 - \frac{n_1^2}{\omega^2})(1 - \frac{n_2^2}{\omega^2}) = \chi^2$$

$$\rightarrow \quad \omega^4(1 - \chi^2) - \omega^2(n_1^2 - n_2^2) + n_1^2.n_2^2 = 0 \qquad (1.40)$$

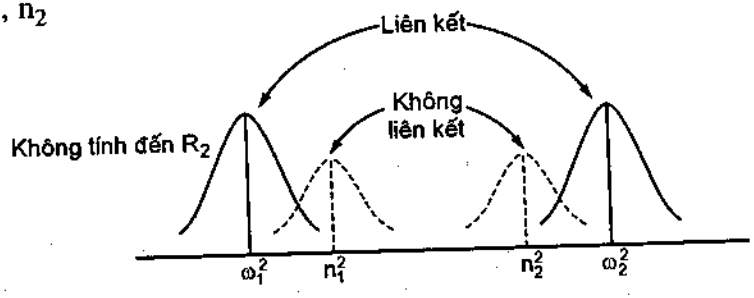
Giải phương trình này ta xác định được hai tần số cộng hưởng ω_1 và ω_2.

Hai tần số này chỉ trùng với tần số riêng (n_1,n_2) của từng khung I và II khi $\chi = 0$.

$$(1-\frac{n_1^2}{\omega^2})(1-\frac{n_2^2}{\omega^2}) = 0$$

có hai nghiệm $\omega_1^2 = n_1^2 = \frac{1}{L_1C_1}$ $\omega_2^2 = n_2^2 = \frac{1}{L_2C_2}$

Nếu $\chi \neq 0$ sẽ tìm được hai tần số $\omega_1 \neq n_1$, $\omega_2 \neq n_2$ và nằm ngoài hai tần số n_1, n_2



HÌNH 1.31.a. Đặc trưng tần số của khung liên kết khi n_1n_2

Hai tần số cộng hưởng n_1, n_2 nằm rất xa nhau, không chồng lên nhau.

b) Nếu hai khung liên kết yếu ($\chi \approx 0 \leftrightarrow M$ nhỏ)

Khi đó, không thể bỏ qua sự có mặt của R_2

$$\omega L_1\left[(1-\frac{n_1^2}{\omega^2}) - \frac{\chi^2(1-\frac{n_2^2}{\omega_2})}{d_2^2+(1-\frac{n_2^2}{\omega_2})^2}\right] = 0, \qquad \text{đặt } d_2 = \frac{R_2}{\omega L_2}$$

Vì $\omega L_1 \neq 0$ nên

$$(1-\frac{n_1^2}{\omega^2}) - \frac{\chi^2(1-\frac{n_2^2}{\omega_2})}{d_2^2+(1-\frac{n_2^2}{\omega_2})^2} = 0$$

Xét trường hợp mạch lọc dải, khi hai khung hoàn toàn giống nhau ($L_1 = L_2 = L$, $C_1 = C_2 = C$), liên kết yếu ($n_1 = n_2 = n$), đặt độ lệch tần (ω, n) là ξ :

$$\xi = 1 - \frac{n_1^2}{\omega^2} = 1 - \frac{n_2^2}{\omega^2} = 1 - \frac{n^2}{\omega^2}$$

$$\rightarrow \qquad \xi\left(1 - \frac{\chi^2}{d_2^2 + \xi^2}\right) = 0 \qquad (1.41)$$

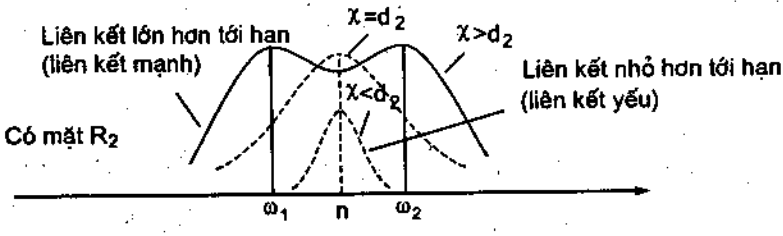
Phương trình (1.41) có 3 nghiệm

+ $\xi = 0 \quad \rightarrow \quad \omega_3 = n$

+ $\xi_{1,2} = \pm\sqrt{(\chi^2 - d_2^2)} \rightarrow$ có hai nghiệm thực $\omega_{1,2}$ khi $\chi^2 > d_2^2$

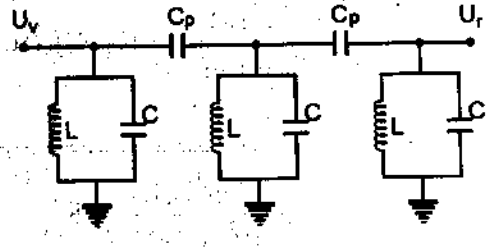
Khi $\chi < d_2$ (liên kết yếu), hai khung hoàn toàn giống nhau thì $\xi_{1,2}$ là ảo chỉ còn một nghiệm thực $\xi = 0$.

Như vậy, khi liên kết yếu ta có một tần số cộng hưởng $\omega_3 = n$. Còn khi liên kết mạnh, có hai tần số cộng hưởng ω_1, ω_2 cách xa tần số n (ứng với ξ_1, ξ_2).



HÌNH 1.31b. Đặc trưng tần số của khung liên kết với 2 khung trùng nhau $n_1 = n_2 = n$

Như vậy, mặc dù hai khung hoàn toàn giống nhau, tăng độ liên kết sẽ mở rộng dải tần số cộng hưởng ($2\Delta f$) của khung tương đương. Nhiều khi sử dụng 3 hoặc 4 khung giống nhau liên kết sẽ tạo được vùng truyền rộng. (mạch lọc dải rộng trong radio, tivi...), trong các mạch đo bước sóng, đo tần số máy phát cần độ ghép yếu, cần R_2 nhỏ để không tiêu thụ năng lượng máy phát và đồng hồ đo có độ nhạy cao.



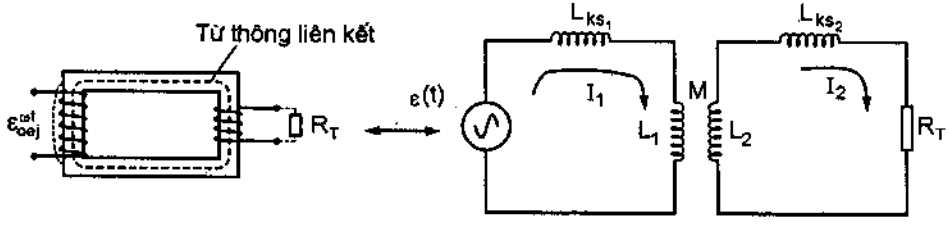
Hình 1.31c. Liên tiếp 3 khung đơn

1.12. BIẾN THẾ

Trong trường hợp biến thế, độ ghép giữa các cuộn dây luôn là ghép chặt ($\chi \approx 1 \leftrightarrow M \approx \sqrt{L_1 L_2}$). Biến thế tần số thấp thường dùng lõi sắt non, biến thế âm tần thường dùng lõi pecmaloy hoặc xuyến ferit.

$$L_{LK1} = L_1 + L_{ks1}$$

$$L_{LK2} = L_2 + L_{ks2}$$



HÌNH 1.32. Sơ đồ biến thế và sơ đồ tương đương khi không tính đến từ thông khuếch tán và dòng Fuco

Khi không tính đến từ thông khuếch tán hoặc những mất mát do xuất hiện dòng Fucô, thì sơ đồ tương đương có thể bỏ qua L_{ks1}, L_{ks2} và sơ đồ gần giống sơ đồ hai khung liên kết với $L_{LK1} \approx L_1$, $L_{LK2} \approx L_2$

Tính |I|, φ :

Tính toán như đối với hai khung liên kết

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon} = \dot{I}_1 \dot{Z}_{td} \\ \dot{Z}_{td} = (R_1 + \dfrac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} R_T) + j(\dot{X}_1 - \dfrac{\omega^2 M^2}{Z_2^2} \dot{X}_2) \end{cases} \qquad (1.42)$$

thường $R_T >> R_1$ nên bỏ qua R_1. Tìm được

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{\varepsilon}}{\dfrac{\omega^2 L_1 L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2} R_T + j(\omega L_1 - \dfrac{\omega^2 L_1 L_2 \omega L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2})} = |\dot{I}_1| e^{j\varphi}$$

$$\rightarrow |\dot{I}_1| = \frac{\dot{\varepsilon}}{\sqrt{\left(\dfrac{\omega^2 L_1 L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2} R_T\right)^2 + \left(\omega L_1 - \dfrac{\omega^2 L_1 L_2 \omega L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2}\right)^2}} \qquad (1.43.a)$$

và $$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L_1 - \dfrac{\omega^2 L_1 L_2 \omega L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2}}{\dfrac{\omega^2 L_1 L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2} R_T} \qquad (1.43.b)$$

Công suất :

Công suất vào của biến thế :

$P_1 = P_r + P_{khuếch\ tán} \approx P_r$ (khi $P_{khuếch\ tán} = 0$ công suất ra lớn).

$P_1 = \overline{\varepsilon}.\overline{I}_1 \cos\varphi$ đạt cực đại khi $\varphi \approx 0$, điều này chỉ xảy ra khi $\omega L_2 >> R_T$

Khi đó $$\omega L_1 - \frac{\omega^2 L_1 L_2 \omega L_2}{R_T^2 + (\omega L_2)^2} = 0$$

Và $$\dot{I}_1 = \frac{\dot{\varepsilon}}{\dfrac{L_1}{L_2} R_T} = \frac{\dot{\varepsilon}}{R_{td}} \qquad \text{với } R_{td} = \frac{L_1}{L_2} R_T$$

Thường L_1, L_2 tỉ lệ với số vòng dây n_1^2, n_2^2 nên

$$\frac{L_1}{L_2} \approx \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \rightarrow \qquad \dot{I}_1 = \frac{\dot{\varepsilon}}{R_T \left(\dfrac{n_1}{n_2}\right)^2}$$

Dòng lối ra $$\dot{I}_2 = -\frac{\omega M \dot{I}_1}{Z_2} = -\frac{\omega\sqrt{L_1 L_2}}{\omega L_2}\dot{I}_1 = -\frac{n_1}{n_2}\dot{I}_1 = -\frac{\varepsilon}{R_T}\frac{n_1}{n_2} = -n\dot{I}_1$$

$n = n_1/n_2$ gọi là hệ số biến thế.

Dấu (–) chỉ dòng I_2 ngược chiều.

Vì vậy, $$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = -\frac{n_1}{n_2}, \qquad (1.44.a)$$

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_T I_2}{\dot{U}_1} = -\frac{R_T}{\varepsilon}\frac{\varepsilon}{R_T}\frac{n_2}{n_1} \rightarrow \qquad \frac{\dot{U}_2}{\varepsilon} = -\frac{n_2}{n_1} \qquad (1.44.b)$$

Còn $$R_{td} = R_T . n^2 \qquad (1.44.c)$$

Đây là 3 công thức tính toán cho điện trở, thế và dòng ra của cuộn thứ ấp biến thế phụ thuộc vào hệ số biến thế n, trong đó I_2 ngược pha I_1, U_2 ngược pha U_1 (ε).

Ứng dụng :

Biến đổi thế và dòng ở lối ra theo mục đích yêu cầu ;

Thay đổi cực tính của tín hiệu lối ra (đảo pha lối vào) ;

Loại bỏ được thành phần một chiều ở lối ra ;

Phối hợp trở kháng ($R_{td} = R_T.n^2$) giữa hai tầng khuếch đại.

Lưu ý :

Quan hệ giữa suất điện động cảm ứng tạo ra với Φ là

$$U = n\frac{d\phi(t)}{dt}, \qquad \Phi(t) = \Phi_0 e^{j\omega t}$$

$$U = j\omega n\phi_0 e^{j\omega t} = U_0 e^{j(\omega t+\pi/2)},$$

$U_0 = \omega n\phi_0$ biên độ thế ;

$\phi_0 = B_0 S$ B_0 thông lượng bão hòa ;

n số vòng ;

S tiết diện ngang lõi biến thế.

– Khi ở ω cao tổn hao do dòng Fucoult và tiêu tán lớn. Khi đó bài toán phải tính toán đến C_{ks} và L_{ks}. Để giảm dòng Foucoult, chế tạo biến thế bằng các lá sắt non mỏng, mạ silic cách điện và ép lại.

Để tránh bão hòa và không gây méo tín hiệu khi qua biến thế, người ta chọn lõi sắt có đường cong từ trễ hẹp (vật liệu pecmaloy).

Để tránh ảnh hưởng của can nhiễu đến biến thế và ảnh hưởng ngược lại của biến thế đến các bộ phận khác của mạch người ta phải bọc kim biến thế.

Chương 2
DỤNG CỤ BÁN DẪN

2.1. DIODE BÁN DẪN THƯỜNG

Điện trở, tụ điện, cuộn cảm là các đơn vị tuyến tính (*linear*), hay còn gọi là các linh kiện thụ động (*passive*), điều này có nghĩa là chúng không có khả năng tạo ra các nguồn năng lượng trong bản thân chúng (*built–in source of power*).

Mạch vi điện tử (mạch tích hợp IC – *Integrated Circuit*) được cấu tạo bởi các diode, transistor, điện trở. Còn các yếu tố L, C do kích thước lớn nên người ta không chế tạo nằm trong vi mạch tích hợp. Các yếu tố này được mắc ở mạch ngoài để các đặc trưng của vi mạch, hoặc dùng chúng để nối các vi mạch với nhau.

Diode, transistor thông thường cũng xuất hiện dạng đơn linh kiện. Một hoặc vài yếu tố này, kết hợp R, L, C sẽ tạo nên các mạch điện tử thực hiện được rất nhiều chức năng đa dạng.

Diode là một dụng cụ bán dẫn phi tuyến có hai cực (*non–linear two–terminal device*). Hoạt động của diode dựa trên tính dẫn điện một chiều của lớp tiếp xúc p–n của hai loại bán dẫn p và n.

2.1.1. Khái niệm về chất bán dẫn ròng (intrinsic semiconductor)

Chất bán dẫn ròng là chất của các nguyên tố nhóm IV (Si, Ge). Giá trị điện trở suất nằm giữa chất dẫn điện và chất cách điện : $\rho_{\text{chất dẫn điện}} < \rho_{\text{bán dẫn}} < \rho_{\text{chất cách điện}}$. Ở nhiệt độ cao, bán dẫn có xu hướng tiến đến thành chất dẫn điện. Ở nhiệt độ thấp thì sẽ nghiêng về tính chất của chất cách điện.

Trong chất bán dẫn ròng, mật độ các hạt tải điện

điện tử – *electron* (–) tự do và lỗ trống – *hole* (+) bằng nhau :

$n = n = ni \in$ nhiệt độ

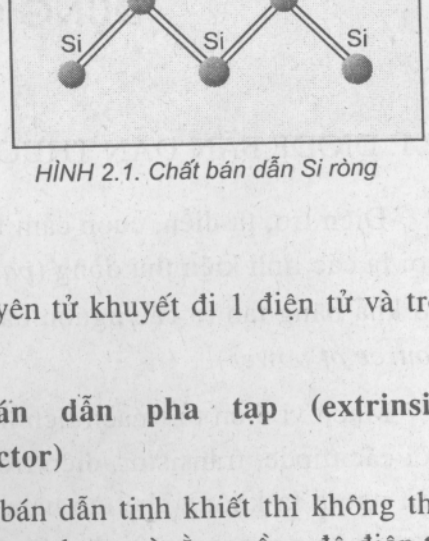
nếu nhiệt độ tăng thì Ni tăng.

Ở nhiệt độ phòng (20°C),

$n.p = 2,1.10^{19}\ cm^{-6}$ (Si)

$= 2,89.10^{26}\ cm^{-6}$ (Ge)

$= 6,55.10^{12}\ cm^{-6}$ (GaAs)



HÌNH 2.1. Chất bán dẫn Si ròng

Tích n.p tại mỗi nhiệt độ xác định là một hằng số.

Khái niệm lỗ trống có nghĩa là nguyên tử khuyết đi 1 điện tử và trở thành điện tích dương tự do.

2.1.2. Khái niệm về chất bán dẫn pha tạp (extrinsic semiconductor – doping of semiconductor)

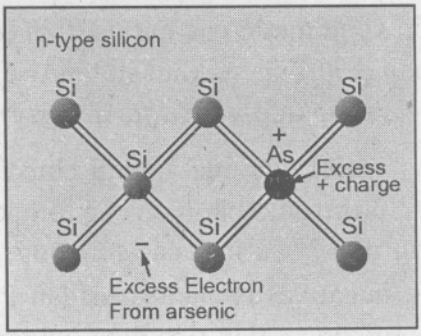
Nếu đơn thuần chỉ dừng lại ở chất bán dẫn tinh khiết thì không thể tạo ra các linh kiện điện tử bán dẫn đa dạng được, vì rằng nồng độ điện tử và lỗ trống do nhiệt độ quy định. Do đó, đã nảy sinh ra vấn đề là làm sao thay đổi được nồng độ điện tử nhiều lên, ít đi, hoặc tương tự, nồng độ lỗ trống tăng lên, ít đi. Điều đó đã dẫn đến việc phân chia thành hai loại bán dẫn khác nhau là loại n và loại p.

Ý tưởng tiếp theo là hai loại này có các nồng độ khác nhau, các loại này tiếp xúc với nhau theo cấu trúc, độ dày mỏng các lớp, các kênh khác nhau sẽ hình thành nên một sự rất phong phú đa dạng của các linh kiện điện tử. Các linh kiện này tùy theo sự cấu thành trên, sẽ có chức năng, tần số hoạt động, khả năng chịu dòng, chịu thế, chịu nhiệt độ, độ nhạy... là khác nhau và hoàn toàn đặc trưng cho từng nhóm linh kiện.

Để thay đổi nồng độ điện tử và lỗ trống, người ta pha lẫn tạp chất thuộc nhóm III và V.

– **Loại N :** pha lẫn tạp chất nhóm V, chẳng hạn As (Asen). As có 5 electron hóa trị, trong khi Si chỉ có 4. Mỗi nguyên tử As sẽ thay thế một nguyên tử Si (Ge) nằm tại vị trí một nút mạng tinh thể Si và thực hiện

4 liên kết đồng hóa trị với 4 nguyên tử Si kề cận xung quanh bằng 4 e^- của nó. Còn lại 1 e^- sẽ bứt khỏi mạng tinh thể và trở thành electron tự do và là phần tử tải điện. Khi này, chất bán dẫn có số điện tử nhiều hơn so với lỗ trống. Độ chênh lệch chính là nồng độ tạp chất thêm vào.



HÌNH 2.2. Chất bán dẫn loại N Si pha tạp As

Như vậy, loại bán dẫn này gọi là bán dẫn loại n với :

+ Electron là phần tử tải điện cơ bản (*majority carrier*)

+ Lỗ trống là phần tử tải không cơ bản (*minority carrier*)

Nguyên tử arsenic được gọi là donor vì khi ion hóa nó sẽ "cho" một electron thành electron dẫn.

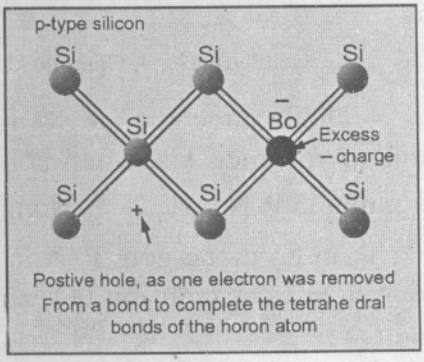
– **Loại P :** pha tạp chất nhóm III, chẳng hạn là Bo (Boron), có 3 điện tử hóa trị. Cũng như trên, các nguyên tử tạp chất nhóm III này sẽ thay thế tại vị trí các nút mạng của các nguyên tử nhóm IV. Để thực hiện đủ 4 liên kết của vai trò một nguyên tử nhóm IV thì Bo phải mượn 1 điện tử của một liên kết Si–Si trong mạng tinh thể. Khi đó sẽ để lại hậu quả là một lỗ trống tại liên kết Si–Si này. Lỗ trống này là lỗ trống tự do và tham gia làm phần tử tải điện chính. Mật độ lỗ trống được tạo thành chính là nồng độ tạp chất pha vào.

Như vậy, loại bán dẫn này gọi là bán dẫn loại p với :

+ Lỗ trống là phần tử tải điện cơ bản (*majority carrier*).

+ Electron là phần tử tải không cơ bản (*minority carrier*).

Nguyên tử Boron được gọi là acceptor vì khi ion hóa nó "nhận" một điện tử.



HÌNH 2.3. Chất bán dẫn loại P

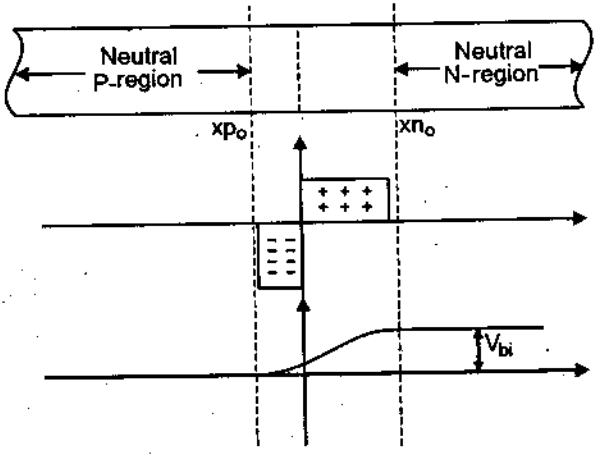
2.1.3. Lớp tiếp xúc p–n

– Khi cho bán dẫn P tiếp xúc với bán dẫn N, do có sự chênh lệch rất lớn về nồng độ các hạt tải điện (*electrons and holes*) tồn tại gần miền tiếp giáp, lỗ trống sẽ khuếch tán từ P sang N và điện tử khuếch tán từ N sang P qua lớp tiếp xúc (*diffusion current*).

– Kết quả của việc di chuyển hai loại hạt tải cơ bản này là việc mất các electron, xuất hiện các ion donor tích điện dương (+, positive) ở thanh bán dẫn N và mất các lỗ trống, xuất hiện các ion acceptor tích điện âm (–, negative) ở thanh bán dẫn P. Toàn bộ vùng chứa các ion này gọi là miền không gian tích điện (*space charge region*).

Miền này còn được gọi là miền nghèo (*depletion region*) vì sự nghèo nàn thiếu vắng của các hạt tải cơ bản đã khuếch tán.

– Miền không gian bán dẫn nằm ngoài miền nghèo không bị ảnh hưởng, được xem là miền trung hòa điện (*neutral region*)



HÌNH 2.4. Cấu trúc lớp tiếp giáp p–n và giản đồ thế năng

– Diode được chế tạo với một miền bán dẫn có nồng độ pha tạp lớn hơn so với miền kia. Miền nồng độ lớn hơn được ký hiệu thêm với dấu (+), như là P^+N hoặc N^+P. Nồng độ lớn hơn là cỡ khoảng 3 lần.

Toàn bộ diode gồm P–N là một thể thống nhất trung hòa về điện, và tổng điện tích miền ion (+) bằng và ngược dấu với tổng điện tích miền ion (–) :

$$-qNA^- xp_o = qND^+ xn_o$$

Vì mức độ pha tạp chất hai miền khác nhau nên $xp_o \neq xn_o$

– Việc tồn tại miền điện tích dương một bên và điện tích âm một bên sẽ làm hình thành một điện trường hướng từ N → P. Điện trường ngược chiều với sự khuếch tán các hạt tải cơ bản, nó sẽ lôi cuốn các electron từ P sang N và các hole từ N sang P (*drift current*).

– Điện trường này sẽ tương ứng với sự hình thành một hiệu điện thế nội tại nơi miền tiếp xúc. Hàng rào thế này ngăn trở việc khuếch tán của các phần tử tải cơ bản. Ký hiệu của hàng rào thế này là V_{bi}

$$V_{bi} = \frac{KT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$$

Với tiếp giáp của bán dẫn Si, $V_{bi} = 0,7 \div 1V$. Của bán dẫn Ge, $V_{bi} = 1,0 \div 1,4V$

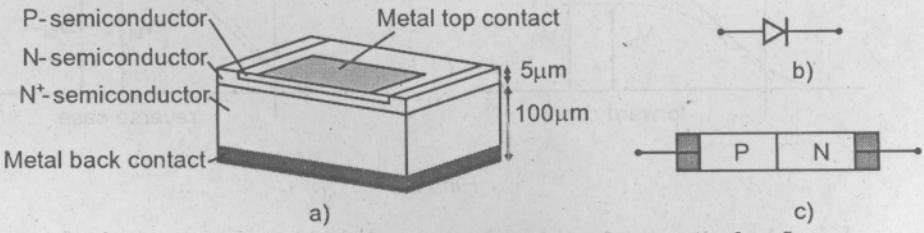
Driff and diffusion currents :

Tại trạng thái cân bằng nhiệt, khi không có nguồn điện bên ngoài tác động, dòng của các electron và dòng của các lỗ trống bằng không.

$$I_{electron-diffusion\ N \to P} = -I_{electron-driff\ P \to N}$$

$$I_{hole-diffusion\ P \to N} = -I_{hole-driff\ N \to P}$$

– Trên thực tế, một diode được chế tạo có cấu trúc và hình dạng như sau :

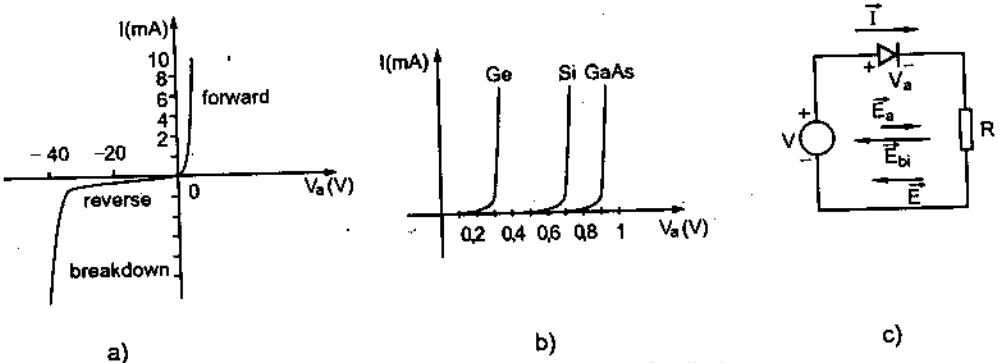


HÌNH 2.5a. Cấu trúc diode, b. Ký hiệu của diode, c. Sơ đồ biểu diễn

2.1.4. Phân cực cho diode

Phân cực cho diode (*biasing a diode*) là quá trình đặt một nguồn thế (hoặc nguồn dòng) vào giữa hai tiếp xúc kim loại của bán dẫn N và P. Hiệu thế phân cực này, tùy theo chiều, sẽ làm cho diode bị phân cực thuận (*forward direction*) hay phân cực ngược (*reverse direction*).

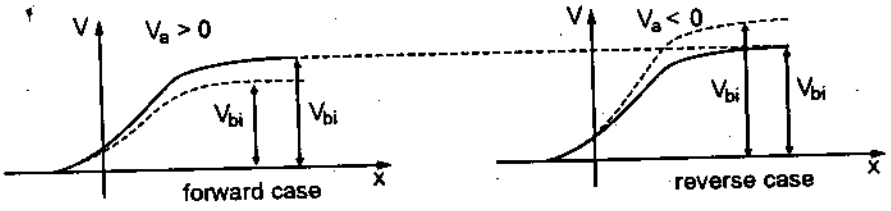
Đối với phân cực thuận, một hiệu điện thế nhỏ sẽ tạo ra một dòng điện lớn đi qua diode. Trong khi phân cực ngược, dòng là rất nhỏ, có thể xem như bỏ qua. Chỉ trừ khi hiệu thế ngược rất cao, hiện tượng đánh thủng (*breakdown*) sẽ xảy ra. Hiện tượng biểu hiện là dòng điện rất lớn tại một hiệu thế ổn định.



HÌNH 2.6 a. Đặc trưng Vol–Ampe của diode,
b. Đặc trưng một số loại diode khác nhau, c. Mạch điện phân cực thuận

a) Phân cực thuận

– Hiệu điện thế đặt vào làm cho P có điện thế dương hơn N, → $\vec{E}_a \uparrow\downarrow \vec{E}_{bi}$ làm cho điện trường giảm, hàng rào thế cũng giảm, miền nghèo hẹp lại → điện trở lớp tiếp xúc (trở nội của diode) giảm.



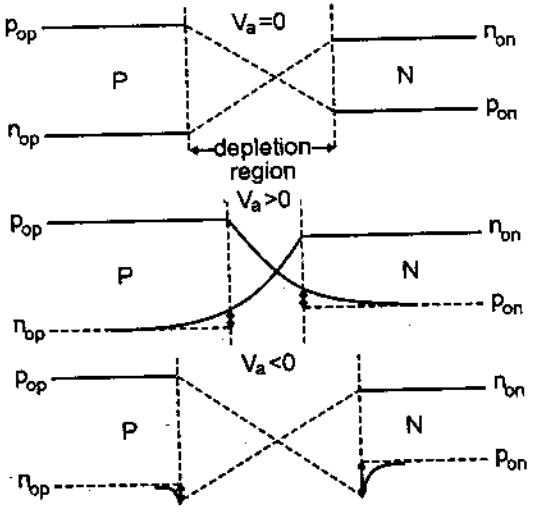
Hình 2.7

– Khi phân cực thuận, khi hàng rào thế giảm xuống, điện tử trong N sẽ khuếch tán sang P một lượng rất lớn (*diffusion current*). Dòng khuếch tán này lớn hơn nhiều so với dòng dịch electron (*driff current*) khi electron di chuyển theo lực điện trường từ P sang N.

Tương tự, lỗ trống sẽ khuếch tán từ P sang N, và dòng khuếch tán này lớn hơn nhiều so với dòng dịch khi lỗ trống di chuyển từ N sang P.

– Kết quả là mật độ điện tử trong P tại miền nghèo tăng lên, và hình thành phân bố gradient của điện tử (*electron gradient*) trong miền P. Tương tự, lỗ trống sẽ có một phân bố gradient của lỗ trống (*hole gradient*) trong miền N.

Hai gradient này sẽ hình thành bởi dòng khuếch tán (*diffusion current*), nhưng không phải của các hạt cơ bản mà là của các phần tử tải không cơ bản. Điều đó có nghĩa là, lỗ trống khi ở bên P là hạt tải cơ bản, nhưng khi đã sang bên N lại là hạt tải không cơ bản. Ngược lại, electron khi ở bên N là hạt tải cơ bản, nhưng sang P sẽ là hạt tải không cơ bản. Và dòng điện trong đặc trưng V–I thu được ở trên thì chính là *dòng khuếch tán của các hạt tải không cơ bản này*. Dòng này biến đổi theo quy luật hàm exponent.



HÌNH 2.8. Hàng rào thế năng, và kích thước miền nghèo

Biểu thức dòng có dạng :

$$I = A\left[\frac{qD_p p_{on}}{L_p} + \frac{qD_n n_{op}}{L_n}\right]\left[\exp\frac{qV_a}{kT} - 1\right]$$

Trong đó :

A tiết diện lớp tiếp xúc ;

D_p, D_n hằng số khuếch tán (*diffusion constant*) ;

p_{on} mật độ hole không cơ bản trong N ;

n_{op} mật độ electron không cơ bản trong P ;

L_p, L_n chiều dài khuếch tán (*diffusion length*).

b) Phân cực ngược

– Hiệu điện thế làm cho N dương hơn so với P, hiệu điện thế tiếp xúc ở miền nghèo tăng lên, điện trường $\vec{E}$ cũng tăng lên. Năng lượng cần thiết cho các hạt tải vượt qua hàng rào thế càng lớn, làm cho rất ít các hạt tải cơ bản chạy qua được lớp tiếp xúc, mà chỉ thuận lợi cho các hạt tải không cơ bản chạy qua.

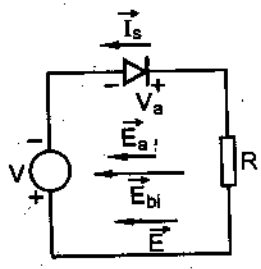
– Vì vậy, dòng điện của diode lúc này chỉ là dòng rất nhỏ của các hạt tải không cơ bản.

Trong biểu thức tính dòng trên, $V_a < 0$.

$I = -I_s$, I_s là dòng điện ngược bão hòa (reverse saturation current)

$$I_s = qA[\frac{D_p p_{on}}{L_p'} + \frac{D_n n_{op}}{L_n}]$$

– Chú ý trong trường hợp phân cực thuận, miền nghèo thu hẹp lại, điện trở nội của diode là rất nhỏ. Còn khi phân cực ngược, miền nghèo mở rộng ra, trở nội của diode tăng lên rất lớn. Vì vậy, diode được xem là linh kiện chỉ cho phép dòng điện đi theo một chiều nhất định.



HÌNH 2.9. Mạch phân cực ngược

c) Hiện tượng đánh thủng

Khi tiếp tục tăng $V_{ngược}$ đến một giá trị đủ lớn nhất định, dòng điện ngược đột ngột tăng rất nhanh với một sự tăng rất nhỏ của $V_{ngược}$. Phân loại thành hai hiện tượng đánh thủng : *Zener breakdown* (đánh thủng hiệu ứng xuyên hầm) và đánh thủng hiệu ứng thác lũ (*Avalanche breakdown*).

Hiệu ứng đánh thủng thác lũ

Trong hiện tượng đánh thủng thác lũ, electron trong miền nghèo được gia tốc bởi điện trường cao sẽ có một động năng rất lớn. Chúng sẽ va chạm vào các nút mạng của mạng tinh thể và phá vỡ các liên kết hóa trị. Mỗi một va chạm sẽ ion hóa một nút mạng, hình thành một cặp điện tử – lỗ trống tham gia làm hạt tải cơ bản. Các cặp này gọi là phần tử tải điện thứ cấp. Chúng lại nhận được động năng lớn và lại làm ion hóa các nút mạng khác. Kết quả là việc hình thành một lượng cực lớn các hạt tải và tự nhiên là hình thành dòng điện đánh thủng rất lớn.

Hiệu ứng đánh thủng Zener

Cơ chế vật lý của hiện tượng đánh thủng Zener hoàn toàn khác cơ chế đánh thủng thác lũ. Điểm giống nhau duy nhất là hình dáng phần đặc tuyến ngược của diode.

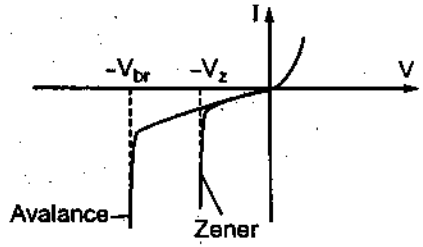
– Hai điểm khác nhau chính là :

+ Hiệu điện thế ngược đánh thủng Zener trong Silicon diode là cỡ khoảng 5V hoặc nhỏ hơn. Trong khi của đánh thủng thác lũ là vài chục von.

+ Đặc tuyến đánh thủng Zener thì đột ngột tăng hơn đánh thủng thác lũ.

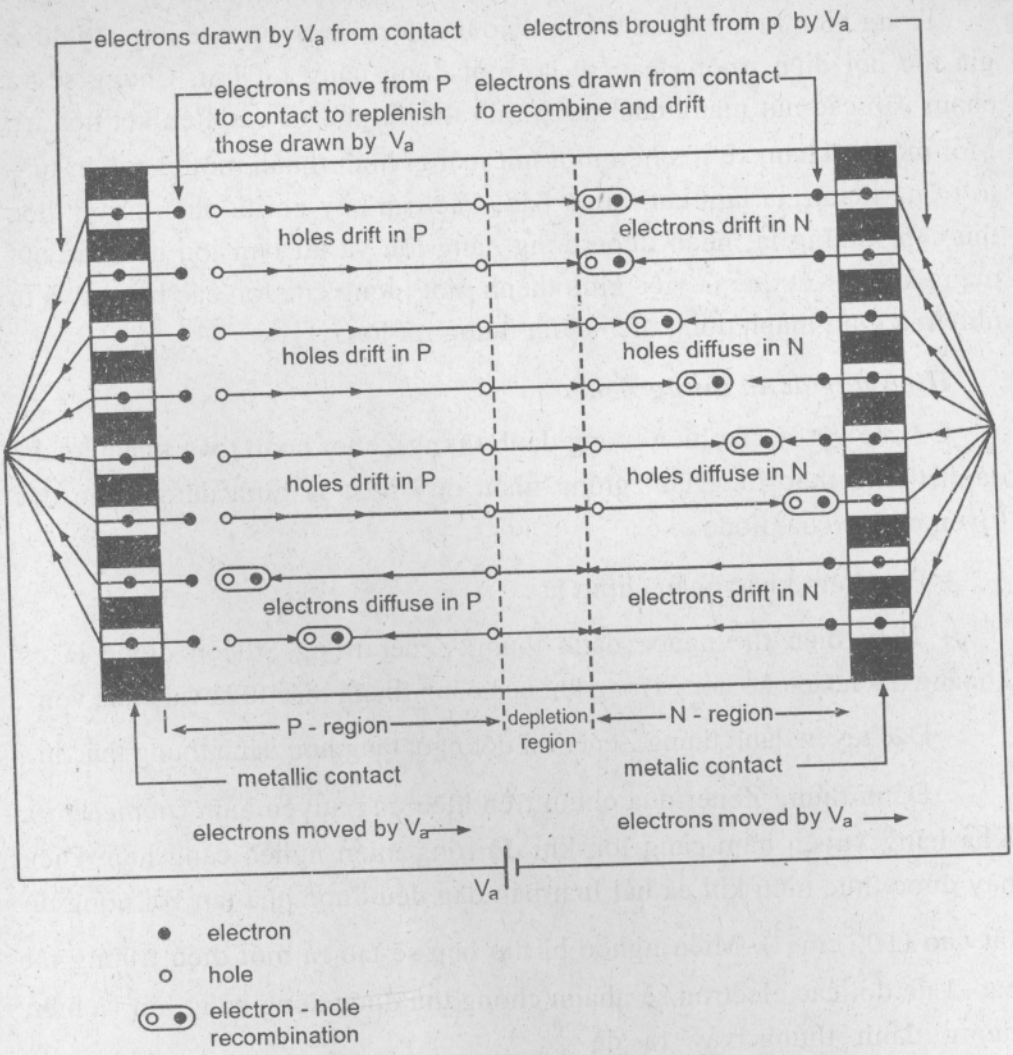
– Đánh thủng Zener dựa chính trên hiệu ứng xuyên hầm (*tunnelling*). Khả năng xuyên hầm càng lớn khi độ rộng miền nghèo càng hẹp. Điều này được thực hiện khi cả hai loại bán dẫn đều được pha tạp với nồng độ rất cao ($10^{18}cm^{-3}$). Miền nghèo bị thu hẹp sẽ tạo ra một điện trường rất cao. Lúc đó, các electron sẽ nhanh chóng thu được động năng lớn và hiện tượng đánh thủng xảy ra dễ dàng hơn. Và vì thế, $V_z < V_{br}$.

– Đặc điểm nổi bật của diode Zener là hiệu điện thế ngược V_z gần như là không đổi, mặc dù dòng điện có thể thay đổi rất lớn. Vì thế, diode Zener thường được dùng để tạo ra các nguồn ổn áp chuẩn.



HÌNH 2.10. Đặc trưng đánh thủng thác và Zener

2.1.5. Dòng điện trong một mạch kín có diode



HÌNH 2.11. Dòng trong mạch kín có Diode

2.2. TRANSISTOR LƯỠNG CỰC

Transistor là một linh kiện bán dẫn có ba cực. Dòng điện được tạo ra chảy từ cực này sang một cực khác, trong khi cực còn lại có nhiệm vụ điều khiển dòng chảy này.

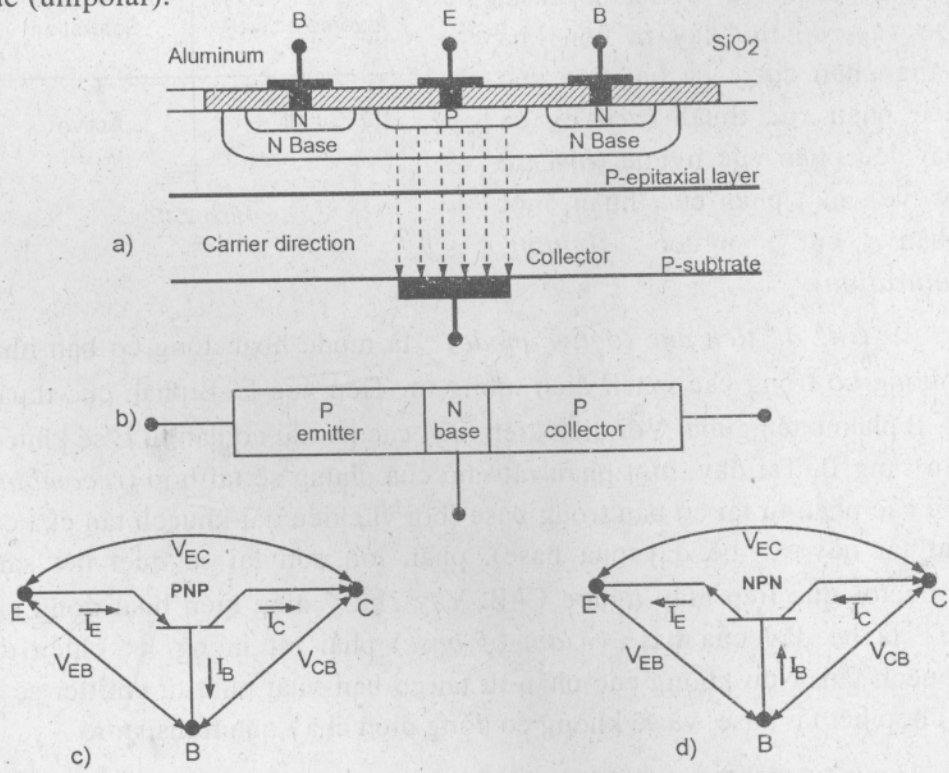
Có hai loại transistor : transistor lưỡng cực (*bipolar junction transistor – BJT*) và transistor hiệu ứng trường (*field–effect transistor – FET*). Sự khác nhau cơ bản của hai loại là cơ chế điều khiển dòng điện nói trên.

Hai ứng dụng quan trọng nhất của transistor là khuếch đại (*amplification*) và khóa chuyển mạch (*switching*). Dòng điện, điện thế và thậm chí nguồn năng lượng có thể được khuếch đại trong từng loại mạch có transistor bố trí thích hợp. Trong những ứng dụng số, transistor tạo ra các khóa chuyển giữa hai trạng thái ON và OFF với thời gian chuyển trạng thái rất ngắn.

2.2.1. Cấu trúc và hoạt động cơ bản (Structure and basic operation)

Một BJT được hợp thành từ 3 miền bán dẫn, tạo thành hai miền tiếp giáp diode PN. Miền ở giữa kẹp giữa hai miền bán dẫn cùng loại (sandwiched), có tính chất bán dẫn pha tạp ngược với hai miền này. Vì vậy BJT có thể là PNP hoặc NPN.

BJT được gọi là transistor lưỡng cực vì cả hai loại hạt tải đều tham gia vào quá trình dẫn điện. Dẫn điện trong FET được thực hiện chỉ với một loại hạt tải (hoặc e^- hoặc h). Vì thế FET được gọi là transistor đơn cực (unipolar).



HÌNH 2.12. a) Cấu trúc của transistor BJT, b) hình mô phỏng, c) ký hiệu transistor PNP, d) ký hiệu transistor NPN

Dùng cực B để điều khiển dòng chảy từ E sang C :

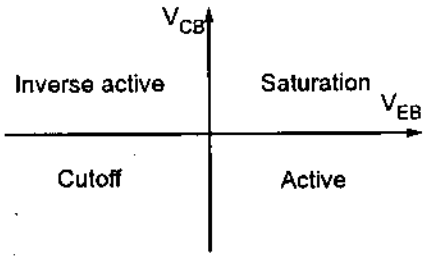
Khi V_{EB} biến thiên → điều kiện phân cực E–B thay đổi → bề dày miền nghèo emitter–base thay đổi → điện trở suất ρ thay đổi. Miền nghèo này theo cấu trúc trên xem như là một điện trở biến thiên theo V_{EB} mắc nối tiếp trên dòng I_{Ep} nên khi V_{EB} biến thiên sẽ điều khiển được độ lớn dòng I_{Ep} cũng như I_{Cp}.

Ba miền của BJT là *emiter (E)*, *base (B)* và *collector (C)*.

Trong PNP, hole được tạo ra và xuất phát từ emitter di chuyển đến collector. Vì vậy, mũi tên hướng chiều từ E qua B sang C. Trong khi NPN, dòng electron hình thành từ E sang C, do đó, chiều mũi tên chỉ chiều dòng điện có hướng ngược lại.

Các chế độ làm việc

BJT có hai lớp tiếp xúc PN : emitter–base và collector–base. Do vậy, có thể xảy ra bốn khả năng phân cực : cả hai tiếp xúc đều phân cực thuận (*active*), cả hai đều phân cực ngược (*inverse active*), một phân cực thuận, một phân cực ngược (*cutoff*, *saturation*).



Hình 2.13

① *Chế độ tích cực (active mode) :* là mode hoạt động cơ bản nhất, thường có trong các mạch điện tương tự. Tiếp xúc E–B phân cực thuận, C–B phân cực ngược. Với điều kiện này, các hạt tải cơ bản từ E sẽ khuếch tán sang B. Tại đây, một phần rất nhỏ của chúng sẽ tái hợp (*recombine*) với các phần tử tải cơ bản trong base (bởi vì chiều dài khuếch tán của các hạt tải này >> bề dày của base), phần lớn còn lại sẽ quét hết sang collector qua tiếp giáp ngược C–B. Vậy chú ý điều kiện hoạt động của BJT là bề dày của base (*width of base*) phải rất mỏng << chiều dài khuếch tán. Nếu không các phần tử tải cơ bản xuất phát từ emitter sẽ bị tái hợp hết tại base, và sẽ không có dòng điện chạy qua transistor.

Danh từ *transistor* kết hợp từ *transfer–resistor*, *transfer* đề cập đến mối quan hệ giữa lối ra với lối vào. Trở rất nhỏ (low resistance) tại diode

phân cực thuận, tương ứng tỉ lệ V/I nhỏ, trong khi diode thứ hai phân cực ngược có trở kháng cao ứng với tỉ lệ V/I lối ra lớn.

Active mode thường sử dụng trong các mạch khuếch đại để khuếch đại thế và dòng.

② *Chế độ bão hòa (Saturation mode) :* transistor được sử dụng như một thiết bị chuyển mạch ở trạng thái ON với tỉ lệ V/I là nhỏ, vì khi đó cả hai tiếp xúc đều phân cực thuận nên dòng rất lớn. Tương ứng trở kháng nhỏ.

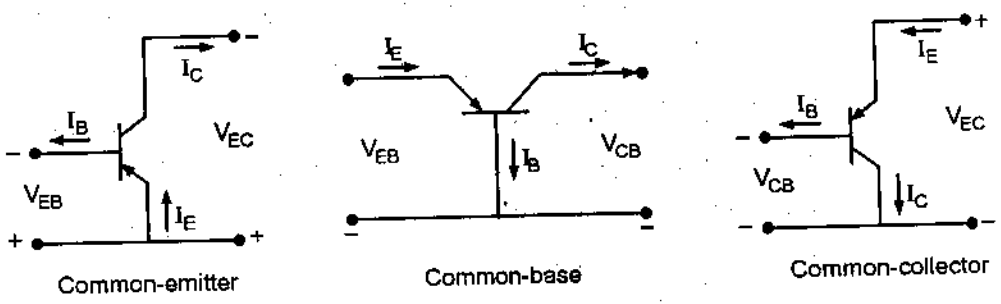
③ *Chế độ khóa (Cutoff) :* khi cả hai phân cực đều ngược, dòng điện tồn tại rất nhỏ, nhưng vẫn khác 0. Vì thế, tỉ lệ V/I rất lớn, kết quả là trở kháng rất lớn, chỉ ra trạng thái mạch hở. Chuyển mạch sẽ ở vị trí OFF.

④ *Chế độ đảo bão hòa (Inverse active) :* mạch này ít được sử dụng nhất, collector sẽ đóng vai trò của emitter và ngược lại. Một số thiết bị số cũng hoạt động ở mode này.

Sự pha tạp chất của emitter lớn hơn rất nhiều so với của base và collector. Sự yêu cầu khác biệt này xuất phát từ yêu cầu khuếch đại trong active mode. Chính vì khác biệt này, dẫn cùng là sự khác biệt của hai lớp tiếp xúc mà vai trò collector và emitter không thể đổi chỗ cho nhau. Việc hoán đổi chỉ xảy ra trong inverse active mode, khi mà hoàn toàn không tính đến những đặc tính khuếch đại.

Mạch điện tương đương

Trong các ứng dụng, transistor xuất hiện dạng tứ cực với hai đầu vào và hai đầu ra. Vì thế, có 3 khả năng nối transistor lưỡng cực vào mạch điện : base chung (*common–base CB*), emitter chung (*common–emitter CE*), và collector chung (*common–collector CC*). Trường hợp CE được sử dụng nhiều nhất, CC sử dụng ít nhất.



a) *Sơ đồ E chung : EC* b) *Sơ đồ Base chung : BC* c) *Sơ đồ Collector chung : CC.*

HÌNH 2.14. Sơ đồ transistor mắc trong mạch khuếch đại

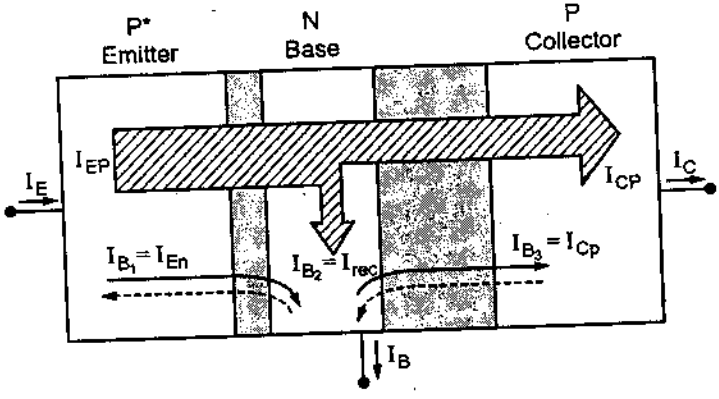
2.2.2. Các dòng điện của transistor trong active mode

Viết định luật Kirchhoff cho dòng và thế :

$$I_E = I_B + I_C$$

$$V_{CB} + V_{BE} + V_{CE} = 0$$

Trong active mode, $V_{EB} = -V_{BE} > 0$, $V_{CB} = -V_{BC} < 0$.



HÌNH 2.15. Mô hình các phần tử tải chạy trong transistor

Dòng emitter (PNP BJT)

Tại tiếp giáp diode E–B phân cực thuận :

hole → diffusion from E → B

electron → diffusion from B → E

→ $I_E = I_{Ep} + I_{En}$

I_{Ep} hole current

I_{En} electron current

Các electron từ base đi đến emitter, tái hợp với lỗ trống trong emitter. Tại tiếp xúc kim loại với emitter, các electron bị kéo ra mạch điện ngoài nhờ hiệu điện thế DC V_{BB}, và vì vậy dư thừa ra các lỗ trống tự do. Một phần lỗ trống này, và cũng là hạt tải cơ bản trong emitter, tái hợp với các electron đến từ base. Phần lớn lỗ trống còn lại sẽ di chuyển sang base dưới tác dụng của phân cực thuận.

Dòng collector

Các lỗ trống phun (inject) vào base từ emitter sẽ đối mặt với hai khả năng :

– Khi độ dày của miền base lớn hơn nhiều chiều dài khuếch tán của lỗ trống, thì tất cả lỗ trống này sẽ tái hợp tại base. Transistor hoạt động lúc này chỉ như hai diode mắc quay lưng lại nhau (two PN junction diodes back to back), không có tương tác qua lại giữa emitter và collector.

– Khi độ dày miền base nhỏ hơn nhiều chiều dài khuếch tán của lỗ trống, phần lớn lỗ trống sẽ đến được miền tiếp giáp ngược collector và tham gia thành dòng collector.

Vậy tại sao lỗ trống lại phun sang được collector? Đó là vì tác dụng của điện trường phân cực ngược sẽ thuận lợi cho các hạt tải không cơ bản di chuyển (hole từ base sang collector và electron từ collector sang base).

Cuối cùng ta có

hole → diffusion from E → B → inject → C

electron → move from C → B

→ $I_C = I_{Cp} + I_{Cn}$

I_{Cp} hole current

I_{Cn} electron current (leakage current – dòng dò)

Base current

Dòng base hợp thành từ ba thành phần

$I_B = I_{B1} + I_{B2} - I_{B3}$

$I_{B1} = I_{En}$ electron → khuếch tán từ B → E

$I_{B2} = I_{rec}$ electron (B → E) tái hợp với lỗ trống (E → B)

$I_{B3} = I_{Cn}$ electron → di chuyển từ C → B

2.2.3. BJT hoạt động như bộ khuếch đại dòng

Với một số giả định nhưng hoàn toàn đúng trong các cấu trúc BJT silicon hiện đại ngày nay, ta sẽ chứng minh được BJT mắc theo sơ đồ emitter chung là một bộ khuếch đại dòng tuyến tính (*linear current amplifier*).

Như trình bày ở trên, BJT, chẳng hạn PNP, khi hoạt động ở chế độ tích cực sẽ tồn tại 5 dòng điện phân biệt :

– Hole	khuếch tán	E	→	B	(I_{Ep}) – phân cực thuận
– Hole	khuếch tán	B	→	C	(I_{Cp})
– Electron	khuếch tán	B	→	E	(I_{B1})
– Electron (in B)	tái hợp với lỗ trống		(từ E)		(I_{B2})
– Electron	di chuyển	C	→	B	(I_{B3}) – phân cực ngược

Tại tiếp giáp phân cực ngược base–collector, nảy sinh hiện tượng sinh ra những cặp điện tử – lỗ trống tự do. Dòng electron chính là dòng I_{B3}. *Giả định thứ nhất*, dòng hole thì rất nhỏ so với dòng I_{Cp} nên có thể bỏ qua.

Dòng I_{B3} thực ra tạo ra các electron cho base, nên số electron này sẽ chia làm hai phần : một phần để tái hợp với hole từ E (I_{B2}), phần còn lại di chuyển sang E (I_{B1}). Vì vậy, thực ra dòng I_B chỉ bao gồm hai thành phần I_{B1} và I_{B2}.

Giả định thứ hai : trong các BJT những năm 60, dòng I_{B2} tương đối lớn vì bề dày base 10micromét và thời gian sống (lifetime) của các phần tử tải không cơ bản trong base ngắn. Ngày nay, với bề dày base < 1micromét và thời gian sống dài, dòng I_{B2} xem như bỏ qua.

Với những giả định như vậy, dòng I_B tính bằng I_{B1}, chỉ cỡ khoảng 1% của I_C. Mặc dù nhỏ như vậy, I_B vẫn rất quan trọng với chức năng điều khiển dòng điện nguồn cung cấp cho đầu vào của C_E BJT.

– ($I_{rec} \approx 0$) $\quad I_C \approx I_{Ep} = (-qA_E D_p)dp/dx = qA_E D_p p(0)/W_B$

$$= (qA_E D_p p_0/W_B)\exp(qV_{EB}/KT)$$

Vì bề dày base rất mỏng nên sự phân bố hole là phần tử tải không cơ bản trong base $dp/dx = -p(0)/W_B$ và p(0) thỏa mãn quy luật hàm exponent.

A_E diện tích tiếp xúc E–B ;

p_0 mật độ lỗ trống trạng thái cân bằng trong base ;

p(0) mật độ lỗ trống trong base tại tiếp giáp với emitter ;

W_B bề dày hiệu dụng của base ;

D_P hằng số khuếch tán hole trong base.

I_{Ep} là dòng từ emitter sang base, và được tính toán trong base với các thông số có vai trò là phần tử tải không cơ bản

$$I_B \approx I_{B1} = (qA_E D_{nE})dn/dx' = qA_E D_{nE} n_{E(0)}/L_{nE}$$

$$= qA_E D_{nE} n_{0E}/L_{nE} \exp(qV_{EB}/KT)$$

$n_{E(0)}$ mật độ điện tử trong emitter tại tiếp xúc với base ;

n_{0E} mật độ điện tử trạng thái cân bằng trong emitter ;

L_{nE} chiều dài khuếch tán của electron trong emitter ;

D_{nE} hằng số khuếch tán hole trong base.

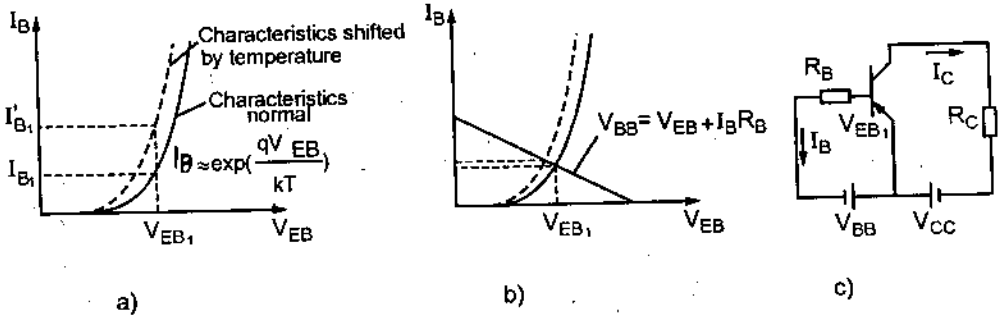
Tương tự, dòng I_{B1} là dòng từ base sang emitter, cũng được tính toán trong emitter (không phải base) cũng với vai trò phần tử tải không cơ bản.

Cuối cùng, ta có

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{D_p p_0 L_{nE}}{D_{nE} n_{nE} W_B}$$

Đây là một mối quan hệ tuyến tính giữa I_C và I_B không phụ thuộc vào V_{EB} nên CE BJT là một bộ khuếch đại dòng tuyến tính.

2.2.4. Đặc tuyến lối vào ($I_B - V_{EB}$ characteristic)



Hình 2.16 a,b. Đặc trưng lối vào của transistor, c. Sơ đồ phân cực cho transistor

Theo quan hệ exponent, I_B rất nhạy cảm với những biến đổi của V_{EB} và nhiệt độ T. Để giảm bớt những thăng giáng tạp nhiễu do nhiệt độ, do

không ổn áp của V_{EB}, người ta mắc nối tiếp nguồn V_{BB} với một điện trở R_B. Bằng cách điều chỉnh V_{BB} và R_B, có thể giữ I_B cố định $I_B = (V_{BB} - V_{EB})/R_B$.

Khi I_B được giữ ở điểm làm việc cố định, I_C sẽ chỉ đơn thuần biến đổi gấp một bội lần không đổi của I_B. Khi I_B thay đổi theo tín hiệu đầu vào cần khuếch đại dòng, I_C cũng biến đổi tương ứng. Sự biến đổi này của I_C thuần theo tín hiệu vào, chứ không phải sự biến đổi theo các thăng giáng T và V_{BB}.

2.2.5. Các tham số của transistor (*transistor parameters*)

– Các dòng điện trong PNP transistor ở active mode có dạng :

$$I_E = I_{Ep} + I_{En}$$
$$I_C = I_{Cp} + I_{Cn} = I_{Cp} + I_{CBO}$$
$$I_B = I_{B1} + I_{B2} - I_{B3} = I_{En} + I_{rec} - I_{CBO}$$

I_{CBO} là dòng điện từ collector đến base khi emitter hở mạch (emitter open).

– Hiệu suất phun emitter (*emitter injection eficiency*) : tỉ số giữa dòng lỗ trống phun từ emitter sang base với tổng dòng điện emitter

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E}$$

– Hệ số truyền dòng điện (*base transport factor*) : tỉ số giữa dòng lỗ trống đi đến collector với dòng lỗ trống đến base từ emitter

$$\alpha = \frac{I_{Cp}}{I_{Ep}} \approx \frac{I_C}{I_E}$$

– Hệ số khuếch đại dòng điện (*current gain*) :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

β thường có giá trị từ vài chục đến vài trăm.

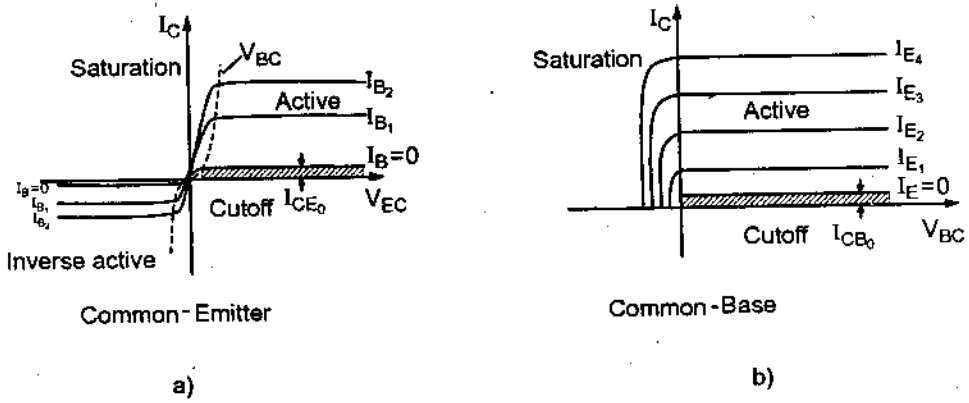
Từ đó, ta có $I_E = I_B (1+\beta)$

Và $\alpha = \dfrac{\beta}{1+\beta}$

2.2.6. Họ các đặc tuyến ra

Xét các đặc tuyến ra của BJT khi hoạt động trong các bộ khuếch đại và chuyển mạch.

C_E –	input,	V_{EB}	$= f(I_B, V_{EC})$
	output,	I_C	$= f(I_B, V_{EC})$
C_B –	input,	V_{EB}	$= f(I_E, V_{BC})$
	output,	I_C	$= f(I_E, V_{BC})$



HÌNH 2.17 a) Đặc trưng $I_C = f(I_B, V_{EC})$, b) đặc trưng $I_C = f(I_E, V_{BC})$

2.3. TRANSISTOR TRƯỜNG

Transistor hiệu ứng trường được ký hiệu là vì hoạt động cơ bản dựa trên tác động của điện trường ngang (*transverse*) lên chuyển động dọc (*longitudinal*) của các hạt tải điện.

Cấu trúc và hoạt động hoàn toàn khác biệt với transistor lưỡng cực. Trong khi dòng điện của BJT bao gồm cả lỗ trống và điện tử thì của FET chỉ là một loại hạt tải duy nhất. Bên cạnh đó, dòng của BJT chủ yếu là dòng khuếch tán (diffusion) của các hạt tải không cơ bản. Còn của FET thì đó là kết quả của dòng dịch (driff) các hạt tải theo ảnh hưởng của điện trường. Nói chung, FET có một vài ưu điểm hơn so với BJT.

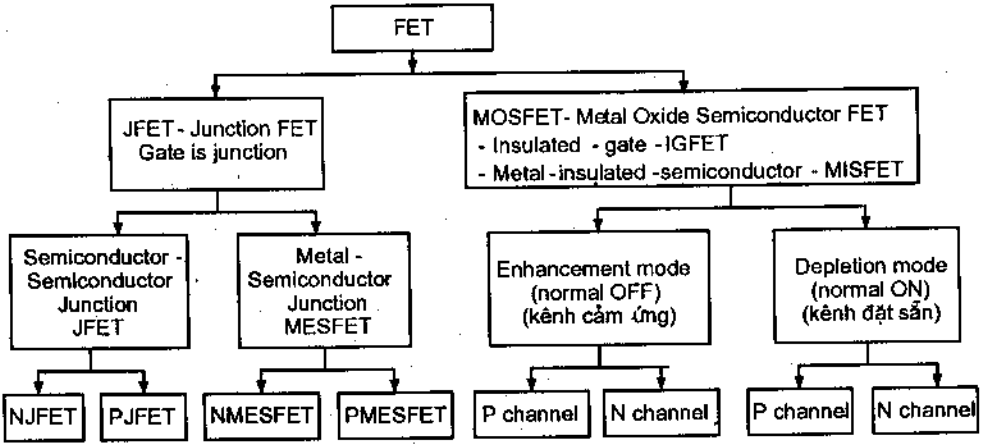
– Trở kháng đầu vào lớn hơn, nên có thể bỏ qua phần năng lượng tiêu hao của nguồn thế mắc tại đầu vào.

– FET không nhạy với nhiệt độ nên không bị ảnh hưởng nhiều bởi thăng giáng nhiệt độ, và miễn nhiễm với các bức xạ sóng điện từ.

– Nếu FET loại Silicon thì tạp nhiễu rất ít.

Nhược điểm chính của FET là hệ số khuếch đại nhỏ. FET được sản xuất kinh tế hơn BJT vì sử dụng ít công đoạn hơn và diện tích cho một chip thì nhỏ hơn.

Vì độ ồn (*noise*) nhỏ và không bị ảnh hưởng bởi bức xạ điện từ (*radiation*), bộ khuếch đại JFET được sử dụng nhiều trong thông tin vệ tinh (*satellite communication*) ở các tần số gigahertz. Nó cũng được dùng làm bộ khuếch đại trong các bộ khuếch đại thuật toán (*operational amplifiers*) và bộ so sánh (*comparators*).



HÌNH 2.18 FET và các loại transistor trường

2.3.1. Cấu trúc và hoạt động của JFET(Construction and operation)

FET có 3 cực : cực cửa (*gate*), cực nguồn (*source*) và cực máng (*drain*). Cực nguồn là cực bán dẫn mà từ đó phát ra các hạt tải điện di chuyển qua một kênh dẫn bán dẫn (*semiconductor channel*) đến đích là cực máng.

In NJFET, kênh dẫn là N và hạt tải điện là các electron. Một hiệu điện thế dương đặt tại cực máng so với cực nguồn sẽ gia tốc các electron này chuyển động trên kênh.

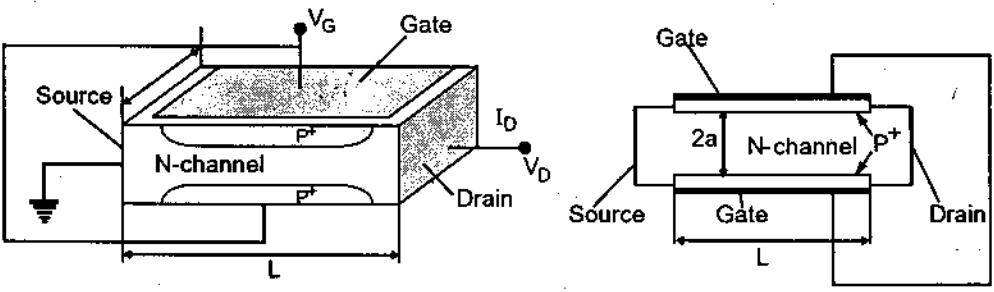
Cực thứ ba là cực cửa để điều khiển dòng chảy các electron. Gate là P^+ trong NJFET, có độ dẫn ngược với độ dẫn của kênh (P^+ so với N).

Tác dụng của V_{GS} (gate–to–source voltage)

Kênh dẫn của NJFET là một thanh silicon N, có điện trở phụ thuộc vào chiều dài L, độ rộng 2a, chiều sâu Z và độ dẫn.

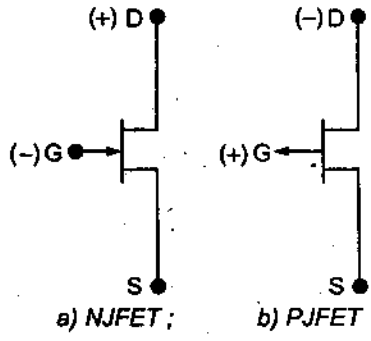
Giữ cố định V_{DS} (*drain–source voltage*), độ rộng 2a của kênh, hình thành bởi gate và channel, sẽ được điều khiển bởi *hiệu điện thế phân cực ngược đặt giữa gate và source* (V_{GS}).

Vì gate P^+ có nồng độ doping cao và phân cực ngược từ bên này sang bên kia của tiếp giáp gate–channel nên miền nghèo gần như trải rộng toàn bộ kênh dẫn.



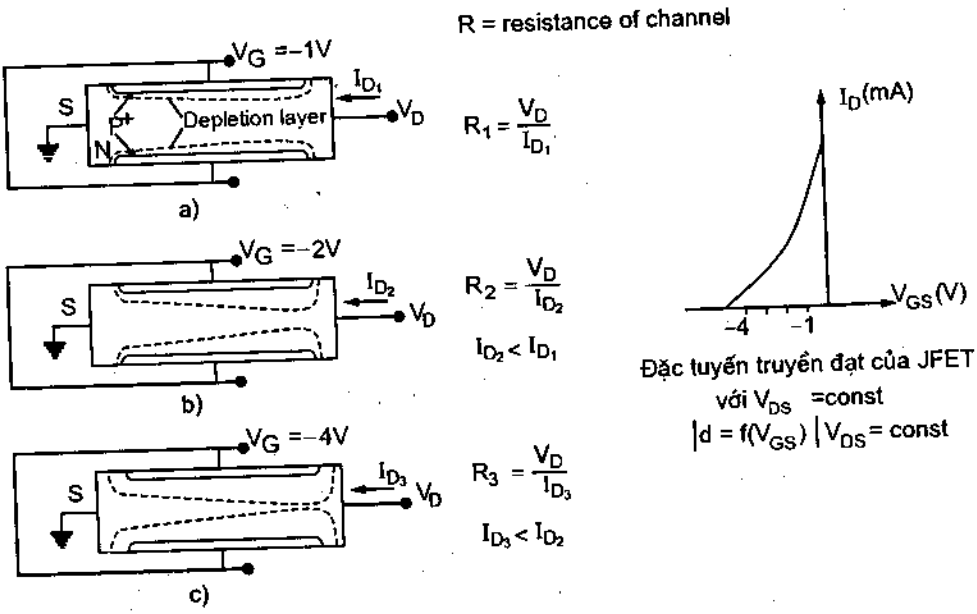
HÌNH 2.19. Cấu trúc của JFET kênh N

Cực cửa trở thành cực điều khiển bởi vì khi thay đổi hiệu thế phân cực ngược V_{GS}, miền nghèo thay đổi, độ rộng 2a cũng như tiết diện cắt ngang (cross–sectional area) của kênh dẫn mà dòng electron chảy vuông góc qua cũng thay đổi theo. Kết quả là độ dẫn (conductance) của kênh dẫn thay đổi. Quá trình điều khiển này được gọi là điều chế độ dẫn kênh (*conductance modulation*). Dòng điện dịch (electron *driff current* in NJFET) chảy vuông góc với điện trường điều khiển (longitudinal current and transverse electric field), được tính bằng tỉ số giữa V_{DS} với điện trở kênh dẫn.



Hình 2.20. Ký hiệu transistor JFET

$$I_D = \frac{V_{DS}}{R_{\text{channel from S to D}}}$$



HÌNH 2.21 a,b,c Bề rộng kênh dẫn N thay đổi khi U_{GS} thay đổi

Tác dụng của V_{DS} (*drain–to–source voltage*)

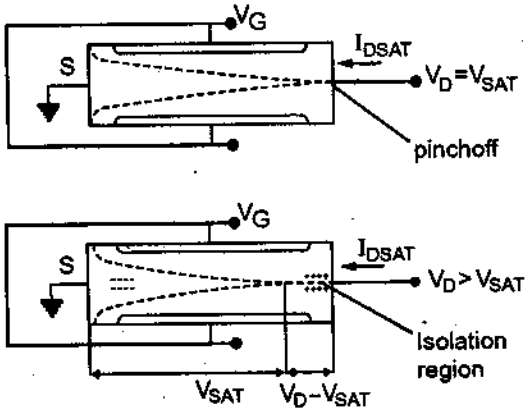
Độ rộng kênh dẫn chủ yếu điều khiển bằng V_{GS}. Tuy nhiên, thực tế V_{DS} cũng tham gia một phần trong quá trình điều chế độ rộng kênh.

Hình dung, đi từ source đến drain của kênh dẫn, mức độ phân cực ngược giữa cực gate âm và kênh dẫn dương (so với source) tăng dần theo sự tăng dần của hiệu thế phân cực ngược. Vì thế, kênh dẫn thắt dần về phía cực máng. Khi tăng V_{DS}, độ thắt xảy ra càng nhiều. Ký hiệu V_{SAT} là hiệu thế ngưỡng của V_{DS}, tại đó kênh đạt ngưỡng thắt hoàn toàn chính tại drain (*pinchoff*), xuất hiện miền nghèo cách điện (*depletion isolation region*).

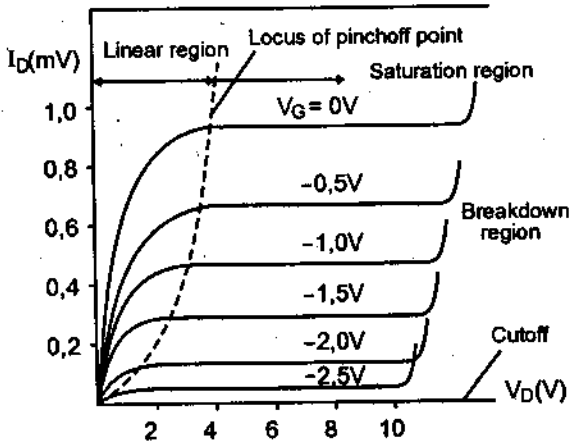
Tiếp tục tăng V_{DS} trên V_{SAT}, $V_{DS} - V_{SAT}$ sẽ rơi trên miền nghèo cách điện, vì vậy hiệu thế rơi trên phần dẫn là V_{SAT}. Lúc này, một điện trường dọc mạnh (*longitudinal electric field*), xuất phát từ các ion (+) trong miền nghèo cách điện, kết thúc tại các điện tử (–) trong kênh. Điện trường này tác động bắt các điện tử chuyển động từ mũi nhọn của phần còn lại kênh dẫn, xuyên qua miền cách điện và đến cực máng. Số các điện tử có mặt

tại mũi nhọn để tham gia chuyển động dòng điện phụ thuộc vào hiệu thế rơi trên miền nghèo cách điện $V_{DS} - V_{SAT}$. Điều đó có nghĩa là chiều dài của depletion isolation region càng kéo dài nếu càng tăng V_{DS}, tương ứng dòng điện sẽ giảm đi. Nhưng, thực tế cấu trúc JFET cho phép đưa ra giả định rằng chiều dài của miền này là rất nhỏ so với chiều dài L của kênh dẫn. Vì thế, một kết luận quan trọng là dòng điện máng I_D tại các hiệu thế $V_{DS} > V_{SAT}$ là một hằng số và bằng giá trị dòng tại điểm $V_{DS} = V_{SAT}$, I_D đạt giá trị bão hòa.

Đặc tuyến lối ra của JFET theo đó sẽ có dạng như hình 2.22 a.



a) Electric field by (+) : Isolation region and (-) : electron in N channel



b) Đặc tuyến lối ra của JFET với V_{GS} = const

$I_d = f(V_{DS} / V_{GS} = const)$

Hình 2.22.

– *Vùng bão hòa* ($V_D > V_{SAT}$) : I_D không phụ thuộc vào V_{DS} mà chỉ phụ thuộc vào V_{GS}. Vì thế, vùng này là vùng khuếch đại của JFET. Dòng I_D được điều khiển bởi V_{GS}.

– *Vùng tuyến tính* ($V_D < V_{SAT}$) : V_D nhỏ, biến thiên của I_D theo V_D là tuyến tính.

– *Vùng cutoff* : khi $V_{SAT} = 0$, dòng I_D sẽ bằng 0.

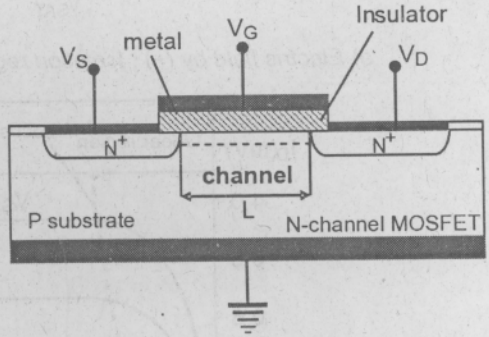
– *Vùng đánh thủng* : dòng I_D đột ngột tăng khi V_{DS} đủ lớn để đánh thủng tiếp giáp PN gần D.

Nhận xét đặc tuyến ra : Khi V_{GS} càng âm thì điểm pinchoff càng dịch về gốc tọa độ. Lí do là V_{GS} càng âm thì phân cực ngược càng lớn, miền nghèo càng mở rộng, và hiệu thế thắt kênh V_{DS0} xảy ra càng sớm hơn. Điểm đánh thủng cũng xảy ra sớm hơn.

2.3.2. Cấu trúc và hoạt động của MOSFET

Thiết bị gồm có cực cửa (***Metal***), phần cách điện (***Insulator***) phân tách cực cửa với miền bán dẫn (***Semiconductor***) mà tại đó là môi trường kênh dẫn channel.

Với cấu trúc như vậy, MOSFET tồn tại một tụ điện MOS nằm giữa cực nguồn và cực máng. MOSFET kênh N sử dụng đế silicon loại P, cực nguồn và cực máng là silicon N^+. Một hiệu điện thế (+) đủ lớn đặt lên cực cửa sẽ tạo ra sự đảo ngược tính bán dẫn của đế P, làm hình thành trong đế P một kênh dẫn N (*inversion layer*).



HÌNH 2.23. Cấu trúc MOSFET

Các electron trong kênh dẫn sẽ chuyển động dịch (*driff current*) từ cực nguồn sang cực máng khi đặt một hiệu thế dương V_{DS}. Hiện tượng tương tự với P–channel MOSFET với đế N và P.

Hiện tượng đảo (*Inversion*)

Khi đặt thế phân cực vào cực cửa kim loại (*metal gate*), một phần hiệu điện thế sẽ rơi trên lớp cách điện, phần còn lại rơi trên đế silicon.

Đối với đế P, $V_G < 0$ sẽ hút các lỗ trống trong đế P về tập trung tại miền tiếp giáp bán dẫn – cách điện. Nồng độ lỗ trống tại đây tăng lên, quá trình gọi là tích lũy (*accumulation*). Hình thành tụ điện, cực âm là metal gate, cực dương là vùng tích lũy trên, lớp cách điện chính là lớp điện môi.

Khi $V_G > 0$, các phần tử tải cơ bản là lỗ trống trong P bị đẩy ra xa khỏi bề mặt tiếp xúc bán dẫn – cách điện và vùng này trở thành miền nghèo (*depletion*). Tiếp tục tăng thế phân cực dương V_G, nồng độ hạt cơ bản (lỗ trống) giảm đến nồng độ hạt không cơ bản (điện tử), trở thành vật liệu bán dẫn thuần khiết (*intrinsic*). Tăng tiếp V_G, càng nhiều lỗ trống bị đẩy ra xa, càng nhiều điện tử bị hút về bề mặt tiếp giáp, đạt tình trạng nồng độ điện tử vượt xa so với nồng độ lỗ trống. Kết quả là trong vật liệu loại P có một vùng hạt tải cơ bản là electron. Đó chính là hiện tượng đảo ngược tính dẫn của bán dẫn (*inversion*).

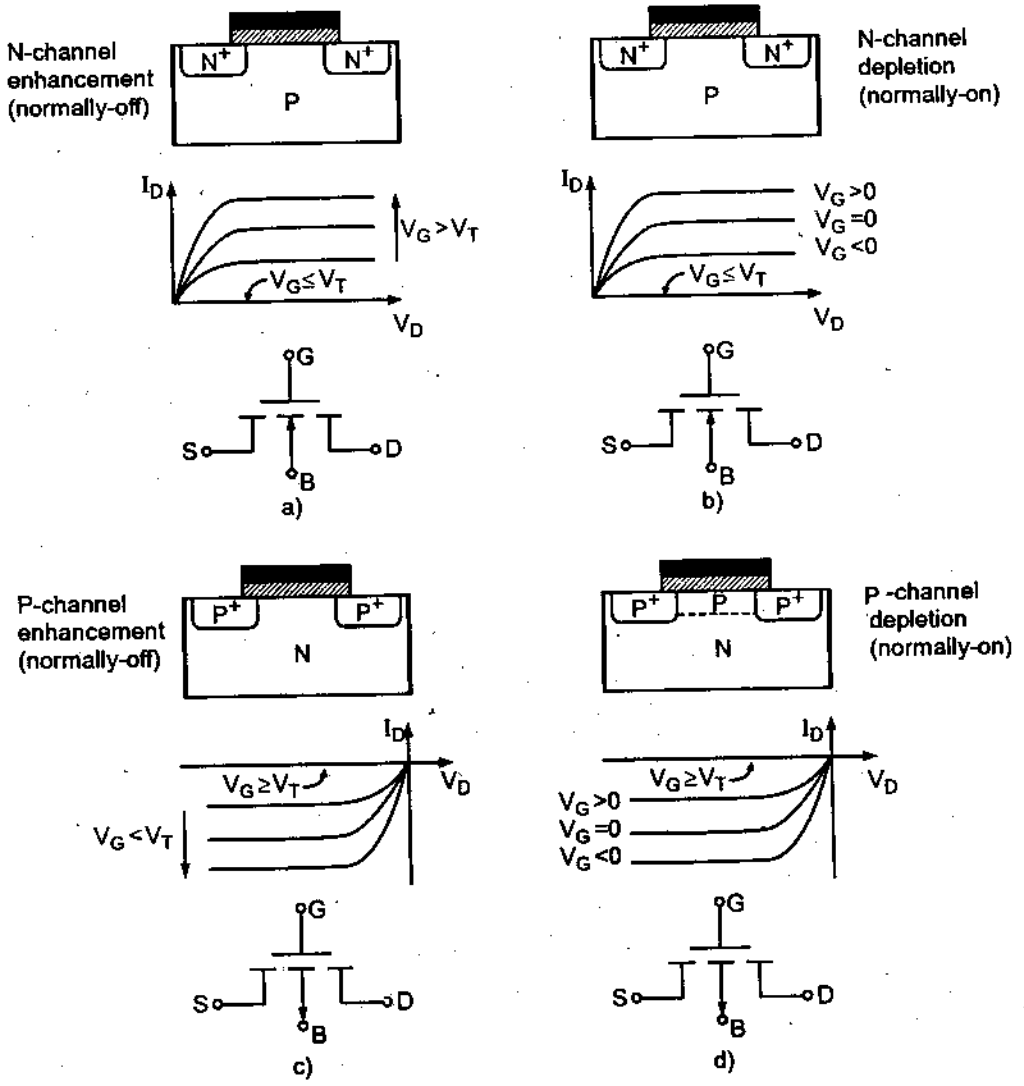
Phân loại

Chia làm hai loại : kênh N đế P (*N–channel, P substrate*) và kênh P đế N (*P–channel, N substrate*). Với mỗi loại, thiết bị có thể chia thành MOSFET kênh cảm ứng (*enhancement–mode*) và MOSFET kênh đặt sẵn (*depletion–mode*).

– Kênh cảm ứng : tại $V_G = 0$, độ dẫn của kênh rất nhỏ (*trạng thái NORMAL OFF*). Cần phải đặt một hiệu thế dương (N–channel, P substrate) hoặc âm (P–channel, N substrate) để hình thành kênh. Vì thế được gọi là kênh cảm ứng. Sự tăng giảm của V_G trên giá trị thế ngưỡng V_T (*threshold voltage* – khi bắt đầu đạt inversion) sẽ thay đổi nồng độ điện tử của kênh, làm thay đổi độ dẫn kênh và tương ứng là dòng điện máng I_D chạy qua kênh.

– Kênh đặt sẵn : tại $V_G = 0$, đã tồn tại sẵn kênh dẫn N (*N–channel, P substrate*) (*trạng thái NORMAL ON*). Khi đặt $V_G < 0$, sẽ làm nghèo

nồng độ electron của kênh và giảm độ dẫn kênh. Dòng điện được điều khiển thông qua sự nghèo nhiều hay ít của kênh.



HÌNH 2.24 a,c cấu trúc, đặc trưng và ký hiệu của MOSFET kênh N, b, d cấu trúc, đặc trưng và ký hiệu của MOSFET kênh P

Chương 3
CÁC MẠCH KHUẾCH ĐẠI

3.1. KHÁI NIỆM VỀ KHUẾCH ĐẠI

Định nghĩa

Bộ khuếch đại là một thiết bị biến đổi tín hiệu có biên độ nhỏ ở đầu vào thành một tín hiệu có biên độ lớn ở đầu ra mà dạng của tín hiệu không thay đổi.

Thực chất khuếch đại là một quá trình biến đổi năng lượng có điều khiển, ở đó năng lượng của nguồn cung cấp một chiều được biến đổi thành năng lượng xoay chiều có quy luật giống như quy luật của tín hiệu điều khiển.

Phân loại

Chia mạch khuếch đại thành nhiều loại theo nhiều cách khác nhau :

– Theo dạng tín hiệu cần khuếch đại : khuếch đại tín hiệu liên tục (khuếch đại micro, âm thanh...) và khuếch đại tín hiệu xung (radar, máy thu hình, các thiết bị tính toán, điều khiển...)

– Theo dải tần số tín hiệu cần khuếch đại : mạch khuếch đại một chiều ($f = 0$ và tần số rất thấp), mạch khuếch đại tần thấp ($f = 16Hz \div 20kHz$), khuếch đại trung tần và cao tần ($f > 20kHz$).

– Theo đặc tuyến tần số : mạch khuếch đại cộng hưởng (hệ số khuếch đại K đạt giá trị lớn nhất tại tần số cộng hưởng), khuếch đại dải hẹp (K không thay đổi trong một dải hẹp tần số và suy giảm rõ rệt ngoài vùng này), khuếch đại dải rộng (dải tần làm việc cỡ vài chục MHz).

– Theo trở tải : khuếch đại điện trở, khuếch đại biến thế, khuếch đại cộng hưởng, khuếch đại điện cảm ...

– Theo tính chất các đại lượng vật lý lấy ra : khuếch đại thế (K_u), khuếch đại dòng (K_i), khuếch đại công suất (K_p)...

Các chỉ tiêu và tham số cơ bản của một tầng khuếch đại

Hệ số khuếch đại

$$K = \frac{A_r}{A_v} \qquad \text{A có thể là U, I, P}$$

Vì tầng khuếch đại có chứa các phần tử điện kháng nên K là một số phức

$$\dot{K} = |K| \exp(j\varphi_k)$$

|K| thể hiện quan hệ về cường độ (biên độ) giữa đại lượng đầu vào và đại lượng đầu ra ;

φ_k độ dịch pha giữa đại lượng đầu vào và đầu ra.

Các đặc tuyến

–Nhìn chung, |K| và φ_k phụ thuộc vào tần số ω của tín hiệu đầu vào ;

$|K| = f_1(\omega)$ đặc trưng biên độ – tần số ;

$\varphi_k = f_2(\omega)$ đặc trưng pha – tần số ;

$U_r = f_3(\omega)$ đặc trưng biên độ (lấy tại một tần số cố định).

Chỉ tiêu đầu ra

– Điện áp ra định mức (U_r)

– Công suất ra trên một tải quy định (P_r)

– Trở kháng ra của mạch khuếch đại (Z_r) càng nhỏ càng tốt → khả năng chịu tải tốt

Chỉ tiêu đầu vào

– Điện áp vào định mức (U_v)

– Dòng điện vào (I_v)

– Công suất vào (P_v)

– Trở kháng vào (Z_v) càng lớn càng tốt → ít tiêu hao năng lượng tín hiệu

Độ nhạy của bộ khuếch đại : thế vào nhỏ nhất mà mạch có thể khuếch đại – U_{vmin}

Khả năng phân giải : tỉ số tín hiệu / tạp, ở tầng đầu tạp âm càng nhỏ càng tốt.

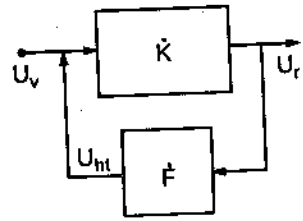
3.2. HỒI TIẾP TRONG CÁC TẦNG KHUẾCH ĐẠI (*FEEDBACK*)

Hồi tiếp (phản hồi) là thực hiện việc truyền một phần hay toàn bộ tín hiệu đầu ra về đầu vào bộ khuếch đại. Hồi tiếp sẽ cải thiện hầu hết các chỉ tiêu chất lượng của bộ khuếch đại và làm cho nó có một số tính chất đặc biệt.

Hệ số khuếch đại vào hệ số truyền đạt đều là những số phức :

$$\dot{K} = |K| \exp(j\varphi_k)$$

$$\dot{F} = |F| \exp(j\varphi_\beta)$$



HÌNH 3.1. Sơ đồ khuếch đại với mạch phản hồi

$K = U_r / U_v$; $F = U_{ht} / U_r$

Vì rằng K và F đều là phần tử phức phụ thuộc tần số nên cần chú ý độ phản hồi ở các vùng tần số khác nhau.

3.2.1. Phân loại

Phân loại theo pha của tín hiệu hồi tiếp :

Hồi tiếp âm (*negative feedback*) ;

Hồi tiếp dương (*positive feedback*).

Hồi tiếp dương : tín hiệu hồi tiếp đồng pha với tín hiệu vào, do đó sẽ làm tín hiệu vào mạnh lên. Hồi tiếp dương thường làm bộ khuếch đại mất ổn định, thường được dùng trong các bộ tạo dao động.

Hồi tiếp âm : tín hiệu hồi tiếp ngược pha với tín hiệu vào, nên làm yếu tín hiệu vào. Được sử dụng để cải thiện chất lượng bộ khuếch đại nên được dùng rộng rãi.

Phân loại theo dạng tín hiệu : Hồi tiếp một chiều ;

Hồi tiếp xoay chiều.

Hồi tiếp âm một chiều dùng để ổn định chế độ công tác, còn hồi tiếp âm xoay chiều dùng để ổn định các tham số của bộ khuếch đại.

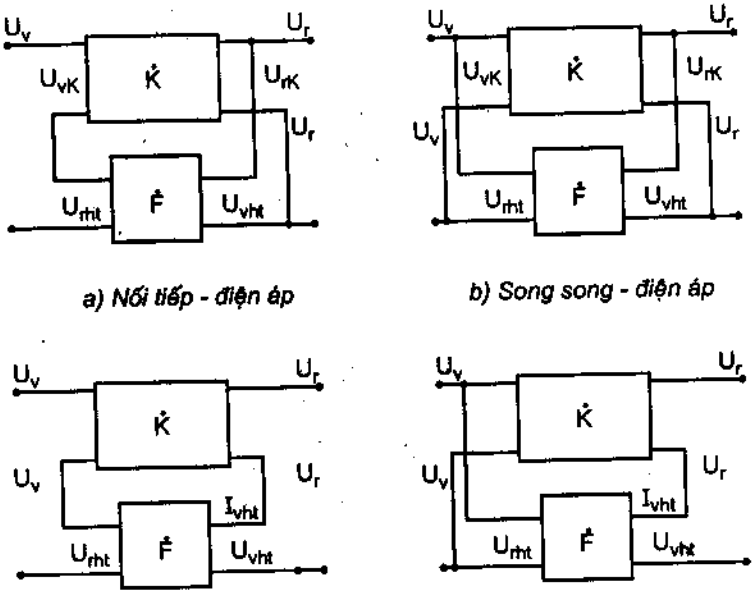
Phân loại theo mạch điện :

Phản hồi nối tiếp – điện áp : tín hiệu hồi tiếp nối tiếp nguồn tín hiệu ban đầu và tỉ lệ với điện áp ở đầu ra.

Phản hồi song song – điện áp : tín hiệu hồi tiếp song song nguồn tín hiệu ban đầu và tỉ lệ với điện áp ở đầu ra.

Phản hồi nối tiếp – dòng điện : tín hiệu hồi tiếp nối tiếp nguồn tín hiệu ban đầu và tỉ lệ với dòng điện ở đầu ra.

Phản hồi song song – dòng điện : tín hiệu hồi tiếp song song nguồn tín hiệu ban đầu và tỉ lệ với dòng điện ở đầu ra.



HÌNH 3.2. Các mạch phản hồi trong bộ khuếch đại

3.2.2. Xét các ảnh hưởng của mạch hồi tiếp nối tiếp – điện áp

Xét các hệ số khuếch đại

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_{vK}}, \quad \dot{K}_f = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_v}, \quad \dot{F} = \frac{\dot{U}_{rht}}{\dot{U}_{vht}}, \quad \dot{U}_{vK} = \dot{U}_v + \dot{U}_{rht},$$

$$\dot{U}_{vht} = \dot{U}_r$$

$$\rightarrow \dot{K}_f = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_{vK} - \dot{U}_{rht}} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_{vK} - \dot{F} \times \dot{U}_{vht}}$$

$$\rightarrow \quad \dot{K}_f = \frac{\dot{K}\dot{U}_{vK}}{\dot{U}_{vK} - \dot{F} \times \dot{K}\dot{U}_{vK}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{F} \times \dot{K}} \tag{3.1}$$

Viết tường minh $\dot{K}$ và $\dot{F}$

$$\dot{K} = |K| \exp(j\varphi_k)$$

$$F = |F| \exp(j\varphi_\beta)$$

$$\rightarrow \qquad \dot{K}\dot{F} = |K|\,|F| \exp[j(\varphi_k + \varphi_\beta)] = |K|\,|F| \exp(j\varphi)$$

Xét độ lệch pha tổng φ trong hai trường hợp :

a) Khi $\varphi = 2n\pi$ (n = 0,1,2...), phản hồi dương

Nghĩa là khi tín hiệu phản hồi trở về đồng pha với U_v. Lúc này,

$$\dot{K}_f = \frac{\dot{K}}{1 - KF} \tag{3.2}$$

Khi KF< 1, phản hồi dương $\dot{K}_f > \dot{K}$ một lượng $\frac{1}{1 - KF}$ lần.

Khi KF ≥ 1, thì $\dot{K}_f = \infty$, lúc đó hệ không còn là hệ khuếch đại, mà chuyển sang trạng thái máy phát, đặc trưng cho điều kiện tự kích của mạch khuếch đại. Vậy, điều kiện tự kích của mạch khuếch đại khi có phản hồi dương gồm hai điều kiện :

Độ lệch pha toàn bộ là 2nπ (n = 0,1,2...)

Tích KF ≥ 1

Điều kiện tự kích thỏa mãn chỉ với một tần số cố định (tần số này xác định theo các thông số linh kiện của mạch phản hồi để thỏa mãn điều kiện tín hiệu phản hồi trở về đồng pha với tín hiệu vào). Tích KF ≥ 1 để sau mỗi chu kỳ, năng lượng của dao động nhỏ tần số cố định đó được thêm vào, làm cho biên độ và năng lượng dao động tăng dần, dẫn đến hệ được tự kích dao động và phát tín hiệu hình sin.

b) Khi $\varphi = (2n+1)\pi$ (n = 0,1,2...), phản hồi âm

$$\dot{K}_f = \frac{\dot{K}}{1 + KF} \tag{3.3}$$

Khi hồi tiếp âm, điện áp phản hồi trở về ngược pha với $U_v \rightarrow \dot{K}_f < \dot{K}$

ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến độ ổn định của hệ số khuếch đại.

Vi phân công thức

$$d\dot{K}_f = \frac{d\dot{K}(1+\dot{K}\dot{F}) - \dot{K}d\dot{K}F}{(1+\dot{K}\dot{F})^2} = \frac{d\dot{K}}{(1+KF)^2}$$

Kết hợp hai công thức

$$\rightarrow \qquad \frac{d\dot{K}_f}{\dot{K}_f} = \frac{1}{1+KF}\frac{d\dot{K}}{\dot{K}} \qquad (3.4)$$

Nhận xét : Khi $\dot{K}$ thay đổi một lượng tương đối $\Delta\dot{K}$ thì $\dot{K}_f$ thay đổi một lượng tương đối $\Delta\dot{K}_f = \frac{1}{1+KF}\Delta\dot{K}$, tức là sự thay đổi là nhỏ hơn $\frac{1}{1+KF}$ lần.

Vì vậy đưa ra một kết luận quan trọng là :

– Độ ổn định hệ số khuếch đại sẽ tăng khi tăng độ sâu hồi tiếp (tăng F). Tính chất này đặc biệt quý giá trong điều kiện hệ số khuếch đại thay đổi do sự thay đổi của tham số theo nhiệt độ (nhất là đối với transistor) và sự già hóa của linh kiện.

– Nếu hệ số khuếch đại K lớn và hồi tiếp âm sâu (F rất lớn) thì có thể loại trừ sự phụ thuộc của hệ số khuếch đại vào sự thay đổi các tham số. Lúc đó $\dot{K}_f = \frac{1}{F}$

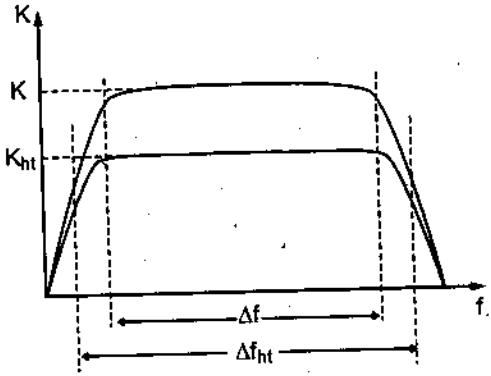
– Bản chất của việc tăng tính ổn định hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm là : khi thay đổi K thì điện áp hồi tiếp $\dot{U}_{vht}, \dot{U}_{rht}$ cũng thay đổi, dẫn đến thay đổi $\dot{U}_{vK} = \dot{U}_v + \dot{U}_{rht}$ theo hướng bù lại sự thay đổi điện áp ra $\dot{U}_r$ của bộ khuếch đại.

– Tăng ổn định của hệ số khuếch đại bằng hồi tiếp âm được sử dụng rộng rãi để cải thiện đặc tuyến biên độ – tần số, sẽ mở rộng được dải tần vì những suy hao vùng tần số thấp và cao do tụ điện mắc nối tiếp giữa các tầng khuếch đại và tụ kí sinh mắc song song *ảnh hưởng đến trở kháng vào*

$$\dot{Z}_{vf} = \dot{Z}_v(1+KF) \text{ tăng lên } 1+KF \text{ lần}$$

ảnh hưởng đến trở kháng ra

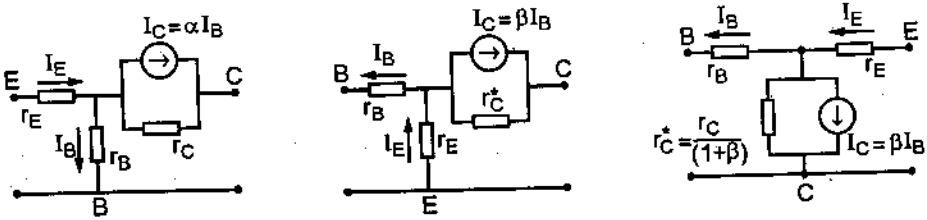
$$\dot{Z}_{rf} = \frac{\dot{Z}_r}{1+KF} \text{ giảm } \frac{1}{1+KF} \text{ lần}$$



HÌNH 3.3. Đặc trưng biên độ – tần số khi có phản hồi âm

3.3. KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN TRỞ

Có 3 loại sơ đồ tương đương của transistor hoạt động ở tần số thấp ($f << f_{th}$)



a) Sơ đồ base chung *b) Sơ đồ emitter chung* *c) Sơ đồ collector chung*

HÌNH 3.4. Sơ đồ tương đương của transistor trong các mạch BC, EC, CC

Base chung :

Đặc điểm : trở vào nhỏ, trở ra lớn, K_P thấp, điện áp chịu đựng cao.

$$R_v = r_E + r_B(1-\alpha); \qquad \alpha = \beta/(1+\beta)$$

Emitter chung :

Đặc điểm : hiệu suất lớn, K_P lớn

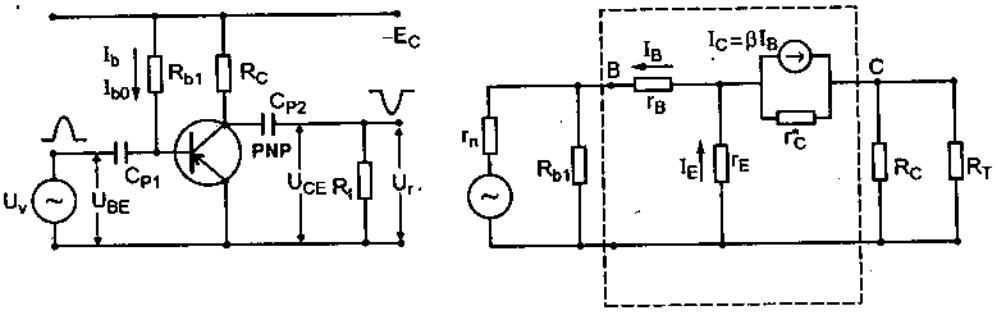
$$R_v = r_B + r_E(1+\beta); \qquad \beta = \alpha/(1-\alpha)$$

Collector chung :

Đặc điểm : độ méo phi tuyến nhỏ (do có mạch phản hồi âm). Hay dùng các mạch có nguồn nuôi thấp. Trở lối ra nhỏ.

Khuếch đại điện trở thường sử dụng hai sơ đồ : Emitter chung và Collector chung.

3.3.1. Sơ đồ khuếch đại Emitter chung



a) Sơ đồ khuếch đại điện trở EC *b) Sơ đồ tương đương*

HÌNH 3.5. Sơ đồ khuếch đại điện trở EC và sơ đồ tương đương

Vai trò của các yếu tố trong mạch

– Nguồn một chiều ($-E_C$) dùng thay cho hai nguồn phân cực transistor ;

– C_{p1}, C_{p2} là các tụ nối tầng. C_{p1} loại trừ ảnh hưởng lẫn nhau của nguồn tín hiệu và mạch vào về dòng một chiều. Mặt khác, nó đảm bảo cho điện áp U_{bo} ở chế độ tĩnh (không có nguồn tín hiệu vào) không phụ thuộc vào điện trở trong r_n của nguồn tín hiệu. Tụ C_{p2} ngăn không cho thành phần một chiều và chỉ cho thành phần xoay chiều ra tải.

– R_{b1} xác định chế độ tĩnh cho tầng khuếch đại, nó sẽ phân cực cho transistor bằng dòng cố định (I_{b0}). Dòng I_{b0} từ nguồn một chiều cung cấp

$$I_{bo} = \frac{E_c - U_{BE}}{R_{b1}}$$

Nguyên tắc hoạt động của tầng EC như sau :

Khi đưa điện áp xoay chiều tới đầu vào (U_{BE}) thì xuất hiện dòng xoay chiều base I_b (theo công thức trên, khi U_{BE} thay đổi thì dòng I_{bo} thay đổi thành dòng I_b). Do đó, xuất hiện dòng xoay chiều I_C ở mạch ra của tầng khuếch đại. Rơi áp trên điện trở R_C (điện trở gánh) sẽ tạo nên điện áp xoay chiều lấy ra trên collector. Điện áp này qua tụ C_{p2} được đưa đến đầu ra của tầng và đến R_T.

Các chế độ làm việc cơ bản của một tầng khuếch đại

Để phần tử khuếch đại làm việc bình thường, tin cậy ở một chế độ xác định, cần hai điều kiện cơ bản :

Xác lập cho base, collector, emitter những điện áp một chiều cố định, gọi là phân cực tính cho phần tử khuếch đại (EB là phân cực thuận, CB là phân cực ngược). Nói cách khác là xác lập *chế độ làm việc tĩnh.*

Ổn định chế độ tĩnh đã được xác lập để trong quá trình làm việc, chế độ của phần tử khuếch đại chỉ hoàn toàn phụ thuộc vào điện áp điều khiển đưa tới lối vào. Điều này thường được thực hiện nhờ các phương pháp hồi tiếp âm thích hợp.

Đường tải tĩnh (đường tải một chiều) và điểm làm việc tĩnh

Đường tải tĩnh được vẽ trên đặc tuyến ra tĩnh của transistor để nghiên cứu dòng điện và điện áp khi nó mắc trong mạch cụ thể (khi có tải) *khi không có tín hiệu đặt vào.*

Điểm công tác (điểm làm việc tĩnh, điểm phân cực) là điểm nằm trên đường tải tĩnh xác định dòng điện và điện áp.

Ta có : $U_{CEO} = E_C - I_{CO}R_C$.

Khi $I_C = 0 \rightarrow U_{CE} = E_C$ xác định điểm A $(U_{CE}, I_C) = (E_C, 0)$

Khi $U_{CE} = 0 \rightarrow I_C = E_C/R_C$ xác định điểm B $(U_{CE}, I_C) = (0, E_C/R_C)$

Đường tải động (đường tải xoay chiều)

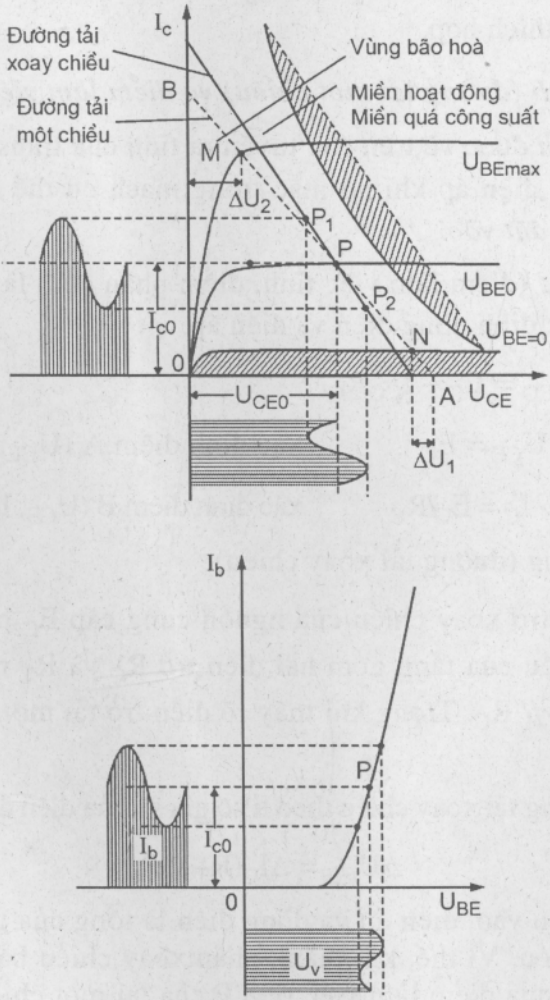
Nếu coi điện trở xoay chiều của nguồn cung cấp E_C bằng không, thì điện trở xoay chiều của tầng gồm hai điện trở R_C và R_T mắc song song, nghĩa là $R_{T\sim} = R_T // R_C$. Trong khi thấy rõ điện trở tải một chiều của tầng $R_{T=} = R_C > R_{T\sim}$.

Xây dựng đường tải xoay chiều theo tỉ số gia số của điện áp và dòng điện

$$\Delta U_{CE} = \Delta I_C(R_T // R_C)$$

Khi có tín hiệu vào, điện áp và dòng điện là tổng của thành phần một chiều và xoay chiều. Vì thế, khi thành phần xoay chiều bằng 0 thì đường tải xoay chiều đi qua điểm làm việc tĩnh P của tải một chiều. Độ dốc của đường tải xoay chiều sẽ lớn hơn đường tải một chiều (xác định bởi $\Delta I_C/\Delta U_{CE}$).

Ý nghĩa của đường tải động : Khi cung cấp U_V thì trong mạch base sẽ xuất hiện thành phần xoay chiều $i_{b\sim}$ có liên quan đến điện áp U_V theo đặc tuyến vào (U_{BE}, I_{BE}). Vì $i_C = \beta i_b$ nên xuất hiện tương ứng $i_{C\sim}$ và điện áp ra xoay chiều U_r liên hệ với dòng $i_{C\sim}$ bằng đường tải xoay chiều. Vậy đường tải xoay chiều đặc trưng cho sự thay đổi giá trị tức thời của dòng i_C và điện áp trên transistor, hay đặc trưng cho sự dịch chuyển điểm làm việc tĩnh.



HÌNH 3.6. Cách chọn chế độ của transistor

Các chế độ làm việc của một tầng khuếch đại

Điểm làm việc tĩnh P xác định bởi các tọa độ (I_{CO}, U_{CEO}) hay (U_{CEO}, U_{BEO}). Tùy theo vị trí của P trên đường tải, người ta phân biệt các chế độ làm việc khác nhau :

Nếu P nằm giữa hai điểm M và N là những giao điểm của đường tải tĩnh với các đặc tuyến ra tĩnh ứng với các chế độ tới hạn của transistor U_{BEmax} (hay I_{Bmax}) và $U_{BE} = 0$ (hay $I_B = 0$), tầng khuếch đại làm việc ở **chế độ A**.

Chế độ này có hai đặc điểm cơ bản là : vùng làm việc gây ra méo nhỏ nhất và hiệu quả biến đổi năng lượng của tầng khuếch đại là thấp nhất.

Khi P dịch dần về phía N, tầng khuếch đại chuyển dần sang **chế độ AB** và lúc P trùng N, tầng khuếch đại làm việc ở **chế độ B**.

Đặc điểm chủ yếu của chế độ B : méo tín hiệu lớn và hiệu suất biến đổi năng lượng của tầng tương đối cao.

Khi P nằm ngoài N và lân cận dưới M, tầng khuếch đại làm việc ở **chế độ khóa** với hai trạng thái phân biệt của transistor : mở bão hoà (P gần M) và khóa dòng (P nằm dưới N). Chế độ này thường gặp ở các mạch xung.

Chọn điểm làm việc cho tầng khuếch đại

– Để tránh méo dạng trong việc khuếch đại, nên chọn điểm làm việc P ở giữa đặc trưng tải, chế độ A ($I^*_C = \frac{E_C}{2R_C}$, $U^*_{CE} = \frac{E_C}{2}$)

– Vì B–E là phân cực thuận, trở rất nhỏ nên $I^*_b = \frac{E}{R_{b1}} I_{b*}$

$$\rightarrow R_{b1} = \frac{E_c}{I^*_b} = \frac{E_C}{\frac{I^*_C}{\beta}} = \frac{\beta E_C}{\frac{E_C}{2R_C}} = 2\beta R_C \text{ (đối với thành phần một chiều)}$$

– Chọn E_C phải theo yêu cầu đối với U_r

$$E > 2U_{rmax} = 2\sqrt{2} \,.\, U_{\text{hiệu dụng}})$$

Ngoài ra tránh rơi vào vùng cắt và vùng bão hòa :

$$U_{CEmax} > E > 2U_{rmax} + \Delta U_1 + \Delta U_2 \approx 2U_{r\,max} + 1V$$

Với $U_{CE\,max}$ là điện áp chịu đựng của transistor (tra cứu sử dụng của từng transistor)

Tính toán các đại lượng

Trở lối vào R_V

R'_V trở vào của transistor ;

R_V trở vào của bộ khuếch đại ;

$R_V = R'_V // R_b$ mà $R_b >> R'_V \rightarrow R'_V \approx R_V \rightarrow$

$$R_V = R'_V = \frac{\tilde{U}_V}{\tilde{I}_b} = \frac{\tilde{I}_b r_b + \tilde{I}_E r_E}{\tilde{I}_b} = \frac{\tilde{I}_b r_b + (\tilde{I}_b + \tilde{I}_C) r_E}{\tilde{I}_b}$$

$$= \frac{\tilde{I}_b r_b + (\tilde{I}_b + \beta \tilde{I}_b) r_B}{\tilde{I}_b} = r_b + (1+\beta) r_E \qquad (3.5)$$

Trở lối ra R_r

Tương tự như tính trở vào.

R'_r trở ra của transistor ;

R_r trở ra của bộ khuếch đại ;

$R_r = R'_r // R_C$ mà $r^*_C >> R_C \rightarrow R'_R >> R_C$ (r^*_C hàng trăm kΩ, R_C cỡ 1÷1,5 kΩ) ;

Nên có thể bỏ qua ảnh hưởng của r^*_C đến I_C

$\rightarrow R_r \approx R_C$

Hệ số khuếch đại thế

$$K_U = \frac{\tilde{U}_r}{\tilde{U}_V} = \frac{-\tilde{I}_C R_C}{\tilde{I}_b R'_V} = \frac{-\beta \tilde{I}_b R_C}{\tilde{I}_b R'_V} = -\beta \frac{R_C}{R'_V} = \beta \frac{R_C}{r_b + (1+\beta) r_E} \qquad (3.6)$$

Hệ số khuếch đại dòng

$$K_i = \frac{\tilde{I}_r}{\tilde{I}_V} = \frac{\tilde{I}_C}{\tilde{I}_b} = \beta \qquad (3.7)$$

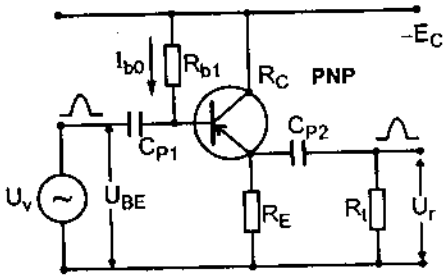
Hệ số khuếch đại công suất

$$K_p = \frac{\tilde{U}_r \tilde{I}_C}{\tilde{U}_V \tilde{I}_b} = \frac{\tilde{I}_C^2 R_C}{\tilde{I}_b^2 R'_V} = \frac{\beta^2 \tilde{I}_b^2 R_C}{\tilde{I}_b^2 R'_V} = \beta^2 \frac{R_C}{R'_V} = \beta^2 \frac{R_C}{r_b + (1+\beta) r_E} \qquad (3.8)$$

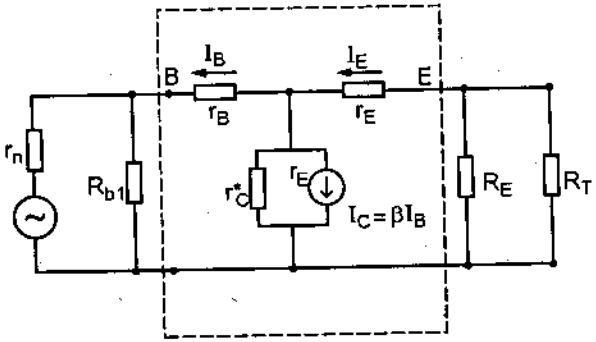
Ở đây không xét đến R_T. Nếu tính đến vai trò R_T thì phải thay R_C bởi R_C^*

$$R_C^* = \frac{R_T R_C}{R_T + R_C}$$

3.3.2. Sơ đồ khuếch đại collector chung (lặp lại emitter)



a) Mạch khuếch đại CC



b) Sơ đồ tương đương

HÌNH 3.7. Mạch khuếch đại CC và sơ đồ tương đương

Được gọi là tầng lặp lại emitter vì điện áp ra lấy trên E của transistor. Điện trở R_E trong sơ đồ đóng vai trò như R_C trong sơ đồ E_C.

Sơ đồ lặp emitter có đặc điểm :

Trở vào lớn.

U_r nhỏ hơn U_V ($\approx U_V$) và trùng pha với điện áp vào, $K_U \approx 1$. Tuy nhiên K_P lớn.

Trở lối ra thay đổi nên thường dùng tầng lặp emitter để phối hợp trở kháng giữa các tầng (tầng đệm).

Trở vào

$$R'_V = \frac{\tilde{U}_V}{\tilde{I}_v} = \frac{\tilde{I}_b r_b + \tilde{I}_E(r_E + R_E)}{\tilde{I}_b} = r_b + (1+\beta)(r_E + R_E) \qquad (3.9)$$

do $r_b << (1+\beta)(r_E + R_E)$ và $R_E >> r_E$

$$R'_V \approx \beta R_E$$

Nếu tính đến R_b trong trở vào thì

$$R_V = \frac{R'_V R_b}{R'_V + R_b}$$

và nếu kể đến R_T // R_E thì

$$R^*_E = \frac{R_E R_T}{R_E + R_T}$$

Trở ra

Chưa kể đến R_E thì gọi là R'_r

$$R'_r = \frac{\tilde{U}_r}{\tilde{I}_r} = \frac{\tilde{I}_E r_E + \tilde{I}_b(r_b + r_i)}{\tilde{I}_E} = r_E + \frac{1}{(1+\beta)}(r_b + r_i) \qquad (3.10)$$

Trở ra rất nhỏ. Nếu kể đến cả R_E thì trở ra $R_r = \frac{R'_r R_E}{R'_r + R_E}$

Do $R_E \approx k\Omega$ còn $R'_r \approx$ vài chục $\Omega \rightarrow R_r \approx R'_r$

Ta thấy : R_r rất nhỏ, phụ thuộc vào trở nội r_i của nguồn ;

R_V rất lớn, phụ thuộc vào R_T và R_E (R_V càng lớn khi R_T và R_E càng lớn).

Sơ đồ CC có khả năng phối hợp trở kháng tốt giữa nguồn lối vào (r_i nhỏ) với tải tiêu thụ (R_T lớn).

Hệ số khuếch đại

$$K_U = \frac{\tilde{U}_r}{\tilde{U}_V} = \frac{\tilde{I}_E R_E}{\tilde{I}_b R'_V} = \frac{(1+\beta)\tilde{I}_b R_E}{\tilde{I}_b R'_V}$$

$$= (1+\beta)\frac{R_E}{r_b + (1+\beta)(r_E + R_E)} \leq 1 \qquad (3.11)$$

Thế ra nhỏ hơn thế vào và cùng pha

$$K_i = \frac{\tilde{I}_E}{\tilde{I}_b} = 1 + \beta$$

Hệ số khuếch đại công suất

$$K_p = \frac{\tilde{U}_r \tilde{I}_E}{\tilde{U}_V \tilde{I}_b} = \frac{K_U(1+\beta)\tilde{I}_b}{\tilde{I}_b} = K_U(1+\beta) \le (1+\beta) \text{ lớn} \qquad (3.12)$$

Như vậy, trong khuếch đại CC, hệ số khuếch đại dòng và công suất lớn, còn hệ số khuếch đại thế ≤ 1.

Tính toán linh kiện và chọn điểm làm việc

Lặp lại emitter có phản hồi âm sâu 100%, $K_U \le 1$ nên $U_{BE} = U_v - U_r$ giá trị rất nhỏ, bóng bán dẫn hoạt động ở chế độ điện áp vào nhỏ dù U_v lớn. Vì vậy, độ tuyến tính rất cao (ít méo dạng). Và như thế, sơ đồ ít nhạy với sự lựa chọn điểm làm việc bởi điện trở phân cực R_{b1} như đối với sơ đồ EC ($R_{b1} = 2\beta R_E$).

Tuy nhiên, nên chọn E theo công thức

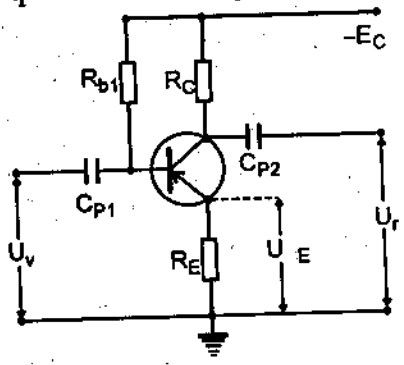
$$U_{CE\,max} > E > 2U_{r\,max} + \Delta U_1 + \Delta U_2 \approx 2U_{r\,max} + 1V$$

3.3.3. Một vài biện pháp ổn định chế độ làm việc của tầng khuếch đại

Điểm làm việc tĩnh cần ổn định được ổn định, vì trong quá trình hoạt động ($U_V \ne 0$) và khi nhiệt độ môi trường thay đổi thì điểm làm việc sẽ bị trượt về phía vùng bão hòa hoặc về vùng quá tải. Điều này làm cho tín hiệu bị méo phi tuyến và có thể gây hỏng transistor. Vì vậy, phải có biện pháp ổn định điểm làm việc tĩnh này.

a) Khuếch đại có phản hồi âm

Phản hồi âm R_E trong mạch EC (đối với tín hiệu xoay chiều) có tác dụng làm giảm các méo phi tuyến, ổn định hệ số khuếch đại (xoay chiều).



HÌNH 3.8. Mạch khuếch đại EC với mạch phản hồi âm R_E

Giải thích cơ chế phản hồi âm

Giả sử vì một lý do nào đó, U_V thay đổi một lượng ΔU_V

$\rightarrow i_b$ thay đổi một lượng Δi_b

$\rightarrow i_E$ thay đổi một lượng $\Delta i_E = (1+\beta)i_b$

$\rightarrow U_E$ thay đổi một lượng $\Delta U_E = \Delta i_E \cdot R_E$

$U_{BE} = V_B - V_E = (V_B - 0) - (V_E - 0) = U_V - U_E$ sẽ thay đổi một lượng $\Delta U_{BE} = \Delta U_V - \Delta U_E$

Nếu giá trị R_E thích hợp thì $\Delta U_V = \Delta U_E \rightarrow \Delta U_{BE} = 0$

$\rightarrow U_{BE}$ không đổi hay là điểm làm việc cố định.

Sự phản hồi âm thể hiện ở chỗ khi có mặt R_E thì sẽ có sụt áp U_E trên R_E, tạo ra một điện thế phản hồi đưa về đầu vào (điện áp V_E được đưa về phản hồi trong U_{BE}).

Với sự có mặt của R_E, các tính toán hoàn toàn tương tự khi thay $r_E = r_E + R_E$

$$R_V = R'_V = r_b + (1+\beta)(r_E + R_E) \text{ tăng lên}$$

$R_r = R_C$ không đổi

$$K_U = -\beta \frac{R_C}{r_b + (1+\beta)(r_E + R_E)} \text{ giảm đi}$$

$$K_i = \frac{\tilde{I}_r}{\tilde{I}_v} = \frac{\tilde{I}_c}{\tilde{I}_b} = \beta$$

$$K_p = \beta^2 \frac{R_C}{r_b + (1+\beta)(r_E + R_E)} \text{ giảm đi}$$

Nhận xét : Đối với các bóng công suất nhỏ, $r_E \approx 10\Omega$ thì chỉ cần $R_E = 0 \div 50\Omega$ (cùng bậc với r_E) cũng đã ảnh hưởng đáng kể đến trở vào, K_U và K_P. Vậy đưa $R_E << R_C$ vào cho phép tăng tính ổn định của bộ khuếch đại và dễ điều chỉnh R_V, K_U và K_P.

b) Sơ đồ bù nhiệt dùng 3 điện trở (R_{b1}, R_{b2}, R^*_E)

Thực tế khi bóng bán dẫn hoạt động thì phụ thuộc rất nhiều vào môi trường (nhất là nhiệt độ).

Khi nhiệt độ tăng → dòng dò I_{CO} tăng

→ $I_C = \beta I_b + I_{CO}$ tăng

→ điểm làm việc bị trôi và hệ số khuếch đại giảm.

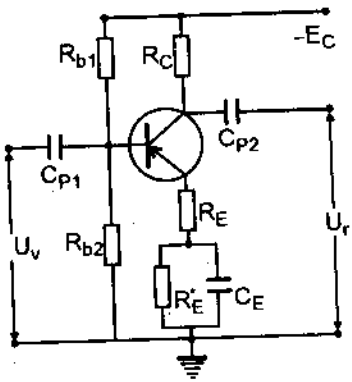
Thường khi nhiệt độ tăng 10÷12°C thì dòng I_{CO} tăng gấp đôi, có thể sẽ làm hỏng bóng bán dẫn. Vì thế, sử dụng sơ đồ 3 điện trở bù nhiệt sẽ khắc phục được hiện tượng trên.

– Điều kiện phải thoả mãn với R^*_E và C_E :

$$\frac{1}{\omega_T C_E} << R_E + r_E << R^*_E$$

R^*_E tạo phản hồi âm với thành phần một chiều (sự biến đổi nhiệt là thành phần một chiều và tần số rất thấp → khống chế dòng dò qua transistor). Chỉ có thành phần một chiều này qua R^*_E.

C_E để đoản mạch với dòng xoay chiều (thỏa mãn $\frac{1}{\omega_T C_E} << R^*_E$), tránh không cho thành phần xoay chiều đi qua R^*_E (vì nếu đi qua R^*_E sẽ làm phản hồi âm thành phần xoay chiều, sẽ làm giảm hệ số khuếch đại xoay chiều).



HÌNH 3.9. Sơ đồ khuếch đại có độ ổn định cao

Như vậy, mạch thiên áp C_E // R^*_E với điều kiện bất đẳng thức trên sẽ ổn định điểm làm việc theo nhiệt độ và không ảnh hưởng đến hệ số khuếch đại của tín hiệu xoay chiều.

Chọn $R^*_E \approx 1 \div 2k\Omega$, $R_E \approx 50\Omega$, $C_E \approx 50 \div 100\mu F$ (mạch âm tần), 10 ÷50nF (mạch cao tần).

– Khi có R_{b1} và R_{b2} thì dòng I_1 chạy qua hai điện trở này cũng quyết định đến thế U_{BE}, tức là quyết định điểm làm việc của transistor.

Nếu chọn R_{b1}, R_{b2} là nhỏ sao cho

$$I_1 >> I_b >> I_{CO}$$

thì U_{BE} sẽ do dòng I_1 quyết định mà không phụ thuộc vào biến động bên trong transistor.

Chẳng hạn khi nhiệt độ T tăng → i_b, i_C, i_E, V_E tăng.

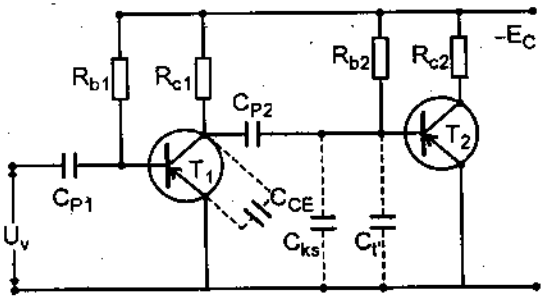
Mà V_B được xác định theo tỉ số R_{b1}, R_{b2} nên có giá trị không đổi

→ $U_{BE} = V_B - V_E$ giảm → i_b, i_C giảm. Do đó i_C sẽ không đổi.

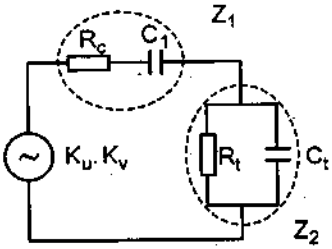
Thường chọn R_{b1}, R_{b2} để $I_1 \approx (7 \div 10)I_E$.

Khi này $R_b^* = \dfrac{R_{b1}R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = (5 \div 10)R_V$

3.3.4. Ghép nối nhiều tầng khuếch đại



a) Mạch ghép nối 2 tầng khuếch đại



b) Sơ đồ tương đương của mạch ghép nối 2 tầng khuếch đại

HÌNH 3.10. Mạch ghép nối 2 tầng khuếch đại và sơ đồ tương đương

Xét việc ghép hai tầng khuếch đại với nhau (emitter chung)

Xem transistor và R_C là một nguồn suất điện động có $\varepsilon = K_u U_v$, có trở nội là R_C

C_{CE} điện dung giữa C và E ;

C_{ks} điện dung ký sinh do lắp ráp tạo ra ;

$C_{t'}$ điện dung của tải tầng 1 ;

R_t điện trở tải.

Ta có trong sơ đồ tương đương :

$$C_t = C_{CE} + C_{ks} + C_{t'}$$

Với $K_U = \beta \dfrac{R_C}{r_b + (1+\beta)r_E}$ là hệ số khuếch đại thế max K_{max}

$$\dot{U}_r = \dot{K}_u \dot{U}_v \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Hệ số khuếch đại của toàn mạch :

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_r}{\dot{U}_v} = \dot{K}_u \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Trong đó, $Z_1 = R_C + \dfrac{1}{j\omega C_{p2}}$

$$Z_2 = \frac{R_t \cdot \dfrac{1}{j\omega C_t}}{R_t + \dfrac{1}{j\omega C_t}}$$

Với gần đúng $R_r = R_C << R_t$ và $C_t << C_{P2}$

$$\rightarrow \qquad \dot{K} = \dot{K}_u \frac{1}{1 + j(\omega R_C C_t - \dfrac{1}{\omega R_t C_{p2}})} = -\frac{\dot{K}_u}{1 + j(\omega\tau_1 - \dfrac{1}{\omega\tau_2})}$$

Với $\tau_1 = R_C C_t$, $\tau_2 = R_t C_{P2}$

$$\rightarrow \qquad |\dot{K}| = \frac{\dot{K}_u}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1 - \dfrac{1}{\omega\tau_2})^2}} \qquad (3.13)$$

Ta có đường đặc trưng như hình vẽ.

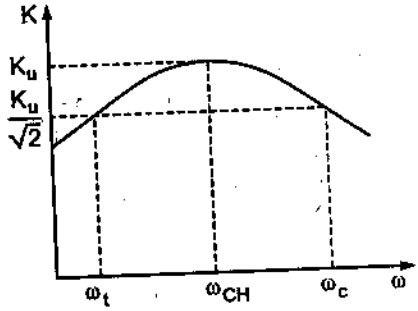
– Tại $|\dot{K}| = \dot{K}_u = K_{max}$ có

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_2 C_t R_C R_t}} = \omega_{ch}$$

gọi là tần số giả cộng hưởng.

– Tại $|\dot{K}| = \dot{K}_u / \sqrt{2}$

$$\sqrt{1 + (\omega\tau_1 - \frac{1}{\omega\tau_2})^2} = \sqrt{2}$$



HÌNH 3.10c) Đặc trưng tần số của bộ khuếch đại ghép tầng

sẽ thu được hai tần số giới hạn dưới ω_t và giới hạn trên ω_c

Xét tần số thấp $\omega < \omega_t$:

Khi đó, bỏ qua được thành phần $\omega\tau_1 \rightarrow \dfrac{1}{\omega_t\tau_2} = 1 \rightarrow \omega_t = \dfrac{1}{\tau_2}$

Giới hạn tần số thấp ω_t do thành phần C_2 quyết định. Vậy muốn mở rộng về phía tần số thấp ta phải giảm ω_t. Nghĩa là phải tăng C_2 (chọn C_2 rất lớn $\approx 5 \div 100\mu F$)

Xét tần số cao $\omega > \omega_c$:

Khi đó, bỏ qua được thành phần $1/\omega\tau_2 \rightarrow \omega_c\tau_1 = 1 \rightarrow \omega_c = \dfrac{1}{\tau_1}$

Giới hạn về phía tần số cao ω_c do C_t quyết định. Có nghĩa là muốn mở rộng về phía tần số cao thì phải giảm giá trị của C_t.

Nếu muốn làm giảm ω_c thì ta mắc tụ C_3 //R_t.

3.3.5. Đặc trưng tần số của khuếch đại điện trở

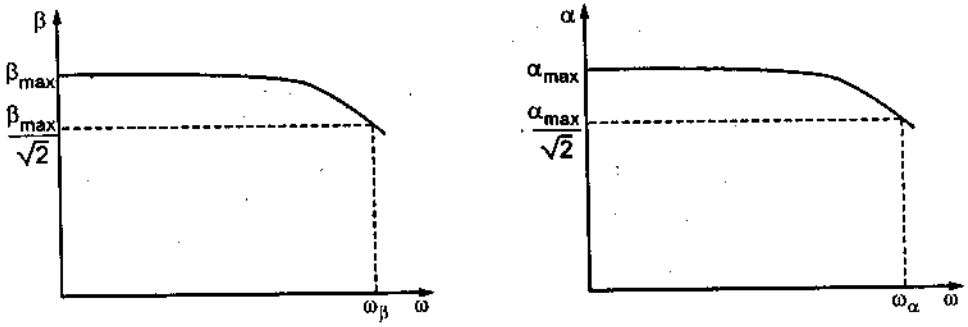
Trong sách tra cứu transistor, cho α, β tương ứng với dòng một chiều và ở tần số thấp. Khi tần số cao thì α, β đều giảm.

$\alpha = \dfrac{I_C}{I_E}$ Hệ số truyền dòng điện ;

$\beta = \dfrac{I_C}{I_B}$ Hệ số khuếch đại dòng điện ;

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}, \qquad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{1}{\dfrac{1}{\alpha} - 1}$$

ω_α, ω_β gọi là tần số giới hạn trong sơ đồ BC và EC.



HÌNH 3.11. Đặc trưng tần số của α và β

Nguyên nhân α và β giảm :

Dòng điện qua base là dòng khuếch tán của các phần tử tải điện không cơ bản (lỗ trống qua base, PNP). Vì vậy, ở tần số cao, các hạt tải điện chưa kịp đạt tới collector thì phải quay trở lại base (α giảm). Điều đó cũng tương đương β giảm.

Ngoài ra còn những yếu tố khác như điện dung lớp tiếp xúc p–n (BE và CE) và điện trở base cũng ảnh hưởng đến giới hạn tần số.

Vì vậy, hệ số khuếch đại α không phải là hằng số mà chỉ xấp xỉ bằng $\alpha_o = \frac{I_c}{I_E}$ và còn phải phụ thuộc vào tần số :

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_o}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha}}$$

Tần số càng cao thì hệ số truyền đạt càng giảm.

Tần số giới hạn ω_α, ω_β có quan hệ :

$$\alpha\omega_\alpha = \beta\omega_\beta$$

Khi $\alpha \approx 1$ thì $\omega_\beta = \omega_\alpha/\beta$. Có nghĩa là sơ đồ base chung có tần số giới hạn cao hơn so với sơ đồ emitter chung, hay là sơ đồ base chung khuếch đại ở tần số cao hơn sơ đồ emitter chung.

3.3.6. Một số thí dụ về việc liên kết các tầng khuếch đại – liên kết trực tiếp (galvanic)

Việc ghép nối tầng dùng các tụ truyền C_1, C_2... sẽ tăng hệ số khuếch đại điện áp giữa các tầng khuếch đại nhưng sẽ thu hẹp dải tần về hai phía tần số thấp và tần số cao. Để mở rộng dải tần về phía tần số thấp (khuếch đại dòng điện một chiều), người ta sử dụng cách nối trực tiếp giữa hai tầng khuếch đại (giảm được linh kiện ghép nối tầng).

Thí dụ 1 :

Ghép một tầng khuếch đại EC với một tầng khuếch đại CC.

Chọn điểm làm việc :

$$U_{C1} = -E_C/2$$

$$U_{E2} = -E_C/2$$

Vì $U_{B2} \approx U_{E2}$ nên trong sơ đồ này

$$U_{B2} = U_{C1} = -E_C/2$$

Nên có thể bỏ qua tụ C_{p2} nối tầng. Nó sẽ không ảnh hưởng đến chế độ làm việc.

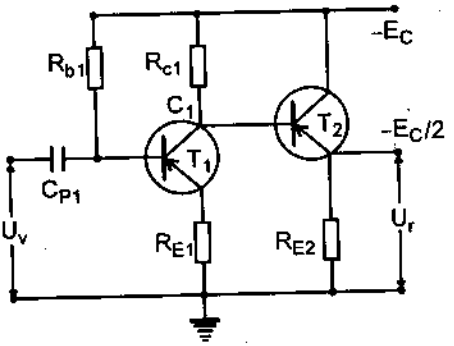
Điện áp $U_{C1} = -E_C/2$ xác định chế độ làm việc của T_2 và dòng qua T_2 được tính :

$$I_{E2} = \frac{U_{E2}}{R_{E2}} = \frac{E_C/2}{R_{E2}}$$

Mạch trên đảm bảo bù nhiệt tốt vì :

Khi nhiệt độ tăng → I_{C1} tăng → $U_{C1} = U_{B2}$ giảm xuống. T_2 mắc theo sơ đồ lặp emitter nên U_{E2} giảm xuống.

Tuy nhiên, khi nhiệt độ tăng thì I_{C2} cũng tăng → I_{E2} tăng → $U_{E2} = I_{E2}.R_{E2}$ tăng theo. Sự tăng này bù trừ sự giảm xuống do tầng T_1 truyền đến. Kết quả là điểm làm việc của T_2 được giữ ổn định theo nhiệt độ.



HÌNH 3.12a. Sơ đồ ghép trực tiếp tầng EC và CC

Thí dụ 2 :

Tầng lặp lại emitter dùng T_1, T_2 giống nhau mắc chồng tầng kiểu Daclingtơn.

$\beta_1 = \beta_2 = 50$

$\beta_1.\beta_2 = 2,5.10^3$

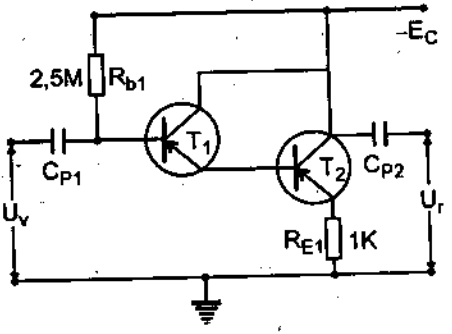
$R_E = 1k\Omega$

$R_{b1} = (\beta+1)R_E = 2,5M\Omega$

$R'_v = \beta R_E \approx 2,5M\Omega$

R_v tương đối lớn

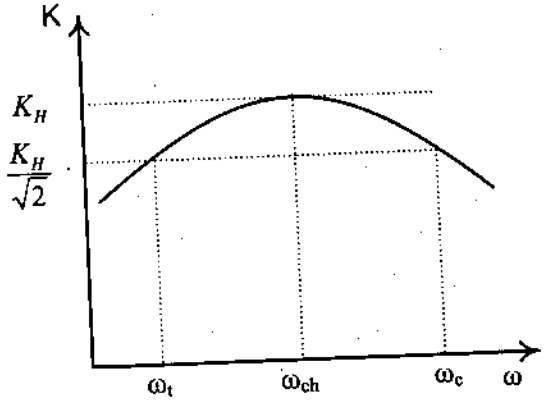
$$R_v = \frac{R'_v R_{b1}}{R'_v + R_{b1}} = 1,25M\Omega$$



HÌNH 3.12b. Sơ đồ Daclington

3.4. KHUẾCH ĐẠI DẢI RỘNG

Các bộ khuếch đại điện trở thường có vùng tần số hoạt động từ 50Hz đến 20kHz. Muốn có vùng tần số rộng, ta phải dùng bộ khuếch đại dải rộng. Những bộ khuếch đại dải rộng cho phép khuếch đại các tín hiệu có tần số từ 0Hz đến 6MHz (khuếch đại thị tần trong T.V).

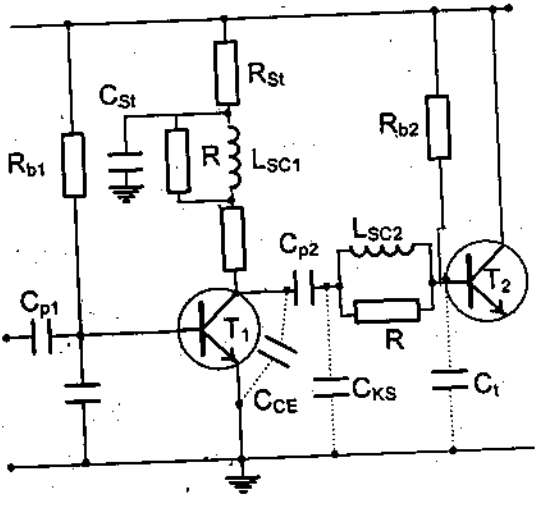


HÌNH 3.13. Đặc trưng tần số của khuếch đại khi chưa sửa

Từ khảo sát bộ khuếch đại điện trở emitter chung ở mục (3.3.4) ta đã rút ra đặc trưng tần số của hệ như hình 3.13.

Nguyên nhân làm giảm hệ số khuếch đại ở phía tần số thấp là do C_2. Nguyên nhân làm giảm hệ số khuếch đại ở phía tần số cao là do C_t. Muốn mở rộng vùng truyền qua thì phải giảm t và tăng c. Điều này có thể thực hiện bằng cách tăng tụ C_2 và giảm C_t. Tuy nhiên cách này chỉ cho phép mở rộng vùng truyền trong phạm vi rất hạn chế. Để mở rộng vùng truyền trong phạm vi rộng và hiệu quả hơn ta phải dùng mạch sửa.

Xét sơ đồ khuếch đại với mạch sửa phía tần số thấp và tần số cao như hình 3.14.



HÌNH 3.14. Bộ khuếch đại với mạch sửa phía tần số thấp và tần số cao

Trong sơ đồ này T_1, T_2 là transistor khuếch đại.

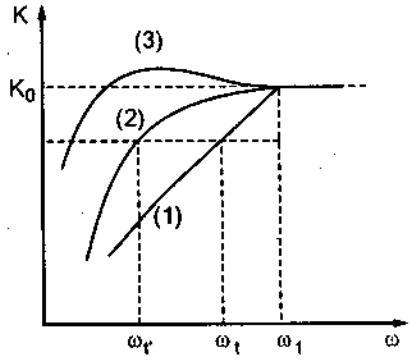
R_{b1}, R_{b2}, R_{c1}, C_{p1}, C_{p2} là các linh kiện của sơ đồ khuếch đại khi chưa có mạch sửa.

R_{st}, C_{st} là mạch sửa phía tần số thấp.

L_{sc1}, L_{sc2} là mạch sửa tần số cao. L_{sc1}, L_{sc2} có trị số rất nhỏ.

Sửa đặc trưng phía tần số thấp

Ta xét vùng tần số thấp từ tần số gần t đến 0.



HÌNH 3.15.a. Đặc trưng tần số có sửa phía tần số thấp

Ở vùng tần số này xem như trở kháng của L_{sc1} và L_{sc2} là rất nhỏ và được bỏ qua.

Ta đã tính được hệ số khbuếch đại của mạch khi chưa có mạch sửa là :

$$K_u = \frac{-\beta R_{c1}}{\gamma b + (1+\beta)\gamma E} = -\frac{\beta R_{c1}}{r_B + (1+B)r_E} \qquad (3.14)$$

Ta thấy K_u phụ thuộc vào R_{C1}.

Ta chọn giá trị của R_{st}, C_{st} sao cho từ tần số $\omega > \omega_1$ (ω_1 rất gần với ω_t) thoả mãn điều kiện :

$$R_{st} >> \frac{1}{\omega C_{st}}$$

Do đó có thể xem kể từ $\omega > \omega_1$, trở R_{st} bị đoản mạch. Nói cách khác là mạch sửa tần số thấp R_{st} C_{st} bị loại khỏi mạch. Trong khoảng $\omega > \omega_1$ bộ khuếch đại hoạt động như không có mạch sửa tần số thấp. Mọi tính toán và dạng của đặc trưng như cũ (đường 1 hình 3.15a). Ở khoảng tần số $\omega < \omega_t$, thì giá trị của $1/\omega C_{st}$ là đáng kể. Mạch sửa gồm R_{st}, C_{st} mắc song song có tổng trở là Z_{st} có giá trị đáng kể và Z_{st} tăng khi giảm.

Biểu thức tính K_u (3.14), cần phải thay R_c bằng tổng trở (R_c+Z_{st}). Vậy khi ω giảm, Z_{st} tăng làm cho K_u tăng. Sự tăng K_u này sẽ bù lại tác

dụng làm giảm K_u của C_{p2}. Kết quả ta sẽ thu được đường đặc trưng (2) ở hình 3.15.a.

Bây giờ vùng truyền qua được mở rộng đến $\omega_{t'} < \omega_t$. Thay đổi R_{st} và C_{st} ta có thể thay đổi $\omega_{t'}$.

Tuy nhiên không thể làm cho $\omega_{t'} = 0$, vì C_{p2} không cho thành phần một chiều đi qua. Muốn truyền thành phần 1 chiều, ta phải thay tụ liên kết C_{p2} bằng liên kết ganvanic. Vấn đề này sẽ được khảo sát ở phần khuếch đại tín hiệu biến đổi chậm ở phần sau.

Mặt khác cũng không thể giảm $\omega_{t'}$ quá một giới hạn nào đó. Khi giảm $\omega_{t'}$ đến qua một giới hạn nào đó, đường đặc trưng sẽ bị nhô cao (xuất hiện bướu ở phía tần số thấp) hơn bình thường. Tại vùng bướu $K>K_u$ như đường (3) hình 3.15a.

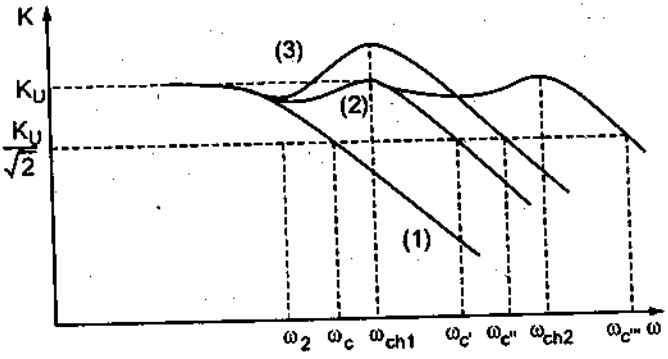
Thông thường người ta chọn hằng số thời gian của mạch sửa $T_{st} = R_{st}.C_{st} = T_t$.

Sau đó tìm được giá trị $R_{st} \leq 1,6\ R_c$ đặc trưng sẽ không xuất hiện bướu.

Mạch sửa phía tần số cao

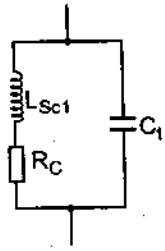
Vùng tần số cao ta sẽ khảo sát là vùng $\omega>\omega_2$, trong đó ω_2 là giá trị rất gần với ω_c. Ở vùng tần số cao có thể bỏ qua ảnh hưởng của R_{st}, C_{st} và C_{p2}. Mạch sửa ở tần số cao bao gồm L_{sc1} và L_{sc2}.

Đầu tiên xét L_{s1} (coi đoản mạch L_{sc2}). Vì chọn L_{sc1} nhỏ nên ở vùng $\omega<\omega_2$ trở kháng của nó rất nhỏ, nên bỏ qua. Đường đặc trưng có dạng như cũ, đường (1) hình 3.15.b.



HÌNH 3.15b. Đặc trưng có sửa ở phía tần số cao

Khi $\omega > \omega_2$, xét tác dụng của L_{sc1}. L_{sc1} và R_c tụ $C_t(C_t = C_{ck}+C_{ks}+C_t')$ tạo thành khung cộng hưởng song song như hình 3.15.c.



HÌNH 3.15c

Trong công thức (1.14) tính K_u bây giờ phải thay R_c bằng tổng trở :

$$Z_{SC1} = \frac{R_c + j\omega L_{sc1}}{R_c + j(\omega L_{sc1} - \frac{1}{\omega C_t})} \cdot \frac{1}{j\omega C_t}$$

Đây là mạch cộng hưởng, nên hệ số khuếch đại sẽ có cực đại tại

$$\omega_{ch1} = \frac{1}{\sqrt{L_{sc1}.C_t}}$$

Đường đặc trưng của bộ khuếch đại có dạng như đường 2 và đường 3 ở hình 3.15.b.

Ta cũng thấy đặc trưng xuất hiện bướu ở phía tần số cao. Nếu chọn R_c, L_{sc1}, C_t không thích hợp, thì tại vùng bướu có $K > K_u$ (đường 3). Bướu cao, thấp là do độ phẩm chất Q của khung quyết định.

$$Q^2 = \frac{1}{R_c^2}\frac{L_{sc1}}{C_t}$$

Q = 0,4 thì bướu gần như không xuất hiện (đường 2); Q = 0,5 trở lên, bướu xuất hiện rõ ràng (đường 3). Trong thực tế để giảm Q tức là làm nhụt khung, người ta mắc song song với L_{sc1} một trở R có giá trị thích hợp. Thường người ta dùng một trở R, rồi cuốn lên nó một số vòng dây tạo nên cặp RL_{sc1} mắc song song.

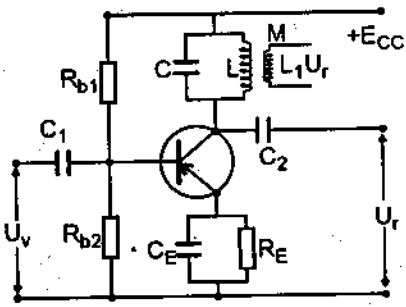
Để mở rộng vùng truyền hơn nữa, người ta sử dụng mạch cộng hưởng nối tiếp. Trong sơ đồ hình 3.14, mắc thêm cuộn cảm L_{sc2}. L_{sc2} cùng với C_t' tạo thành khung cộng hưởng nối tiếp. Ở tần số cộng hưởng ω_{ch2} hệ số truyền đạt điện áp sẽ cực đại. Kết quả đặc trưng tần số được mở rộng như đường 4 hình 3.15b. Giới hạn tần số cao của bộ khuếch đại được mở rộng đến ω_c. Tất nhiên để tránh xuất hiện bướu, cần chọn độ phẩm chất Q thích hợp. Ta cũng mắc thêm R song song với L_{sc2}. Để mở rộng

vùng truyền hơn nữa có thể mắc thêm khung cộng hưởng nối tiếp nữa với $\omega_{ch} > \omega_{ch2}$.

3.5. KHUẾCH ĐẠI CAO TẦN – KHUẾCH ĐẠI CỘNG HƯỞNG

3.5.1. Khuếch đại cộng hưởng

Như ta đã biết, trong thông tin vô tuyến điện, sóng cao tần có tần số cỡ hàng trăm kHz trở lên. Các mạch khuếch đại những tín hiệu này gọi là khuếch đại cao tần. Các bộ khuếch đại cao tần có thể dùng điện trở có trị số nhỏ, có thể dùng điện cảm hoặc biến thế, cũng có thể dùng khuếch đại dải rộng. Trong thông tin liên lạc người ta dùng dải sóng từ hàng trăm kHz đến GHz. Chúng được chia thành nhiều dải sóng : sóng dài, sóng trung, sóng ngắn, cực ngắn v.v... Trong các dải sóng này lại chứa nhiều kênh thông tin khác nhau, mỗi kênh chiếm dụng một vùng tần số rất hẹp xung quanh tần số sóng mang của kênh. Ở các đài phát cũng như trạm thu, hoặc máy thu, cần có các bộ khuếch đại, chỉ chọn lọc tần số sóng mang của kênh muốn thu và vùng lân cận còn loại bỏ các sóng khác không cho lọt vào máy thu. Muốn vậy phải dùng khuếch đại chọn lọc. Các bộ khuếch đại chọn lọc ở cao tần, thường dùng khung cộng hưởng LC vì vậy cũng được gọi là khuếch đại cộng hưởng. Sơ đồ tầng khuếch đại cộng hưởng vẽ ở hình 3.16.



HÌNH 3.16. Sơ đồ tầng khuếch đại cộng hưởng EC

Sơ đồ tầng khuếch đại cộng hưởng về cơ bản giống sơ đồ khuếch đại điện trở. Vai trò của các linh kiện C_1, C_2, R_{b1}, R_{b2}, R_E, C_E hoàn toàn giống khuếch đại điện trở. Ở đây chỉ thay trở gánh R_c bằng khung cộng hưởng LC. Nếu thoả mãn điều kiện $\frac{1}{\omega_t C_E} << R_E$, và gọi Z_c là tổng trở của khung thì hệ số khuếch đại sẽ là :

$$K = \frac{-\beta Z_c}{r_b + (1 + r_E)}$$

Như vậy $\dot{K}$ phụ thuộc vào $\dot{Z}_c$, mà :

$$|\dot{Z}| = Z = \frac{\rho^2}{\sqrt{R + (\omega L - \frac{1}{\omega C})}} \text{ với } R << \omega L$$

R là trở tổn hao của khung, $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ trở kháng sóng

$$\dot{Z}_c = Z = \frac{\rho^2}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}$$

Từ biểu thức ta vẽ được đặc trưng Z(ω) hình 3.17b.

Từ hình 3.17b ta thấy

khi $\omega = \omega_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ thì Z là cực đại

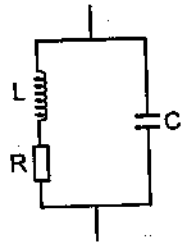
$$Z_{MAX} = \frac{\rho^2}{R} = \rho Q$$

với $Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$

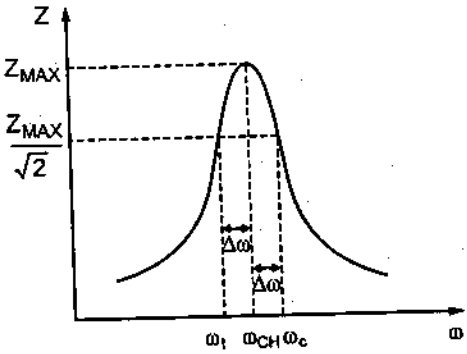
Vùng tần số $\omega > \omega_0$, khi tăng Z giảm. Ở vùng tần số $\omega < \omega_0$, khi giảm Z cũng giảm. Tại giá trị $\frac{Z_{Max}}{\sqrt{2}}$, tương ứng tìm được ω_t, ω_C. Vùng truyền qua $2\Delta\omega = \omega_C - \omega_t$. Ta tìm được $Q = \frac{\omega_{ch}}{2\Delta\omega}$

Vì Q rất lớn nên $2\Delta\omega$ rất nhỏ.

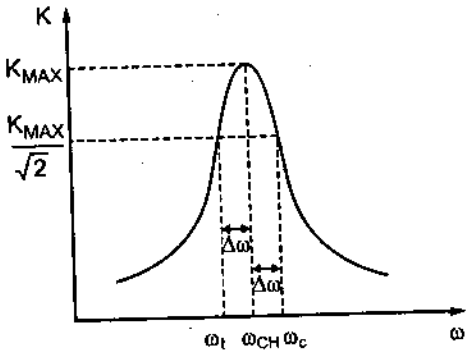
Đặc trưng K(ω) cũng có dạng tương tự như Z. Hệ số khuếch đại cũng cực đại tại ω_{ch} có giá trị K_{max}. Tại ω_t và ω_C cũng thu được giá trị khuếch đại $\frac{K_{Max}}{\sqrt{2}}$. Bộ khuếch đại cũng có độ phẩm chất Q và độ chọn lọc như khung cộng hưởng. Tín hiệu lối ra có thể lấy từ L_1 qua hỗ cảm, hoặc qua C_2.



a) Mạch tương đương của khung



b) Đặc trưng tần số của Z(ω)



c) Đặc trưng tần số bộ khuếch đại

HÌNH 3.17. Mạch tương đương của khung, đặc trưng tần số của Z(ω) đặc trưng tần số của bộ khuếch đại

Bộ khuếch đại cộng hưởng được sử dụng làm khuếch đại chọn lọc ở cao tần, khuếch đại chọn lọc trung tần, và máy phát cao tần.

Trong thực tế, khi sử dụng khuếch đại cộng hưởng với mục đích khác, sẽ xuất hiện nhiều vấn đề cần giải quyết. Khi khuếch đại ở tần số rất cao ảnh hưởng của điện dung ký sinh trở vào, trở ra của transistor làm giảm độ phẩm chất của Q xuống cỡ 20. Khi liên kết với nguồn tín hiệu và tải, cần lưu ý đến trở vào, trở ra để thực hiện phối hợp trở kháng tốt. Khi cần cải thiện đặc trưng tần số, phải dùng hai khung hoặc nhiều khung liên kết. Lúc đó độ phẩm chất của tầng không chỉ phụ thuộc vào một khung mà phụ thuộc vào các khung. Độ khuếch đại và độ chọn lọc cũng khác và phụ thuộc nhiều vào độ liên kết giữa các khung. Khi sử dụng nhiều tầng khuếch đại, để cả hệ có hệ số khuếch đại lớn, lúc đó lại cần chú ý đến phản hồi ký sinh gây ra hiện tượng tự kích.

Tóm lại khi sử dụng khuếch đại cộng hưởng cho một ứng dụng cụ thể, cần căn cứ vào yêu cầu và điều kiện thực tế, đề ra mạch điện thích hợp, cách tính toán chính xác.

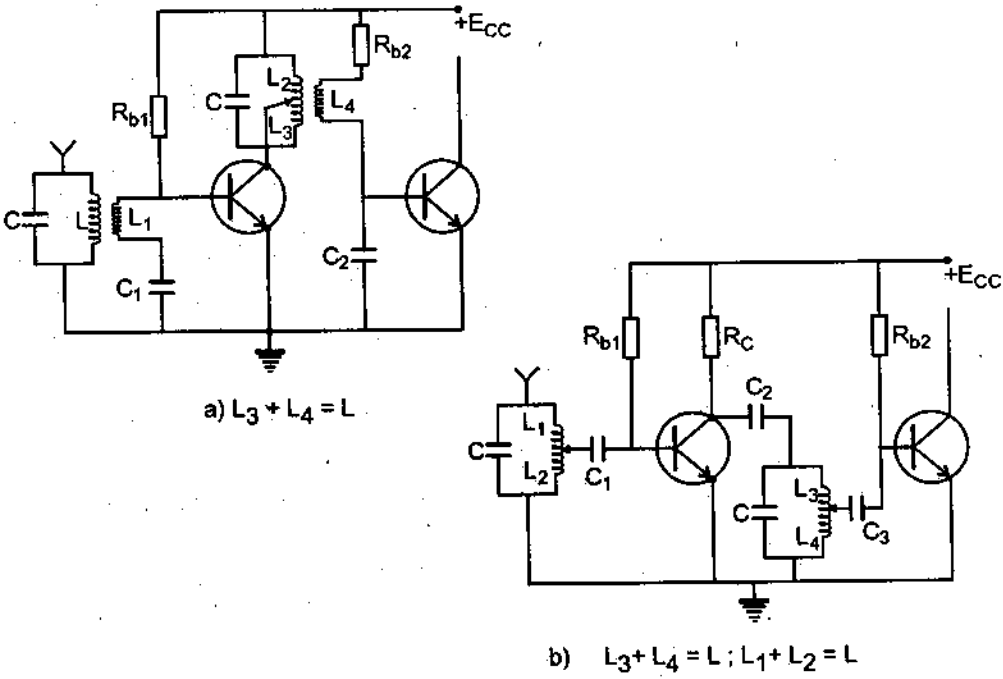
3.5.2. Khuếch đại cao tần chọn lọc EC

Bây giờ ta khảo sát các bộ khuếch đại cộng hưởng ứng dụng làm khuếch đại cao tần chọn lọc. Trong các máy thu thanh và thu hình (Tivi) còn gọi là khuếch đại anten hay khuếch đại tuner. Sở dĩ có tên gọi như vậy vì các bộ khuếch đại này trực tiếp khuếch đại các tín hiệu thu từ anten. Cách gọi này để phân biệt với tầng khuếch đại trung tần (sẽ xét sau đây), vì thực chất khuếch đại trung tần cũng là tầng khuếch đại cao tần (có tần số tín hiệu là 465kHz, 2MHz, vài chục MHz).

Đối với máy thu thanh ở băng sóng dài và sóng trung, thực tế không cần tầng khuếch đại cao tần. Bởi vì ở dải sóng này, cự ly thông tin không lớn, số lượng kênh phát không nhiều, tín hiệu thu từ anten khá lớn. Mục đích của khuếch đại cao tần trong máy thu là tăng độ nhạy, tăng tính chọn lọc (tách các kênh không cần thu) và chủ yếu là triệt tần số ảnh. Vì vậy chỉ từ dải sóng ngắn trở lên mới dùng khuếch đại cao tần.

Các transistor dùng trong khuếch đại anten phải chọn loại transistor cao tần có tạp âm nhỏ và tần số giới hạn f cỡ hàng trăm MHz trở lên.

Dưới đây sẽ giới thiệu hai sơ đồ khuếch đại cao tần mắc theo sơ đồ EC



HÌNH 3.18. Khuếch đại cao tần mắc theo sơ đồ EC

Các trở R_{b1}, R_{b2} trong hai sơ đồ làm nhiệm vụ phân cực cho Baze của các transistor. Tụ C_1 và C_2 trong sơ đồ hình 3.18 a làm nhiệm vụ lọc cao tần, có trị số lớn 1000pF. Nó không tham gia vào mạch cộng hưởng. Tụ C_1, C_2, C_3 trong sơ đồ hình 3.18b, đóng vai trò truyền tín hiệu và cách ly một chiều, chúng không tham gia vào tính chất cộng hưởng của khung. Trị số của chúng lớn cỡ hàng trăm pF.

Xét mạch vào tầng thứ nhất cả hai sơ đồ tín hiệu từ khung cộng hưởng anten LC chỉ đưa một phần vào T_1 qua liên kết biến thế (hỗ cảm) mạch hình 3.18 a và trên phần L_1 qua liên kết biến thế tự ngẫu hình 3.18 b.

Mục đích là phối hợp trở kháng giữa khung và lối vào của transistor và ít ảnh hưởng độ phẩm chất Q của khung LC. Với sơ đồ EC trở vào của tầng khuếch đại cỡ 1,2kΩ, là khá nhỏ. Nếu nối trực tiếp lối vào của transistor vào toàn bộ L, trở này sẽ mắc song song với khung, không phối hợp trở kháng và làm độ phẩm chất Q giảm nhỏ. Theo lý thuyết của biến thế, nếu gọi n là tỷ số vòng dây giữa L và L_1 (cũng có thể xem là tỉ số L/L_1 vì hai cuộn dây cuốn trên cùng lõi) thì R_v của transistor sẽ đưa vào khung điện trở $R_{td} = n^2R_V$ khá lớn, do đó nếu chọn n thích hợp sẽ thực hiện phối hợp trở kháng và ít ảnh hưởng đến độ phẩm chất Q của khung.

Xét mạch ra của tầng T_1 trong hai sơ đồ, có hai vấn đề ảnh hưởng đến độ phẩm chất Q của khung. Thứ nhất làm giảm ảnh hưởng của R_v tầng hai đến phẩm chất Q của khung và thực hiện phối hợp trở kháng tốt sơ đồ cũng dùng liên kết giữa hai tầng bằng biến thế hoặc biến thế tự ngẫu. Việc làm giảm ảnh hưởng của R_v tầng hai đến độ phẩm chất Q, hoàn toàn giống như trên. Việc phối hợp trở kháng cần thực hiện vì trở ra của T_1 khá lớn, trở vào của T_2 khá nhỏ. Việc dùng liên kết bằng biến thế hoặc biến thế tự ngẫu hoàn toàn giải quyết được.

Vấn đề thứ hai cần lưu ý là các cuộn L thường dùng lõi ferit. Dòng I_c, khi chạy qua L làm thay đổi từ thông do đó L thay đổi. Để giảm ảnh hưởng này người ta hay dùng cách mắc kiểu biến áp tự ngẫu. Lúc đó dòng qua một chiều chỉ qua L_2 (hình 3.18 a) và dòng xoay chiều ở phần này lại nhỏ. Sơ đồ hoạt động ổn định hơn. Cũng có thể loại hẳn dòng một chiều qua bằng điện cảm, hoặc điện trở R như hình 3.18b.

Các sơ đồ EC khi dùng ở tần số khá cao bị hạn chế, vì vậy cũng ít sử dụng. Thực tế sơ đồ EC thường được dùng trong các tầng khuếch đại trung tần vì nó có hệ số khuếch đại lớn.

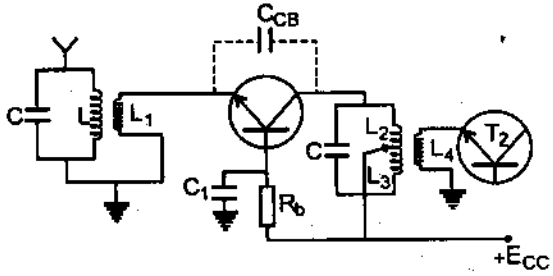
Nhược điểm của sơ đồ EC khi hoạt động ở tần số cao là do phản hồi âm về thế qua tụ C_{CB} (tụ giữa collector và baze của transistor). Bản thân lối vào của sơ đồ, có tụ C_{BE} và C_{KS}.Thế giữa collector và baze của tầng khuếch đại là ngược pha. Do vậy xuất hiện phản hồi âm giữa lối ra và lối vào qua chính tụ C_{CB}. Trở kháng của tụ $1/\omega C_{CB}$. Tần số càng cao, trở kháng càng giảm, độ phản hồi âm càng lớn, hệ số khuếch đại của tầng bị giảm. Điều này làm giảm giới hạn tần cao của bộ khuếch đại. Thế lối vào baze cũng có thể truyền trực tiếp đến lối ra collector qua chính C_{CB}. Thế này cũng ngược pha với thế tại collector, nó triệt bớt thế collector và làm giảm giới hạn tần số cao của tầng khuếch đại. Nếu bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại là K, thì các hiện tượng trên, tương đương như đưa thêm ở lối vào, (giữa baze và emitter) một điện dung KC_{CB}, làm giảm giới hạn tần số cao của transistor. Vì vậy ở tần số cao người ta sử dụng sơ đồ BC hình 3.19.

3.5.3. Khuếch đại chọn lọc cao tần BC

Trong sơ đồ này R_b là trở phân cực cho Baze, C_1 có trị số lớn cỡ 2000 pF, nên coi như baze nối đất.

Sơ đồ BC có đặc điểm là trở vào rất nhỏ cỡ dưới 20Ω, trở ra lớn, không khuếch đại dòng mà chỉ có khuếch đại thế.

Xét ảnh hưởng của điện dung đến giới hạn tần cao của tầng khuếch đại T_1. Điện dung lối ra C_{CB} được ghép chung vào C của khung mắc trên collector. Điện dung lối vào gồm C_{KS} và C_{BE}. Điện dung giữa collector và emitter C_{CE} có tác dụng phản hồi dương về thế. Sở dĩ như vậy vì thế lối ra trên collector đồng pha



HÌNH 3.19. Khuếch đại cao tần mắc theo sơ đồ BC.

$\frac{1}{\omega C_1} << R_b$. *Xem như B nối đất*

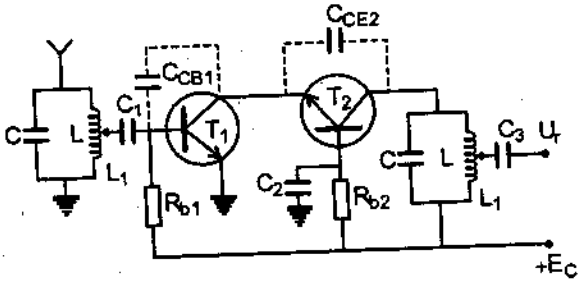
với thế lối vào trên emitter. Phản hồi từ collector về emitter qua C_{CE} là phản hồi dương. Tần số càng cao phản hồi dương càng lớn, độ khuếch đại cũng tăng. Điều này làm tăng giới hạn tần số cao của tầng khuếch đại. Thế truyền trực tiếp từ emitter qua C_{CE} đến collector cũng đồng pha với thế trên collector. Do hai tác dụng này của C_{CE}, tương đương như đưa một tụ C_{td} ở lối vào (giữa E và B) có trị số là $-KC_{CE}$ (k là hệ số khuếch đại thế của tầng). Điều này cho thấy tác dụng của C_{CE} lại làm giảm điện dung lối vào. Với các lý do đó, tầng khuếch đại BC hay được dùng ở cao tần. Tuy nhiên, nhược điểm của tầng này là trở vào nhỏ, dòng vào lớn, nên chỉ khuếch đại những tín hiệu có công suất lớn. Nói cách khác là độ nhạy của máy thu sẽ không cao.

3.5.4. Khuếch đại cao tần chọn lọc Cascod

Để khắc phục các nhược điểm trên ta dùng sơ đồ hình 3.20.

Sơ đồ gồm hai transistor T_1, T_2 liên kết trực tiếp. T_1 mắc theo sơ đồ EC. T_2 mắc theo sơ đồ BC, vì C_2 có trị số lớn cỡ 2000 pF xem như baze nối đất đối với cao tần.

T_1 mắc theo sơ đồ EC có dòng vào I_b khá nhỏ cỡ 10μA trở vào tương đối lớn cỡ 1,2kΩ, so với sơ đồ BC trở vào chỉ dưới 20Ω. Nhờ vậy khắc phục được nhược điểm của sơ đồ BC là trở vào nhỏ, dòng vào lớn. Còn ảnh hưởng phản hồi âm qua C_{CB1} hầu như rất ít. Sở dĩ như vậy là vì T_1 hầu như không có khuếch đại thế mặc dù mắc theo sơ đồ EC. Hệ số khuếch đại thế của sơ đồ EC phụ thuộc vào trở tải R_C. Trở tải của T_1 ở đây lại chính là trở vào của T_2 có giá trị rất nhỏ.



HÌNH 3.20. Sơ đồ khuếch đại cao tần Cascod : C_2 cỡ 2000pF

Theo tính toán hệ số khuếch đại thế của T_1 là $K_1 \approx 1$. Vậy T_1 thực chất chỉ khuếch đại dòng, hệ số khuếch đại dòng là β. Dòng ra của T_1 là I_{C1} có

giá trị đủ lớn để điều khiển tầng T_2 (vì $I_E \approx I_C$). Nếu muốn giảm thêm nữa ảnh hưởng phản hồi âm của C_{CB1}, ta mắc R_{b1} lên collector của T_1. Lúc đó phản hồi âm về thế qua trở thuần R_{b1} (không phụ thuộc tần số). Tầng T_2 mắc theo sơ đồ BC, do chọn C_2 lớn, nên xem như baze nối đất. Vì vậy nó tận dụng được phản hồi dương qua C_{CE2}. Phản hồi dương qua C_{CE2} như ở trên đã chỉ rõ, nó tăng giới hạn tần cao và làm giảm điện dung lối vào của T_2. Toàn bộ tầng khuếch đại cascod có độ khuếch đại thế cỡ 100.

Tóm lại khuếch đại cascod có độ nhạy cao (dòng vào nhỏ) có tạp âm nhỏ, có tần số giới hạn cao. Vì vậy nó thường được sử dụng làm khuếch đại anten trong máy thu thanh chất lượng cao và máy thu hình (Tivi).

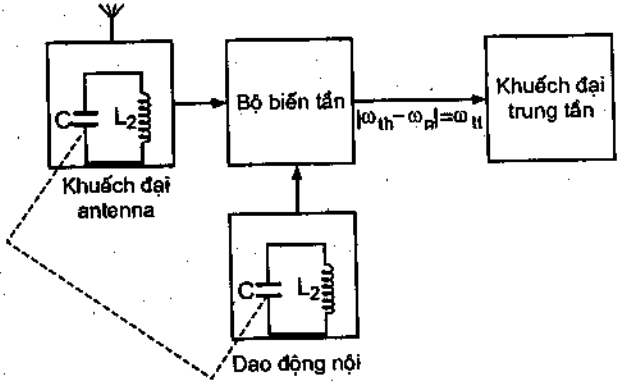
3.6. KHUẾCH ĐẠI TRUNG TẦN

3.6.1. Khái niệm về khuếch đại trung tần

Ta biết rằng các máy thu thanh cần thu được những tín hiệu có tần số từ hàng trăm kHz đến hàng chục MHz. Các máy thu hình, cần thu những tín hiệu từ hàng trăm MHz đến hàng chục GHz. Tín hiệu thu được từ anten thường rất nhỏ, cần phải khuếch đại lên nhiều lần, để có tín hiệu đủ lớn (trên vài vôn) đáp ứng yêu cầu của mạch tách sóng. Do đó cần nhiều tầng khuếch đại. Nếu dùng tất cả các tầng này như khuếch đại cao tần anten, tức là tất cả các tầng cùng khuếch đại tín hiệu có tần số như nhau. Kiểu máy thu khuếch đại trực tiếp sẽ gặp phải những khó khăn sau :

– Khi thu những tín hiệu có tần số hàng chục MHz trở lên, các tầng khuếch đại cao tần đòi hỏi kết cấu và kỹ thuật rất phức tạp. Hơn nữa ở tần số cao các tầng khuếch đại chỉ đạt được độ khuếch không lớn.

– Tất cả các tầng cùng khuếch đại tín



HÌNH 3.21. Sơ đồ khối

hiệu có tần số như nhau, nên các khung cộng hưởng phải giống nhau. Điều này dẫn đến khó khăn là khi muốn thu các tín hiệu khác nhau, phải biến đổi tần số cộng hưởng của các khung tương ứng với tần số của tín hiệu cần thu. Giả sử giữ nguyên L của các khung và dùng tụ biến đổi, để khung cộng hưởng với tín hiệu cần thu. Lúc đó tương ứng với bao nhiêu khung cần tụ xoay đồng trục có bấy nhiêu ngăn. Kết quả của tụ xoay cồng kềnh, phức tạp. Thường tụ xoay chỉ cấu tạo với vài ba ngăn.

– Khi sử dụng nhiều tầng khuếch đại cùng một tần số rất dễ tự kích.

Với những lý do đó, máy thu khuếch đại trực tiếp có độ nhạy không cao, chất lượng kém.

Ngày nay tất cả các máy thu thanh và thu hình đều hoạt động theo nguyên tắc đổi tần. Máy thu đổi tần hoạt động theo nguyên tắc sau : Tín hiệu thu từ anten có tần số thu được đưa vào một bộ biên tần. Trong máy thu có bộ dao động nội phát ra dao động có tần số là ω_n. Dao động này cũng được đưa vào bộ biến đổi tần trộn với tín hiệu ω_{th}.

Ở lối ra của bộ biến tần hình 3.21 sẽ thu được tín hiệu có tần số :

$$\omega_{tt} = |\omega_{th} - \omega_n|$$

Khi cần thu tín hiệu có tần số ω_{th} bất kỳ, thì dù ω_{th} biến đổi thế nào n cũng biến đổi một lượng tương tự để luôn bảo đảm ω_{tt} có giá trị cố định. Để làm được điều đó, tụ C trong mạch cộng hưởng anten và máy phát là tụ xoay hai ngăn đồng trục luôn có cùng trị số như hình 3.21. Còn điện cảm L_1 và L_2 có trị số khác để tạo ra sự lệch tần số là ω_{tt}.

Vậy ω_{tt} là tần số trung gian giữa ω_{th} và ω_n và được gọi là tần số trung tần. Các tầng khuếch đại tín hiệu có tần số ω_{tt} gọi là khuếch đại trung tần. ω_{tt} đối với máy thu điều biên (AM) quy định là 465 kHz, đối với máy thu điều tần (FM) là 2 MHz, đối với Tivi là từ trên 20 MHz đến dưới 30 MHz. Như vậy ω_{tt} luôn nằm ở dải cao tần chọn lọc. Sở dĩ gọi chúng là khuếch đại trung tần để phân biệt với khuếch đại cao tần anten. Máy thu đổi tần có ưu việt là có thể thu các tín hiệu với tần số ω_{th} biến đổi trong vùng rất rộng từ hàng trăm kHz đến hàng trăm MHz, ở lối ra của bộ biến tần chỉ là tín hiệu có một tần số cố định, rất thấp là ω_{tt}. Điều đó có những thuận lợi như sau :

– Các tầng khuếch đại trung tần hoạt động ở tần số thấp ω_{tt}, nên dễ khuếch đại và hệ số khuếch đại đạt được rất lớn, tính ổn định cao.

– Các tầng khuếch đại trung tần, chỉ khuếch đại một tần số cố định, nên các khung cộng hưởng là L và C cố định rất dễ chế tạo và gọn nhẹ.

Vì rất dễ chế tạo các bộ khuếch đại trung tần, nên trong máy thu chất lượng không cao, số lượng các tầng trung tần là hai. Trong máy thu chất lượng cao và Tivi số lượng tầng trung tần là ba. Có thể nói độ khuếch đại của bộ phận cao tần tính từ anten đến trước tách sóng chủ yếu là do hệ khuếch đại trung tần quyết định. Độ lọc sóng cũng do trung tần quyết định.

3.6.2. Khuếch đại trung tần trong máy thu thanh

Trước hết khuếch đại trung tần cũng là khuếch đại cao tần chọn lọc. Vì vậy các vấn đề đã đề cập ở khuếch đại cao tần đều được ứng dụng ở đây. Trong phần này chỉ nêu những điều lưu ý riêng với khuếch đại trung tần.

Về đặc trưng biên độ tần số

Ta biết rằng tín hiệu điều biên có phổ là ω_0, $\omega_0 \pm \Omega$. Trong đó ω_0 là sóng mang, tần số tín hiệu âm tần điều chế. Vậy bề rộng của phổ tín hiệu trung tần sẽ là $2\Delta\omega = 2\Omega$ (là tần số cao nhất của âm thanh, nó có giá trị cỡ 10kHz). Vậy bề rộng của vùng truyền qua của khuếch đại trung tần phải là 2Ω. Khuếch đại trung tần cũng quyết định độ chọn lọc của máy thu. Vì vậy đặc trưng tần số phải thật dốc ở hai bên (có dạng gần giống hình nhữ nhật). Do vậy ở khuếch đại trung tần thường dùng khung liên kết (gồm 2 hoặc 3 khung liên kết với nhau). Ở phần lý thuyết về khung đơn và khung kép (chương I) đã cho thấy với khung đơn và khung kép liên kết yếu đặc trưng tần số có giá trị cực đại ở ω_0, và giảm dần ở hai phía, nhưng độ dốc không cao. Với khung liên kết tới hạn, ở phần đỉnh khá bằng phẳng, hai bên có độ dốc cao. Nếu liên kết quá mạnh, sẽ xuất hiện hai đỉnh ở hai bên và lõm giữa hình 3.22 b.

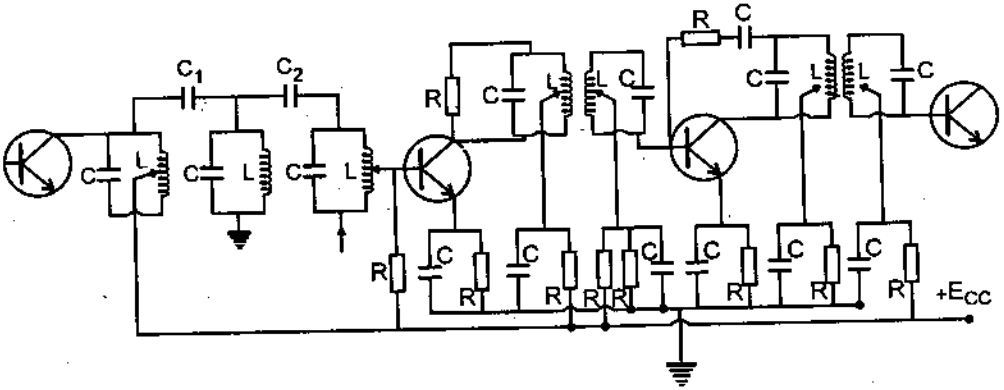
Sơ đồ khuếch đại trung tần và đặc trưng tần số được trình bày ở hình 3.22.

Trong sơ đồ này, ngay sau tầng biến tần, sử dụng ba khung liên kết với nhau qua tụ C_1, C_2. Còn các tầng sau sử dụng hai khung liên kết.

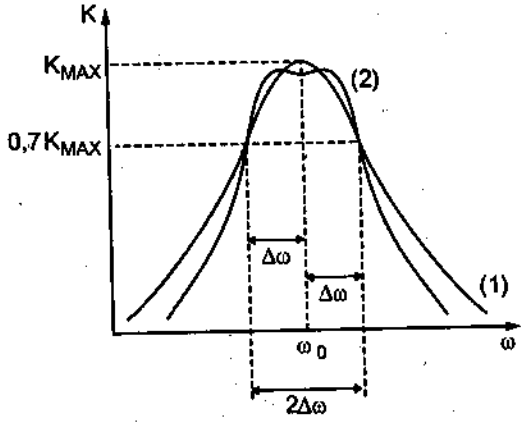
Nhiều khi để mở rộng vùng truyền, người ta lại mắc song song với khung một điện trở R. R làm giảm độ phẩm chất Q của khung, người ta gọi là làm nhụt khung.

Trở R thường dùng cỡ từ 10kΩ đến 20kΩ

Rõ ràng nhờ sử dụng khung liên kết, nên ở đỉnh đặc trưng tần số khá bằng phẳng, nên mỗi thành phần phổ của tín hiệu được khuếch đại giống nhau, tín hiệu không bị méo. Ở ngoài vùng trên qua độ dốc của đặc trưng lớn, nên khả năng lọc loại bỏ những tín hiệu khác rất tốt.



a) Sơ đồ khuếch đại trung tần



b) Đặc trưng tần số

HÌNH 3.22. Sơ đồ khuếch đại trung tần và đặc trưng tần số

– Vấn đề sử dụng mạch trung hoà để triệt dao động ký sinh. Việc xuất hiện hiện tượng tự kích ký sinh, biến bộ khuếch đại thành một hệ tự dao động phát ra tín hiệu không mong muốn. Nguyên nhân do các phản

hồi ký sinh rất phức tạp. Trong hệ khuếch đại nhiều tầng hiện tượng này rất dễ xảy ra. Một trong những phản hồi ký sinh thường gặp là do tụ C_{CB}. Bình thường trong mạch EC tụ C_{CB} tạo ra phản hồi âm. Nhưng trong khuếch đại cộng hưởng thì có lúc nó lại tạo ra phản hồi dương. Giả sử có một dao động có tần số $\omega < \omega_{tt}$. Lúc đó khung mang tính cảm kháng. Sự lệch pha giữa U_c và U_b bây giờ không là 180° mà trở thành đồng pha. Lúc đó phản hồi qua C_{CB} là phản hồi dương. Trường hợp này giống như máy phát ba điểm điện cảm. Để khắc phục ta mắc một mạch trung hoà gồm R^*C^* giữa baze và khung (phía ngược pha với U_C). Với tín hiệu mà C_{CB} tạo ra phản hồi dương, thì R^*C^* sẽ tạo ra phản hồi âm và triệt tiêu tự kích ký sinh. Đôi lúc chỉ dùng C^* ($R^* = 0$).

Hiện tượng tự kích ký sinh cũng xảy ra ở cao tần, việc trung hoà cũng thực hiện tương tự.

3.6.3. Khuếch đại trung tần của tivi

Đối với tivi phổ của tín hiệu trải một vùng tần số rất rộng. Bề rộng phổ đối với hệ Secam là 6,5 MHz, đối với hệ Pal là 5,5 MHz, đối với hệ NTSC là 4,5MHz. Vậy bề rộng vùng truyền qua của hệ trung tần cũng phải có độ lớn tương tự.

Về mạch điện, cơ bản giống khuếch đại trung tần máy thu thanh. Nhưng do tần số hoạt động rất cao và vùng truyền quá rộng nên có những đặc điểm riêng. Về số tầng thường dùng ba tầng khuếch đại, nhưng các transistor phải là loại cao tần, có tần số giới hạn hàng trăm MHz trở lên. Về mạch điện cũng sử dụng liên kết hai hoặc ba khung. Nhưng vì yêu cầu dải thông rất rộng, nên phải dùng phương pháp so le tần số. Tất cả các khung đều có tần số cộng hưởng lệch nhau, khoảng cách giữa các tần số này phải chọn sao cho, đặc trưng tần số của cả hệ khuếch đại trung tần, đồng đều trong khoảng 6,5MHz. Do bề rộng phổ của mỗi kênh truyền hình rất rộng, để có được nhiều kênh trong dải sóng truyền hình, các kênh này được sắp đặt rất gần nhau. Điều này làm xuất hiện tần số ảnh đâm xuyên giữa các kênh. Giả sử ở kênh 2 có $\omega_{th2} - \omega_n = \omega_{tt}$ thì ở kênh một sẽ có ω_{th1} nào đó có $\omega_n - \omega_{th1} = \omega_{tt}$. ω_{th1} gọi là tần số ảnh của ω_{th2}. Hiện tượng này thường xảy ra sóng mang âm thanh của kênh trước là tần số ảnh của kênh sau.

Trên màn hình thỉnh thoảng xuất hiện sóng nhiễu của âm thanh. Để triệt tín hiệu tần số ảnh, người ta sử dụng khung cộng hưởng nối tiếp, mắc từ đường truyền tín hiệu xuống đất. Khung này có tần số cộng hưởng bằng tần số ảnh. Đối với khung LC nối tiếp, khi cộng hưởng có trở kháng nhỏ nhất. Do đó tất cả tín hiệu tần số ảnh bị lọc hết xuống đất và bị triệt tiêu.

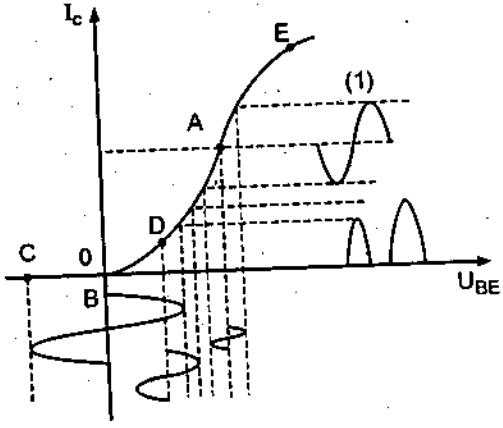
3.7. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

3.7.1. Khái niệm về khuếch đại công suất

Khuếch đại công suất là tầng khuếch đại cuối cùng trong máy thu thanh, tivi và máy tăng âm. Yêu cầu đối với tầng khuếch đại công suất là phải bảo đảm được công suất đưa ra phải theo yêu cầu. Có độ khuếch đại công suất K_p lớn nhất. Mà $K_p = K_u.K_i$, do đó có thể dùng sơ đồ EC vừa có khuếch đại thế K_u vừa có khuếch đại dòng K_i. Cũng có thể dùng sơ đồ CC chỉ có khuếch đại dòng K_i. Cũng có thể dùng sơ đồ CC chỉ có khuếch đại dòng K_i còn $K_u \approx 1$. Vì phải tận dụng công suất tối đa, nên cần chú ý khi thiết kế phải bảo đảm, công suất tổn hao trên transistor phải nhỏ hơn công suất cho phép P_{cmax}. Một yêu cầu rất quan trọng nữa là hiệu suất truyền đạt phải lớn. Muốn vậy phải thực hiện phối hợp trở kháng giữa tải R_t với tầng khuếch đại. Cần chọn chế độ hoạt động thích hợp để có công suất lớn, hiệu suất lớn mà không méo tín hiệu. Từ đặc trưng tĩnh $\dot{I}_C = f(U_{CE}, U_{BE})$, vẽ đặc trưng tải ta sẽ suy ra $I_c = f(U_{BE})$.

Người ta quy định 3 chế độ hoạt động của transistor :

Chế độ A là chế độ dòng colector xuất hiện trong toàn bộ chu kỳ tín hiệu (đường 1 hình 3.23). Ưu điểm của chế độ này là tín hiệu khuếch đại



HÌNH 3.23. Các chế độ hoạt động của transistor

không bị méo. Để tận dụng tối đa ưu việt này, điểm hoạt động A chọn ở giữa đoạn tuyến tính DE.

Chế độ này có nhược điểm là không tận dụng được tối đa vùng tuyến tính (vì biên độ U_{BE} chỉ biến thiên trong nửa vùng tuyến tính. Hơn nữa dòng tĩnh I_{CO} lớn nên hiệu suất kém. Khi không có tín hiệu $U_{BE} = 0$ vẫn có dòng tĩnh I_{CO}, do đó transistor bị nóng vì phải hoạt động cả khi không có tín hiệu. Chế độ A được sử dụng trong tầng khuếch đại đơn.

Chế độ B là chế độ dòng colector chỉ xuất hiện trong nửa chu kỳ tín hiệu (đường 2 hình 3.23). Điểm hoạt động B trùng với điểm 0. Ưu điểm của chế độ này là dòng tĩnh $I_{CO} = 0$, nên hiệu suất cao. Khi không có tín hiệu transistor không hoạt động (T ít bị nóng hơn). Tận dụng tối đa vùng tuyến tính DE. U_{BE} có thế biến thiên từ D đến E. Tuy nhiên tín hiệu lối ra chỉ có một nửa chu kỳ. Để sử dụng ưu điểm chế độ B, ta sử dụng sơ đồ đẩy kéo, dùng 2 transistor, mỗi transistor chỉ hoạt động trong nửa chu kỳ. Đối với transistor đoạn từ 0 đến D đặc trưng là phi tuyến. Để khắc phục, nên chọn điểm hoạt động ở D. Chế độ này gọi là chế độ AB. Ở chế độ này khi tín hiệu bằng 0, vẫn có dòng I_{CO} nhưng rất nhỏ : Bộ khuếch đại sẽ hoạt động tuyến tính với thế vào nhỏ, đến hết vùng tuyến tính tương ứng với điểm E. Đối với transistor S_i, thế phân cực cỡ 0,5V.

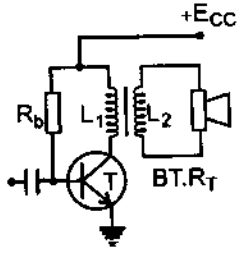
Chế độ C là chế độ dòng colector chỉ xuất hiện trong một phần của nửa chu kỳ. Điểm hoạt động sẽ chọn là điểm C sau điểm 0, thế phân cực $U_{BE} < 0$. Chế độ này thường dùng cho máy phát.

3.7.2. Khuếch đại công suất với sơ đồ EC

Ta biết rằng sơ đồ EC có trở lối ra lớn, trong khi trở tải là loa có trị số nhỏ (4Ω, 8Ω) do đó sơ đồ phải dùng biến thế để phối hợp trở kháng.

Sơ đồ khuếch đại công suất đơn EC

Sơ đồ hình 3.24 là mạch khuếch đại công suất đơn EC. Vì chỉ dùng một transistor, nên chế độ hoạt động của sơ đồ chọn ở chế độ A. Từ đặc trưng ta tìm ra được dòng I_{bo} và tính được R_b thích hợp.



HÌNH 3.24. Sơ đồ khuếch đại công suất đơn EC

Công suất ra cực đại :

$$P_{rmax} = \frac{1}{2} I_{c\,max} U_{c\,max}$$

I_{cmax} , U_{cmax} là biên độ cực đại của dòng và thế trên colector.

Cộng suất tiêu thụ từ nguồn

$$P_o = E_{cc}.E_{co}$$

Để tận dụng tối đa công suất ra thì $U_{cmax} \approx E_c$

$$I_{cmax} \approx I_{co}$$

do đó hiệu suất tối đa;

$$\eta_{max} = \frac{P_{r\,max}}{P_0} = 50\%$$

Chọn E_{cc} bằng một nửa U_c cho phép công suất tiêu tán trên transistor :

$$P_c = I_c.U_{CE} \leq P_{cmax}$$

P_{cmax} là công suất tiêu tán cực đại cho phép của transistor. Từ E_{cc} và P_{cmax}, tìm được tải động tối ưu của transistor :

$$R_{top} = \frac{E_{cc}^2}{P_{c\,max}}$$

Nếu gọi tỉ số biến thế là n, thì trở tải R_t khi chuyển mạch sang colector sẽ là $R_{t'} = n^2 R_t$. Từ đó suy ra tỉ số, biến thế n.

Khuếch đại công suất đơn, hoạt động ở chế độ A. Điểm hoạt động chọn ở giữa vùng tuyến tính, do đó có ưu điểm độ tuyến tính rất cao. Nhưng hiệu suất nhỏ, tối đa chỉ đạt 50%, vùng tuyến tính hẹp, công suất ra nhỏ. Để khắc phục ta sử dụng chế độ AB cho tầng công suất, và mắc theo sơ đồ đẩy kéo.

Sơ đồ khuếch đại công suất kép – khuếch đại đẩy kéo.

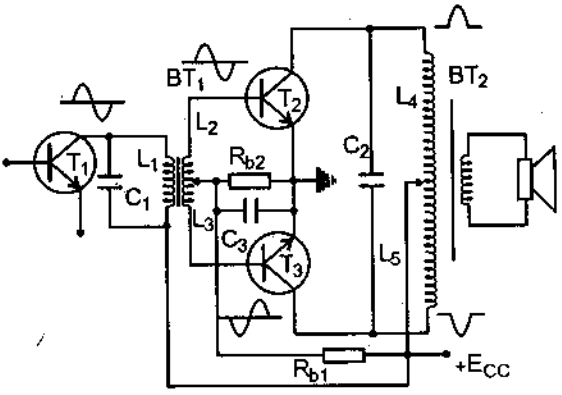
Sơ đồ khuếch đại đẩy kéo gồm 2 tầng khuếch đại. Tầng khuếch đại thứ nhất gồm T_1 và biến thế BT_1 gọi là khuếch đại đảo pha. Biến thế BT_1 gọi là biến thế đảo pha. BT_1 gồm một cuộn sơ cấp L_1 và hai cuộn thứ cấp L_2, L_3 : hai cuộn cảm L_2, L_3 cuốn cùng chiều, điểm giữa nối đất nhờ tụ

C_3. Với cách cuốn như vậy, từ tín hiệu một pha ở L_1, có 2 tín hiệu ngược pha trên L_2 và L_3. Thế phân cực cho T_2 và T_3 do cặp điện trở R_{b1}, R_{b2} tạo ra. Thế này chọn sao cho T_2, T_3 hoạt động ở chế độ AB (tương ứng với điểm D_2 D_3) hình 3.25a.

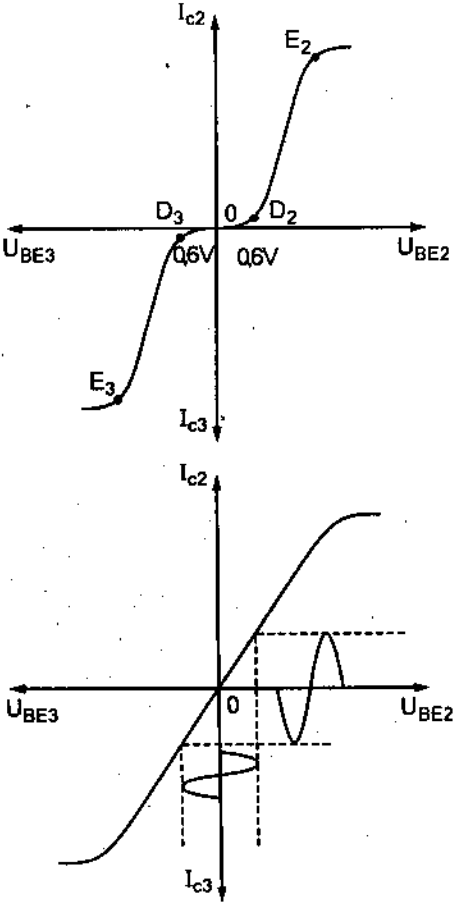
Vì T_2T_3 cùng thế phân cực, nên đoạn từ D_2 D_3 thực tế không tồn tại. Đặc trưng I_c – U_{BE} của T_2 T_3 được nhập chung như hình 3.25b. Điểm D_2 D_3 và 0 được nhập chung làm một điểm.

Như vậy là một nửa chu kỳ tín hiệu T_2 hoạt động (có I_{c2}) nửa còn lại T_3 hoạt động (có I_{c3}). Đây là nguyên tắc hoạt động đẩy kéo của T_2 và T_3. Ở lối ra colector của T_2 và T_3 hoàn toàn giống như dòng I_b, và từ hình 3.25b ta thấy dòng chạy trong cuộn sơ cấp của BT_2 là dòng hình sin (mặc dù mỗi transistor chỉ hoạt động ở nửa chu kỳ tín hiệu).

Biến thế BT_2 gọi là biến thế xuất, hay biến thế ra loa.



HÌNH 3.25a. Sơ đồ khuếch đại công suất kiểu đẩy kéo



HÌNH 3.25b. Đặc trưng I_C (U_{BE}) của T_2 và T_3

BT_2 dùng để phối hợp trở kháng giữa tầng KĐCS và loa. Từ phân tích ở trên rút ra kết luận là :

– Khuếch đại đẩy kéo, tầng khuếch đại hoạt động ở chế độ AB, nên dòng tĩnh ban đầu rất nhỏ ($I_{co} \approx 0$). Do đó khi không khuếch đại (không có tín hiệu vào) thì transistor gần như không hoạt động, và không toả nhiệt. Hiệu suất đạt trên 80%.

–Vùng tuyến tính rộng gấp đôi trường hợp khuếch đại đơn (bằng hai vùng tuyến tính của 2 transistor gộp lại).

Tuy nhiên khuếch đại biến thế có nhược điểm sau :

– Biến thế chế tạo phức tạp, kích thước cồng kềnh, trọng lượng nặng, giá thành cao.

– Chất lượng âm thanh không tốt. Như ta đã biết khuếch đại biến thế, thực chất là khuếch đại điện cảm. Tải colector là điện cảm mắc song song với điện trở chuyển mạch $R'_t = n^2R_t$. Do đó tần số tăng hệ số khuếch đại tăng. Tầng khuếch đại lợi về phía tần số cao. Để nén độ khuếch đại ở phía tần số cao và sửa cho đặc trưng tần số đồng đều, người ta mắc song song với cuộn sơ cấp các biến thế một tụ điện (như tụ C_1, C_2 ở hình 3.25a) Cũng có thể dùng mạch RC thay tụ điện này. Hoặc dùng tụ C nối giữa colector và baze của tầng khuếch đại, để tạo mạch phản hồi âm. Dù cải tiến cách nào thì dải thông của khuếch đại biến thế vẫn hẹp, không đáp ứng được phổ của âm thanh. Ở tần số quá thấp, hiệu suất biến thế kém ($\omega = 0$, không truyền qua được). Ở tần số khá cao của phổ âm thanh, trong biến thế lại xuất hiện dòng Fuco làm giảm hiệu suất truyền.

Vì vậy ngày nay rất ít dùng khuếch đại biến thế. Trong trường hợp đòi hỏi chất lượng cao, thì không thể dùng được khuếch đại biến thế.

Các mạch khuếch đại chất lượng cao, sử dụng liên kết trực tiếp mắc theo sơ đồ CC.

3.7.3. Khuếch đại công suất mắc theo sơ đồ colector chung CC, không dùng biến thế

Tầng khuếch đại lặp lại emitter

Có thể dùng tầng khuếch đại lặp lại emitter làm tầng khuếch đại công suất đơn hình 3.26.

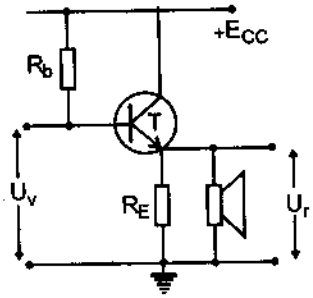
Đặc điểm của tầng lặp lại emitter là :

– Không khuếch đại thế :

$$K_U = \frac{u_r}{u_v} \approx 1$$

– Độ khuếch đại dòng rất lớn

$$K_i = \frac{I_E}{I_b} = \beta + 1$$



HÌNH 3.26. Sơ đồ tầng khuếch đại lặp lại emitter

Do đó có khuếch đại công suất

Trở vào lớn, dùng làm tầng khuếch đại rất tốt. Đặc biệt trở ra rất nhỏ nên có thể mắc trực tiếp loa từ emitter xuống đất không cần qua biến thế. Nếu chọn trở loa khá lớn có thể bỏ R_E. Nếu trở nội của nguồn vào bằng 0 thì trở ra của tầng :

$$R_r = r_E + \frac{r_b}{1+\beta}$$

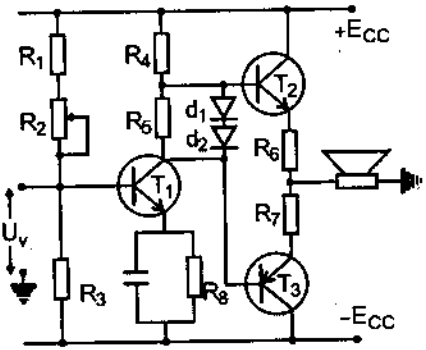
Trường hợp này trở ra chỉ cỡ 12Ω. Nếu trở nguồn cỡ 1kΩ trở ra cũng chỉ cỡ vài chục Ω.

Đây là tầng khuếch đại đơn, nên luôn hoạt động ở chế độ A. Mặt khác do có phản hồi âm 100% qua R_E (hoặc R_t) nên U_{BE} thực tế biến đổi rất ít. Vì vậy dòng nuôi lấy từ nguồn E_{CC} cũng thay đổi ít. Tất cả những lý do đó làm hiệu suất rất thấp. Để khắc phục, dùng sơ đồ đẩy kéo và cho transistor hoạt động ở chế độ AB.

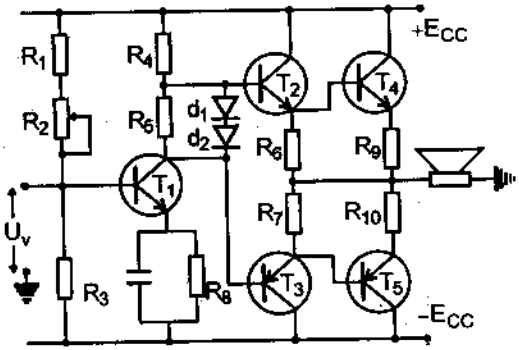
Khuếch đại đẩy kéo mắc theo sơ đồ CC

Sơ đồ khuếch đại đẩy kéo CC được vẽ ở hình 3.27

Hình 3.27 a là sơ đồ khuếch đại công suất nhỏ, thường dùng cho máy thu thanh. T_1 là tầng



a) Khuếch đại đẩy kéo công suất nhỏ



b) Khuếch đại đẩy kéo công suất lớn

HÌNH 3.27. Sơ đồ khuếch đại đẩy kéo CC

khuếch đại mắc theo sơ đồ EC. Tải colector của T_1 dùng 2 điện trở R_4, R_5, trong đó R_5 và 2 diode d_1 d_2 để tạo thế phân cực cho T_2 và T_3 hoạt động ở chế độ AB. Khuếch đại công suất đẩy kéo được thực hiện bởi T_2 và T_3 khác loại. T_2 là transistor npn còn T_3 là transistor pnp. Khi chưa có tín hiệu điều chỉnh biến trở R_2 sao cho $U_{B2} = 0,6$ V và $U_{B3} = -0,6$V. Hiệu thế $U_{B2B3} = 1,2$V nhờ d_1 và d_2 (vì thế mở cửa d_1 và d_2 là 0,6V. Khi có tín hiệu xoay chiều U_V ở lối vào, trên colector của T_1 sẽ xuất hiện dòng xoay chiều I_{C1} và thế xoay chiều U_{C1}. Ở bán chu kỳ dương của U_{C1}, T_2 sẽ khuếch đại. Ở bán chu kỳ âm của U_{C1}, T_3 sẽ khuếch đại. Kết quả dòng qua tải (loa) sẽ là dòng xoay chiều hình sin như lối vào. Các điện trở R_7 R_8 làm nhiệm vụ bảo vệ cho T_2 và T_3. Nó có trị số rất nhỏ cỡ 0,5Ω. Trở ra của T_2 và T_3 thực chất là mắc song song với nhau, hơn nữa R_5 = 1k và 2 diode d_1, d_2 mắc ở lối vào, nên nó có trị số nhỏ phù hợp với trở của loa.

Với công suất lớn hơn dùng sơ đồ hình 3.27 b. T_4, T_5 là tầng khuếch đại công suất. T_2, T_3 là tầng kích cho T_4 và T_5 hoạt động. Các cặp T_2 T_4 và T_3 T_5 được mắc theo sơ đồ Daclington có hệ số khuếch đại dòng rất lớn $(\beta+1)^2$ và trở ra rất nhỏ, phù hợp với loa có trở cỡ 8Ω, 4Ω.

Để sơ đồ hoạt động ổn định người ta còn mắc một mạch phản hồi âm từ lối ra qua mạch RC đến lối vào T_1.

Điều cần lưu ý khi điều chỉnh, lắp ráp hoặc sửa chữa phải bảo đảm tính cân xứng của sơ đồ. Khi không có thế xoay chiều lối vào, thế một chiều trên loa phải đảm bảo là 0V.

Ở những máy tăng âm công suất từ 100W trở lên, tầng công suất thường dùng loại transistor. Bởi vì ở công suất lớn rất khó chế tạo các transistor khác loại như T_4 và T_5 ở sơ đồ trên, có độ tương đồng về các thông số. Khi dùng T_4, T_5 cùng loại, chẳng hạn cùng loại npn, thì T_4 mắc theo sơ đồ CC còn T_5 mắc theo sơ đồ EC. Cách phân tích cũng không khác gì nhiều so với sơ đồ hình 3.27b.

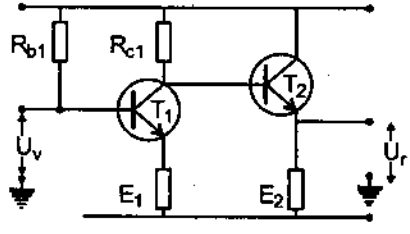
Chương 4

KHUẾCH ĐẠI VI SAI, KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

4.1. KHÁI NIỆM VỀ KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU BIẾN ĐỔI CHẬM VÀ ĐỘ TRÔI ĐIỂM 0

Để khuếch đại tín hiệu biến đổi chậm có tần số $\omega \to 0$, các mối liên kết giữa nguồn tín hiệu với tầng khuếch đại, giữa tầng khuếch đại với tải, giữa các tầng khuếch đại với nhau phải là liên kết có trở không phụ thuộc vào tần số. Liên kết có trở không phụ thuộc vào tần số là liên kết trực tiếp, liên kết qua trở thuần, liên kết qua nguồn điện (pin chẳng hạn) gọi là liên kết ganvanic.

Xét sơ đồ khuếch đại hình 4.1



HÌNH 4.1. Sơ đồ khuếch đại tín hiệu biến đổi chậm

Trong sơ đồ, T_1 mắc theo sơ đồ EC được nối trực tiếp với T_2. T_2 mắc theo sơ đồ CC. Trong sơ đồ sử dụng 2 điện trở phản hồi âm là R_{E1}, R_{E2} nên có độ ổn định cao. Điện trở R_{b1} có thể biến đổi để điều chỉnh điểm 0 ban đầu. Khi $U_v = 0$, điều chỉnh R_{b1} sao cho $U_r = 0$. Khi có U_v thì U_r sẽ biến thiên theo U_v và hệ số khuếch đại sẽ là $K = U_r/U_v$.

Tuy nhiên trong quá trình hoạt động, nếu điều kiện môi trường (nhiệt độ chẳng hạn) thay đổi hoặc thế nguồn $\pm E_{cc}$ thay đổi, mặc dầu sơ đồ đã dùng phản hồi âm để ổn định, vẫn xảy ra hiện tượng trôi điểm 0. Khi nhiệt độ môi trường thay đổi, hay $\pm E_c$ thay đổi, dòng qua T_1 và T_2 vẫn

đổi (dù nhỏ). Khi đó dù $U_v = 0$, U_r vẫn có giá trị khác không. Hiện tượng đó được gọi là hiện tượng trôi điểm 0.

Vậy hiện tượng trôi điểm 0 là hiện tượng thế ra khác 0 khi thế vào bằng 0.

Nên nhớ rằng các bộ khuếch đại xoay chiều có liên kết bằng tụ điện và biến thế, không có hiện tượng trôi thế lối ra. Bởi vì các thế trôi đó bị tụ điện loại bỏ.

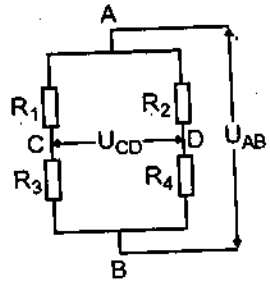
Độ trôi điểm không là một thông số rất quan trọng với bộ khếch đại một chiều. Các bộ khuếch đại này thường dùng trong các thiết bị đo lường chính xác. Để tăng độ nhạy của máy đo phải dùng nhiều tầng khuếch đại. Đặc biệt trong các vi mạch khuếch đại thường gồm nhiều tầng khuếch đại liên kết trực tiếp với nhau. Chỉ cần một độ trôi nhỏ ở tầng đầu sẽ dẫn đến độ trôi rất lớn ở lối ra. Độ trôi ảnh hưởng đến độ chính xác của phép đo. Hơn nữa các tín hiệu cần khuếch đại và tín hiệu trôi có dạng gần giống nhau. Thành thử ta không biết đâu là tín hiệu hữu ích, đâu là tín hiệu trôi. Vì vậy, độ trôi là một thông số đánh giá chất lượng của bộ khuếch đại. Độ trôi càng nhỏ, chất lượng của bộ khuếch đại càng cao. Dưới đây ta sẽ khảo sát các bộ khuếch đại với các phương pháp triệt độ trôi cao. Nhưng phải khẳng định rằng dù phương pháp nào đi nữa chỉ có thể giảm độ trôi đến mức tối thiểu chứ không thể triệt hoàn toàn nó.

4.2. BỘ KHUẾCH ĐẠI KIỂU CẦU

Bộ khuếch đại kiểu cầu được xây dựng trên nguyên tắc cân bằng cầu Wheatstone.

Xét sơ đồ cầu Weatstone hình 4.2a.

Khi thỏa mãn điều kiện cân bằng cầu : $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ thì thế của U_{CD} không phụ thuộc vào thế của U_{AB}. $U_{CD} = 0$ với mọi U_{AB} biến đổi.

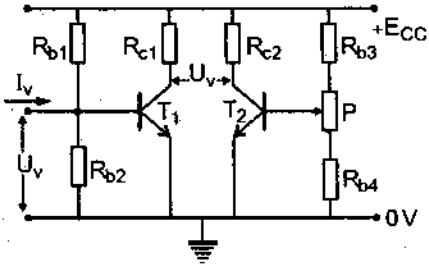


HÌNH 4.2a. Sơ đồ cầu Weatstone

Nếu các cặp điện trở R_1R_2 , R_3R_4 hoặc tất cả đều giống nhau về cấu tạo và trị số (chế tạo theo cùng một công

nghệ và cùng vật liệu) thì điều kiện cân bằng cầu sẽ luôn thực hiện với các điều kiện môi trường (nhiệt độ, độ ẩm) và giá trị U_{AB} biến đổi.

Dựa trên mạch cầu hình 4.2a, ta có thể xây dựng mạch khuếch đại cầu hình 4.2b. Trong sơ đồ hình 4.2b các linh kiện R_{C1}, R_{C2} T_1, T_2 là 4 nhánh của cầu (coi T_1 là trở R_{i1}, T_2 là trở R_{i2}). R_{C1}, R_{C2} đóng vai trò tương đương với R_1 R_2, T_1, T_2 tương đương với R_3 R_4.



HÌNH 4.2b. Sơ đồ khuếch đại kiểu cầu

Chọn R_{C1}, R_{C2} hoàn toàn giống nhau (về trị số và cấu tạo), T_1 và T_2 cùng loại Transistor khi U = 0, điều chỉnh biến trở P sao cho $U_r = 0$ mạch khuếch đại cầu đã được điều chỉnh cân bằng. Lúc này dù E_{CC} hoặc nhiệt độ môi trường có biến đổi, sự biến đổi của nhánh R_{C1}, T_1 hoàn toàn giống sự biến đổi của nhánh R_{C2}, T_2. Do đó điều kiện cân bằng của cầu luôn được đáp ứng. Nói cách khác, ta đã loại được hiện tượng trôi điểm không ở lối ra. Tuy nhiên vì không thể chế tạo chính xác R_{C1}, R_{C2} và T_1 T_2 hoàn toàn giống nhau nên thực tế vẫn có độ trôi, nhưng rất nhỏ.

Bây giờ, nếu ta tác động ở lối vào một điện thế U_2 hoặc dòng I_V thì trở nội R_{i1} của T_1 sẽ biến đổi. Cầu bị lệch cân bằng và xuất hiện thế lối ra U_r. Trong vùng tuyến tính của T_1, U_r sẽ biến đổi tuyến tính theo U_V. Đó là nguyên tắc hoạt động của bộ khuếch đại kiểu cầu.

Sơ đồ này có nhược điểm là chỉ T_1 làm nhiệm vụ khuếch đại, còn T_2 chỉ đơn thuần đóng vai trò một điện trở.

4.3. BỘ KHUẾCH ĐẠI VI SAI

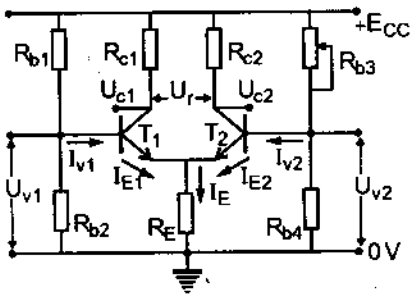
4.3.1. Khái niệm về khuếch đại vi sai

Trong sơ đồ khuếch đại kiểu cầu hình 4.2.b, nếu thêm vào điện trở R_E ta sẽ có sơ đồ khuếch đại vi sai.

Về tính cân xứng thì không khác gì so với sơ đồ cầu. Nhưng hoạt động khuếch đại thì khác. Đây là bộ khuếch đại cân xứng có hai lối vào U_{V1} và U_{V2} và một lối ra là hiệu thế giữa U_{C1} và U_{C2}.

$$U_r = U_{C1} - U_{C2}$$

Cũng có thể lấy tín hiệu từ 2 lối ra so với đất là U_{C1} và U_{C2}. Nhờ thêm R_E mà cả T_1 và T_2 cùng tham gia khuếch đại. Giả sử sau khi điều chỉnh biến trở R_{b3}, mạch khuếch đại đạt mức cân bằng $U_r = 0$. Nếu giữ nguyên U_{V2}, cho U_{V1} tăng thì I_{E1} và I_{C1} tăng. I_{C1} tăng làm cho U_{C1} giảm, I_{E1} tăng làm cho U_{E1} tăng. E_1 và E_2 nối chung nên U_{E2} tăng như U_{E1}. U_{V2} không đổi, nên U_{BE2} sẽ giảm làm cho I_{E2} và I_{C2} giảm. I_{C2} giảm làm U_{C2} tăng. Như vậy nhờ có R_E mà không những T_1 tham gia khuếch đại mà cả T_2 cũng tham gia khuếch đại. Rõ ràng với cùng sự biến đổi của U_{V1}, thế U_r sẽ biến đổi gấp 2 lần so với khuếch đại cầu. Tương tự nếu giữ U_{V1} không đổi và cho U_{V2} tăng hoặc giảm, hiện tượng xảy ra hoàn toàn như trên. R_E mắc ở emitter nên tạo phản hồi âm làm tăng độ ổn định của tầng khếch đại. Đặc biệt, khi U_{V1} và U_{V2} biến đổi theo hướng ngược nhau, (U_{V1} tăng U_{V2} giảm, hoặc U_{V1} giảm U_{V2} tăng) thì sự biến thiên của lối ra sẽ tăng gấp bội. Ngược lại nếu cho U_{V1} và U_{V2} biến đổi cùng chiều (biến đổi đồng pha), cùng tăng hoặc cùng giảm, thì thế lối ra biến đổi rất ít, ít hơn sự biến đổi của lối vào rất nhiều. Vậy bộ khuếch đại vi sai có đặc điểm là rất nhạy cảm với những biến đổi ngược pha ở 2 lối vào và không nhạy cảm với những biến đổi đồng pha ở 2 lối vào.



HÌNH 4.3. Sơ đồ khuếch đại vi sai

Nếu chọn R_E đủ lớn, độ triệt tín hiệu đồng pha sẽ rất lớn, độ triệt các tạp âm đồng pha cao; có độ ổn định chế độ hoạt động cao khi nhiệt độ thay đổi.

Như ở khuếch đại cầu, mức độ cân xứng trong khuếch đại vi sai phụ thuộc vào sự cân xứng và đồng nhất của hai transistor T_1, T_2 và hai trở

R_{C1} R_{C2}. Vì vậy cặp transistor T_1, T_2 được chế tạo trên cùng một đơn tinh thể theo cùng một công nghệ. Các thông số đặc trưng của chúng giống hệt nhau trong cả dải nhiệt độ làm việc.

4.3.2. Tính hệ số khuếch đại

Dưới đây sẽ trình bày cách tính toán hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha, tín hiệu ngược pha và độ triệt đồng pha. Để biểu thức được đơn giản ta đặt :

$$U_1 = U_{V1}$$

$$U_2 = U_{V2}$$

Dòng lối vào : $I_1 = I_{V1}$

$$I_2 = I_{V2}$$

Thế U_{C1}, U_{C2} phụ thuộc vào U_1, U_2

$$U_{C1} = f_1(U_1,U_2)$$

$$U_{C2} = f_2(U_1,U_2)$$

$$U_r = |U_{C1} - U_{C2}|$$

U_1 và U_2 có thể biểu diễn như sau :

$$U_1 = \frac{U_1 + U_2}{2} + \frac{U_1 - U_2}{2} \quad (4.1)$$

$$U_2 = \frac{U_1 + U_2}{2} - \frac{U_1 - U_2}{2} \quad (4.2)$$

Đặt

$$U_p = \frac{U_1 + U_2}{2}$$

$$U_n = \frac{U_1 - U_2}{2}$$

Suy ra :

$$U_1 = U_p + U_n$$

$$U_2 = U_p - U_n$$

Từ biểu thức trên ta thấy U_1 và U_2 có cùng thành phần giống nhau là U_p và ngược nhau là U_n. U_p chính là tín hiệu cùng pha, U_n là tín hiệu ngược pha.

Gọi K_p là hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha, K_n là hệ số khuếch đại tín hiệu ngược pha, ta sẽ có :

$$U_{C1} = K_p U_p + K_n U_n \quad (4.3)$$

$$U_{C2} = K_p U_p - K_n U_n \quad (4.4)$$

Điện áp lối ra $U_r = U_{C2} - U_{C1}$

và coi T_1,T_2 hoàn toàn giống nhau nên

$$r_{b1} = r_{b2} = r_b \; ; \; r_{E1} = r_{E2} = r_E$$

Chọn $R_{C1} = R_{C2} = R_C$

Tính U_{C1} và U_{C2}. Từ biểu thức (4.3, 4.4) ta sẽ rút ra :

$$K_p = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2U_p}$$

$$K_n = \frac{U_{C1} - U_{C2}}{2U_n}$$

Thay U_{C1} và U_{C2} vào ta sẽ rút ra

$$K_p = \frac{-\beta R_C}{R_b + (1+\beta)r_E + (1+\beta)R_e}$$

$$K_n = \frac{-\beta R_C}{R_b + (1+\beta)r_E}$$

Từ biểu thức ta thấy K_n không phụ thuộc vào R_e và đạt độ khuếch đại như sơ đồ E chung.

Trái lại K_p, lại phụ thuộc vào R_e. Nếu chọn $R_e >> R_c$ thì $K_p << 1$.

Rõ ràng chọn R_e càng lớn thì hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha càng nhỏ và từ biểu thức thì K_n không ảnh hưởng. Tuy nhiên khi R_e lớn thì sụt thế trên nó sẽ tăng. Kết quả thế đặt vào transistor giảm nó sẽ rơi vào vùng phi tuyến. Do đó hệ số khuếch đại sẽ giảm. Để khắc phục, ta sẽ thay trở R_e bằng nguồn dòng.

Từ biểu thức trên ta thấy U_1 và U_2 có cùng thành phần giống nhau là U_p và ngược nhau là U_n. U_p chính là tín hiệu cùng pha, U_n là tín hiệu ngược pha.

Gọi K_p là hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha, K_n là hệ số khuếch đại tín hiệu ngược pha, ta sẽ có :

$$U_{C1} = K_p U_p + K_n U_n \quad (4.3)$$

$$U_{C2} = K_p U_p - K_n U_n \quad (4.4)$$

Điện áp lối ra $U_r = U_{C2} - U_{C1}$

và coi T_1, T_2 hoàn toàn giống nhau nên

$$r_{b1} = r_{b2} = r_b \; ; \; r_{E1} = r_{E2} = r_E$$

Chọn $R_{C1} = R_{C2} = R_C$

Tính U_{C1} và U_{C2}. Từ biểu thức (4.3, 4.4) ta sẽ rút ra :

$$K_p = \frac{U_{C1} + U_{C2}}{2U_p}$$

$$K_n = \frac{U_{C1} - U_{C2}}{2U_n}$$

Thay U_{C1} và U_{C2} vào ta sẽ rút ra

$$K_p = \frac{-\beta R_C}{R_b + (1+\beta)r_E + (1+\beta)R_e}$$

$$K_n = \frac{-\beta R_C}{R_b + (1+\beta)r_E}$$

Từ biểu thức ta thấy K_n không phụ thuộc vào R_e và đạt độ khuếch đại như sơ đồ E chung.

Trái lại K_p, lại phụ thuộc vào R_e. Nếu chọn $R_e >> R_c$ thì $K_p << 1$.

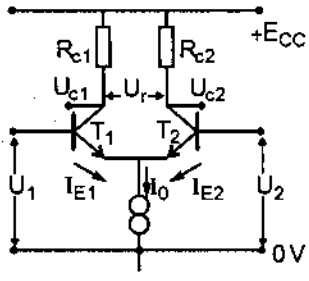
Rõ ràng chọn R_e càng lớn thì hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha càng nhỏ và từ biểu thức thì K_n không ảnh hưởng. Tuy nhiên khi R_e lớn thì sụt thế trên nó sẽ tăng. Kết quả thế đặt vào transistor giảm nó sẽ rơi vào vùng phi tuyến. Do đó hệ số khuếch đại sẽ giảm. Để khắc phục, ta sẽ thay trở R_e bằng nguồn dòng.

4.3.3. Khuếch đại vi sai với nguồn dòng

Sơ đồ khuếch đại vi sai với nguồn dòng vẽ ở hình 4.4.

Vì nguồn dòng có trở nội rất lớn (phù hợp với yêu cầu R_e lớn) nhưng thế sụt trên nó lại nhỏ.

Để tạo ra nguồn dòng, có thể dùng nhiều sơ đồ khác nhau. Sơ đồ hình 4.5 là bộ khuếch đại vi sai sử dụng một trong số các mạch tạo nguồn dòng.



HÌNH 4.4. Sơ đồ khuếch đại vi sai dùng nguồn dòng I_0.

Trong mạch điện hình 4.5 các linh kiện R_1, R_2, R_3, R_4, diot ổn áp d và transistor T_3, T_4 tạo ra nguồn dòng I_0. Mạch điện gồm R_1 và d tạo ra thế ổn áp $U_{ổn}$.

Với cách nối mạch như hình 4.5 ta có :

$$U_{BE3} + I_{E3}.R_3 = U_{BE4} + I_{E4}.R_4$$

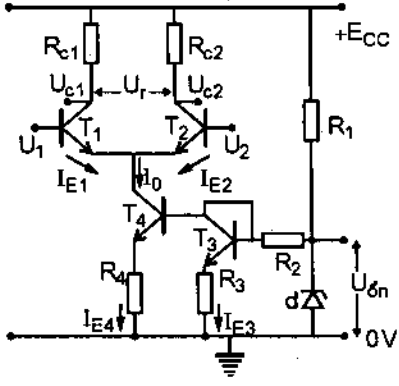
Nếu chọn T_3 và T_4 giống nhau nên :

$$U_{BE3} = U_{BE4}$$

Nếu chọn $R_3 = R_4$ thì ta luôn có :

$$I_{E3} = I_{E4}$$

Dòng I_{E3} được tạo ra từ $U_{ổn}$ và các trở R_2, R_3 cố định nên luôn có giá trị cố định. Do vậy I_{E4} cũng luôn cố định và $I_{C4} = I_0$ luôn là dòng không đổi.



HÌNH 4.5. Sơ đồ khuếch đại vi sai với mạch tạo nguồn dòng

Bộ khuếch đại vi sai có nhiều ưu điểm như độ tuyến tính cao, độ ổn định chế độ hoạt động khi nhiệt độ thay đổi, triệt tạp âm đồng pha và giảm độ trôi đến mức tối thiểu. Do đó nó có rất nhiều ứng dụng. Ứng dụng trong các

phép đo chính xác các đại lượng vật lý. Các đại lượng vật lý như nhiệt độ, ánh sáng, khối lượng v.v... sau khi qua senxơ biến thành tín hiệu điện. Các tín hiệu này thường cố định hoặc biến đổi chậm, được đưa vào 2 lối vào của tầng khuếch đại. Ở lối ra mắc các bộ chỉ thị. Trong trường hợp cần tăng độ nhạy phép đo, có thể mắc thêm một tầng khuếch đại vi sai nữa.

Khuếch đại vi sai, được dùng làm tầng tiền khuếch đại trong khuếch đại thuật toán, để tạo ra hai lối vào vi sai, và làm tăng chất lượng của bộ khuếch đại thuật toán. Ta sẽ khảo sát kỹ trong phần khuếch đại thuật toán.

Khuếch đại vi sai cũng dùng để khuếch đại tín hiệu xoay chiều. Trong trường hợp này nó còn phát huy nhiều tính ưu việt như mở rộng vùng truyền.

4.4. KHUẾCH ĐẠI VI SAI DẢI RỘNG

Bộ khuếch đại vi sai, cũng dùng để khuếch đại tín hiệu xoay chiều như các bộ khuếch đại đã khảo sát ở phần trước, nhưng có khả năng mở rộng vùng truyền một cách dễ dàng.

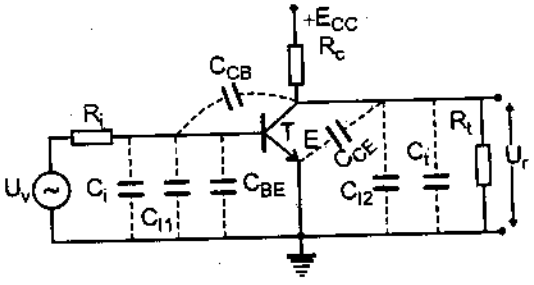
Khi cần khuếch đại tín hiệu xoay chiều, ta có thể đưa tín hiệu đó vào đồng thời hai lối vào của khuếch đại vi sai (nếu tín hiệu vào không có điểm nối đất). Trường hợp tín hiệu cần khuếch đại có điểm nối đất, ta đưa tín hiệu vào một trong hai lối vào, lối vào còn lại không đổi. Tín hiệu lối ra có thể lấy từ hai lối ra đồng thời, hoặc lấy từ một lối ra với đất.

Khi cần cách ly thế một chiều giữa nguồn tín hiệu với lối vào bộ khuếch đại và lối ra bộ khuếch đại với tải có hai cách. Trường hợp không yêu cầu đặc biệt về vùng truyền qua (như với tín hiệu âm thanh) có thể dùng liên kết bằng tụ C như thông thường. Trường hợp cần khuếch đại tín hiệu có tần số ω giảm đến 0, ta dùng liên kết ganvanic. Như vậy về nguyên tắc và thực tế ta hoàn toàn mở rộng vùng tần số thấp đến 0.

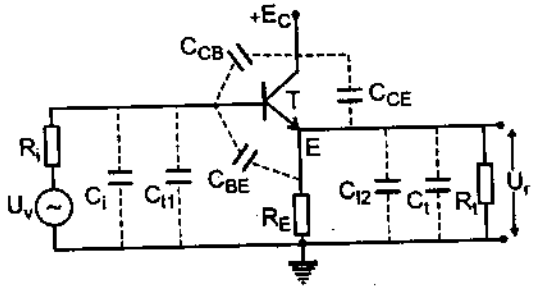
Vấn đề chính là tìm cách mở rộng vùng tần số cao. Nguyên nhân làm giảm hệ số khuếch đại và hạn chế vùng truyền ở tần số cao là do điện dung giữa các cực của transistor C_{CE}, C_{BE}, C_{CB} và các điện dung tải, điện dung của nguồn, điện dung do lắp ráp.

4.4.1 ảnh hưởng của điện dung trong 3 sơ đồ khuếch đại

Ta xét 3 sơ đồ khuếch đại với các điện dung kể trên ở hình



HÌNH 4.6.a. Sơ đồ khuếch đại EC



HÌNH 4.6.b. Sơ đồ khuếch đại CC

Điện dung trong các sơ đồ hình 4.6 :

C_i : điện dung nguồn tín hiệu ;

C_{11} : điện dung lắp ráp ở lối vào ;

C_{12} : điện dung lắp ráp ở lối ra ;

C_t : điện dung tải ;

C_{CE} : điện dung cực colector và emitter ;

C_{BE} : điện dung giữa cực baze và emitter ;

C_{CB} : điện dung giữa colector và baze ;

C_{CE}, C_{CB} có giá trị nhỏ ;

C_{BE} có giá trị lớn (vì BE phân cực thuận).

Xét sơ đồ EC hình 4.6.a

Các điện dung tạo nên bộ lọc tần thấp ở lối vào và lối ra. Ở lối vào gồm C_i, C_{11} và C_{CB}. Đặc biệt C_{CB} tạo ra phản hồi âm từ colector về baze

qua chính C_{CE}, làm giảm hệ số khuếch đại thế. Nếu hệ số khuếch đại của nệ là K, thì do tác dụng phản hồi âm mà C_{CB} sẽ làm tăng điện dung lối vào thêm AC_{CB}. Điện dung lối vào bây giờ sẽ là :

$$C_V = C_i + C_{l1} + AC_{CB}$$

Nếu A đủ lớn thì có thể xem $C_V \approx AC_{CB}$

Ở lối ra có các điện dung C_{CE}, C_{l2}, C_t tạo nên

$$C_r = C_{CE} + C_{l2} + C_t$$

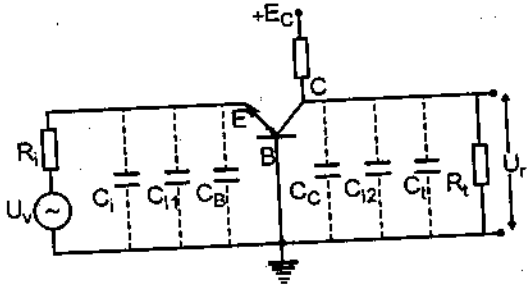
Tác dụng của C_r làm giảm giới hạn tần số cao đã được khảo sát ở tầng khuếch đại điện trở (chương 3). Do C_r và C_V, đặc biệt do phản hồi âm qua C_{CB} mà vùng truyền qua bị thu hẹp.

Đối với sơ đồ CC hình 4.6.b

Do thế colector cố định, nên không xuất hiện phản hồi âm qua C_{CB}. Mặt khác, C_{BE} nối qua R_E xuống đất, do tác dụng phản hồi âm của R_E làm giảm tác dụng của C_{BE} đến điện dung lối vào. Mạch này có điện dung lối vào nhỏ. Do có phản hồi âm 100%, nên tầng lặp emitter có trở ra rất nhỏ hơn R_E. Các điện dung lối ra mắc song song với trở ra rất nhỏ, nên hằng số thời gian nhỏ và giới hạn tần cao được tăng lên. Với cả hai lý do trên, tầng lặp lại emitter có vùng truyền qua rất rộng.

Xét sơ đồ BC hình 4.6.c

Tầng khuếch đại này có nhược điểm là trở vào rất nhỏ, không có khuếch đại dòng, chỉ có khuếch đại thế. Nhưng về mặt tần số lại rất tốt, có giới hạn tần cao khá lớn. Sở dĩ có được ưu điểm đó là vì trong sơ đồ không có phản hồi âm qua C_{CB}, trái lại còn xuất hiện phản hồi dương về thế qua C_{CE}. Do xuất hiện phản hồi dương qua C_{CE}, nên hệ số khuếch đại còn được



HÌNH 4.6c. Sơ đồ khuếch đại BC

tăng về phía tần số cao. Tác dụng của hiện tượng này tương đương như làm giảm điện dung lối vào :

$$C_V = C_i + C_{11} + C_{BE} - AC_{CE}$$

Mặt khác do trở vào nhỏ, ảnh hưởng của C_V đến giới hạn tần số cao cũng giảm.

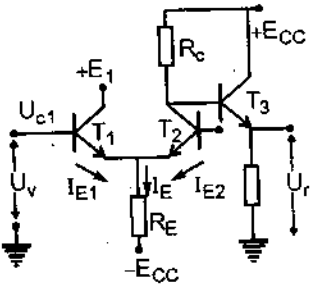
Kết quả là tầng BC có vùng truyền qua khá rộng.

Từ khảo sát về 3 tầng khuếch đại, ta sẽ tạo ra các sơ đồ khuếch đại vi sai dải rộng.

4.4.2. Khuếch đại vi sai không cân xứng

Sơ đồ tầng khuếch đại vi sai không cân xứng hình 4.7

Trong sơ đồ T_1 T_2 là tầng khuếch đại vi sai không cân xứng, T_3 là tầng lặp lại ở lối ra.



HÌNH 4.7. Sơ đồ tầng khuếch đại vi sai không cân xứng

T_1 mắc theo sơ đồ lặp lại emitter với thế colector E_1 là cố định. Do đó không có phản hồi âm qua C_{CB1}, đồng thời giảm tác dụng của C_{BE}, do có phản hồi âm trên R_E. Như phân tích ở trên, tầng này hoạt động ở tần số rất cao và có trở ra rất nhỏ, phù hợp với tầng T_2, có trở vào nhỏ. Tầng T_2 mắc theo sơ đồ BC, vì baze nối đất. Tầng T_2 có trở vào nhỏ phù hợp với lối ra của T_1. Tầng này không có phản hồi âm qua C_{CB2} vì B_2 nối đất, nên không làm tăng điện dung lối vào, nhưng lại có phản hồi dương qua C_{CE2}, làm giảm điện dung lối vào. Như phân tích ở trên, tầng này cũng hoạt động ở vùng tần số cao. Việc triệt ảnh hưởng của C_i, hoặc điện dung lối vào của tầng tiếp theo (nếu cần mắc thêm tầng khuếch đại), ta dùng tầng lặp lại có trở ra nhỏ T_3. Toàn bộ hệ khuếch đại sẽ có giới hạn tần số cao rất lớn, dải thông rất rộng. Nhược điểm của sơ đồ là hệ số khuếch đại chỉ bằng nửa tầng khuếch đại vi sai cân xứng.

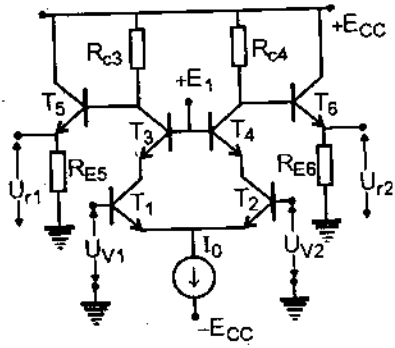
4.4.3. Khuếch đại vi sai cân xứng dải rộng

Sơ đồ khuếch đại vi sai cân xứng dải rộng vẽ ở hình 4.8

Trong sơ đồ, T_1 và T_2 mắc như khuếch đại vi sai thông thường, nhưng tải của chúng là T_3, T_4.

T_1 và T_2 được nối với nguồn dòng I_0 có trở nội R_E rất lớn, nên xuất hiện phản hồi âm.

Tầng khuếch đại có phản hồi âm, hệ số khuếch đại nhỏ, nhưng dải thông lại được mở rộng.

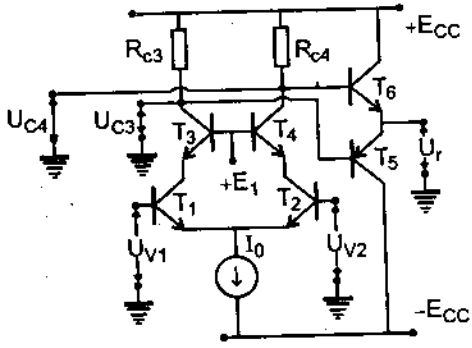


HÌNH 4.8. Sơ đồ khuếch đại vi sai dải rộng cân xứng

Để phân tích ảnh hưởng của các điện dung, ta xét vế trái của sơ đồ, từ đó suy ra vế phải tương ứng. Vế tải của sơ đồ gồm T_1, T_3. T_1 do có R_E (trở nội nguồn dòng I_0) tạo ra phản hồi âm, làm giảm tác dụng của C_{BE1} đến điện dung lối vào. T_1 có tải colector là lối vào của T_3. T_3 mắc theo sơ đồ BC (vì B_3 nối với nguồn cố định E_1) nên trở vào rất nhỏ. Vì vậy tầng T_1 có hệ số khuếch đại thế rất nhỏ, xấp xỉ 1. Tác dụng phản hồi âm qua C_{CB1} hầu như không có, tức là không đưa thêm điện dung ở lối vào T_1. T_3 mắc theo sơ đồ BC, có phản hồi dương qua C_{CE3} nên giảm điện dung lối vào và tăng giới hạn tần số cao. Để triệt ảnh hưởng của điện dung tải, hoặc điện dung lối vào tầng tiếp theo, sơ đồ sử dụng tầng lặp lại emitter T_5. Phân tích tương tự với vế phải gồm T_2, T_4 T_6. Qua phân tích cho thấy sơ đồ hoạt động với giới hạn tần số cao rất lớn và dải tần rộng.

Nếu muốn sơ đồ khuếch đại chỉ có một lối ra so với đất, ta sẽ dùng sơ đồ khuếch đại đẩy kéo ở lối ra hình 4.9

Đối với sơ đồ này cần T_5 là transistor loại p, T_6 là transistor loại n.



HÌNH 4.9. Sơ đồ khuếch đại vi sai đẩy kéo dải rộng

Để sơ đồ hoạt động được, cần tính toán và điều chỉnh sao cho :

Khi $U_{V1} = U_{V2} = 0$

$U_{C3} = U_{C4} = 0$

Khi đó, tương ứng với nửa chu kỳ tín hiệu, một trong hai transistor T_5, T_6 làm nhiệm vụ khuếch đại, nửa chu kỳ tiếp theo đến lượt transistor còn lại làm nhiệm vụ khuếch đại.

Cả hai sơ đồ khuếch đại vi sai không cân xứng và cân xứng đều sử dụng các transistor cao tần, có tần số giới hạn hàng trăm MHz. Khi đó cả hai sơ đồ đều có dải rộng đến hàng chục MHz.

Các sơ đồ khuếch đại vi sai, khuếch đại vi sai dải rộng được dùng làm tầng tiền khuếch đại, và một số tầng khuếch đại, trong bộ khuếch đại thuật toán.

4.5. BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

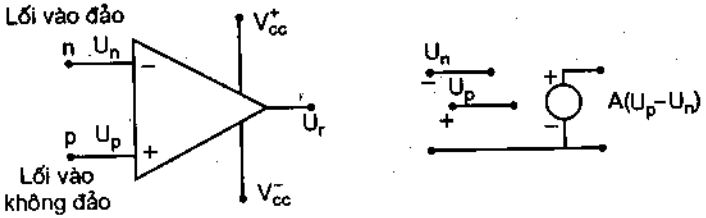
4.5.1. Khái niệm về khuếch đại thuật toán

Bộ khuếch đại thuật toán (KĐTT) là bộ khuếch đại có phẩm chất cao bởi có hệ số khuếch đại rất lớn, trở kháng vào cao và trở kháng ra thấp. Do đó tính chất và tham số của bộ KĐTT chỉ được xác định bởi các tham số của mạch hồi tiếp.

Trước đây chúng được sử dụng trong các máy tính analog để thực hiện các phép tính như cộng, trừ, tích phân v.v... nên từ đó mà có tên gọi là bộ khuếch đại thuật toán (operation amplifier). Hiện nay các bộ KĐTT được chế tạo dưới dạng các vi mạch tích hợp đơn khối (IC–integrated circuit) và được sử dụng rất rộng rãi trong thực tế. Gồm nhiều tầng khuếch đại liên kết trực tiếp nên vùng truyền rộng, hệ số khuếch đại lớn. Tầng tiền khuếch đại là khuếch đại vi sai, tiếp theo là tầng đệm rồi tầng khuếch đại vi sai. Lối ra là khuếch đại công suất mắc theo kiểu đẩy kéo.

Tính chất của bộ KĐTT

Hình 4.10 là ký hiệu của một bộ KĐTT và sơ đồ tương đương lý tưởng hóa của nó



HÌNH 4.10. Ký hiệu và sơ đồ tương đương của KĐTT

Nó có tầng lối vào vi sai gồm hai lối vào : không đảo (p) và đảo (n). Thế lối ra có thể được viết :

$$U_r = A(U_p - U_n) \tag{4.5}$$

Trong đó : A là hệ số khuếch đại không có phản hồi của bộ KĐTT ở tín hiệu một chiều (hoặc tần số rất thấp), nó thường cỡ từ 10.000 đến 1.000.000.

U_p là thế đặt tới lối vào không đảo ;

U_n là thế đặt tới lối vào có đảo ;

U_r đồng pha với U_p và ngược pha với U_n.

Bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng có trở vào vô cùng lớn, dòng vào $I_n = I_p = 0$. Nhưng thực tế, trở vào vẫn có giá trị nào đó nhưng rất lớn, I_n, I_p vẫn có một giá trị rất nhỏ khi tính toán có thể xem nó bằng 0.

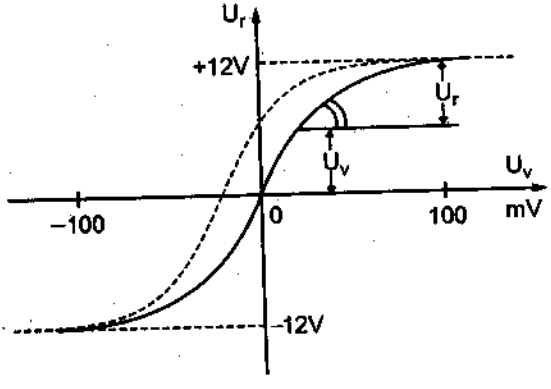
Để đảm bảo cho bộ KĐTT làm việc được với cả tín hiệu vào dương và âm, người ta thường dùng một nguồn nuôi lưỡng cực V_{cc}^+ và V_{cc}^- (ví dụ : ±15 V).

Có nhiều đặc trưng kỹ thuật để đánh giá xem các bộ KĐTT thực gần giống bộ KĐTT lý tưởng bao nhiêu nhưng ở đây ta chỉ đề cập tới một vài đặc trưng quan trọng sau :

Hệ số khuếch đại vi sai

$$A = \Delta U_r/\Delta U_v = \Delta U_r/\Delta(U_p - U_n) \tag{4.6}$$

Còn gọi là hệ số khuếch đại riêng của bộ KĐTT, tức là hệ số khuếch đại không có phản hồi. Hình 4.11 mô tả sự phụ thuộc của điện áp ra vào hiệu điện áp vào khi không có hồi tiếp.



HÌNH 4.11. Đặc trưng U_r (U_V) khi không có hồi tiếp

Thế thiên áp điểm không lối vào

Đó là hiệu điện thế cần đặt vào hai lối vào để đảm bảo cho

thế lối ra đúng bằng không. Vì có thế thiên áp điểm không này nên đặc tính ở hình 4.11 của bộ KĐTT thực tế bị dịch khỏi điểm không một chút (thường vài milivon) đường chấm chấm.

Hệ số suy giảm tín hiệu đồng pha

Vì không phải là bộ KĐTT lý tưởng nên nếu ta đặt vào hai đầu vào cùng một điện áp U_g thì lối ra cũng không hoàn toàn bằng không. Nói cách khác ta có hệ số khuếch đại tín hiệu đồng pha :

$$A_g = \Delta U_r/\Delta U_g \neq 0 \qquad (4.7)$$

Do đó có hệ số suy giảm tín hiệu đồng pha :

$$G = A/A_g \qquad (4.8)$$

Hệ số này cỡ $10^4 \div 10^5$ và có thể nhận cả giá trị âm hoặc dương.

4.5.2. Phản hồi âm và các sơ đồ mắc bộ KĐTT

Hệ số khuếch đại khi có phản hồi

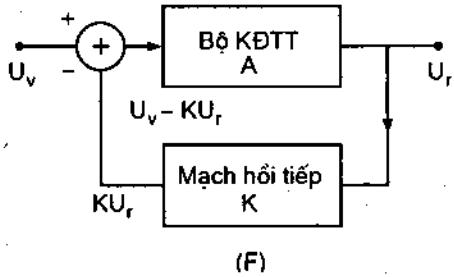
Cũng như các bộ khuếch đại thông thường, một bộ KĐTT có mắc mạch phản hồi như hình 4.12 sẽ có hệ số khuếch đại như sau :

$U_r = A(U_v - kU_r)$

$\rightarrow A_F = U_r/U_v = A/(1+kA)$ (4.9)

Nếu xét A rất lớn (kA >>1)

$\rightarrow A_F \approx 1/F$ (4.10)



HÌNH 4.12. Bộ khuếch đại thuật toán với mạch hồi tiếp

Bộ khuếch đại không đảo

Sơ đồ mắc bộ KĐTT có phản hồi không đảo như sau :

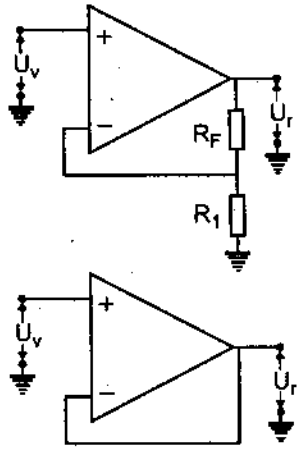
Mạch hồi tiếp ở đây là bộ phân áp điện trở R_F và R_1 do đó :

$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_F}$$

Vậy theo (4.10)

$$A_F = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \qquad (4.11)$$

Trường hợp đặc biệt khi $R_F = 0$; $R_1 = \infty$ ta có sơ đồ của bộ lặp lại (hình 4.13) với hệ số khuếch đại thế bằng 1 nhưng là bộ khuếch đại có trở kháng vào rất lớn, trở kháng ra rất nhỏ.



HÌNH 4.13. Sơ đồ khuếch đại không đảo

Đặc tuyến tần số

Với một bộ KĐTT không có phản hồi, có thể tính hệ số khuếch đại A phụ thuộc vào tần số tín hiệu theo công thức sau :

Vì $f_t = 0$

Nên $\Delta f = f_c$

$$A = \frac{A_m}{1 + j\dfrac{f}{f_C}} \qquad (4.12)$$

Thay vào (4.9) ta có sự phụ thuộc của hệ số khuếch đại có phản hồi vào tần số :

$$A_F = \frac{A}{1 + kA} = \frac{A_m}{1 + A_m F} = \frac{1}{1 + \dfrac{jf}{(1 + A_m F)f_C}} \qquad (4.13)$$

Ở đây : A_m là hệ số khuếch đại không có phản hồi cực đại (ở một chiều) ;

f_c là dải thông tần ở mức suy giảm 3dB.

Do đó, với mạch có phản hồi, hệ số khuếch đại cực đại (ở tín hiệu một chiều) là :

$$A_{Fmax} = \frac{A_m}{1 + A_{mk}} \qquad (4.14)$$

Và dải truyền ở mức 3dB là :

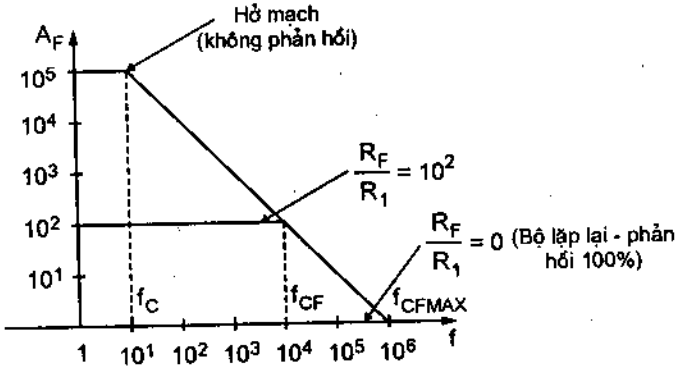
$$f_{CF} = f_C(1 + A_m k) \qquad (4.15)$$

Ta đưa vào khái niệm : tích của hệ số khuếch đại với dải truyền và tính nó ta thấy đó là một hằng số và cũng bằng tích đó với bộ KĐTT không có phản hồi :

$$A_{Fmax}.f_{CF} = \frac{A_m}{1 + A_m k}.f_C(1 + A_{mk}) = A_m f_C \qquad (4.16)$$

Rõ ràng : nếu bằng mạch phản hồi ta làm giảm hệ số khuếch đại đi bao nhiêu lần thì bề rộng dải truyền của bộ KĐTT lại được tăng lên bấy nhiêu lần hoặc ngược lại.

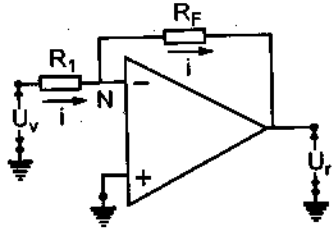
Hình 4.14 cho ta một bức tranh về tác động của hệ số phản hồi R_F/R_1 tới hệ số khuếch đại và dải truyền.



HÌNH 4.14. Đặc trưng $A_F(f)$ với giá trị R_F/R_1 khác nhau

Bộ khuếch đại có đảo

Do có hồi tiếp âm nên trong miền tuyến tính bộ KĐTT bảo đảm một điện áp lối ra sao cho điện áp trên lối vào đảo (n) luôn xấp xỉ bằng lối vào không đảo và bằng 0. Như vậy lối vào đảo này (điểm N) (hình 4.15) tương tự điểm có điện thế "không". Người ta gọi nói là điểm "không" ảo.



HÌNH 4.15. Sơ đồ bộ khuếch đại thuật toán có đảo

Vì dòng vào bộ KĐTT lý tưởng bằng 0 nên có phương trình Kirchoff cho điểm nút N.

$$I = \frac{U_v}{R_1} = -\frac{U_r}{R_F}$$

Do đó :

$$A_F = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_F}{R_1} \qquad (4.17)$$

Nên nhớ : Trở kháng lối vào của bộ khuếch đại có đảo nhỏ hơn với trường hợp bộ khuếch đại không đảo.

4.6. ỨNG DỤNG BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

Như trên ta đã thấy : hệ số khuếch đại của bộ KĐTT có phản hồi chỉ được quyết định bởi mạch phản hồi mà hầu như không phụ thuộc vào tham số bản thân của bộ KĐTT. Do đó nếu ta dùng một bộ phân áp điện trở làm mạch phản hồi ta sẽ có một bộ khuếch đại tuyến tính. Nếu dùng mạch RC làm mạch phản hồi ta sẽ có một bộ lọc tích cực mạch tích phân, vi phân. Và nếu dùng phần tử phi tuyến (ví dụ : diot, transistor) làm mạch phản hồi ta sẽ có một bộ tạo hàm phi tuyến (ví dụ : mạch tạo hàm logarit của thế lối vào). Ứng dụng của bộ KĐTT trong các mạch như vậy rất nhiều nhưng ở đây ta chỉ khảo sát một số mạch.

4.6.1. Bộ khuếch đại cộng/ trừ

Thí dụ mạch trong hình 4.16 sẽ thực hiện cả hai thuật toán cộng và trừ các tín hiệu lối vào

Các hệ số khuếch đại theo các lối vào 1, 2, 3 là :

$$\frac{U_r}{U_{1,2,3}} = -\frac{R_F}{R_{1,2,3}} \qquad \text{(theo công thức 4.17)}$$

Các hệ số khuếch đại tính theo các lối vào 4, 5, 6 được tính theo công thức (2–3) có chú ý rằng các thế lối vào tới lối vào + của bộ KĐTT đã được phân áp trên các trở R_4, R_5, R_6 và R :

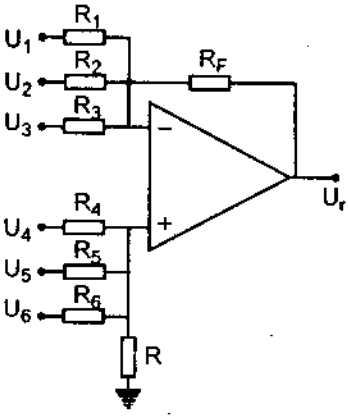
Ví dụ :

$$\frac{U_r}{U_4} = \frac{R\|R_5\|R_6}{R_4 + R\|R_5\|R_6}\left(1 + \frac{R_F}{R_1\|R_2\|R_3}\right)$$

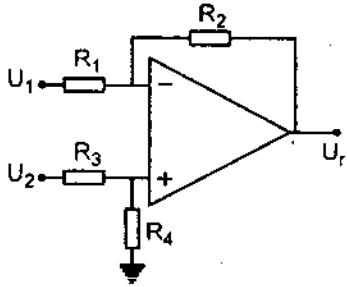
Do đó :

$$U_r = -\frac{R_F}{R_1}U_1 - \frac{R_F}{R_2}U_2 - \frac{R_F}{R_3}U_3 + \frac{A_n R\|R_5\|R_6}{R_4 + R\|R_5\|R_6}U_4$$

$$+\frac{A_n R\|R_4\|R_6}{R_5 + R\|R_4\|R_6}U_5 + \frac{A_n R\|R_4\|R_5}{R_6 + R\|R_4\|R_5}U_6$$



HÌNH 4.16. Sơ đồ bộ khuếch đại cộng/ trừ



HÌNH 4.17. Bộ khuếch đại vi sai

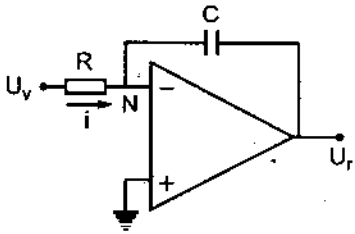
Trong trường hợp đặc biệt như hình 4.17 ta có bộ khuếch đại vi sai.

$U_r = k(U_2 - U_1)$ với điều kiện chọn các điện trở như sau :

$R_2/R_1 = R_4/R_3 = k = 1$

4.6.2. Bộ khuếch đại tích phân

Vì điểm N là đất ảo (=0 V) nên dòng điện qua R là U_v/R và nó cũng bằng dòng nạp điện cho tụ C vì dòng lối vào bộ KĐTT bằng không.



HÌNH 4.18. Mạch khuếch đại tích phân

Do đó : $U_r = -\frac{1}{C}\int i dt = -\frac{1}{C}\int \frac{U_v}{R} dt$

$$= -\frac{1}{RC}\int U_v dt + U_0$$

trong đó U_0 là điện áp ban đầu trên tụ

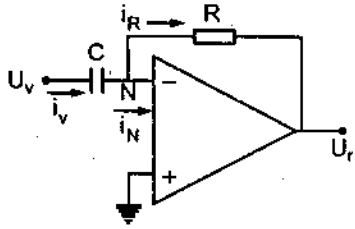
4.6.3. Bộ khuếch đại vi phân

Sơ đồ bộ khuếch đại vi phân hình 4.19

Vì $I_N = 0$ nên $I_r = I_v = I$

$U_N = 0$ nên $U_r = -I_R$

$$I = I_C = C\frac{dU_C}{dt}$$



HÌNH 4.19. Sơ đồ khuếch đại vi phân

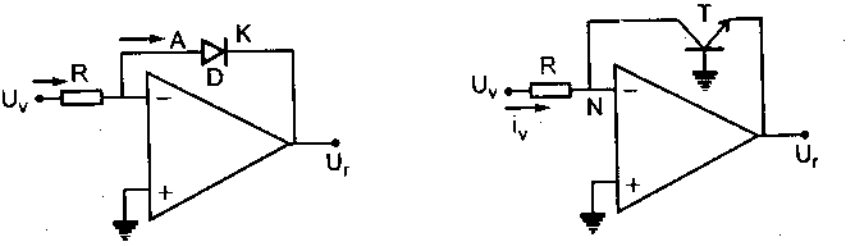
Mà $U_v = U_c$

Do đó :

$$U_r = -RC\frac{dU_v}{dt}$$

4.6.4. Khuếch đại loga

Bộ khuếch đại loga là bộ khuếch đại có thế lối ra tỷ lệ với loga thế lối vào. Đây là mạch biến đổi hàm vì vậy ta phải sử dụng yếu tố phi tuyến có đặc trưng thích hợp. Trong trường hợp này có thể dùng yếu tố phi tuyến là diot hoặc transistor như hình 4.20.



HÌNH 4.20. Sơ đồ khuếch đại loga dùng diot

Đối với diot, ở nhiệt độ phòng (20°C) đặc trưng của nó được mô tả bằng biểu thức sau :

$$I = I_S\left[e^{\frac{\lambda q}{kt}U_{AK}} - 1\right] = I_S\left[e^{\frac{\lambda U_{AK}}{U_t}} - 1\right]$$

Trong đó $U_t = K_T/q$ gọi là thế nhiệt động ($U_t = 25mV$ ở nhiệt độ $T = 290^{oK}$) ;

U_{AK} là điện áp tác dụng, $U > 0$ khi phân cực thuận, $U < 0$ khi phân cực ngược ;

q : điện tích của điện tử ($1,6x10^{-19}C$) ;

K : hằng số bondoman (Boltzmann) ($1,38x10^{-23}J/K$) ;

T : nhiệt độ tuyệt đối K ($K = 273^o + ^oC$) ;

λ : hằng số kinh nghiệm nằm trong khoảng từ 0,5 đến 1 ;

I_s : dòng ngược tính.

Khi $U_{AK} < U_t$ thì $I \approx I_s$

Khi $U_{AK} >> U_t$ thì $I \approx e^{\frac{\lambda U_{AK}}{U_t}} >> I_S$

$$U_{AK} = \frac{U_t}{\lambda} Ln \frac{I}{I_S}$$

Từ sơ đồ hình 4.20 ta có :

$$U_r = -U_{AK} = -\frac{U_t}{\lambda} Ln \frac{I}{I_S} = -\frac{U_t}{\lambda} Ln \frac{U_v}{RI_S}$$

Từ biểu thức ta thấy U_r tỉ lệ với loga của thế U_v. Tuy nhiên vì dùng diot nên có trở ký sinh gây sụt thế khi dòng dò lớn làm méo đặc trưng loga. Mặt khác λ cũng phụ thuộc vào dòng I. Do đó nếu dùng diot, sẽ hạn chế phạm vi thay đổi thế vào U vào.

Để khắc phục, thay diot D bằng transistor T hình 4.20. đối với transistor có phẩm chất cao, giảm điện trở ký sinh. Hơn nữa khi $U_{CB} = 0$ thì

$$I_C = \alpha I_E = \alpha I_{ES}(e^{\frac{\lambda U_{BE}}{U_t}} - 1)$$

Sự phụ thuộc của α và λ vào dòng là ngược nhau, nên bù trừ nhau. Kết quả là :

$$I_C = I_{ES} e^{\frac{U_{BE}}{U_t}} \quad (\text{khi } U_{BE} >> U_t)$$

Do đó :

$$U_{BE} = U_t \ln \frac{I_C}{I_{ES}}$$

Vậy thế lối ra :

$$U_r = -U_{BE} = -U_t Ln \frac{I_C}{I_{ES}} = -U_t Ln \frac{U_v}{RI_{ES}} \qquad (4.18)$$

Nếu chọn transistor thích hợp, dòng I_c có thể biến thiên từ 10^{-9}A đến 10^{-3}A, sơ đồ vẫn hoạt động tốt. Điều đó có nghĩa là phạm vi biến đổi của điện áp lối vào được mở rộng rất nhiều so với sơ đồ dùng diot.

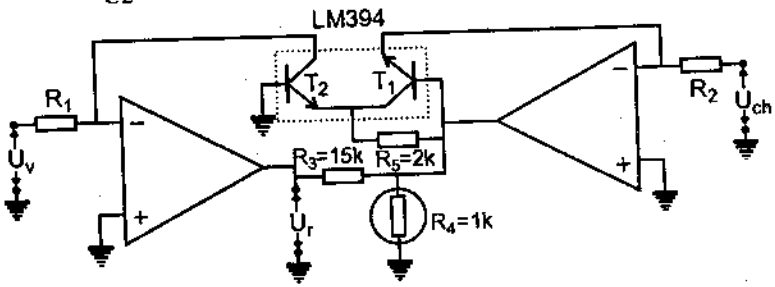
Từ biểu thức 4.21 ta thấy U_r phụ thuộc vào U_t và I_{ES}. Khi nhiệt độ biến thiên từ 20°C lên 50°C, điện áp U_t tăng khoảng 10%, I_{ES} tăng gần 10 lần. Có thể khắc phục ảnh hưởng của dòng ngược I_{ES} bằng cách sử dụng tầng khuếch đại vi sai trong bộ khuếch đại loga theo sơ đồ hình 4.21.

Đối với transistor T_1 và T_2 ta có :

$$I_{C1} = I_{ES}e^{\frac{U_{BE1}}{U_t}}$$

$$I_{C2} = I_{ES}e^{\frac{U_{BE2}}{U_t}}$$

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{U_1}{U_t}} \text{ với } U_1 = U_{BE1} - U_{BE2}$$



HÌNH 4.21. Sơ đồ khuếch đại loga, dùng tầng vi sai bù nhiệt

Từ sơ đồ ta có

$$I_{C1} = \frac{U_V}{R_1}$$

$$I_{C2} = \frac{U_{ch}}{R_2}$$

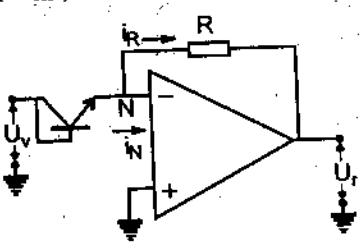
U_{ch} : thế chuẩn

$$U_1 = \frac{U_r}{R_3 + R_4} R_4$$

Vậy :

$$U_r = -U_t \frac{R_3 + R_4}{R_4} \text{Ln}\left(\frac{R_2 U_v}{R_1 U_{ch}}\right) \quad (4.19)$$

Trong biểu thức 4.22 không còn dòng ngược I_{ES}, do đó mạch đã loại được ảnh hưởng của I_{ES} đến đặc trưng loga. Còn để bù nhiệt cho U_t, ta sử dụng R_4 là trở nhiệt với hệ số bù nhiệt dương 0,3%/°C, có trị số 1kΩ.



HÌNH 4.22. Mạch tạo hàm mũ

Ta cũng có thể xây dựng mạch tạo hàm mũ, bằng bộ khuếch đại thuật toán, sử dụng thêm transistor hình 4.22.

Ta có : $I_E = I_{ES}e^{\frac{U_{BE}}{U_t}}$

$$U_r = -I_{ER}$$

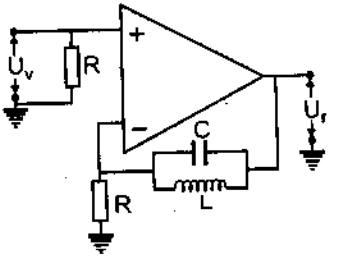
$$U_r = -RI_{ES}e^{\frac{U_V}{U_t}}$$

Mạch tạo hàm mũ và tạo hàm loga chỉ là sự đổi chỗ của T và R. Tất cả mọi khảo sát đối với mạch khuếch đại loga hoàn toàn được sử dụng ở đây. Để mở rộng giới hạn điện áp lối vào ta dùng dòng I_C của transistor (thay transistor loại n bằng loại p) và để bù nhiệt cũng sử dụng tầng vi sai LM394. Bạn đọc có thể tự suy luận và xây dựng sơ đồ.

4.7. KHUẾCH ĐẠI CHỌN LỌC Ở TẦN SỐ THẤP VÀ TẦN SỐ CAO

Các bộ khuếch đại thuật toán, bao gồm nhiều tầng khuếch đại liên kết trực tiếp. Do đó dải tần số hoạt động từ $\omega_t = 0$ đến ω_C (ω_t, ω_C là giới hạn tần thấp và tần cao). Nói cách khác vùng truyền qua $\Delta\omega = \omega_C$ các loại khuếch đại thuật toán khác nhau, có ω_C khác nhau từ hàng chục kHz đến hàng chục MHz. Như vậy bộ khuếch đại thuật toán có thể dùng để khuếch đại tín hiệu một chiều, tín hiệu biến đổi chậm ($\omega \approx 0$) tín hiệu âm tần, tín hiệu cao tần. Khi khuếch đại tín hiệu một chiều, hoặc biến đổi chậm, mối liên kết giữa nguồn tín hiệu với hai lối vào của KĐTT và liên kết lối ra của KĐTT với tải phải là liên kết trực tiếp. Khi khuếch đại tín hiệu xoay chiều, nếu cần cách ly thế một chiều giữa nguồn tín hiệu và tải với lối vào và lối ra của KĐTT, có thể dùng liên kết bằng tụ điện. Thường hai lối vào của khuếch đại thuật toán để hở, do đó khi sử dụng, dù khuếch đại tín hiệu loại nào, cũng phải chú ý phân cực cho các lối vào. Phân cực lối vào, có nghĩa chọn thế một chiều (khi chưa có tín hiệu) ban đầu, bằng cách sử dụng các điện trở nối đất hoặc qua nguồn một chiều nào đó. Thế phân cực với mỗi loại KĐTT đều cho trong sách tra cứu. Khi dùng KĐTT để khuếch đại tín hiệu xoay chiều cần chọn loại KĐTT có vùng tần số thích hợp theo yêu cầu. Nhiều KĐTT còn có mạch hiệu chỉnh tần số, cho phép thay đổi vùng truyền theo yêu cầu.

Khi dùng KĐTT để làm khuếch đại ở tần số cao, ta cũng dùng mạch cộng hưởng LC nối tiếp hoặc song song. Ta có thể dùng khung cộng hưởng song song mắc ở lối ra, hoặc ở lối vào của bộ KĐTT. Tuy nhiên cần lưu ý trở ra của KĐTT rất nhỏ, khi mắc khung ở lối ra, trở này sẽ nối song song với khung, nó làm giảm độ phẩm chất Q của khung. Muốn khắc phục phải mắc L theo kiểu biến thế tự ngẫu. Mạch điện khi đó có những bất tiện. Vì vậy thực tế người ta thường dùng khung cộng hưởng trong mạch phản hồi. Ví dụ nếu dùng khung LC xong, có thể mắc theo sơ đồ hình 4.23.a.



HÌNH 4.23a. Sơ đồ khuếch đại cộng hưởng

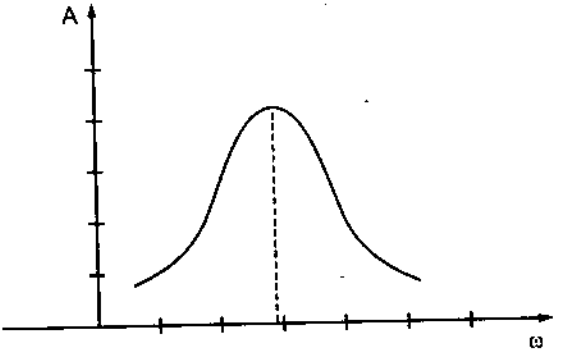
Khung LC mắc với trở R tạo ra mạch phản hồi âm.

Gọi Z là tổng trở của mạch LC

Sơ đồ có hệ số khuếch đại

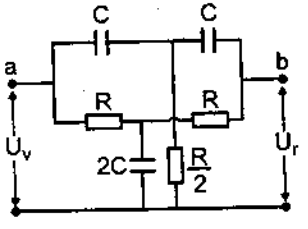
$$A_F = 1 + \frac{Z}{R}$$

Vì vậy A_F có đặc trưng tần số giống như Z, biểu diễn ở hình 4.23b.

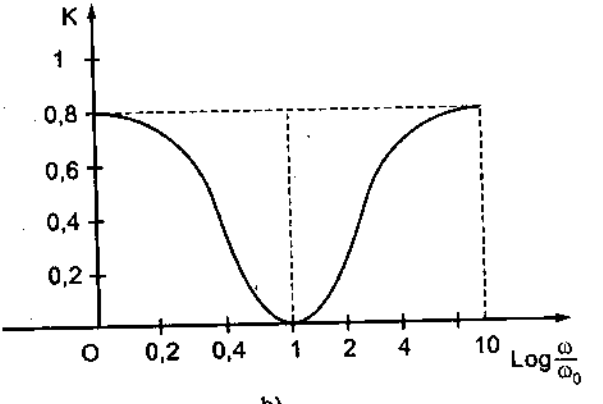


HÌNH 4.23b. Đặc trưng tần số sơ đồ khuếch đại cộng hưởng

Các bộ khuếch đại chọn lọc ở tần số thấp, thường dùng RC mắc theo sơ đồ cầu T kép hình 4.24a.



a)



b)

HÌNH 4.24. Sơ đồ cầu T kép và đặc trưng biên độ – tần số

Đối với mạch cầu T kép, có đặc trưng biên độ, tần số như mô tả ở hình 4.24b. Ở tần số dải cộng hưởng $\omega_o = \frac{1}{RC}$ thì hệ số truyền đạt K = $\frac{u_r'}{u_r} = 0$. Còn ở tần số rất cao và thấp so với ω_0, K≈1.

Đặc trưng biên độ–tần số của cầu được biểu diễn bằng biểu thức :

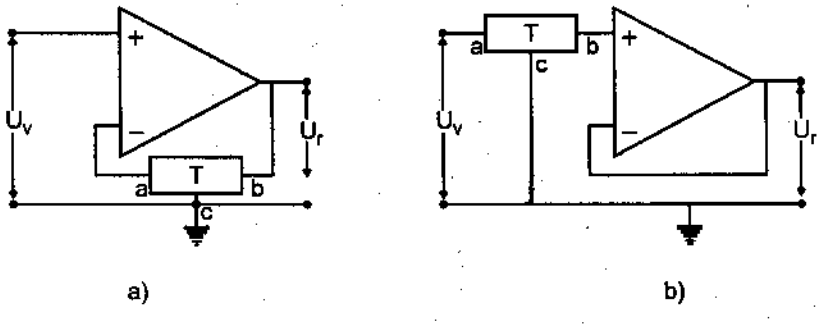
$$k = \frac{1}{1 + \frac{4j}{\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}}} = \frac{1}{1 + \frac{4j}{y}}$$

với $\quad y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$

Đặc trưng này giống với đặc trưng của mạch cộng hưởng RLC nối tiếp. Vì vậy ta tính được độ phẩm chất Q của cầu T kép :

$$Q = \frac{1}{4}$$

Ta có thể mắc cầu T kép vào KĐTT để tạo ra bộ khuếch đại chọn lọc tần số thấp, theo hai sơ đồ hình 4.25

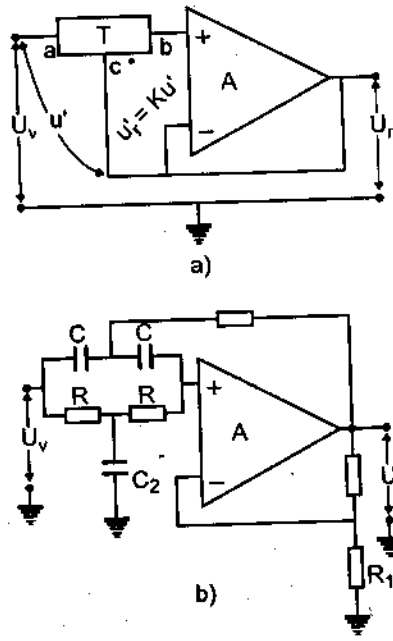


HÌNH 4.25. Sơ đồ khuếch đại chọn lọc tần số thấp. T là ký hiệu của cầu T kép.

Với sơ đồ hình 4.25a, cầu T được nối ở lối vào của KĐTT. Còn KĐTT được mắc theo sơ đồ lặp lại có A = 1.

Đặc trưng truyền đạt của tầng này hoàn toàn giống đặc trưng của cầu T kép. KĐTT chỉ đóng vai trò tầng đệm không gây ảnh hưởng đến điều kiện cân bằng cầu và giữ độ phẩm chất Q không đổi. Sơ đồ hình 4.25b,

mắc cầu kép trong mạch phản hồi âm. Ở tần số ω_0, độ phản hồi nhỏ nhất, nên A lớn nhất. Ở các tần số khác độ phản hồi âm tăng lên, hệ số khuếch đại của hệ sẽ giảm. Đặc trưng truyền đạt của mạch có dạng ngược với đặc trưng của cầu T kép. Sơ đồ có hệ số khuếch đại lớn hơn 1. Tuy nhiên trong sơ đồ thường phải sử dụng thêm trở phân cực nối từ lối vào xuống đất. Nếu trở nhỏ có thể ảnh hưởng đến tính chất của cầu, nếu lớn có thể gây không ổn định.



HÌNH 4.26. Sơ đồ khuếch đại chọn lọc cầu T kép có độ phẩm chất lớn

Để tăng độ phẩm chất Q, và giữ cho khuếch đại ổn định, ta dùng sơ đồ hình 4.26.

Với sơ đồ hình 4.26b, cầu T được nối với 2 lối vào.

Từ sơ đồ có :

$U_r' = kU'$ k là hệ số truyền đạt của cầu.

Mà $U' = U_V - U_r$

Gọi A là hệ số khuếch đại của KĐTT, ta sẽ có :

$$U_r = Ak(U_v - U_r)$$

Suy ra :
$$\frac{U_r}{U_v} = \frac{Ak}{1+Ak} = \frac{1}{1+\frac{1}{Ak}}$$

Thay $k = \dfrac{1}{1+\frac{4j}{y}}$ vào biểu thức trên, ta rút ra :

$$\frac{U_r}{U_v} = \frac{A}{A+1+\frac{4j}{y}}$$

Tại giá trị $\dfrac{U_r}{U_v} = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ thì $y = y_1 = \dfrac{1}{Q}$

Ta sẽ rút ra được $y_1 \approx 4/A \rightarrow Q \approx A/4$

Giả sử $A = 10^5$ thì $Q = 2{,}5.10^4$

Kết quả này cực kỳ ưu việt của mạch điện khi thực hiện khuếch đại chọn lọc ở tần số thấp, vì có được Q rất lớn. Kết quả này rất đáng lưu ý với chúng ta, khi khảo sát đo đạc các đại lượng vật lý, cần thực hiện ở tần số thấp. Trong trường hợp chỉ cần khảo sát ở một tần số nào đó, và loại bỏ các tạp chất không cần thiết có các tần số khác, sơ đồ khuếch đại này hoàn toàn đáp ứng được. Trong trường hợp khác, cần thu thập tất cả phổ tín hiệu ở dải tần thấp. Các tín hiệu thu thập thường rất nhỏ so với phông can nhiễu của lưới điện (có tần số 50Hz). Lúc đó ta sẽ dùng mạch lọc để triệt phông 50Hz đó.

Sơ đồ hình 4.26a có độ phẩm chất Q rất lớn, trong trường hợp cần thay đổi độ phẩm chất Q để chọn được dải thông phù hợp, ta dùng sơ đồ 4.26b. Trong sơ đồ này, độ phản âm được thay đổi nhờ cặp điện trở R_1 và $(B-1)R_1$. Ở đây B là hệ số chọn. Độ phẩm chất Q của mạch là :

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

Nếu chọn B = 1, KĐTT mắc như bộ lặp, Q = 0,5 khi tăng hệ số khuếch đại lên, bằng cách tăng B thì Q sẽ tăng. Khi $B \rightarrow 2$ thì $Q \rightarrow \infty$.

Bộ khuếch đại thuật toán còn nhiều ứng dụng khác, như làm bộ lọc tích cực, làm các hệ tự dao động v.v... Ta sẽ có dịp đề cập thêm ở các chương sau.

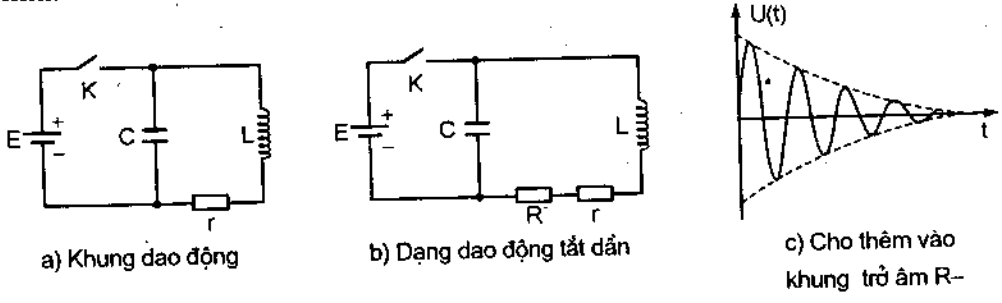
Chương 5

CÁC HỆ TẠO DAO ĐỘNG

5.1. KHÁI NIỆM VỀ MẠCH TẠO DAO ĐỘNG

Các mạch điện tử để tạo ra các dao động điện có dạng theo yêu cầu được gọi là các hệ tạo dao động. Các hệ tự tạo ra và duy trì các dao động có biên độ và tần số xác định, không cần tác động từ bên ngoài gọi là các hệ tự dao động. Các hệ tự dao động còn gọi là máy phát như : máy phát cao tần LC, máy phát âm tần RC tạo ra các dao động xoay chiều hình sin, máy phát đa hài tạo ra xung vuông, máy phát tích thoát tạo ra các dao động răng cưa tam giác v.v...

Cũng có những hệ tạo dao động có dạng yêu cầu, nhưng phải nhờ các tín hiệu tác động ở bên ngoài, như trigơ, các bộ tạo xung từ dao động hình sin v.v...



HÌNH 5.1. Khung dao động và dạng dao động

Các hệ tự dao động hình sin hoạt động trong dải tần số từ 10Hz đến hàng trăm MHz. Chúng được chia thành máy phát âm tần, máy phát cao tần, siêu cao tần. Máy phát âm tần sử dụng mạch RC, tạo ra các dao động có tần số từ 30Hz đến 30kHz. Các máy phát cao tần tạo ra các tín hiệu có tần số từ 100kHz đến hàng trăm MHz. Các máy phát có tần số cao hơn gọi là máy phát siêu cao tần. Ngoài ra còn có máy phát chức năng, tạo ra

các tín hiệu xung vuông, xung tam giác, dao động hình sin có tần số từ 0,1Hz đến 1 MHz. Các máy này tạo ra từ các mạch tích hợp và các linh kiện RC. Chúng được dùng trong các phòng thí nghiệm làm các máy đo lường rất tiện lợi.

Để hiểu nguyên tắc hoạt động của các hệ tự dao động ta xét mạch điện hình 5.1.a. Đây là khung dao động LC mắc song song. Trở R là trở tương đương của cuộn dây và tổn hao trong tụ điện.

Khi đóng khóa K, tụ C sẽ nạp điện đến E. Khi mở khóa K, trong mạch xuất hiện dao động tắt dần, hình 5.1.b. Sở sĩ dao động bị tắt dần vì một phần năng lượng bị tiêu hao trên trở r. Muốn dao động trong khung được duy trì ta phải đưa vào khung một năng lượng bù đắp đúng bằng năng lượng mất mát sau mỗi chu kỳ. Để làm điều đó, ta lắp vào khung một trở âm R^- hình 5.1.c. Điện trở âm R^- : không tiêu thụ năng lượng mà lại cung cấp năng lượng cho khung (ví dụ tunel diode). Nếu điện trở âm có trị số đúng bằng trị số của r :

$$|R^-| = r$$

thì năng lượng bù đắp đúng bằng năng lượng mất mát. Khi đó dao động sẽ được duy trì. Có nhiều dụng cụ điện tử bán dẫn có điện trở âm như tunel diode, diode hai đáy, tirister, đèn chứa khí v.v... Người ta dùng tunel diode để tạo ra các máy phát sin, máy phát đa hài tần số cao. Dùng diode hai đáy tạo ra máy phát đa hài, máy phát tích thoát. Dùng tirister đèn chứa khí tạo ra dao động tích thoát.

Ngày nay đa số các máy phát được xây dựng trên cơ sở một bộ khuếch đại với mạch phản hồi dương là LC hoặc RC.

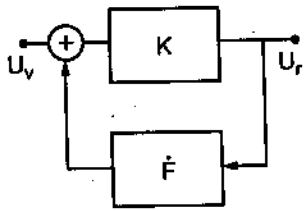
Ta biết rằng một mạch khuếch đại có hệ số khuếch đại K, nếu ta đưa vào mạch phản hồi dương với hệ số phản hồi $\dot{F}$, khi $KF \geq 1$ thì hệ sẽ tự kích.

Xét một tầng khuếch đại K với mạch phản hồi $\dot{F}$ hình 5.2

Tín hiệu từ lối vào khi qua mạch khuếch đại được khuếch đại lên K lần và dịch pha đi là φ_K.

Hệ số khuếch đại sẽ là :

$$\dot{K} = Ke^{j\varphi k}$$



HÌNH 5.2. Bộ khuếch đại với mạch phản hồi

Tín hiệu từ lối ra đưa qua mạch phản hồi về lối vào bị giảm đi F lần và bị dịch pha là φ_F. Hệ số phản hồi :

$$\dot{F} = Fe^{j\varphi k}$$

Hệ số khuếch đại của hệ (gồm mạch khuếch đại và mạch phản hồi) sẽ là :

$$\dot{K}_f = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{F}}$$

Nếu tổng độ dịch pha φ :

$$\varphi = \varphi_K + \varphi_F = 2n\pi \text{ (với } n = 0,1,2,...)$$

thì tín hiệu phản hồi về đồng pha với tín hiệu lối vào. Trường hợp này gọi là phản hồi dương. Khi đó hệ số khuếch đại của hệ :

$$\dot{K}_f = \frac{\dot{K}}{1 - KF}$$

Nếu tích số $KF \geq 1$, hệ số chuyển sang trạng thái phát, ta gọi đó là hiện tượng tự kích.

Vậy điều kiện tự kích của một hệ số khuếch đại có phản hồi dương là :

$$\left.\begin{array}{l} \text{Tổng dịch pha } \varphi = \varphi + \varphi_F = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, ...) \\ \text{và tích số } \quad KF \geq -1 \end{array}\right\} \quad (5.1)$$

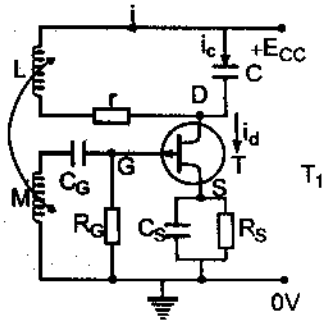
Dựa trên nguyên tắc này, người ta đã tạo ra các máy phát cao tần LC, máy phát âm tần RC và các loại máy phát khác.

Ta cũng chứng minh được rằng, nhờ có phản hồi dương tương đương như đưa vào khung cộng hưởng một trở âm R^-. Vấn đề này sẽ được khảo sát ở phần tiếp theo.

5.2. MÁY PHÁT CAO TẦN LC KIỂU HỖ CẢM

5.2.1. Sơ đồ và nguyên tắc hoạt động của máy phát hỗ cảm

Máy phát cao tần kiểu hỗ cảm cũng được gọi là máy phát Thomson. Sơ đồ máy phát Thomson vẽ ở hình 5.3.a.

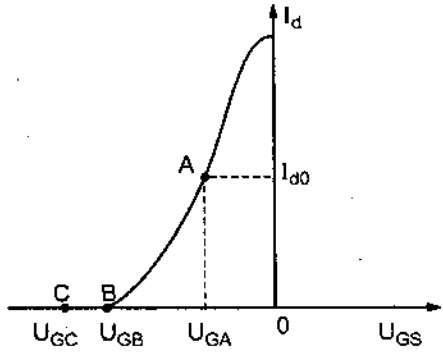


HÌNH 5.3.a. Máy phát cao tần Thomson

Sơ đồ gồm một tầng khuếch đại cộng hưởng T và khung LC và mạch phản hồi là hỗ cảm M giữa L và L_G.

Trong sơ đồ R_sC_s là mạch tự thiên áp, R_G là trở phân cực cho cửa G, C_G là tụ truyền, r là tổn hao tương đương của khung LC.

Nguyên tắc hoạt động của mạch như sau : Giả sử có một thăng giáng nhỏ (thăng giáng này luôn tồn tại trong mạch điện) trong khung LC sẽ xuất hiện một dao động có tần số là $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.



HÌNH 5.3b. Đặc trưng động $I_d(U_{GS})$

Dòng điện này chạy trong L qua hỗ cảm M, sẽ tạo ra U_G. U_G được truyền qua tụ C_G vào cực cửa G được T khuếch đại lên. Nếu M tạo ra phản hồi dương và hệ thỏa mãn điều kiện tự kích KF ≥ 1 thì dao động đưa vào khung được tăng lên. Quá trình cứ tiếp tục như vậy, biên độ dao động ở trong khung tăng dần. Đến một lúc biên độ này sẽ dừng lại ổn định, hệ trở thành máy phát. Quá trình này sẽ được khảo sát kỹ ở phần sau.

5.2.2. Khảo sát máy phát Thomson trong chế độ mềm

Giả sử hệ đang phát, trong khung có dòng điện i, từ sơ đồ hình 5.3.a ta rút ra hệ phương trình sau :

$$\left.\begin{aligned} L\frac{di}{dt} + r_i &= \frac{1}{C}\int i_c dt \\ i + i_c &= i_d \end{aligned}\right\} \qquad (5.2)$$

ta rút ra $i_c = i_d - i$

và

$$LC\frac{d^2i}{dt^2} + rC\frac{di}{dt} + i = i_d \qquad (5.3)$$

Gọi S là độ dốc của đặc trưng hình 5.3.b,

$$S = \frac{di_d}{dU_g}$$

Nếu chọn điểm hoạt động A nằm giữa vùng tuyến tính khi đó máy phát hoạt động ở chế độ mềm. Chế độ này do mạch R_SC_S quyết định. Khi đó S có giá trị lớn nhất và không đổi trong một vùng của U_G. Ta suy ra :

$$i_d(U_G) = SU_G$$

Khi có dòng i chạy trong L, do hỗ cảm M làm xuất hiện trong L_G một sức điện động

$$U_G = \pm M\frac{di}{dt}$$

Chọn chiều cuốn dây của L_G, ta sẽ chọn được :

$$U_G = +M\frac{di}{dt}$$

Thay i_d, U_G vào phương trình (5.3) và sau một vài biến đổi, rút ra :

$$L\frac{di^2}{dt^2} + (r + \frac{MS}{C})\frac{di}{dt} + \frac{1}{C}i = 0 \qquad (5.4)$$

Trong phương trình (5.4) đại lượng $r - \frac{MS}{C}$ là điện trở của khung LC trong máy phát. Ta thấy rằng do tác dụng khuếch đại của transistor T và hỗ cảm M, mà hệ đã đưa vào khung một trở âm :

$$R- = -\frac{MS}{C}$$

Điện trở R : mắc nối tiếp với r và cung cấp năng lượng bù đắp năng lượng tổn hao trên r. Giải phương trình (5.4), tìm được nghiệm :

$$i = \frac{A}{\omega_0 L}e^{-\delta t}.\sin\omega_0 t \qquad (5.5)$$

với : A là hệ số

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \; ; \; \delta = \frac{1}{2L}(r - \frac{MS}{C})$$

Từ đó rút ra 3 trường hợp :

Khi $r < \frac{MS}{C}$ thì $\delta < 0$ dao động tăng dần, vì năng lượng bù đắp lớn hơn năng lượng mất mát.

Lúc này tương ứng với KF > 1

Khi $r = \frac{MS}{C}$, năng lượng bù đắp đúng bằng năng lượng tổn hao trên r. Dao động trong mạch duy trì giá trị không đổi. Lúc này tương ứng với KF = 1.

Khi $r > \frac{MS}{C}$ năng lượng bù đắp nhỏ hơn năng lượng mất mát trên r. Trong khung có dao động tắt dần. Trường hợp này tương ứng với KF < 1.

Bây giờ có thể giải thích hoạt động của máy phát như sau : Khi thiết kế chọn R_SC_S cho điểm hoạt động của transistor là điểm A hình 5.3.b (chế độ mềm). Lúc này độ dốc S có trị số lớn nhất. Tính toán hệ số khuếch đại K và hệ số phản hồi F sao cho KF>1, tức là $\frac{MS}{C} > r$. Khi có một thăng giáng nhỏ, xuất hiện một dao động nhỏ với tần số $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Vì $\frac{MS}{C} > r$ nên dao động tăng dần, vùng hoạt động ra ngoài vùng tuyến tính. Lúc này biên độ dao động tăng dẫn đến S giảm. Đến một biên độ nào đó khi độ dốc S giảm đến mức $\frac{MS}{C} = r$ (hay KF = 1), thì biên độ dao động dừng lại. Máy sẽ tạo ra một dao động có biên độ và tần số xác định. Cơ chế hạn chế biên độ ở đây là do tính phi tuyến của độ dốc S của transistor.

Xác định biên độ dừng.

Gọi A là biên độ của dao động.

A_d là biên độ dừng. S biến đổi theo A và S(A) được vẽ ở hình 5.4.a.

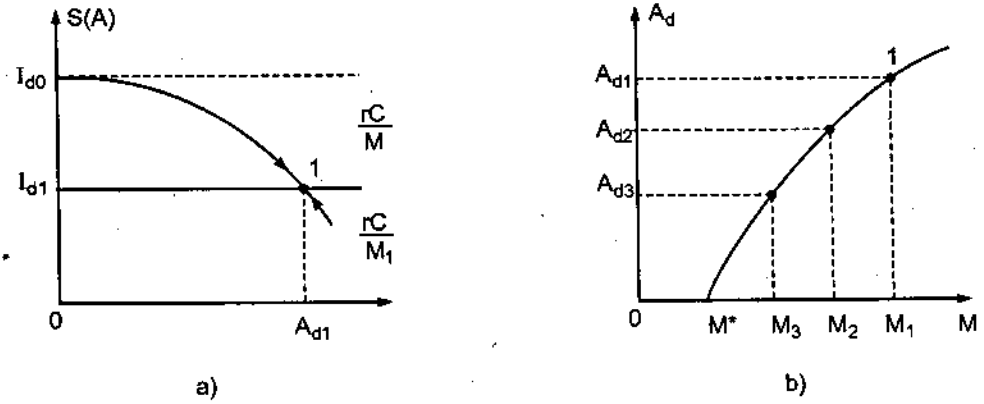
Vì điểm hoạt động chọn ở giữa vùng tuyến tính, hay nói cách khác khi A = 0, S lớn nhất. A tăng S giảm.

Từ điều kiện năng lượng bù đắp đúng bằng năng lượng tổn hao :

$$r = \frac{MS(A)}{c}$$

rút ra

$$S(A) = \frac{rC}{M} \qquad (5.6)$$



HÌNH 5.4.a. Đường biểu diễn S(A) ; b. Đường $A_d(M)$

Phương trình (5.6) cho phép xác định biên độ dừng A_d của máy phát. Vế trái là đường S(A) hình 5.4.a. Khi cho $M = M_1$, vế phải là đường nằm ngang hình 5.4.a. Giao điểm (1) của hai đường cho ta biên độ dừng A_{d1}.

Điểm (1) là điểm ổn định vì khi A tăng, S giảm làm A giảm và trạng thái sẽ quay về (1). Khi A giảm, S tăng làm A tăng kéo trạng thái về (1).

Bây giờ nếu giảm M đến $M_2 < M_1$, ta tìm được giao điểm (2) và biên độ dừng $A_{d2} < A_{d1}$. Chứng minh tương tự như trên ta thấy (2) cũng là điểm ổn định. Khi giảm M đến M* thì đường $\frac{rC}{M}$ sẽ tiếp tuyến với đường S(A), dao động trong mạch bằng 0.

Đường biểu diễn $A_d(M)$ vẽ ở hình 5.4.b.

Từ khảo sát ở trên ta rút ra một số nhận xét về máy phát hoạt động ở chế độ mềm :

Tín hiệu có dạng sin vì làm việc ở chế độ tuyến tính.

Hệ dễ dao động, với M > M* hệ luôn tự dao động. Biên độ dao động dừng A_d tăng khi M tăng.

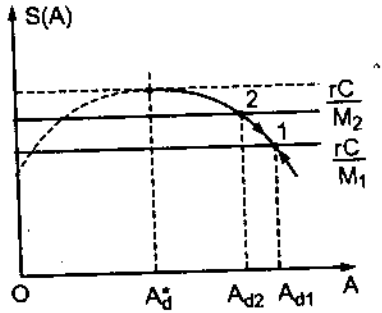
Ít hoà ba, tần số của máy phát ổn định, $\omega \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

Nhưng có nhược điểm là hiệu suất thấp, vì hoạt động ở chế độ A, có dòng một chiều I_{d0}. Biên độ nhỏ, công suất nhỏ vì vùng tuyến tính hẹp.

5.2.3. Máy phát trong chế độ cứng

Muốn cho máy phát hoạt động ở chế độ cứng, điểm hoạt động chọn ở điểm B (tương ứng với chế độ B) hoặc điểm C (tương ứng với chế độ C) trong đặc trưng $I_d(U_{GS})$ hình 5.3.b.

Khi đó độ dốc S(A) sẽ có dạng hình 5.5. Đường tăng dần đến giá trị cực đại, sau đó lại giảm dần. Chứng minh tương tự như trên, các điểm từ đỉnh của đường S(A) về phía phải là các điểm ổn định (đường liền nét), các điểm về phía trái không ổn định (tương ứng với đường chấm chấm). Khi cho $M = M_1$, muốn hệ dao động được, cần phải kích vào hệ một dao động lớn hơn A_d*. Khi đó biên độ dao động dừng tương ứng với điểm (1) là A_{d1}.



HÌNH 5.5. Đường đặc trưng S(A) trong chế độ cứng

Khi giảm M xuống $M_2<M_1$, mặc dù đường rC/M_2 cắt đường S(A) ở hai điểm là 2 và 2'. Nhưng 2' là không ổn định nên không tồn tại. Hệ chỉ tồn tại ở điểm 2 là điểm ổn định. Muốn có dao động ổn định trong mạch, ta phải kích vào hệ một dao động có biên độ lớn hơn A_d* . Khi hệ tồn tại ở điểm 2, biên độ dừng sẽ là A_{d2}.

Khi giảm M đến M*, thì dao động không tồn tại, mà nhảy từ A_d* về 0. Máy phát ở chế độ cứng xuất hiện một vùng trễ. Từ phân tích ta thấy máy phát hoạt động trong chế độ cứng có nhiều ưu điểm :

Biên độ dao động lớn, công suất lớn.

Vì hoạt động ở chế độ B (hoặc C) nên không có dòng một chiều I_{d0}, do vậy có hiệu suất cao.

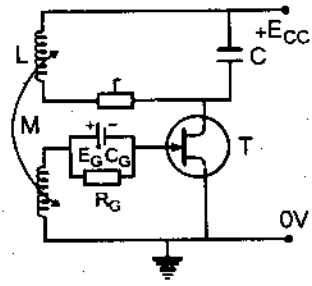
Tuy nhiên, máy phát rất khó tự dao động. Muốn cho máy phát tự dao động, cần phải kích thích một ngoại lực đủ lớn. Khi máy đang hoạt động, vì lý do nào đó, mất nguồn chẳng hạn, máy không tự phát trở lại được.

Kết hợp ưu và khuyết điểm của máy phát hoạt động trong hai chế độ, người ta xây dựng một mạch máy phát khi mới hoạt động thì ở chế độ mềm nên dễ tự kích. Khi đã phát ổn định máy chuyển sang chế độ cứng để có công suất lớn, hiệu suất cao.

5.2.4. Sơ đồ máy phát chuyển chế độ từ mềm sang cứng

Sơ đồ máy phát hình 5.6 chỉ khác sơ đồ hình 5.3.a ở mạch tự thiên áp trong sơ đồ hình 5.3.a nằm ở cực S của T.

Do đó thiên áp tạo ra dòng một chiều I_{S0}, điểm hoạt động ban đầu nằm giữa vùng tuyến tính của $I_d(U_{GS})$ (chế độ A) máy phát hoạt động trong chế độ mềm. Trong suốt quá trình hoạt động thiên áp này hầu như biến đổi rất ít, máy phát luôn ở chế độ mềm. Sơ đồ hình 5.6 mạch tự thiên áp là R_GC_G nằm ở trong mạch cực cửa G, còn cực S nối đất. Thiên áp ban đầu của transistor xấp xỉ 0V. Khi xuất hiện điện thế xoay chiều U_{GS}, ở nửa chu kỳ dương của U_{GS}, thế cực G dương so với S. Cực G và S tạo thành một diode (vì G là bán dẫn loại P, S là bán dẫn loại n). Ở nửa chu kỳ dương của U_{GS} diode GS thông làm xuất hiện dòng một chiều và trên mạch R_GC_G hình thành thế một chiều E_G có cực âm đặt vào cửa G (hình 5.6). Thế E_G đẩy điểm hoạt động của transistor T dịch về phía trái của đặc trưng $I_d(U_{GS})$. Nếu hệ thoả mãn điều kiện tự kích, biên độ dao động sẽ tăng lên sau mỗi chu kỳ và trị số E_G cũng tăng lên. Điểm hoạt động tiếp tục dịch về phía trái. Trong suốt quá trình biên độ dao động tăng trưởng, máy phát hoạt động trong chế độ mềm. Khi biên độ dao động đủ lớn, E_G lớn, điểm hoạt động chuyển dịch đến điểm B hình 5.3.b. Lúc đó máy phát chuyển sang hoạt động ở chế độ cứng. Nếu biên độ dao động tiếp tục tăng, điểm hoạt động có thể chuyển dịch đến điểm C hình 5.3.b (tương ứng với chế độ C của transistor) máy phát hoạt động ở chế độ cứng. Khi biên độ máy phát đạt đến biên độ dừng, thì E_G sẽ ổn định. Máy phát duy trì hoạt động ở chế độ cứng.



HÌNH 5.6. Sơ đồ máy phát chuyển từ chế độ mềm sang chế độ cứng.

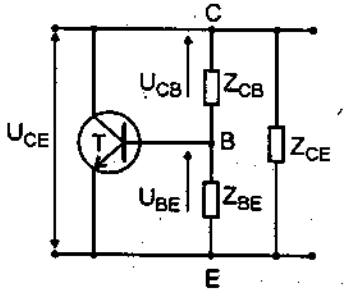
R_G lớn hàng trăm kΩ, C_G lớn và $\frac{1}{\omega C_G} << R_G$

Như vậy, nhờ đặt mạch tự thiên áp R_GC_G ở mạch cực cửa G, mà thiên áp E_G thay đổi, làm dịch chuyển điểm hoạt động từ 0V về phía trái. Trong suốt quá trình dao động tăng, máy phát hoạt động ở chế độ mềm,

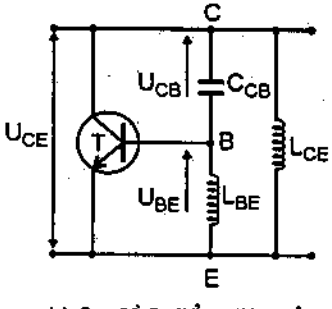
nên dễ tự kích. Khi biên độ đạt đến biên độ dừng, máy phát hoạt động ở chế độ cứng, nên công suất và hiệu suất đều rất lớn.

5.3. MÁY PHÁT CAO TẦN VỚI SƠ ĐỒ 3 ĐIỂM

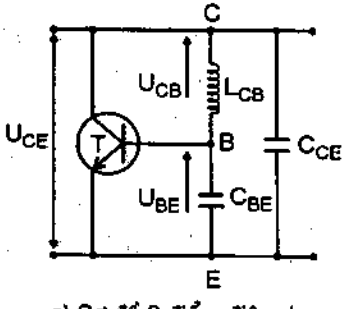
Cũng như máy phát kiểu hỗ cảm, máy phát sơ đồ 3 điểm bao gồm một tầng khuếch đại cộng hưởng và mạch phản hồi dương. Sự khác nhau, chỉ ở mạch phản hồi. Đối với máy phát Thomson, mạch phản hồi dương thực hiện bằng mạch hỗ cảm. Các sơ đồ máy phát 3 điểm mạch phản hồi dương được thực hiện bằng điện cảm hoặc điện dung. Khái niệm 3 điểm ở đây, đối với sơ đồ dùng transistor BJT là 3 điểm nối các cực EBC vào mạch. Đối với transistor trường là 3 điểm nối của các cực SGD. Các sơ đồ máy phát 3 điểm được dùng phổ biến hơn trong thực tế, cả ở lĩnh vực dân dụng cũng như quốc phòng. Đó là do chúng sử dụng ít linh kiện, dễ lắp ráp, sơ đồ có thể biến đổi theo nhiều cách và còn nhiều ưu điểm khác nữa. Tuy nhiên việc điều chỉnh khó khăn hơn. Sơ đồ nguyên lý của máy phát 3 điểm vẽ ở hình 5.7



a) Sơ đồ nguyên lý máy phát 3 điểm



b) Sơ đồ 3 điểm điện cảm



c) Sơ đồ 3 điểm điện dung

HÌNH 5.7. Sơ đồ nguyên lý của máy phát 3 điểm

Trong sơ đồ hình 5.7.a :

U_{CB} : Thế giữa colector và baze.

U_{BE} : Thế giữa baze–emitter

U_{CE} : Thế giữa colector –emitter

Z_{BC}, Z_{BE}, Z_{CE} là các tổng trở tương ứng, chúng có thể là điện cảm, điện dung hoặc khung LC. Tuy nhiên ở tần số hoạt động của máy phát, chúng đều là các yếu tố kháng. Cho nên có thể thay chúng bằng X_{CB}, X_{BE}, X_{CE}.

Giả sử dòng điện đi qua X_{CB} và X_{BE} là I, lúc đó :

$$\dot{U}_{BE} = j\dot{I}X_{BE}$$

$$\dot{U}_{CE} = j\dot{I}(X_{CB} + X_{BE})$$

Vì thế U_{BE} khi qua transistor khuếch đại, ở colector nhận được U_{CE} ngược pha với U_{BE}. Để bảo đảm điều kiện về pha thì tổng dịch pha $\varphi = 2n\pi$ (n = 0,1,2...), nghĩa là thế từ colector qua mạch phản hồi về baze phải đảo pha.

Điều kiện về biên độ $KF \geq 1$.

Điều kiện về tần số tức là điều kiện cộng hưởng. Khi cộng hưởng tổng trở kháng phải bằng 0 :

$$X_{CB} + X_{BE} + X_{CE} = 0$$

Từ ba tính chất trên, ta có thể xác định được tính chất kháng của từng yếu tố trong sơ đồ, nếu biết trước tính chất kháng của một yếu tố.

Chẳng hạn, nếu X_{CB} là cảm kháng (quy ước nó mang dấu +), thì X_{BE} phải là dung kháng (mang dấu –) và có trị số tuyệt đối $|X_{BE}| << |X_{CB}|$. Bởi vì chỉ khi đó thì U_{CE} và U_{BE} mới ngược pha (ngược dấu) vì :

$$U_{BE} = -jIX_{BE}$$

$$U_{CE} = jI(X_{CB} - X_{BE}) \approx jX_{CB}$$

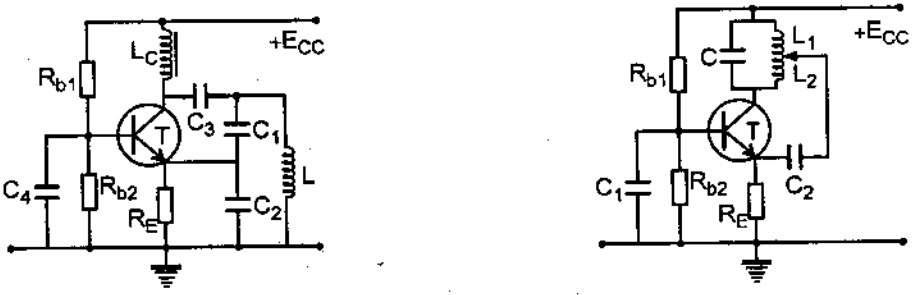
Từ điều kiện cộng hưởng : $X_{CB} - X_{BE} = -X_{CE}$

Số hạng bên trái lớn hơn 0, nên $X_{CE} < 0$, tức là X_{CE} phải mang tính dung kháng. Từ đó rút ra sơ đồ hình 5.7.c. Máy phát lắp theo sơ đồ này gọi là máy phát 3 điểm điện dung, hay máy phát colpit.

Ngược lại, nếu X_{CB} là dung kháng, thì X_{BE} và X_{CE} phải là cảm kháng. Sơ đồ mạch điện dẫn ra ở hình 5.7.b và được gọi là sơ đồ 3 điểm điện cảm, hay sơ đồ Hacley.

Tóm lại ở sơ đồ 3 điểm X_{CE}, X_{BE} luôn cùng tính chất kháng (cùng là cảm kháng hoặc dung kháng) và ngược tính chất kháng với X_{CB}.

Sơ đồ thực tế của máy phát 3 điểm điện dung dẫn ra ở hình 5.8.a



a) Sơ đồ 3 điểm điện dung b) Sơ đồ 3 điểm điện cảm $L = L_1+L_2$

HÌNH 5.8. Sơ đồ máy phát 3 điểm

Sơ đồ hình 5.8.a là sơ đồ máy phát 3 điểm điện dung, transistor T mắc theo sơ đồ khuếch đại BC. Tác dụng của các linh kiện trong sơ đồ : $R_{b1}R_{b2}$ là mạch phân cực cho baze, R_E là tải emitter, L_C là tải colector. C_4, C_3 có giá trị rất lớn cỡ 2000 pF. C_4 có giá trị lớn, nên xem baze nối đất đối với thành phần cao tần. C_3 dùng để cách ly thành phần một chiều chạy qua L xuống đất. C_3 có giá trị lớn nên xem như colector nối trực tiếp vào khung về phương diện cao tần. Khung cộng hưởng gồm C_1, C_2, L. C_1 và C_2 tạo ra mạch phản hồi dương. L_C có trị số rất lớn so với L, nên xem nó không ảnh hưởng đến L (vì L_C mắc song song với L). Máy sẽ phát với tín hiệu có tần số :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2})}}$$

Sơ đồ 3 điểm điện dung với mạch BC có ưu việt phát ở tần số rất cao. Điện dung C_{CE} ghép chung vào C_1, C_{BE} ghép chung vào C_2. C_{CE} có trị số rất nhỏ, nên C_1 có thể chọn nhỏ cỡ 10pF. Vì vậy sơ đồ hay được dùng ở dải tần số rất cao hàng trăm MHz.

Hình 5.8.b là sơ đồ máy phát 3 điểm điện cảm mắc theo mạch BC. Tác dụng của các linh kiện cũng tương tự như sơ đồ hình 5.8.a. C_1 có giá trị lớn nên xem baze nối đất. C_2 dùng để cách ly một chiều giữa khung và emitter, C_2 có trị số lớn nên xem emitter nối tắt với điểm giữa L_1, L_2. Máy phát sẽ tạo ra dao động với tần số :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{CL}} \quad \text{với } L = L_1 + L_2$$

L_1, L_2 tạo ra mạch phản hồi dương.

Máy phát 3 điểm điện cảm hoạt động ở tần số cỡ vài chục MHz trở lại, hay được dùng trong máy thu thanh.

5.4. MÁY PHÁT ÂM TẦN RC

5.4.1. Khái quát về máy phát âm tần RC

Máy phát âm tần là các hệ dao động tạo ra các tín hiệu dạng sin, có tần số từ 10Hz đến 30kHz. Ở dải tần số thấp như vậy, việc sử dụng khung cộng hưởng LC là bất cập. Đặc biệt từ tần số 20 Hz trở xuống, cần LC có trị số rất lớn. Cấu tạo của máy rất cồng kềnh và giá thành rất đắt. Hơn nữa, khi L, C lớn, thì trở tổn hao cũng lớn, khi đó độ phẩm chất Q của khung rất nhỏ, không phát huy được lợi thế của khung LC.

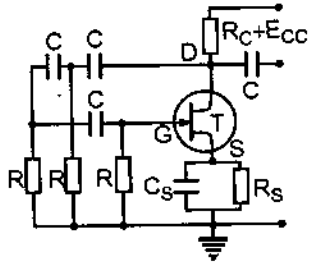
Người ta cũng nghĩ cách tạo ra máy phát âm tần bằng phương pháp phách. Máy phát âm tần được tạo ra từ hai máy phát cao tần có tần số lệch nhau f_1, f_2. Tín hiệu từ hai máy phát này cho qua mạch biến tần, ở lối ra nhận được tín hiệu phách $|f_1 - f_2| = f$. Tần số f nằm ở dải âm tần. Khi muốn thay đổi tần số f, chỉ cần thay đổi f_2, giữ nguyên f_1. Thoạt nhìn, phương pháp này có vẻ đơn giản, song thực tế cho thấy, phương pháp này chỉ thuận lợi ở vùng tần số khá cao, hàng chục kHz trở lên. Còn ở tần số thấp, nhất là từ 1000 Hz trở xuống, phương pháp này không sử dụng

được, vì có độ ổn định tần số rất thấp. Thậm chí thấp hơn cả máy phát dùng mạch RC. Máy phát âm tần RC, mạch điện rất đơn giản, giá thành rẻ và cũng rất hiệu quả. Nhược điểm của mạch RC là độ phẩm chất Q rất nhỏ, chỉ cỡ 0,5 trở xuống. Do vậy độ ổn định tần số và biên độ kém, dạng tín hiệu không cần điều hoà như máy phát LC (do chứa nhiều thành phần hoà sóng). Tuy nhiên, chỉ cần sử dụng thêm một số mạch bổ trợ, có thể tăng tính ổn định và cải thiện dạng tín hiệu một cách đáng kể.

Thực tế, các máy phát âm tần đều sử dụng mạch RC.

5.4.2. Máy phát âm tần với nhiều mắt lọc RC

Hình 5.9 dẫn ra máy phát âm tần RC với 3 mắt lọc RC. Sơ đồ gồm một tầng khuếch đại điện trở SC, với trở tải R_C và mạch phản hồi dương gồm 3 mắt lọc RC. Điều kiện tự kích :



HÌNH 5.9. Máy phát âm tần dùng 3 mắt lọc RC

$$\varphi = \varphi_F + \varphi_K = 2n\pi \quad (n = 1, 2, 3...)$$

$$KF \geq 1$$

Xét điều kiện về pha :

Tín hiệu từ cực G qua T được khuếch đại lên và bị dịch pha 180°. Vậy muốn có phản hồi dương, mạch phản hồi gồm 3 mắt lọc RC phải làm dịch pha 180°. Mỗi mắt lọc RC phải làm lệch pha 60°. Máy sẽ phát ở tần số :

$$\omega^2 = \frac{1}{(RC)^2} \cdot \frac{R}{(6R + 4R_c)}$$

Ở tần số thấp $R_C << R$ nên :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \tag{5.7}$$

Điều kiện biên độ :

$$KF \geq 1$$

Hệ số phản hồi : F = 1/29

Vậy hệ số khuếch đại : K ≥ 29

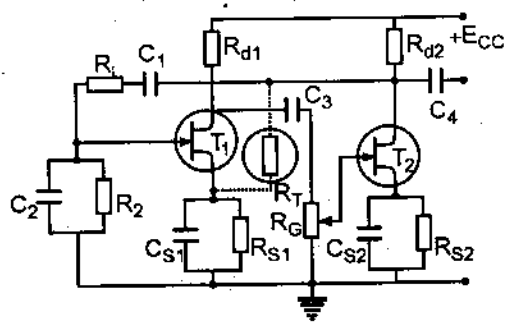
Máy phát dùng 3 mắt lọc RC đơn giản, nhưng có nhiều nhược điểm. Máy khó phát ở tần số cao cỡ 10kHz trở lên. Khi tần số cao R_C nhỏ làm giảm tải của tầng khuếch đại. Hệ số khuếch đại khó đạt giá trị 29.

Khi muốn máy phát biến đổi tần số, phải dùng tụ xoay 3 ngăn hoặc biến trở 3 tầng. Độ phẩm chất Q rất nhỏ, nên máy không ổn định. Mạch điện rất ít sử dụng trong thực tế.

5.4.3. Máy phát âm tần sử dụng mạch cầu viên RC

Sơ đồ máy phát âm tần dùng cầu viên RC hình 5.10.

Sơ đồ gồm 2 tầng khuếch đại điện trở T_1T_2. Các linh kiện R_S C_S, R_{S2} C_{S2} là mạch tự thiên áp, $R_{d1}R_{d2}$ trở gánh, R_{G2} trở phân cực cho G_2.



HÌNH 5.10. Sơ đồ máy phát sử dụng cầu viên RC

Mạch phản hồi dương sử dụng mạch cầu viên $R_1C_1R_2C_2$. Đối với cầu viên, khi tín hiệu lối vào có tần số tương ứng với điều kiện cân bằng của cầu, thì U_r đồng pha với U_V. Bộ khuếch đại phải dùng 2 tầng, để thoả mãn điều kiện pha. Tín hiệu qua một tầng khuếch đại bị đảo pha 180°, qua hai tầng sẽ dịch pha 360°.

Xét điều kiện tự kích : $\dot{K}\dot{F} \geq 1$

Trước hết xét độ khuếch đại $\dot{K}$. Gọi hệ số khuếch đại của T_1 và T_2 lần lượt là $\dot{K}_1$, $\dot{K}_2$ hệ số khuếch đại $\dot{K}$ của cả hệ là $\dot{K} = \dot{K}_1.\dot{K}_2$

Vì tín hiệu lối ra đồng pha với tín hiệu lối vào, nên $\dot{K}$ là số thực :

$$\dot{K} = \left|\dot{K}\right| = K$$

Tính hệ số phản hồi F :

Gọi tổng trở kháng mạch R_1C_1 là $\dot{Z}_1$, tổng trở kháng của mạch R_2C_2 là $\dot{Z}_2$, hệ số phản hồi

$$\dot{F} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}$$

Thay giá trị $\dot{Z}_1$, $\dot{Z}_2$ vào, tính được

$$\dot{F} = \frac{R_2}{R_2 + (1 + j\omega R_2C_2)(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1})}$$

Từ điều kiện $\dot{K}\dot{F} = K\dot{F} = 1$ hay $K\dot{F} - 1 = 0$ rút ra :

$$\frac{K.R_2}{R_2 + (1 + j\omega R_2C_2)(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1})} - 1 = 0$$

$$K.R_2 - R_2 = (1 + j\omega R_2C_2)(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}) = 0$$

$$R_2(1 - K) - R_1 - \frac{R_2C_1}{C_1} - j(\omega R_1R_2C_2 - \frac{1}{\omega C_1}) = 0$$

Vế trái của biểu thức là số phức bằng 0. Vậy phần thực và phần ảo phải bằng 0. Rút ra :

$$R_2(1 - K) + R_1 + \frac{R_2C_2}{C_1} = 0 \qquad (5.8.a)$$

$$\omega R_2R_1C_2 - \frac{1}{\omega C_1} = 0 \qquad (5.8.b)$$

Từ (5.8.a) rút ra điều kiện về biên độ :

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}. \qquad (5.9)$$

Từ (5.8.b) rút ra điều kiện pha :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \qquad (5.10)$$

Nếu chọn $R_1 = R_2 = R$

$C_1 = C_2 = C$

rút ra $K = 3$ và bằng 1/RC

Vậy chỉ cần bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại K = 3 hệ sẽ tự dao động với tần số là 1/RC.

Muốn thay đổi tần số của máy phát, ta sử dụng tụ xoay 2 ngăn, đồng trục rất thuận lợi.

Cần chú ý là mạch cầu RC có độ phẩm chất Q nhỏ, nên độ chọn lọc kém và độ ổn định kém. Cần phải điều chỉnh độ khuếch đại K chính xác, máy mới phát ra tín hiệu dạng hình sin, bằng cách thay đổi biến trở R_{GL}. Nếu hệ số K lớn, tín hiệu lớn, tầng T_2 sẽ hoạt động ở vùng phi tuyến, tín hiệu ra sẽ méo dạng gần như xung vuông.

Để làm tăng độ ổn định tần số và biên độ đồng thời dạng tín hiệu không bị méo, cần đưa vào hệ các mạch phản hồi âm. Cách thứ nhất, bỏ các tụ C_{S1} và C_{S2} mắc song song với R_{S1}, R_{S2}. Khi đó sẽ xuất hiện phản hồi âm về xoay chiều trên RS_1 RS_2, giữ cho hệ hoạt động ổn định. Khi xuất hiện phản hồi âm trên R_{S1}, R_{S2} hệ số khuếch đại K sẽ bị giảm. Nhưng trong trường hợp này, việc giảm K không gây khó khăn cho việc thoả mãn điều kiện biên độ. Bởi lẽ hệ khuếch đại gồm 2 tầng, mà chỉ cần hệ số khuếch đại là 3.

Cách thứ hai, dùng mạch phản hồi âm phi tuyến là điện trở nhiệt R_T nối từ D_2 về S_1 hình 5.10. Cách này rất hiệu quả, vì khi biên độ tăng phản hồi âm tăng, khi biên độ giảm phản hồi âm giảm (R_T là trở nhiệt bán dẫn, có hệ số nhiệt âm).

Với hai cách phản hồi âm trên, độ ổn định của hệ tương đương với mạch cộng hưởng LC có độ phẩm chất Q = 9.

5.4.4. Máy phát âm tần RC dùng khuếch đại thuật toán

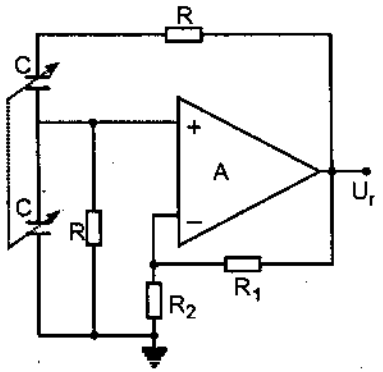
Sơ đồ hình 5.11 máy phát âm tần sử dụng khuếch đại thuật toán, và mạch phản hồi dương là cầu viên.

Sơ đồ hình 5.11.a là máy phát sử dụng khuếch đại thuật toán A, với cầu viên RC đưa vào lối vào ⊕ để tạo ra phản hồi dương. Như trên đã chỉ ra hệ số khuếch đại của hệ chỉ cần bằng 3, nên ta dùng mạch phản hồi âm R_1R_2. Khi đó, hệ số khuếch đại của hệ :

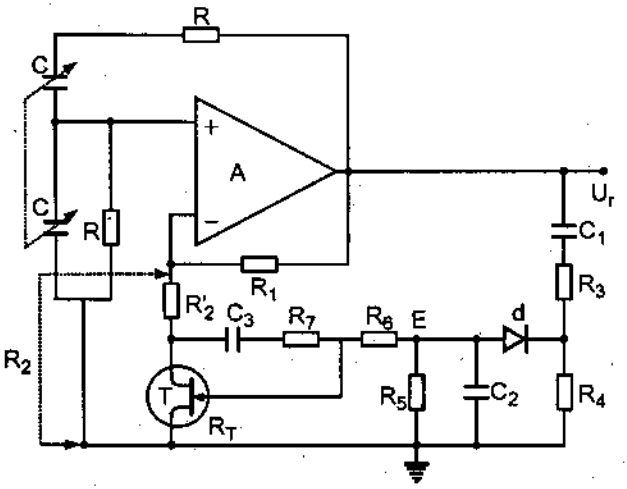
$$A_F = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Vì chỉ cần độ khuếch đại là 3, nên hệ số phản hồi âm rất lớn, máy hoạt động khá ổn định, sơ đồ đơn giản.

Tuy nhiên, khi biên độ phát lớn, vẫn gây méo dạng tín hiệu lối ra, và độ ổn định của máy sẽ giảm. Sự méo dạng tín hiệu là do, khi biên độ phát lớn, thế phản hồi dương đưa về lối vào ⊕ quá lớn. Nhiều tầng trong khuếch đại thuật toán rơi vào vùng phi tuyến. Để khắc phục dùng mạch hình 5.11.b. Trong mạch này đưa thêm transistor trường T đóng vai trò một trở R_T được điều chỉnh tự động. Lúc này $R_2 = R_2'+R_T$. Giả sử hệ đang phát, tín hiệu lối ra đưa qua tụ C_1, mạch phân thế R_3R_4. C_1 là tụ truyền xoay chiều và cách ly một chiều giữa lối ra với diode d. Tín hiệu xoay chiều trên R_4 được d chỉnh lưu, tạo ra thế một chiều E trên mạch lọc R_5C_2. Chiều âm của thế E qua R_6 đặt vào cửa G của T, tạo ra thế phân cực. Khi biên độ thế ra tăng thế phân cực –E đặt vào G tăng làm trở R_T tăng, R_2 tăng, hệ số phản hồi âm F^- tăng :



a) Sơ đồ máy phát âm tần RC dùng khuếch đại thuật toán, với phản hồi âm cố định



b) Máy phát âm tần RC, với mạch phản hồi âm biến đổi theo biên độ phát

HÌNH 5.11. Sơ đồ máy phát âm tần dùng khuếch đại thuật toán và cầu viên

$$F^- = \frac{R_2}{R_2 + R_1} \qquad (R_2 = R_2'+R_T)$$

Khi biên độ giảm R_T giảm và F^- cũng giảm. Nguyên tắc hoạt động của hệ được giải thích như sau : Khi đóng điện, biên độ dao động rất nhỏ (R_T nhỏ) hệ số phản hồi âm F^- nhỏ. Hệ số khuếch đại của KĐTT lớn hơn 3. Máy phát dễ tự kích biên độ tăng nhanh. Biên độ tăng R_T tăng, R_2 tăng phản hồi F^- tăng. Biên độ tăng đến mức nào đó khi hệ số $A_f = 3$ sẽ dừng lại. Vậy cơ chế hạn chế biên độ là do mạch phản hồi âm quyết định. Thậm chí không cần dùng tính phi tuyến của KĐTT. Tín hiệu lối ra có dạng hình sin tốt giống như máy phát LC. Biên độ ra đồng đều trong cả băng tần số. Biên độ này do bộ chia thế R_3R_4 quyết định. Máy phát có thể tạo ra tín hiệu có tần số từ 10Hz đến 1MHz. Ngoài ra để mở rộng vùng tuyến tính của T, sử dụng thêm mạch phản hồi âm cục bộ, riêng với T bằng mạch C_3R_7.

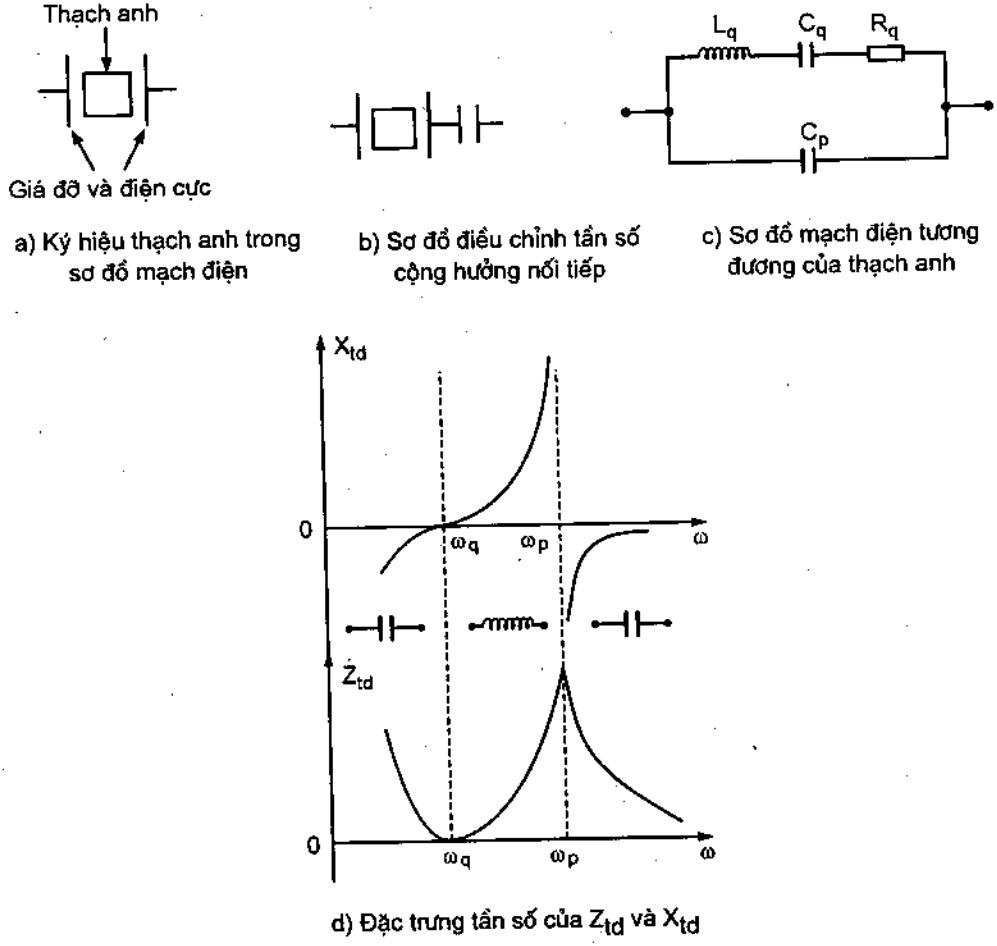
5.5. MÁY PHÁT THẠCH ANH

5.5.1. Khái niệm bộ cộng hưởng thạch anh

Độ ổn định tần số của máy phát rất quan trọng trong thông tin liên lạc, trong các hệ đo lường. Nguyên nhân gây mất ổn định tần số trong các hệ tạo dao động là nhiệt độ, độ ẩm, môi trường thay đổi, sự thăng giáng của nguồn nuôi v.v... làm thay đổi các thông số RLC của mạch điện. Độ không ổn định tần số $\Delta f/f$ được quyết định bởi độ phẩm chất Q của mạch điện. Các máy phát âm tần RC có độ phẩm chất Q nhỏ, nên độ ổn định tần số không cao. Các máy phát cao tần LC, có độ phẩm chất Q của khung cỡ 200, nên độ ổn định tần số tương đối cao. Độ không ổn định tần số của các máy phát LC có thể đạt đến 10^{-4} (khi hệ hoạt động trong điều kiện chuẩn). Trong nhiều trường hợp cần có độ ổn định tần số cao hơn, người ta sử dụng bộ cộng hưởng thạch anh. Thạch anh có những tính chất vật lý đáng quý là độ bền cơ học cao, ít chịu ảnh hưởng của độ ẩm, nhiệt độ và tác động hóa học. Thạch anh có tính áp điện thuận nghịch, tức là có thể biến năng lượng trường điện thành năng lượng dao động cơ và ngược lại. Về mặt điện, bộ cộng hưởng thạch anh giống như một khung cộng hưởng có độ phẩm chất Q rất cao. Q có thể đạt được từ 5.000 đến 25.000. Hệ số nhiệt của độ không ổn định, tần số cộng hưởng của thạch anh là rất

nhỏ. Những máy phát thạch anh trên thực tế có thể đạt được độ không ổn định tần số cỡ từ 10^{-6} đến 10^{-10}.

Khi tác động vào thạch anh một điện trường biến đổi, trong nó xuất hiện dao động cơ. Khi tần số điện trường bằng tần số cộng hưởng riêng của thạch anh, trong hệ cũng xuất hiện hiện tượng cộng hưởng. Tần số cộng hưởng riêng của thạch anh phụ thuộc vào kích thước của nó. Kích thước càng nhỏ, tần số cộng hưởng riêng càng cao. Các tham số về điện của thạch anh được mô tả bằng sơ đồ tương đương hình 5.12.b.



a) Ký hiệu thạch anh trong sơ đồ mạch điện

b) Sơ đồ điều chỉnh tần số cộng hưởng nối tiếp

c) Sơ đồ mạch điện tương đương của thạch anh

d) Đặc trưng tần số của Z_{td} và X_{td}

HÌNH 5.12. Ký hiệu, sơ đồ tương đương và đặc trưng tần số của thạch anh

Trong sơ đồ tương đương R_q L_q C_q là các thông số của tấm thạch anh, nó phụ thuộc vào kích thước của thạch anh. Kích thước càng nhỏ, thì L_q,

C_q càng nhỏ, tần số cộng hưởng càng cao. R_q là biểu thị sự suy giảm của dao động cơ, nó có trị số không lớn, các thông số L_q R_q C_q có độ ổn định cao. C_p là tụ điện của giá đỡ và điện cực, nó có độ ổn định không cao. Các thông số của thạch anh 4MHz trong sơ đồ tương đương là :

$L_q = 100mH$, $R = 100\Omega$, $C = 0{,}015pF$, $C_p = 5pF$

$Q = 25.000$

Từ sơ đồ tương đương hình 5.12.b, và bỏ qua R, tính được tổng trở của mạch :

$$Z_{td} = \frac{j(\omega_2 L_q C_q - 1)}{\omega(C_p C_q - \omega^2 L_q C_q C_p)} \qquad (5.10)$$

Từ công thức 5.10, suy ra đồ thị $\dot{Z}_{td}$ và X_{td} hình 5.12.d. Từ đồ thị ta thấy tại tần số ω_q, $Z_{td} = 0$ và tại tần số ω, Z_{td} đạt giá trị cực đại và tiến đến ∞.

Như vậy, bộ cộng hưởng thạch anh xuất hiện hai hiện tượng cộng hưởng. Hiện tượng cộng hưởng có Z_{td} cực tiểu và bằng 0 là cộng hưởng nối tiếp. Tần số ω_q gọi là tần số cộng hưởng nối tiếp, được xác định bằng công thức sau :

$$\omega_q = \frac{1}{\sqrt{L_q C_q}} \qquad (5.11)$$

Hiện tượng cộng hưởng ở đó Z_{td} có giá trị cực đại và tiến đến ∞ là cộng hưởng song song. Tần số ω_p gọi là tần số cộng hưởng song song, được xác định bằng công thức sau :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_q . C_q C_p}{C_q + C_p}}} \qquad (5.12)$$

Như vậy thạch anh xuất hiện 3 miền có tính chất kháng lần lượt là : ở vùng tần số $\omega < \omega_q$, thạch anh tương đương với một dung kháng. Ở vùng tần số $\omega_q < \omega < \omega_p$ thạch anh tương đương với một cảm kháng. Ở miền tần số $\omega > \omega_p$ thạch anh tương đương với một dung kháng. Hai tần số ω_q

và ω_p của cộng hưởng thạch anh rất gần nhau, chỉ cách nhau cỡ chục kHz. Có thể thay đổi tần số cộng hưởng ω_q đôi chút, bằng cách mắc nối tiếp với bộ cộng hưởng thạch anh với một tụ C_s hình 5.12.c. Khi đó toàn bộ hệ sẽ có tần số cộng hưởng nối tiếp là ω_q* :

$$\omega_q^* = \omega_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \qquad (5.13)$$

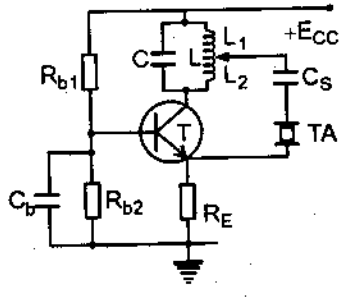
Còn tần số cộng hưởng song song ω_p không thay đổi. Từ (5.13) cho thấy có thể thay đổi tần số cộng hưởng nối tiếp đôi chút. Nếu C_s càng nhỏ tần số ω_q* càng tăng, C_s tăng thì ω_q* càng tiến về gần ω_q. Khi sử dụng thạch anh để làm máy phát, thường dùng thạch anh như một khung cộng hưởng nối tiếp một điện cảm tương đương. Thạch anh hầu như không được sử dụng ở tần số cộng hưởng song song, vì về mạch điện khó khăn, hơn nữa biên độ dao động quá mạnh, có thể làm hỏng thạch anh.

5.5.2. Máy phát thạch anh với TA là khung cộng hưởng nối tiếp

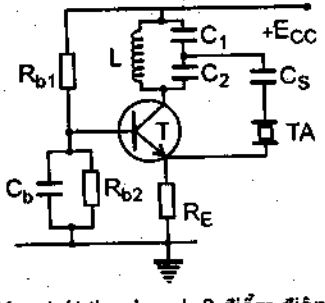
Sơ đồ các máy phát thạch anh sử dụng cộng hưởng thạch anh nối tiếp dẫn ra ở hình 5.13

Các sơ đồ hình 5.13 transistor được mắc theo sơ đồ BC, vì tụ C_b có giá trị lớn cỡ 2.000 pF, nên xem như baze được nối đất về phương diện cao tần. Các trở R_{b1} R_{b2} dùng phân cực cho baze. Các sơ đồ này đều dùng khung cộng hưởng LC ở bên ngoài. Còn thạch anh TA mắc nối tiếp với C_s làm mạch phản hồi, nó có tần số cộng hưởng nối tiếp là ω_q* (5.13).

Đối với sơ đồ hình 5.13.a, khi chọn tần số cộng hưởng của khung L, C bên ngoài là :



a) Máy phát thạch anh 3 điểm điện cảm



b) Máy phát thạch anh 3 điểm điện dung

HÌNH 5.13. Sơ đồ máy phát thạch anh với thạch anh là khung cộng hưởng nối tiếp

$$\omega_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_q^* \quad (\text{với } L = L_1 + L_2)$$

Mạch điện gồm TA và C_s sẽ là mạch cộng hưởng nối tiếp có tổng trở $Z_{td} = 0$. Lúc đó điểm nối giữa L_1 và L_2 được nối tắt với emitter của transistor. Mạch điện trở thành sơ đồ máy phát 3 điểm điện cảm.

Tương tự với sơ đồ hình 5.13.b, khi chọn L và C của khung sao cho tần số cộng hưởng có giá trị :

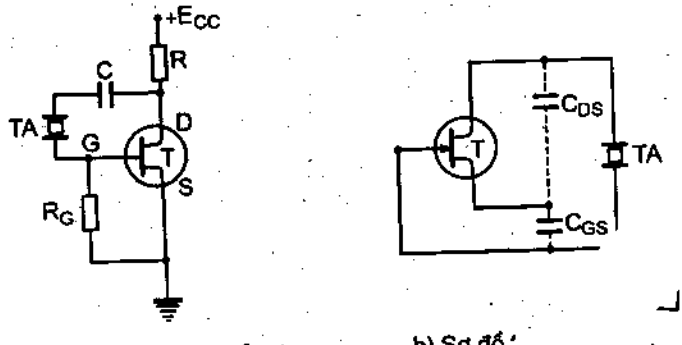
$$\omega_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_q^* \text{ với } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Thì điểm nối giữa C_1 và C_2 được nối tắt với emitter của transistor. Khi đó mạch điện chính là sơ đồ máy phát 3 điểm điện dung.

Tần số của cộng hưởng thạch anh bị giới hạn bởi kích thước. Muốn có tần số cộng hưởng cao, kích thước của thạch anh phải nhỏ. Việc chế tạo thạch anh có kích thước quá nhỏ là khó khăn, hơn nữa độ bền cơ học cũng không cho phép. Thường thạch anh được chế tạo ở tần số 20MHz trở lại. Tất nhiên người ta đã chế tạo được những thạch anh có tần số trên 50MHz dùng trong trường hợp cần thiết. Muốn chế tạo những máy phát thạch anh có tần số cao từ cộng hưởng thạch anh có tần số thấp, ta dùng phương pháp bội tần. Hai sơ đồ hình 5.13 rất thuận tiện để thực hiện bội tần. Trước hết các transistor được mắc theo sơ đồ BC, nên hoạt động ở tần số cao. Muốn thực hiện bội tần, chỉ việc chọn L, C sao cho tần số cộng hưởng ω_{ch} lớn gấp vài ba lần so với ω_q^*.

5.5.3. Máy phát sử dụng thạch anh tương đương với điện cảm

Sơ đồ máy phát dùng thạch anh như một điện cảm L_{td} dẫn ra ở hình 5.14.a.



a) Sơ đồ máy phát dùng TA như điện cảm L_{td} ; b) Sơ đồ

HÌNH 5.14. Máy phát thạch anh và sơ đồ tương đương về cao tần

tương đương

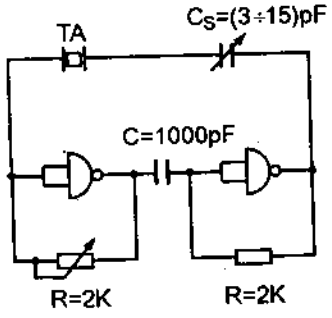
Trong sơ đồ máy phát, chọn C có giá trị lớn cỡ 100pF. Do đó, về phương diện cao tần xem như thạch anh TA được nối trực tiếp với cực D của trường T. Sơ đồ không sử dụng mạch cộng hưởng LC bên ngoài. Trong sơ đồ sử dụng điện dung giữa các cực C_{DS}, C_{GS} để tạo ra mạch phản hồi.

Sơ đồ tương đương ở tần số cao của mạch vẽ ở hình 5.14.b. Để bảo đảm điều kiện pha (như phân tích ở phần máy phát 3 điểm) TA phải mang tính cảm kháng.

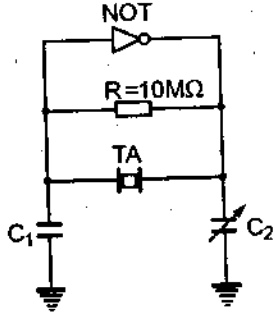
Đây là sơ đồ máy phát 3 điểm điện dung, trong đó TA là L_{td}. Tần số của máy phát nằm trong khoảng $\omega_q < \omega < \omega_p$. Tần số này được quyết định bởi L_{td}, C_{DC}, G_{GS}. Mạch máy phát đơn giản nhưng rất dễ tự kích. Chỉ cần chọn R_G cỡ từ 1MΩ ÷ 5MΩ, R_d = 1kΩ, E_{CC} = 10V, hệ sẽ hoạt động tốt. Nếu cầu thay đổi tần số chút ít, hoặc khi chọn transistor trường chưa thật thích hợp (có C_{DS}, C_{GS} không đủ độ phản hồi) có thể mắc giữa cực D và S một điện dung nhỏ cỡ (2÷8) pF.

Sơ đồ thường được sử dụng để tạo ra các dao động tần số cao, bởi vì các điện dung giữa các cực của transistor đều được sử dụng trong mạch cộng hưởng. Sơ đồ có độ ổn định tần số cao, bởi vì L_{td} luôn biến đổi ngược với sự biến đổi của tần số phát.

Dưới đây sẽ giới thiệu một vài sơ đồ máy phát thạch anh, sử dụng các cửa logic rất hay được sử dụng làm máy phát xung chuẩn trong các thiết bị số.



a) Sơ đồ máy phát thạch anh sử dụng cửa NAND



b) *Sơ đồ máy phát thạch anh dùng cửa NOT*

HÌNH 5.15. Sơ đồ máy phát thạch anh sử dụng các cửa logic

Sơ đồ hình 5.15.a bao gồm 2 yếu tố (1) và (2) là cửa NAND (không và). Các trở R_1R_2 tạo ra phản hồi âm trong từng cửa NAND. Điều chỉnh R_1 sẽ tạo ra được dao động có dạng sin. Tín hiệu khi qua mỗi cửa NAND bị đảo pha 180°. Bạn đọc có thể tự suy luận TA và C_S tương đương với mạch cộng hưởng nối tiếp hay điện cảm.

Mạch điện hình 5.15.b sử dụng cửa NOT. Tín hiệu từ lối vào đến lối ra cửa NOT bị đảo pha 180°. Trở R để tạo phản hồi âm. Điều chỉnh C_2 hệ sẽ phát dao động. Bạn đọc cũng tự suy luận và rút ra TA tương đương với mạch cộng hưởng nối tiếp hay điện cảm.

5.6. MÁY PHÁT DAO ĐỘNG TÍCH THOÁT

5.6.1. Khái niệm về máy phát tích thoát

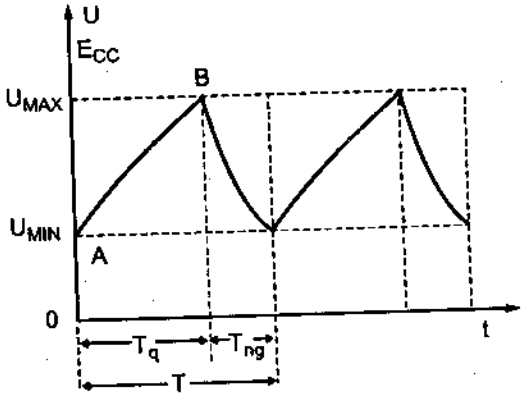
Máy phát dao động tích thoát là thiết bị tạo ra các xung có dạng hình răng cưa (xung tam giác). Xung này được dùng làm mạch quét trong các dao động ký, trong các máy thu hình, máy tính. Nó còn được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật đo lường số, trong điều khiển v.v...

Dạng của xung răng cưa vẽ ở hình 5.16, có các tham số và yêu cầu cần chú ý sau đây :

– Biên độ xung $U_m = U_{max} = -U_{min}$, cần có giá trị theo yêu cầu.

– Các đại lượng thời gian : T_q thời gian quét thuận, cần có độ lớn theo yêu cầu. Đây là thời gian tín hiệu được sử dụng điều khiển tia điện tử quét trong dao động ký, trong máy thu hình và máy tính (xung điện răng cưa). Thời gian này đòi hỏi tín hiệu phải biến đổi tuyến tính.

T_{ng} là thời gian quét ngược, đây là thời gian tín hiệu quay về giá trị ban đầu, để thực hiện chu kỳ quét tiếp, thời gian này càng ngắn



HÌNH 5.16. Dạng xung dao động tích thoát

càng tốt. Tỉ số T_q/T_{ng} là một thông số đánh giá chất lượng của mạch quét. T là chu kỳ quét. T có giá trị theo yêu cầu, trong thực tế cần T có giá trị nhỏ, tức tần số dao động cao.

– Hệ số lợi dụng điện áp ξ

Để tạo ra xung răng cưa có biên độ U_m, cần phải sử dụng nguồn nuôi E_{cc}. Hệ số lợi dụng điện áp là :

$$\xi = \frac{U_m}{E_{cc}}$$

ξ càng gần đến 1 càng tốt.

– Hệ số méo phi tuyến ε :

$$\varepsilon = \frac{\left.\frac{du}{dt}\right|_A - \left.\frac{du}{dt}\right|_B}{\left.\frac{du}{dt}\right|_A}$$

ε là thông số quan trọng nhất, đánh giá chất lượng của tín hiệu. ε càng nhỏ càng tốt, trường hợp lý tưởng $\varepsilon = 0$. Trong thực tế đại lượng này đạt cỡ (4÷8)%.

Để tạo ra xung răng cưa, tất cả các mạch điện đều sử dụng sự nạp điện của tụ C qua mạch tích phân RC. Để điều khiển tụ C phóng nạp, hay tạo ra máy phát, tín hiệu răng cưa có thể dùng các dụng cụ có điện trở âm, như đèn neon, tiristor v.v... hoặc dùng các hệ tự kích như máy phát đa hài v.v...

Ta biết rằng, thế trên tụ C và dòng qua tụ có biểu thức :

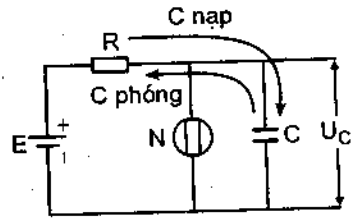
$$U_c = \frac{1}{C}\int i_c dt$$

Khi $i_c = I_0 = \text{const}$ thì $U_c = I_0/C.t$

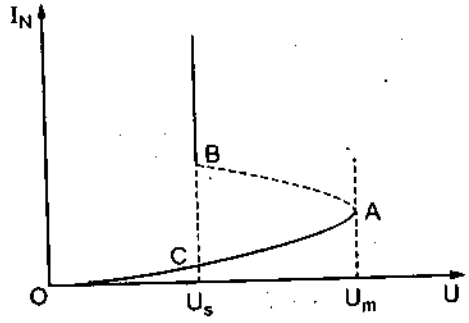
Vậy muốn cho $U_c(t)$ biến đổi tuyến tính theo thời gian, thì dòng nạp cho C phải không đổi. Mọi sơ đồ máy phát tích thoát đều nhằm tạo ra dòng nạp cho C có giá trị không đổi.

5.6.2. Máy phát tích thoát dùng phần tử có trở âm

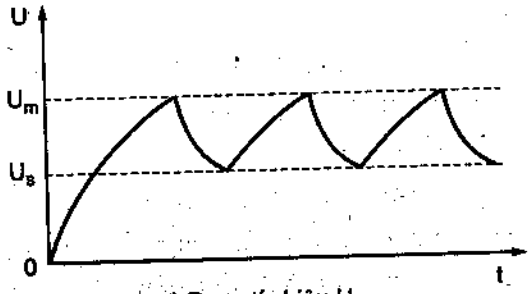
Để điều khiển tụ C nạp điện qua mạch tích phân, có thể sử dụng các phần tử có trở âm như đèn neon hoặc tiristor. Sơ đồ máy phát tích thoát dùng đèn neon và dạng tín hiệu lối ra hình 5.17.



a) Máy phát tích thoát, dùng đèn neon



b) Đặc trưng von–ampe của neon



c) Dạng tín hiệu U_C

HÌNH 5.17. Sơ đồ máy phát tích thoát và dạng tín hiệu lối ra

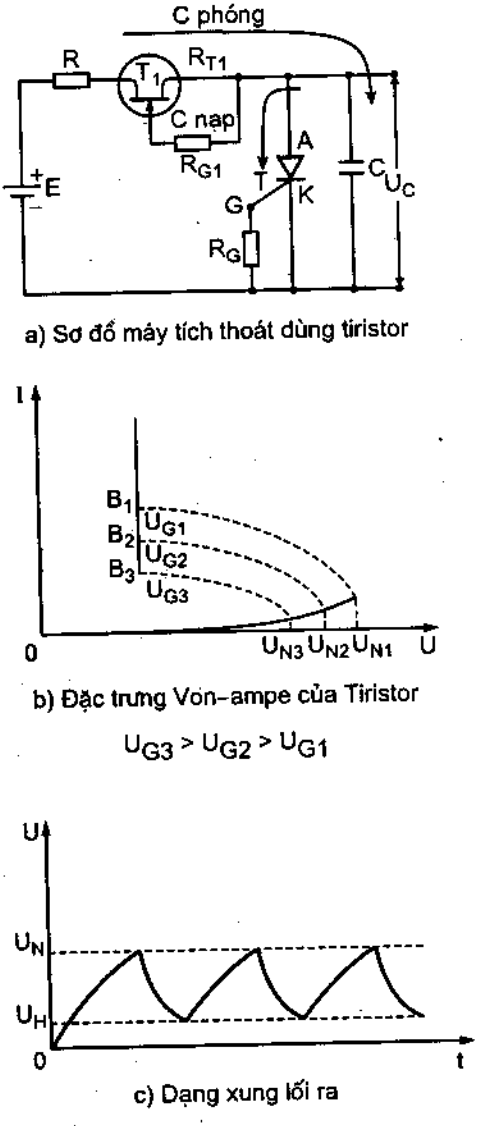
Đèn neon là đèn chứa khí, nó có đặc trưng von–ampe hình 5.17.b. Để vẽ đặc trưng của neon, ta thực hiện như sau : Cho nguồn nuôi E tăng từ 0V lên, khi $E < U_m$, thì dòng qua đèn neon rất nhỏ, thế U trên 2 cực của neon, tăng lên. Khi $E = U_m$ thì trong đèn xuất hiện hiện tượng ion hóa, dòng I_N tăng đột ngột, thế U giảm từ U_m xuống U_s (tương ứng với điểm B). Nếu tiếp tục tăng E, thế U vẫn không đổi và bằng U_s. U_m gọi là thế mở, U_s là thế cháy sáng. Nếu giảm E xuống, U vẫn không đổi. Cho đến khi $E < U_s$ thì đèn tắt và U giảm theo E. ở đây xuất hiện hiện tượng trễ vì thế U nhảy từ B xuống C mà không qua A. Đoạn đặc trưng tương ứng AB là đoạn điện trở âm.

Sơ đồ máy phát hình 5.17.a bao gồm mạch tích phân RC, đèn neon N, nguồn nuôi E có giá trị lớn hơn U_m. Khi đóng mạch điện, tụ C nạp điện qua R, thế U_c tăng theo quy luật hàm mũ với hằng số thời gian $\tau = RC$. Khi $U_c < U_m$ neon vẫn tắt. U_c tăng đến U_m, neon sáng, thế trên hai cực

của nó giảm xuống U_s. Tụ C phóng nhanh qua neon với hằng số thời gian $T_p = C.R_N$ (R_N trở của neon khi cháy sáng rất nhỏ). U_c giảm, do quán tính, U_c giảm nhỏ hơn U_s, neon sẽ tắt. C lại nạp điện, quá trình tiếp tục lặp lại và hệ tạo ra dao động răng cưa như hình 5.17.c. Nhược điểm của mạch điện là hệ số sử dụng điện áp rất thấp. Thế nuôi E cỡ 150V, biên độ xung răng cưa U_m chỉ khoảng 20V. Quá trình ion hóa và khử ion hóa xảy ra chậm, sơ đồ chỉ tạo ra dao động tần số thấp. Dạng tín hiệu ra không tuyến tính. Muốn tăng độ tuyến tính phải dùng RC có giá trị lớn, tần số khi đó lại thấp. Có thể thay R bằng đèn điện tử 5 cực, hoặc mắc nối tiếp với R một transistor trường. Các dụng cụ này có đặc điểm là dòng qua chúng hầu như không đổi khi thế trên chúng thay đổi.

Dùng tiristor thay đèn neon, sẽ tăng được tần số hoạt động và tăng hiệu ích sử dụng điện áp. Sơ đồ máy tích thoát sử dụng tiristor dẫn ra ở hình 5.18.a.

Tiristor có đặc trưng von–ampe hình 5.18.b cũng có đoạn trở âm AB như đèn chứa khí. Những thế ngưỡng U_n lại phụ thuộc vào thế cực của U_G. Thay đổi U_G thay đổi U_N. Nguyên tắc hoạt động cũng giống như trên. Khi đóng nguồn E, C nạp qua $R + R_{T1}$ với hằng số thời gian $T_n = C(R+R_{T1})$ (R_{T1} là



HÌNH 5.18. Máy phát tích thoát dùng tiristor và xung ra

trở tương đương của T). U_c tăng lên theo quy luật khá tuyến tính. Khi $U_c = U_n$, T thông, thế U_{AK} của nó giảm xuống thế hoạt động U_H. Tụ C sẽ phóng nhanh qua tiristor, với hằng số thời gian $T_p = CR_T$ (R_T là trở nội của T). Khi U_c giảm xuống dưới U_H thì T cấm, C lại nạp. Quá trình cứ lặp lại như vậy tạo ra tín hiệu hình 5.18.c.

Thực tế sơ đồ khó tự dao động, vì thế U_H thường nhỏ cỡ 1V. Do vậy khó làm cho T cấm. Phải điều chỉnh U_G thích hợp, hệ mới tự dao động được.

Trong sơ đồ, sử dụng transistor trường T_1 mắc nối tiếp với R. Đặc điểm của trường là dòng I_d ít phụ thuộc vào U_{DS}. Do đó trong quá trình C nạp, dòng nạp hầu như không đổi, U_c có độ tuyến tính cao.

5.6.3. Mạch tạo xung răng cưa dùng transistor

Các mạch tạo xung răng cưa, có thể hoạt động ở dải tần số rộng. Đặc biệt có khả năng dao động ở tần số cao. Dạng tín hiệu có độ tuyến tính cao. Chúng được sử dụng nhiều trong mạch quét của dao động ký.

Mạch tạo xung răng cưa kiểu bù trừ

Xét mạch điện hình 5.19.a.

Giả sử trong mạch điện hình 5.19.a, nguồn $e_k = 0$. Khi đóng khóa K, tụ C sẽ nạp qua R, thế U_c tăng theo quy luật hàm mũ. Sở dĩ U_c không tăng tuyến tính vì dòng nạp cho C bị giảm khi U_c tăng. Tính dòng nạp cho C, cũng là dòng chạy qua trở R :

$$I_c = \frac{E_0 - U}{R}$$

Khi C nạp, U_c tăng, U_c sẽ giảm. Nếu ta đưa vào mạch thế bù trừ e_k, có chiều xung đối với U_c và có giá trị $|e_k| = |U_c|$ trong suốt quá trình C nạp điện. Khi đó dòng nạp :

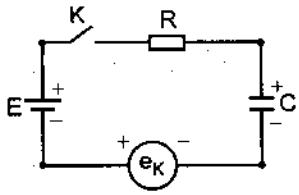
$$I_c = \frac{E_0 - U + e_k}{R} = \frac{E_0}{R} = I_0 = \text{const}$$

Muốn tạo ra nguồn bù trừ e_k như vậy, ta dùng một bộ khuếch đại k, tín hiệu lối vào là U_c, thế ra là e_k, như hình 5.19.b. Bộ khuếch đại cần có

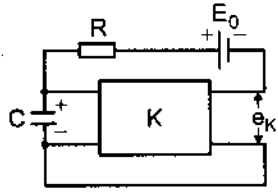
đặc điểm sau : Hệ số khuếch đại bằng 1, thế lối ra đồng pha với thế vào, trở vào lớn vô cùng (để không ảnh hưởng đến U_c) trở ra bằng 0. Ta thấy bộ khuếch đại lặp lại emitter có những tính chất đáp ứng với yêu cầu trên. Từ đó ta xây dựng mạch điện hình 5.19.c. Trong sơ đồ, T_1 đóng vai trò khóa K, RC là mạch tích phân. T_2 là tầng lặp lại emitter có thế vào là U_c, thế ra là e_k xấp xỉ U_c. Tụ C_0 chọn giá trị lớn $C_0 \geq 10C$, thế trên nó sẽ đóng vai trò như nguồn E_0. Nguyên tắc hoạt động của mạch được giải thích như sau :

Bình thường T_1 thông, thế trên tụ C là nhỏ nhất, e_k cũng tương tự, diode d thông, C_0 nạp điện đến giá trị cực đại E_0. Lúc này $U_A = E_0 + e_k = E_{cc}$

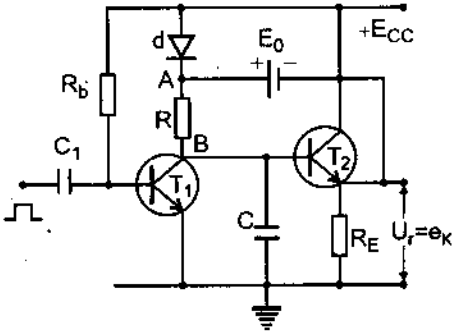
Khi tác động ở lối vào một xung điều khiển âm, T_1 sẽ cấm. Thế U_B tăng lên, U_c và e_k đều tăng (do C nạp). Kết quả là $U_A > E_{cc}$ (vì $U_{c0} = E_0$ không đổi), do đó diode d sẽ cấm và cắt nguồn $+E_{cc}$ khỏi mạch điện. Lúc này C sẽ nạp trong mạch ổn dòng gồm nguồn E_0, thế bù e_k và R. Mạch nạp của C giống như mạch hình 5.19.a. Chính vì vậy thế U_c sẽ tăng tuyến tính và thế U_r cũng tuyến tính. Khi hết xung điều khiển, T_1 thông, U_B giảm, tụ C sẽ phóng



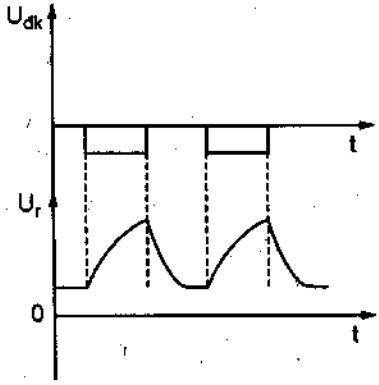
a) Mạch nạp của C với nguồn bù trừ e_K



b) Mạch tạo e_K bằng tầng khuếch đại K



c) Mạch tạo ra xung răng cưa kiểu bù trừ



d) Dạng xung lối ra

HÌNH 5.19. Mạch tạo xung răng cưa kiểu bù trừ

nhanh qua T_1 về giá trị cực tiểu. Khi có xung âm điều khiển, quá trình lại xảy ra tương tự. Dạng xung ra tương ứng với xung điều khiển biểu diễn ở hình 5.19.d.

Vì C_0 có giá trị rất lớn, nên trong quá trình C nạp điện coi như thế trên nó không đổi và là E_0. Nếu chọn C_0 không đủ lớn, quá trình C nạp điện, thế E_0 biến đổi sẽ làm cho U_c không tuyến tính.

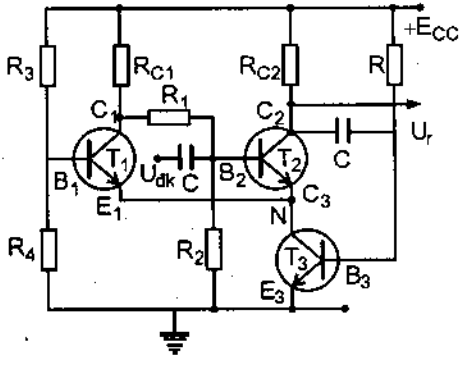
Vai trò của diode d trong sơ đồ là khi chưa có xung điều khiển, d thông để dẫn nguồn nuôi E_{cc} vào nuôi mạch điện và nạp cho C_0 đến E_0. Khi có xung điều khiển tác dụng, d cấm, tách nguồn E_{cc} khỏi mạch và buộc C nạp trong mạch ổn dòng.

Mạch điện tạo được thế ra rất tuyến tính, nhưng cần có xung điều khiển tác động ở lối vào mà không tự dao động được. Muốn có máy phát tự dao động, ta sẽ dùng máy phát phantactron.

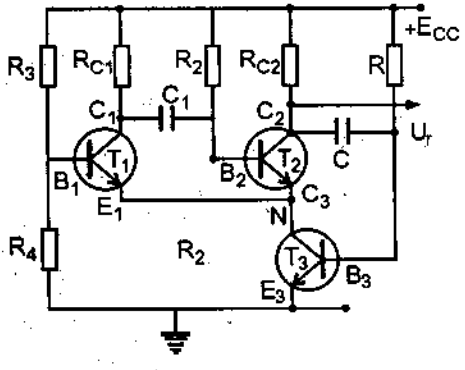
Máy phát phantactron

Máy phát phantactron có thể hoạt động ở chế độ chờ đợi hoặc tự dao động. Đặc điểm của nó là tại quá trình tạo ra thế biến đổi tuyến tính, có sự phản hồi âm qua chính tụ C phóng điện. Sơ đồ máy phát phantactron chờ đợi và tự dao động, vẽ ở hình 5.20.

Hình 5.20.a là máy phantactron chờ đợi, cần có xung điều khiển U_{dk} hệ mới phát xung. Hệ có một trạng thái cân bằng bền và một trạng thái cân bằng động. Trạng thái cân bằng bền tương ứng với T_1



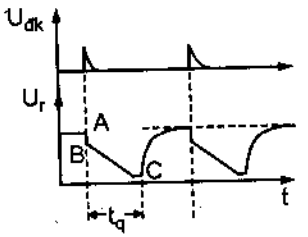
a) Máy phát phantactron chờ đợi



b) Máy phát phantactron tự dao động

HÌNH 5.20. Máy phát phantactron

thông T_2 cấm. Khi hệ ở trạng thái này, nó không tự lật trạng thái được. Muốn hệ đổi trạng thái cần phải kích thích một xung điều khiển. Trạng thái cân bằng động tương ứng với T_1 cấm, T_2 thông. Khi hệ ở trạng thái này có tự lật trạng thái nhờ C phóng điện mà không cần kích thích xung điều khiển. T_3 luôn thông trong suốt quá trình hoạt động. Mạch tích phân tạo ra xung tuyến tính là RC. Khi bắt đầu nối nguồn, T_2 thông do được phân cực bởi R_3, R_4 còn T_1 cấm do R_2 nối đất. Lúc này hệ đang ở trạng thái cân bằng bền, nó giữ nguyên trạng thái. Trong giai đoạn này tụ C sẽ nạp đến $+E_{cc}-U_{B3}$ (vì T_1 cấm $U_{c1}=+E_{cc}$). Bây giờ nếu tác động một xung điều khiển U_{dk} dương (xung kim) xung này qua C_1 tác động vào T_1, làm T_1 từ cấm chuyển sang thông. Tại thời điểm này T_1T_2 đều thông, các mạch liên kết R_1 và C tạo ra vòng phản hồi dương kín, với hệ số phản hồi rất lớn, nên hệ tự kích và xảy ra quá trình đột biến. Quá trình đột biến xảy ra như sau : Khi T_2 thông U_{c2} giảm, truyền qua C làm U_{b3} giảm dần đến U_{c3} tăng. C_3, E_1, E_2 nối chung tại N, nên U_{E1} tăng, trong khi đó U_{B1} giữ nguyên. Hiệu thế U_{BE1} giảm, dòng I_{c1} tăng, trong khi đó U_{B1} giữ nguyên. Hiệu thế U_{BE1} giảm, dòng I_{c1} giảm, U_{c1} tăng truyền qua R_1 làm U_{b1} càng tăng, U_{c2} càng giảm. Vòng phản hồi dương này tiếp tục cho đến khi T_2 từ thông chuyển sang cấm. Quá trình đột biến dừng lại, hệ chuyển sang trạng thái cân bằng động : T_1 cấm T_2 thông và bắt đầu quá trình biến đổi chậm. Quá trình đột biến xảy ra rất nhanh, nên C chưa kịp phóng điện thế trên nó vẫn giữ nguyên $U_c= +E_{CC} = U_{B3}$. Còn thế ra bị nhảy bậc tương ứng với đoạn AB trên hình 5.20.c.



Hình 5.20.C Dạng xung ra

Trong quá trình đột biến C đóng vai trò mạch phản hồi dương. Bắt đầu quá trình biến đổi chậm, T_1 cấm, mạch chỉ còn T_2, T_3 hoạt động. T_2, T_3 nối với nhau và tạo thành một tầng khuếch đại, liên kết trực tiếp. Lúc này C lại đóng vai trò phản hồi âm và quá trình phóng điện của nó tạo ra thế biến đổi tuyến tính. Đây là giai đoạn chính, đáp ứng mục tiêu là tạo ra thế quét tuyến tính. Trong giai đoạn này C phóng qua T_2, thế U_c giảm.

Thế trên colector của T_2 là U_{c2} cũng giảm, truyền qua C phản hồi âm về B_2. Kết quả hai quá trình này làm U_{B2} giữ nguyên, do đó dòng I_{c3} giữ nguyên và tất nhiên dòng I_{c2} cũng giữ nguyên vì (I_{c3} điều khiển I_{c2}). Kết quả là C phóng với dòng không đổi, tạo ra thế biến đổi tuyến tính ở lối ra.

Quá trình biến đổi chậm dừng lại khi thế trên collector của T_2 là U_{c2} không giảm được nữa, trong khi đó C vẫn tiếp tục phóng làm cho U_{B2} tăng. U_{c2} (thế ra) có đoạn nằm ngang ngắn trên hình 5.20.c. Khi U_{B2} tăng thế tại điểm N giảm, tức là U_{E1} giảm, U_{BE1} tăng. Khi U_{BE1} đủ lớn làm cho T_1 chuyển sang thông, bắt đầu quá trình đột biến thứ hai xảy ra. Quá trình đột biến thứ hai dừng lại khi T_2 chuyển từ thông sang cấm. Kết thúc quá trình này, hệ lại chuyển về trạng thái cân bằng bền là T_1 thông T_2 cấm. Muốn hệ chuyển trạng thái, lại phải kích xung điều khiển dương. Thật ra trong quá trình tạo ra thế tuyến tính (C phóng điện) dòng I_{c2} có giảm chút ít. Đặc biệt ở cuối giai đoạn C phóng điện. Dạng tín hiệu lối ra không hoàn toàn tuyến tính. Độ méo phi tuyến $\varepsilon \approx 5\%$.

So sánh giữa máy phantactron chờ đợi và máy phát kiểu bù trừ ta thấy : cả hai cùng phải cần có xung điều khiển. Nhưng ở máy phát phantactron, xung điều khiển chỉ mang ý nghĩa kích thích cho hệ hoạt động. Thời gian tạo xung tuyến tính do các thông số của mạch phantactron. Còn máy phát kiểu bù trừ, thời gian phát xung tuyến tính phụ thuộc vào độ rộng của xung điều khiển, đó là một nhược điểm.

Điều cần lưu ý là, trong máy phát phantactron, đoạn tuyến tính dùng làm thế quét, là đoạn giảm của thế. Còn ở mạch bù trừ, đoạn thế tuyến tính tương ứng với đoạn thế tăng.

Máy phát phantactron cũng hoạt động trong chế độ tự dao động. Sơ đồ hình 5.20.b là mạch phantactron tự dao động, mạch này khác với mạch chờ đợi là thay R_1 bằng tụ C_1 và nối R_2 lên nguồn $+E_{CC}$. Mạch phantactron trong chế độ tự dao động, có hai trạng thái cân bằng động, tương ứng với T_1 thông T_2 cấm và T_1 cấm T_2 thông. Sự chuyển đổi từ trạng thái này sang trạng thái khác do chính mạch điện tạo ra, không cần

tác dụng của xung điều khiển. Trong khoảng một chu kỳ dao động, trong hệ xảy ra hai giai đoạn đột biến và hai giai đoạn biến đổi chậm.

Khi nối nguồn nuôi E_{CC}, cả T_1 và T_2 đều thông, hệ không thể tồn tại ở trạng thái này vì xuất hiện hiện tượng tự kích. Quá trình này đẩy hệ về một trong hai trạng thái cân bằng động. Giả sử hệ chuyển về trạng thái cân bằng động ứng với T_1 thông T_2 cấm, tạm quy định là trạng thái cân bằng 1. Lúc này U_{c1} là nhỏ nhất, còn U_{c2} là Ecc. Tụ C_1 phóng điện còn C nạp điện nhanh đến $+E_{CC}$. Tụ C_1 phóng điện chậm, thế trên nó giảm làm cho U_{B2} tăng. Quá trình biến đổi chậm dừng lại khi $U_{B2}>0$, T_2 từ cấm chuyển thành thông. Lúc này T_2 thông T_1 vẫn thông trong mạch xảy ra đột biến lần 1. Quá trình đột biến kết thúc khi T_1 từ thông chuyển sang cấm, T_2 thông hoàn toàn. Hệ đã chuyển sang trạng thái cân bằng động thứ 2. Trong quá trình này C_1 lại nạp nhanh đến E_{CC}, còn C phóng điện chậm tạo ra thế biến đổi tuyến tính. Kết thúc quá trình biến đổi chậm khi U_{B3} tăng và chuyển sang quá trình đột biến thứ hai, hệ lại trở về trạng thái cân bằng động 1.

Quá trình cứ tiếp diễn, hệ sẽ tạo ra xung ở lối ra giống như hình 5.20.c mà không cần xung điều khiển.

Máy phát phantactron rất dễ thực hiện ở tần số cao, nhưng lại khó thực hiện ở tần số thấp. Muốn tạo ra dao động tần số thấp, phải tăng thời gian phóng điện của tụ C. Việc này chỉ thực hiện được bằng cách tăng C. Tụ C trong thực tế chỉ sản xuất có giá trị hữu hạn, vả lại C lớn kích thước rất cồng kềnh. Còn tăng R, thực tế không có tác dụng. Đứng về tín hiệu, biến đổi thì R thực chất mắc song song với trở vào của T_3. T_3 luôn thông, trở vào của nó chỉ khoảng 1,2kΩ. Do đó dù tăng R cỡ nào thì trở phóng điện của C cũng chỉ cỡ 1kΩ. Để khắc phục, chỉ việc thay T_3 bằng transistor trường loại JFET. Đối với transistor trường lối vào (giữa cực G và S) được phân cực ngược, có trở vào rất lớn.

Qua phân tích cho thấy, thời gian của quá trình biến đổi chậm là tự phóng điện quyết định. Thời gian C_1 phóng điện, tụ C nạp điện không tuyến tính, thế ra không tuyến tính, tương ứng với thời gian quét ngược. Trong thời gian C_1 phóng điện thì T_2 cấm. Do đó C_1 sẽ phóng điện qua R_2 và T_1. T_1 thông, nên trở nội nhỏ bỏ qua. Vậy hằng số thời gian phóng điện của C_1 là C_1 R_1. Ta tính được thời gian quét ngược $T_{ng} = T_1C_1L_{n2} = 0{,}685\ R_2C_1$. Muốn thời gian này ngắn, cần chọn C_1 có trị số nhỏ.

Thời gian tụ C phóng, tương ứng với thế tuyến tính, đây chính là thời gian quét thuận t_q. Nên chú ý là C phóng điện khi T_3 thông. Nếu bỏ qua trở nội của T_2+T_3 (vì T_2 và T_3 mắc nối tiếp) thì trở phóng điện của C bao gồm R mắc song song với R_{v3} (R_{v3} là trở vào của T_3). Vì trở vào R_{v3} có giá trị cỡ 1,2kΩ, rất nhỏ so với R (R là trở phân cực cho B_2, trị số của nó từ 10kΩ trở lên). Do vậy trở phóng của C chỉ bao gồm R_{v3}. Nhưng trong mạch có phản hồi âm về thế. Nếu gọi hệ số khuếch đại thế của tầng gồm T_2+T_3 là K, hệ số phản hồi qua chính tụ C là F. Theo lý thuyết phản hồi trở vào của hệ sẽ là :

$$R_{vf} = (1 + KF)R_v$$

T_3 thực tế không khuếch đại thế mà chỉ có khuếch đại dòng. Do đó K chỉ là hệ số khuếch đại riêng của T_2. F phụ thuộc vào giá trị của C. Trong thực tế, $R_{vf} = (3 \div 5)\ R_v$.

Việc tính toán chi tiết thời gian phóng của C_1 và C sẽ trình bày ở phần máy phát đa hài.

Có thể dùng khuếch đại thuật toán để tạo xung răng cưa rất tốt. Trong chương khuếch đại thuật toán, đã trình bày về mạch khuếch đại tích phân và rút ra :

$$U_r = \frac{1}{RC}\int U_v dt$$

Nếu U_v là xung vuông thì U_r sẽ có dạng răng cưa, cả đoạn thế tăng và giảm đều rất tuyến tính. Tuy nhiên, mạch điện phải dùng xung bên ngoài kích thích và thời gian quét thuận và quét ngược hoàn toàn phụ thuộc vào xung kích thích. Đó là điều không thuận lợi, nếu dùng làm thế quét trong dao động ký. Thường chúng được dùng trong thiết bị biến đổi ADC (biến đổi tương tự số) hoặc trong các thiết bị đo lường hoặc chuẩn thời gian như IC555. Trong các thiết bị này, bộ tạo xung năng thường kết hợp với bộ đa hài hoặc trigơ, ta sẽ khảo sát ở phần sau.

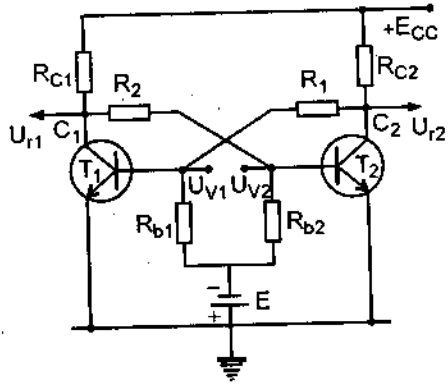
5.7. TRIGƠ

Trigơ là thiết bị có hai trạng thái cân bằng bền, sự chuyển biến từ trạng thái này sang trạng thái khác là đột biến và được khơi mào bởi xung điều khiển có độ lớn theo yêu cầu. Xung lối ra là xung vuông.

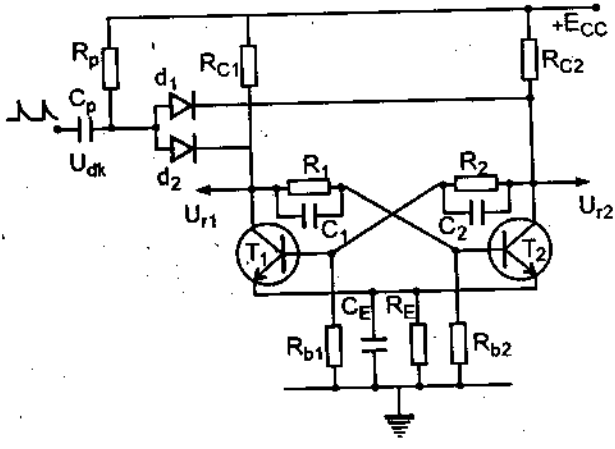
5.7.1. Trigơ transistor liên kết colector–baze

Trigơ liên kết colector–baze được trình bày ở hình 5.21

Trigơ là thiết bị tạo xung vuông nhưng cần phải có tín hiệu kích thích ở bên ngoài. Trigơ là thiết bị nhớ, hai trạng thái nhớ tương ứng với hai trạng thái cân bằng bền. Hai trạng thái nhớ của trigơ tương ứng là T_1 thông T_2 cấm và T_1 cấm T_2 thông. Các transistor thông phải hoạt động ở trạng thái bão hoà, còn transistor cấm thì cấm một cách đáng tin cậy, tức là U_{BE} cần nhỏ hơn thế mở của transistor một giá trị thế xác định.



HÌNH 5.21 a. Sơ đồ trigơ liên kết colector–baze



HÌNH 5.21 b. Trigơ liên kết colector–baze hoàn chỉnh

Xét sơ đồ hình 5.21.a, gồm hai tầng khuếch đại T_1 và T_2 được liên kết bởi R_1R_2, tạo ra vòng phản hồi dương kín. Nguồn E để tạo ra thiên áp âm, bảo đảm transistor cấm tin cậy. Khi nối nguồn nuôi, hệ sẽ ở một trong hai trạng thái cân bằng bền. Giả sử hệ ở trạng thái cân bằng bền (1) tương ứng với T_1 thông T_2 cấm. U_{ra1} có giá trị cực tiểu U_{r1min}, $U_{r2} = +E_{cc}$ và $U_{BE2} < U_{mở}$. ($U_{mở} = 0,6V$ đối với transistor Si). Nếu tác động một xung kim dương vào B_2, với $U_{đk} > U_{mở}$. Dưới tác động của xung điều khiển T_2 sẽ thông, T_1 vẫn thông. Lúc đó trong mạch xuất hiện phản hồi dương rất mạnh và tạo ra quá trình đột biến. Kết thúc quá trình đột biến khi T_1 cấm, T_2 thông

bão hoà. Hệ chuyển sang trạng thái đột biến thứ (2) tương ứng với T_1 cấm, T_2 thông. Muốn hệ chuyển trạng thái, phải kích một xung điều khiển dương vào B_1 (U_{V1}), làm cho T_1 thông. Trong hệ lại xảy ra đột biến và hệ chuyển về trạng thái bền (1). Mạch điện có 3 nhược điểm sau : mạch điện phải dùng thêm nguồn E, xung điều khiển phải đưa vào 2 lối vào, trong thực tế chỉ dùng một nguồn duy nhất. Tốc độ của quá trình đột biến không cao. Tốc độ đột biến không cao là do các điện dung lối vào C_{BE} của transistor. Mọi biến đổi của T_1 tác động vào T_2, phải cần một thời gian nạp điện của C_{BE2} qua R_1. Tương tự mọi biến đổi của T_2 truyền sang T_1 cũng cần thời gian nạp điện của C_{BE1} qua R_2.

Sơ đồ hình 5.21.b sẽ khắc phục 3 nhược điểm trên.

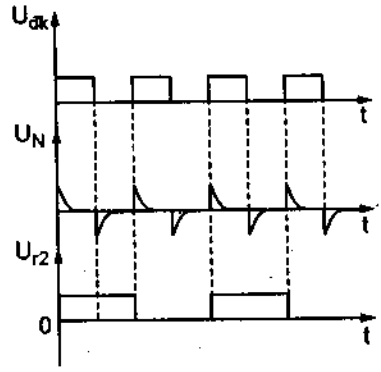
Dùng mạch tự thiên áp R_EC_E, tạo ra thế âm cho baze, loại bỏ được nguồn E.

Dùng 2 diode d_1 d_2 và trở R_P sẽ thực hiện việc điều khiển chuyển trạng thái bằng một nguồn kích thích duy nhất. Giả sử hệ ở trạng thái bền (1) tương ứng với T_1 thông, T_2 cấm. Khi đó $U_{r1}=U_{r1min} << E_{cc}$, còn $U_{r2} = E_{cc}$. Lúc đó d_1 thông làm cho $U_N=U_{r1min}$, buộc d_2 cấm (vì thế A của d_2 nhỏ hơn thế K của nó). Xung điều khiển dương qua d_1 và R_1 tác động vào B_2 làm T_2 thông tạo ra quá trình chuyển trạng thái. Khi hệ ở trạng thái bền (2) T_1 cấm, T_2 thông. Lúc đó d_2 thông buộc d_1 cấm. Xung điều khiển dương lại qua d_2, R_2 tác động vào T_1 làm nó thông, trong hệ lại xảy ra đột biến. Như vậy nhờ sử dụng cặp diode d_1 d_2, xung điều khiển từ một lối vào, lần lượt tác động vào transistor cấm, tạo ra đột biến.

Để giảm thời gian đột biến, tức là tăng tốc độ đột biến, trong mạch mắc thêm tụ C_1 và C_2 song song với R_1, R_2. Các tụ này sẽ triệt tiêu quá trình nạp của C_{BE1} và C_{BE2} làm tăng tốc độ chuyển trạng thái. C_1, C_{BE2} và C_2C_{BE1} tạo ra bộ chia thế điện dung. Mọi biến chuyển của T_1 trong giai đoạn đột biến, được truyền tức khắc sang T_2 qua bộ chia thế điện dung C_1C_{BE2}, cũng như mọi biến đổi từ T_2 qua bộ chia thế C_2C_{BE1} truyền tức khắc sang T_1.

Mạch điện có thể tác động bằng xung vuông. Mạch C_pR_p đóng vai trò mạch vi phân, hai xung vi phân có cực tính dương và âm. Nhưng chỉ xung

dương làm mạch chuyển trạng thái. Dạng xung vào và xung ra vẽ ở hình 5.21.c. Ta thấy cứ hai xung lối vào có một lối ra, trigơ được dùng trong các thiết bị đếm.



HÌNH 5.21 c. Dạng tín hiệu lối vào và lối ra của Trigơ

Thực tế, T_1 T_2 giống nhau, $R_{c1} = R_{c2} = R_c$, $R_{b1} = R_{b2} = R_b$. $R_1 = R_2 = R$, nên trigơ là cân xứng.

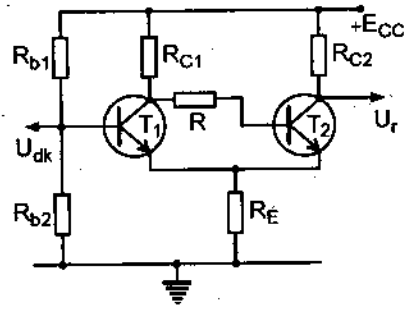
Hiện nay có nhiều loại trigơ khác nhau, nên trong thực tế loại trigơ này rất ít được sử dụng. Một ứng dụng quan trọng nhất của trigơ loại này là tạo ra các ô nhớ trong các RAM có tốc độ cao.

5.7.2. Trigơ liên kết emitter–trigơ Smit

Trigơ Smit hình 5.22 là trigơ không cân xứng. Trigơ Smit có hai trạng thái bền là :

(1) T_1 Thông bão hoà ;
T_2 Thông bình thường.

(2) T_1 Cấm ;
T_2 Thông bão hoà.



HÌNH 5.22. Sơ đồ hình trigơ Smit

Đặc điểm của trigơ này là T_2 luôn thông.

T_1 liên kết với T_2 bằng R, còn T_2 liên kết với T_1 là 2 emitter nối chung qua R_E tạo ra phản hồi dương. Giả sử hệ đang ở trạng thái bền (1), T_1 không bão hoà, T_2 thông. Chỉ cần tác động ở lối vào một thế giảm đủ để kéo T_1 ra khỏi bão hoà, lúc đó T_1 có tác dụng khuếch đại, trong mạch sẽ xuất hiện đột biến. Thế U_{c1} tăng làm cho U_{B2} tăng, thế trên R_E tăng tức U_{E1} tăng càng làm cho U_{BE1} giảm.

Quá trình đột biến dừng lại khi T_1 cấm, T_2 thông bão hoà, đó là trạng thái bền (2). Nếu tác động ở lối vào một thế tăng sao cho T_1 thông, trong

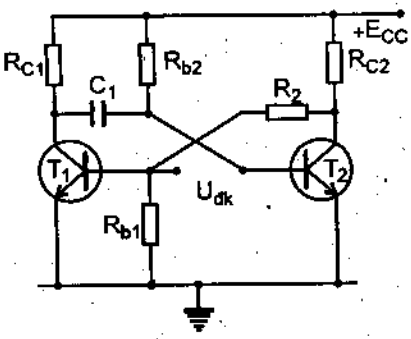
hệ sẽ xuất hiện quá trình đột biến, đưa hệ về trạng thái bền (1). Thế là cho T_1 từ cấm sang thông và thế kéo T_1 ra khỏi bão hoà, thực tế rất gần nhau. Đây là một đặc điểm và cũng là ưu điểm của trigơ Smith cho phép tạo dao động hình sin có độ ổn định cao, khi qua trigơ Smit tạo ra xung vuông có tần số ổn định cao tương tự.

Trigơ Smith được dùng để tạo xung vuông, từ dao động hình sin, sử dụng trong các máy đo tần số, trong kỹ thuật số v.v... Ngày nay người ta chế tạo trigơ Smit thành những mạch tích hợp, sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật số.

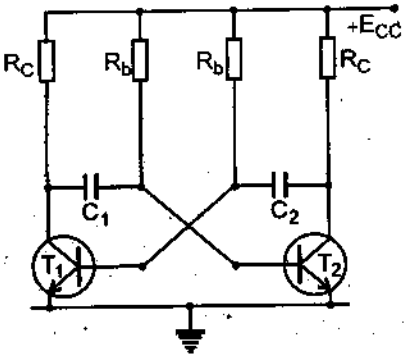
5.8. MÁY PHÁT ĐA HÀI

5.8.1. Máy phát đa hài sử dụng transistor

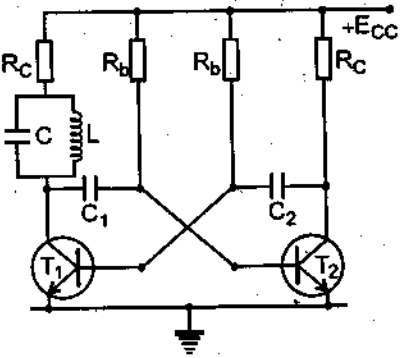
Sơ đồ máy phát đa hài được trình bày ở hình 5.23



a) Sơ đồ đa hài chờ đợi



b) Sơ đồ đa hài tự dao động



c) Sơ đồ máy phát đa hài tần số ổn định

HÌNH 5.23. Sơ đồ máy phát đa hài

Khảo sát sơ đồ hình 5.23.a. Đây là máy phát đa hài hoạt động ở chế độ đợi. Hệ có một trạng thái bền tương ứng với T_1 cấm, T_2 thông và một trạng thái không bền (còn gọi là trạng thái động). Tương ứng với T_1 thông T_2 cấm. Khi hệ ở trạng thái bền, muốn hệ chuyển trạng thái phải tác động một xung $U_{đk}$ dương có giá trị lớn hơn $U_{Bmở}$. Vì vậy trạng thái bền còn gọi trạng thái đợi.

Khi hệ ở trạng thái động, nhờ sự phóng điện của C_1 sẽ làm hệ tự chuyển trạng thái. Khi nối nguồn nuôi, hệ sẽ ở trạng thái bền tương ứng với T_1 cấm, T_2 thông. Thế trên colector của T_1 là $U_{cmax} = 6U_{cc}$, còn $U_{B1} = 0$.

Thế trên colector T_2 đạt giá trị nhỏ nhất U_{cmin}; còn $U_{B2} = U_{Bmở}$. Lúc này C_1 nạp điện đến E_{cc}. Tại $t = t_0$, tác động xung $U_{đk} > U_{Bmở}$, T_1 sẽ thông, T_2 vẫn đang thông. Trong mạch có vòng phản hồi dương mạnh nên xuất hiện quá trình đột biến. Kết thúc quá trình đột biến, hệ chuyển sang trạng thái động tương ứng với T_1 thông, T_2 cấm. Thế trên colector của T_1 là U_{cmin} còn T_2 là $+E_{cc}$. Quá trình đột biến xảy ra nhanh, tụ C_1 không kịp phóng (C_1 có giá trị lớn) thế trên C_1 vẫn là E_{cc}. Thế $U_{B2} = -E_{cc} + U_{cmin}$ vì $U_{cmin} \approx 0$ nên coi $U_{B2} = -E_{cc}$. Bắt đầu quá trình biến đổi chậm C_1 phóng điện qua R_{b2} và T_1 với hằng số thời gian $T_1 = R_{b2}C_1$ (vì trở nội của T_1 nhỏ bỏ qua). U_{C1} theo quy luật hàm mũ làm U_{B2} tăng theo quy luật hàm mũ bắt đầu từ $-E_{cc}$ (tại t_0) đến kết thúc $+E_{cc}$ ($t\infty$). Do đó :

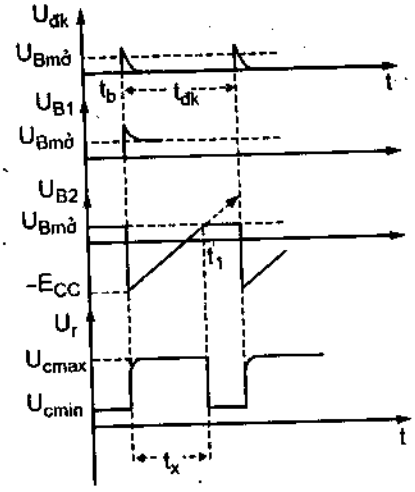
$$U_{B2} = E\left[1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right] \qquad (5.14)$$

Tại $t=t_1$, $U_{B2}=U_{mở}$, T_2 thông kết thúc quá trình biến đổi chậm. Vì $U_{mở}\approx 0$, nên coi $U_{B2}=0$, từ (5.14) tính được thời gian biến đổi chậm t_{x1} :

$$t_{x1} = t_i - t_0 = R_{b2}C_1 Ln2 = 0{,}685R_{b2}C_1 \qquad (5.15)$$

Kết thúc quá trình biến đổi chậm, hệ chuyển sang quá trình đột biến. Quá trình đột biến kết thúc khi T_1 cấm T_2 thông. Hệ trở về trạng thái bền,

chờ có xung điều khiển để chuyển trạng thái. Chu kỳ của xung ra, bằng chu kỳ xung điều khiển $T_{đk}$. Dạng xung ra trình bày ở hình 5.23.d.



HÌNH 5.23d. Dạng xung lối ra

Hình 5.23.b là sơ đồ máy phát đa hài trong chế độ tự dao động. Mạch điện có 2 trạng thái cân bằng động, trạng thái (1) tương ứng T_1 cấm T_2 thông, trạng thái (2) tương ứng với T_1 thông, T_2 cấm. Khác sơ đồ hình 5.23.a là thay R_2 bằng C_2 và nối R_{b1} lên $+E_{cc}$. Khi nối nguồn điện T_1T_2 đều thông, hệ thoả mãn điều kiện tự kích, nó sẽ trở về trạng thái động (2) tương ứng với T_1 thông, T_2 cấm. Trong hệ xảy ra quá trình biến đổi chậm, C_1 phóng điện làm U_{B2} tăng. Quá trình này đã được trình bày ở phần trên, và thời gian của quá trình là t_{x1} được tính theo (5.15). Kết thúc quá trình biến đổi chậm, T_1 thông T_2 thông trong hệ xảy ra đột biến. Quá trình đột biến đưa hệ đến trạng thái động (1) tương ứng với T_1 cấm T_2 thông. Trong hệ lại xảy ra quá trình biến đổi chậm lần thứ hai. Quá trình này C_2 phóng điện làm cho U_{B1} tăng lên cho đến khi $U_{B1}=U_{Bmở}$ thì kết thúc. Tương tự như quá trình C_1 phóng điện, tính được thời gian t_{x2} :

$$t_{x3} = R_{b1}C_2Ln2 = 0,685R_{b1}C_2 \approx 0,7R_{b1}C_2$$

Chu kỳ dao động : $T = t_{x1}+t_{x2}$

Nếu chọn $R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $C_1 = C_2 = C$

Thì $T = 1,4R_bC$ (5.16)

Trong khi tính t_{x1} và t_{x2} ta coi $U_{Bmở}$ bằng 0, thực tế nó có giá trị nhỏ. $U_{Bmở}$ lại phụ thuộc vào nhiệt độ. Đây là nguyên nhân gây mất ổn định tần số của máy phát. Máy phát đa hài có độ ổn định tần số kém, tần số của nó phụ thuộc vào $U_{Bmở}$.

Máy phát đa hài được dùng làm nguồn xung vuông trong kỹ thuật điện tử, kỹ thuật số và đo lường. Nó cũng được dùng làm dao động quét dòng trong TV. Khi đó nó cần có độ ổn định tần số cao. Máy phát đa hài có độ ổn định tần số cao được trình bày ở hình 5.23.c.

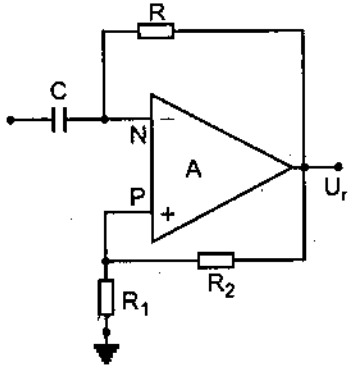
Trong sơ đồ, mắc thêm khung dao động LC nối tiếp với R_{c1}. Khi máy phát đa hài hoạt động trong khung sẽ xuất hiện dao động hình sin với tần số $\omega = 1/\sqrt{LC}$, rất ổn định. Điều chỉnh tần số bằng bội số của tần số máy phát đa hài. Khi đó dao động sin sẽ điều khiển đồng bộ dao động đa hài, giữ cho tần số của nó ổn định.

5.8.2. Máy phát đa hài sử dụng khuếch đại thuật toán và các mạch tích hợp

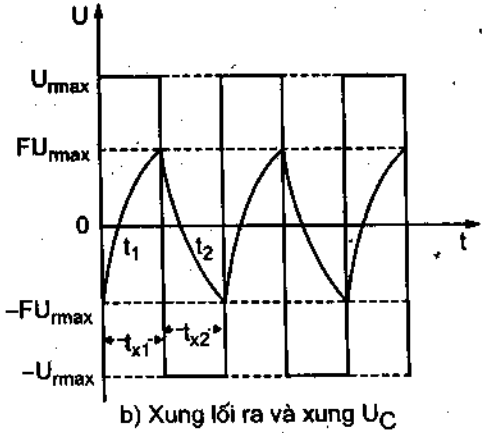
Máy phát đa hài sử dụng khuếch đại thuật toán.

Máy phát đa hài dùng transistor còn một nhược điểm là ảnh hưởng đến điện dung ký sinh giữa các cực đến giai đoạn đột biến. Khi transistor chuyển từ thông sang cấm, thế U_r không tăng đến $+E_{cc}$ do điện dung ký sinh chưa kịp nạp. Dạng xung lối ra bị méo như hình 5.23.d. Tần số càng cao, méo càng lớn. Để khắc phục, có thể dùng khuếch đại thuật toán làm máy phát đa hài hình 5.24.a.

Trong sơ đồ sử dụng hai mạch phản hồi. Mạch phản hồi âm do RC tạo ra. Mạch phản hồi dương do R_2R_1 tạo ra với hệ số phản hồi :



a) Sơ đồ máy phát đa hài dùng khuếch đại thuật toán



b) Xung lối ra và xung U_C

HÌNH 5.24. Sơ đồ máy phát đa hài dùng khuếch đại thuật toán và dạng xung lối ra

$$F = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Vì có mạch phản hồi dương, nên khuếch đại thuật toán hoạt động như bộ so sánh điện áp. Nguyên tắc hoạt động của bộ so sánh là : Khi $U_N < U_p$, thế lối ra là $+U_{rmax}$, khi $U_N > U_P$ thế lối ra là $-U_{rmax}$. Giả sử tại t = 0, $U_r = U_{rmax}$, $U_p = F.U_{rmax}$ còn $U_N = -FU_{rmax}$. Đến thời điểm t_1, $U_c = U_N = FU_{rmax}$, hệ chuyển trạng thái, $U_r = -U_{rmax}$. Lúc này $U_p = -FU_{rmax}$, C phóng điện qua R, với hằng số thời gian T = RC, từ giá trị FU_{rmax} xuống $-U_{rmax}$. Đến thời điểm $t = t_2$, $U_c = -FU_{rmax}$, hệ lại chuyển trạng thái và $U_r = +U_{rmax}$. Từ phân tích ở trên ta rút ra phương trình để tính $U_N(t)$:

$$\frac{du_N}{dt} = \pm \frac{U_{r\,max} + u_N}{RC}$$

Từ điều kiện đầu và cuối ta rút ra :

$$u_N(t) = u_{r\,max}\left[1 - (1 + F.e^{-t/\tau})\right]$$

, vì $t_{x1} = t_{x2} = t_x$, ta tính được :

$$t_x = RCLn\left(\frac{1+F}{1-F}\right) = RCLn(1 + \frac{2R_1}{R_2}) \qquad (5.17)$$

chu kỳ xung :

$$T = 2t_x = 2RCLn(1 + \frac{2R_1}{R_2}) \qquad (5.18)$$

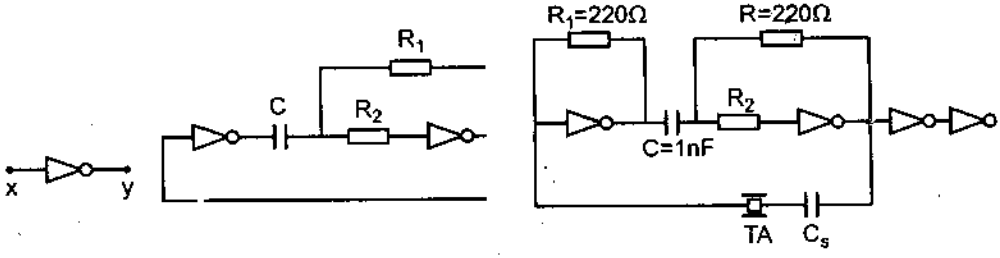
Nếu $R_1 = R_2$ chu kỳ dao động gần đúng :

$$T \approx 2{,}2RC \qquad (5.19)$$

Máy phát đa hài sử dụng mạch tích hợp :

Các mạch tích hợp, trừ khuếch đại thuật toán hoạt động trong chế độ tuyến tính, đa phần hoạt động trong chế độ chuyển mạch nhanh (còn gọi là chế độ khoá). Trong phần này, ta sử dụng một số thiết bị như bộ so sánh điện áp, các cửa logic, các trigơ để xây dựng máy phát đa hài.

Hình 5.25 là sơ đồ máy phát đa hài sử dụng hai cửa đảo.



a) Ký hiệu cửa đảo

b) Sơ đồ máy phát đa hài dùng 2 cửa đảo

c) Mạch đa hài ổn định dùng thạch anh TA

HÌNH 5.25. Sơ đồ máy phát đa hài dùng cửa đảo

Cửa đảo có ký hiệu hình 5.25.a, có một lối vào X và một lối ra Y. X và Y nhận hai mức thế, mức thấp ký hiệu là L, mức cao ký hiệu là H. Nếu sử dụng họ logic TTL, thì mức thấp L=0, mức cao H=5V. Hoạt động của nó tuân theo quy luật sau :

Khi X = L(= 0V) Y = H (= 5V)

X = H(= 5V) Y = L(= 0V)

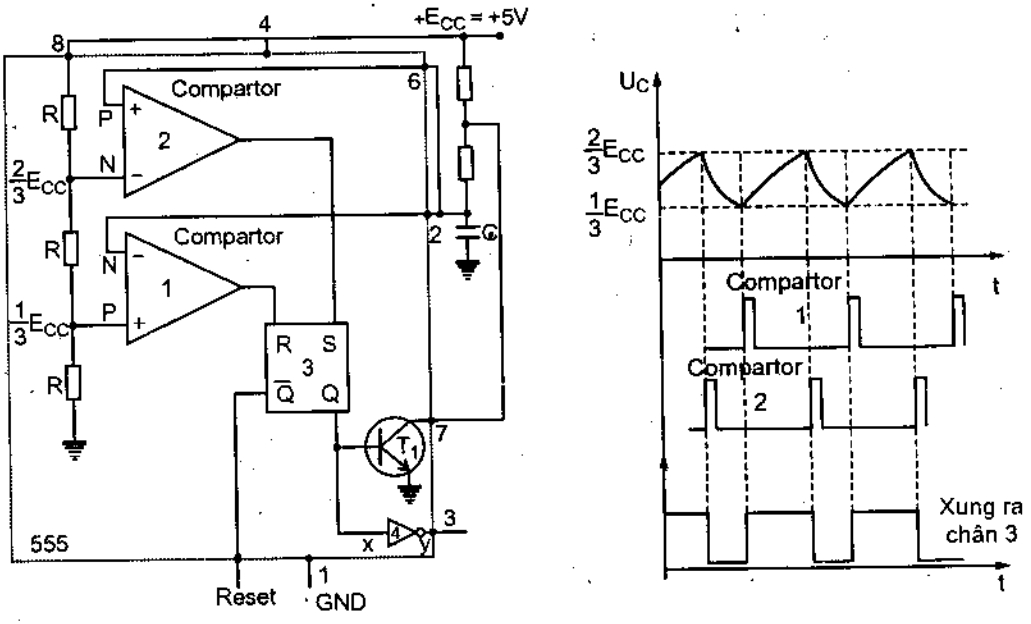
như vậy Y luôn là đảo của X.

Mạch điện hình 5.25.b gồm hai cửa đảo, nối thành vòng phản hồi dương tạo thành máy phát đa hài. Nếu chọn c=150pF, R_1=100K, R_2=470K hệ sẽ tạo ra xung vuông có tần số cao, ta sử dụng cộng hưởng thạch anh. Hình 5.25.c là máy phát sử dụng hai cửa đảo và cộng hưởng thạch anh nối thành vòng phản hồi dương. Cộng hưởng thạch anh ở đây được sử dụng như mạch cộng hưởng nối tiếp. Hai trở R=220 để tạo phản hồi âm, để tạo dao động ở lối ra có dạng hình sin, hoạt động ổn định. Hai cửa đảo tiếp theo là để tạo xung vuông. Tần số hoạt động có thể lên đến 1MHz.

Đa hài tự dao động sử dụng vi mạch thời gian 555.

Vi mạch 555 là một loại "mạch lai" nghĩa là tổ hợp cả hai loại phụ kiện : phụ kiện tương tự (analog) và phụ kiện số (digital) : IC555 thuộc họ TTL hoạt động đến tần số 100kHz. Trong khi đó IC555 thuộc họ CMOS hoạt động đến tần số 500kHz.

Hình 5.26 trình bày cấu trúc rút gọn của 555 và một số linh kiện mắc thêm ở mạch ngoài tạo thành máy phát.



a) Máy phát đa hài với sơ đồ cấu trúc rút gọn của IC555

b) Dạng tín hiệu lối ra

HÌNH 5.26. Sơ đồ máy phát đa hài dùng IC555 và dạng xung lối ra

Cấu trúc của IC555 bao gồm 2 bộ so sánh điện áp (1) và (3) trigơ RS (3) cửa đảo (4) transistor T và 3 điện trở cùng có giá trị R.

Bộ so sánh điện áp (transistor) có cấu trúc khá giống khuếch đại thuật toán, nhưng hoạt động ở chế độ chuyển mạch. Nó cũng có hai lối vào vi sai, trong đó p là lối vào không đảo (+) và N là lối vào đảo (–). Hoạt động của nó như sau : Khi $U_p > U_N$, U_r có giá trị cực đại $U_{rmax} \approx E_{cc}$. Khi $U_p < U_N$, lối ra có giá trị nhỏ nhất $U_{rmin} \approx 0V$ (nếu nuôi bằng nguồn E_{cc} thì $U_{min} = -U_{rmax}$).

Trigơ RS là loại trigơ có hai lối vào R và S và hai lối ra Q và $\overline{Q}$. Lối vào S(set) là lối vào xác lập, lối vào R (reset) là lối vào xoá. Hoạt động

của nó như một yếu tố có hai trạng thái cân bằng bền. Do trong mạch có phản hồi dương khép kín, đầu ra Q nhận hai giá trị logic 1 và 0.

Logic 1 là mức thế cao. H tương ứng 5V (họ TTL)

Logic 0 là mức thế thấp. L tương ứng với 0V

Hoạt động của nó tuân theo bảng chân lý dưới đây :

S	Q	Q	$\overline{Q}$
0	0	không đổi	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	không xác định	

Bảng chân lý của trigơ RS

Đây là loại trigơ tác động bằng mức thế 0. Từ bảng chân lý, hoạt động của trigơ RS được giải thích như sau :

Khi S = 0 (= 0V) R = 0 (= 0V) thì Q và $\overline{Q}$ vẫn giữ nguyên trạng thái, nghĩa là nếu Q = 0(0V) nó vẫn giữ nguyên trạng thái Q = 0 còn nếu Q= 1, nó vẫn giữ nguyên trạng thái 1(= 5V) đó.

Mode hoạt động của IC555 mắc theo sơ đồ hình 5.26.a được mô tả sau đây :

Giả sử sơ đồ đang hoạt động ổn định, tụ C đang nạp điện. Khi C nạp đến thời điểm Uc = $2/3E_{cc}$ (chính xác là vượt qua $2/3E_{cc}$ một chút) lối ra của bộ so sánh (1) là U_{rmax} nên S = 1 (≈ 5V), còn lối ra của bộ so sánh (2) là U_{rmin} nên R = 0 (≈ 0V). Theo bảng chân lý của trigơ RS thì Q = 1(≈ 5V). Qua cửa đảo (4) xung lối ra ở chân 3 của IC555 là 0 (≈ 0V). Lối ra Q đồng thời tác dụng vào transistor T, làm cho T thông bão hoà, thế ở chân 7 (của 555) sẽ xấp xỉ 0V. Tụ C lại phóng qua R_2. Khi C phóng qua U_c giảm từ $2/3E_{cc}$ xuống, đến thời điểm $U_c = 1/3E_{cc}$ (thấp hơn một chút nữa) thì mạch lại chuyển trạng thái. Lối ra của bộ so sánh (2) là U_{rmin} nên S = 0(≈ 0V), còn lối ra bộ so sánh (1) là U_{rmax}, nên R =1 (≈ 5V). Theo bảng chân lý thì Q = 0 (≈ 0V), lối ra chân 3 của IC555 là mức 1 (≈ 5V). Q tác động vào T làm nó cấm, thế ở chân 7 của IC555 tăng đến $+E_{cc}$, tụ C

lại nạp. Quá trình cứ tiếp diễn, tụ C phóng nạp giữa hai mức thế $E_{cc}/3$ và $2E_{cc}/3$, tạo ra dao động ở trong mạch. Mạch này tạo ra đồng thời xung vuông (chân 7 của IC555) và xung răng cưa trên tụ C (chân 2 của 555). Nếu phân tích chi tiết hơn thì lối ra của hai bộ so sánh chỉ chuyển lên mức logic 1 (≈5V) trong thời gian ngắn, nhưng cũng đủ làm trigơ smit chuyển trạng thái. Dạng xung ra tại các chân của IC555 vẽ ở hình 5.26.b.

Thời gian C nạp điện $t_{x1} = 0,685\ (R_1 + R_2)C$

Thời gian C phóng điện $t_{x2} = 0,685C.R_2$

Chu kỳ xung $T = 0,685(R_1 + 2R_2)C$ (5.20)

Tần số dao động $f = 1,46/(R_1 + 2R_2)C$ (5.21)

Giới hạn linh kiện $1K < R_1, R_2 < 3M$

$500pF < C <$ hàng nghìn μF

5.9. BỘ HẠN CHẾ BIÊN ĐỘ VÀ MẠCH GHIM ĐIỆN ÁP

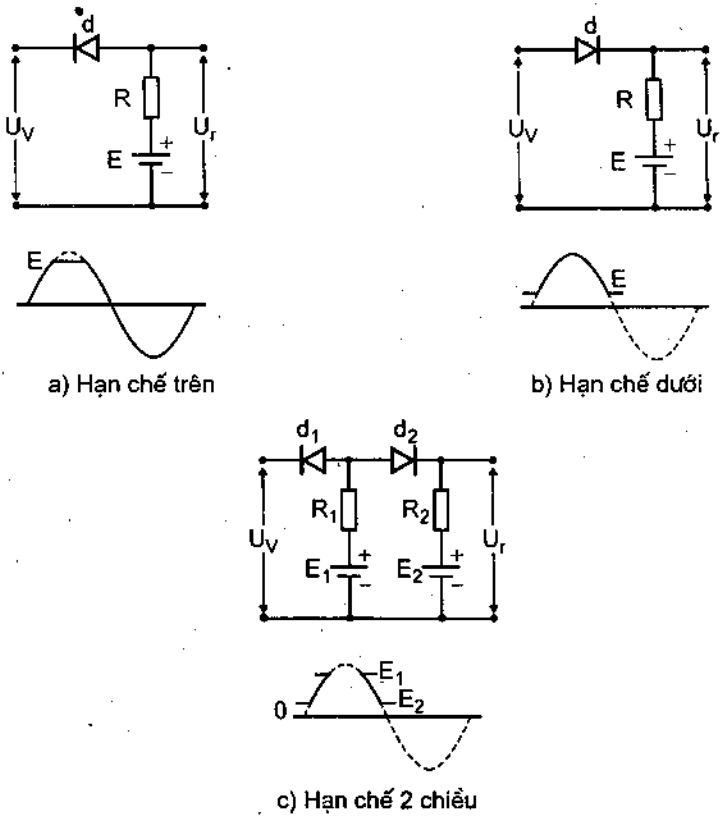
5.9.1. Bộ hạn chế biên độ

Bộ hạn chế biên độ là một tứ cực mà thế ra giữ giá trị không đổi, khi thế lối vào lớn hơn một giá trị u_1 giới hạn nào đó, gọi là hạn chế trên, hoặc thế vào nhỏ hơn giá trị giới hạn u_2 là hạn chế dưới. Trường hợp hạn chế cả hai phía là khi u_v nhỏ hơn u_1 và lớn hơn u_2.

Các bộ hạn chế dùng để tạo xung vuông từ dao động hình sin, hoặc sửa dạng xung của các máy phát đa hài, v.v...

Bộ hạn chế biên độ có thể sử dụng diode hoặc transistor. Bộ hạn chế dùng transistor ngày nay được chế tạo thành các cửa đảo trong các mạch tích hợp rất tiện lợi. Do đó ở đây ta chỉ xét bộ hạn biên (hạn chế biên độ) sử dụng các diode.

Sơ đồ bộ hạn biên dùng diode mắc nối tiếp được trình bày ở hình 5.27. Gọi R_d^+ là trở của diode khi thông và R_d^- là trở khi d cấm. Để sơ đồ thực hiện được hạn chế biên độ, cần chọn trở R thoả mãn điều kiện sau :



HÌNH 5.27. Sơ đồ hạn chế nối tiếp và dạng tín hiệu ra (đường liền nét), tín hiệu vào là dạng sin (đường chấm chấm)

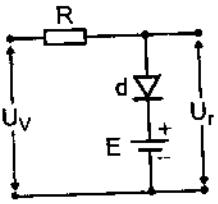
$$R_d^- >> R >> R_d^+ \qquad (5.22)$$

Đối với sơ đồ hình 5.27.a, khi $U_v > E$, d cấm. Vì $R_d^- >> R$ nên $U_r = E$. Khi $U_v < E$, d thông, $R_d^+ << R$, $U_r = U_v$. Tín hiệu bị cắt bỏ phần từ E trở lên. E là mức hạn chế và bộ hạn chế là hạn chế trên.

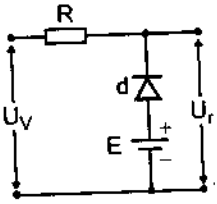
Đối với sơ đồ hình 5.27.b, khi $U_v > E$, d thông, $R_d^+ << R$, $U_r = U_v$ còn khi $U_v < E$, d cấm, $U_r = E$. E là mức hạn chế tín hiệu lối ra bị cắt phần từ E trở xuống, bộ hạn chế là hạn chế dưới.

Đối với sơ đồ hình 5.27.c, là sơ đồ hạn chế 2 chiều. Điều kiện để sơ đồ hoạt động được là $E_1 > +E_2$, $R_1 << R_2$. Khi $U_v > E_1$, d_1 cấm, $U_1 = E_1$, d_2 thông. Vì $R_1 << R_2$ nên $U_r = E_1$. Khi $E_1 > U_v > +E_2$, d_1 thông, $U_2 = U_1 = U_v$. Khi $U_v < +E_2$ thì d_1d_2 cùng cấm, $U_r = E_2$. E_1 là mức hạn chế trên, $-E_2$ là mức hạn chế dưới.

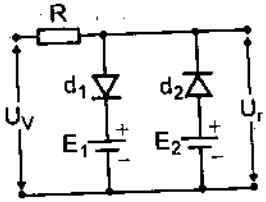
Khảo sát bộ hạn chế diode song song hình 5.28



a) Hạn chế trên



b) Hạn chế dưới



c) Hạn chế 2 chiều

HÌNH 5.28. Sơ đồ hạn chế diode song song

Điều kiện để sơ đồ hạn chế được vẫn là điều kiện (5.22) với sơ đồ hình 5.28.a, khi $U_v < E$ d cấm, $U_r = U_v$, khi $U_v > E$ d thông $U_r = E$. E là mức hạn chế, bộ hạn chế là hạn chế trên.

Tương tự sơ đồ hình 5.28.b, khi $U_v < E$, d thông $U_r = E$, khi $U_v > E$, d cấm, $U_r = U_v$. Sơ đồ là hạn chế dưới ở mức E.

Sơ đồ hình 5.28.c là bộ hạn chế 2 chiều. Để mạch hoạt động được thì $E_1 > E_2$.

Khi $U_v > E_1$, d_1 thông, d_2 cấm, $U_r = E_1$, khi $E_1 > U_r > E_2$ cả d_1, d_2 cùng cấm, $U_r = U_v$, khi $U_v < E_2$, d_1 cấm, d_2 thông $U_r = E_2$. Mức hạn chế trên là E_1, mức hạn chế dưới là E_2. Tín hiệu lối vào có dạng hình sin, tín hiệu lối ra có dạng hình 5.27.

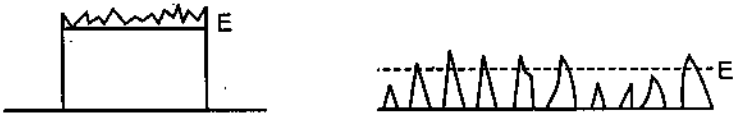
Ứng dụng bộ hạn chế biên độ

Bộ hạn chế biên độ dùng để tạo xung vuông từ dao động hình sin (như khối lượng khảo sát ở trên). Trong bộ hạn chế hai chiều nếu chọn $E_1 = |-E_2|$ và đảo chiều của E_2 trong sơ đồ, ta sẽ được bộ tạo xung vuông cân xứng. Tuy nhiên ngày nay người ta rất ít sử dụng bộ hạn chế diode để tạo xung. Các mạch tạo xung từ dao động hình sin, thường dùng các bộ so sánh, trigơ smit và các cửa đảo thuận tiện và hiệu quả hơn.

Dùng bộ hạn chế để sửa tín hiệu xung do các máy phát đa hài, máy phát phantactron tạo ra. Tín hiệu này thường bị biến dạng ở đỉnh xung. Dùng bộ hạn chế để cắt bỏ phần biến dạng ở đỉnh xung, tạo ra xung vuông.

Dùng trong các mạch chống nhiễu : Khi xung vuông truyền từ nơi này sang nơi khác, bị can nhiễu làm cho đỉnh xung bị biến dạng hình 5.29.a. Khi dùng các xung này tác động vào các mạch xung, như bộ đếm, các mấp mô ở đỉnh xung này có thể gây ra sự chuyển trạng thái không mong muốn. Bộ đếm hoạt động sai lệch. Dùng bộ hạn chế trên để cắt bỏ các mấp mô đó đi.

Trong trường hợp các tín hiệu hữu ích (1), (2), (3) trong hình 5.29.b khi truyền trong không gian (radar) bị can nhiễu. Khi thu cần cắt bỏ can nhiễu, bằng cách dùng bộ hạn chế dưới. Tín hiệu sau khi cắt chỉ còn lại tín hiệu hữu ích.



a) Dùng hạn chế trên cắt phần mấp mô ở mức E

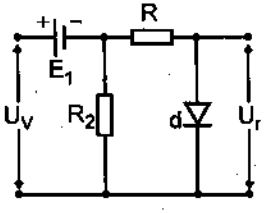
b) Dùng hạn chế dưới cắt bỏ can nhiễu dưới mức E

HÌNH 5.29. Dùng hạn chế loại bỏ can nhiễu

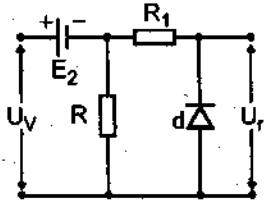
5.9.2. Bộ ghim điện áp

Bộ ghim điện áp là mạch điện có tín hiệu lối ra giống hệt tín hiệu lối vào, nhưng bị ghim ở một mức điện áp nào đó.

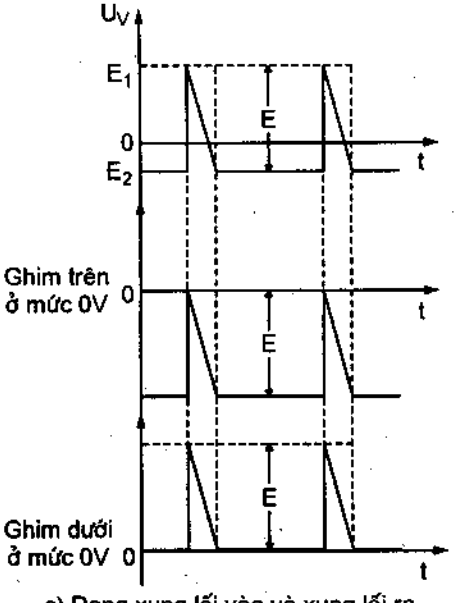
Sơ đồ hình 5.30 là bộ ghim điện áp



a) Bộ ghim trên



b) Bộ ghim dưới



c) Dạng xung lối vào và xung lối ra

HÌNH 5.30. Bộ ghim điện áp và dạng thế vào và thế lối ra

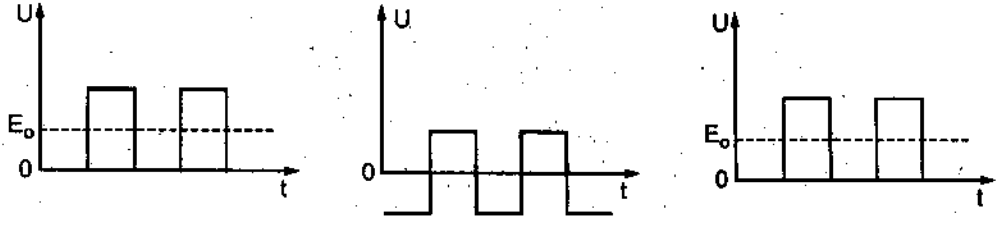
Sơ đồ hình 5.30.a là bộ ghim điện áp phía trên nếu $R_1 = 0$. Trong mạch R_1 và d là bộ hạn chế song song. Trong mạch mắc thêm tụ C và R_2. Giả sử $R_1 = 0$ và R_2 có trị số rất lớn : $R_2 >> R_{d+}$, và giả sử xung lối vào là chuỗi xung có đỉnh xung ở mức E_1, và đáy xung ở mức $-E_2$, chiều cao của xung là $E = E_1 + |E_2|$.

Khi tác động U_v ở lối vào, khi $U_v > 0$ thì diode d thông C nạp nhanh qua d với hằng số thời gian $T_n = CR_d^+$. Giả sử C nạp hoàn toàn, tức là nạp đến E_1 (chọn C đủ nhỏ). Khi xung lối vào $U_v < 0$, d cấm, C phóng rất chậm qua R_2 với $T_p = CR_2$. Nếu R_2 rất lớn, thế trên tụ C giảm rất ít (không đáng kể). Thế trên C giữ ở giá trị gần bằng E_1. Bắt đầu từ xung tiếp theo, thì khi $U_v = E_1$, d thông và $U_r = 0$, còn khi $U_v < E_1$ thì d cấm và $U_r = U_v$. Kết quả là tín hiệu lối ra giống hệt tín hiệu lối vào, nhưng đỉnh bị ghim ở mức 0. Bộ ghim điện áp như vậy gọi là ghim trên và mức ghim là 0V. Nếu muốn ghim ở mức thế nào đó, chỉ cần mắc nối tiếp với d nguồn thế đó. Nhưng mức thế cần ghim không được vượt quá E_1.

Sơ đồ hình 5.30.b là bộ ghim điện áp dưới khi cho $R_1 = 0$ và R_2 rất lớn. Lý luận tương tự, khi $U_v < 0$, d thông và $U_r = 0$, C nạp nhanh qua d, đến giá trị $-E_2$. Khi $U_v > 0$ d cấm C phóng chậm qua R_2 và thế $U_r = U_v$. Kết quả là trên C tồn tại thế $-E_2$ như hình vẽ. Từ lúc này, d chỉ thông khi $U_v < -E_2$ và $U_r = 0$, còn khi $U_v > E_2$, d cấm, $U_r = U_v$. Thế lối ra hoàn toàn giống thế lối vào, nhưng đáy xung bị ghim ở mức 0. Bộ ghim điện áp như vậy gọi là ghim dưới và mức ghim là 0V.

Ứng dụng của bộ ghim điện áp có rất nhiều, chỉ nêu vài ứng dụng sau đây :

Dùng để khôi phục thành phần một chiều trong kỹ thuật truyền hình. Tín hiệu của cùng một ảnh thu ngoài trời, lúc râm và lúc nắng phông sáng khác nhau. Phông sáng tạo nên thành phần biến đổi chậm (một chiều) trong phổ của tín hiệu ảnh có chứa thành phần một chiều. Khi truyền qua tụ điện hoặc biến thế, thành phần một chiều sẽ mất. Để khôi phục lại thành phần một chiều ta dùng mạch ghim dưới ở mức 0V. Minh hoạ ở hình 5.31.



a) Xung có chứa thành phần 1 chiều E_o

b) Khi truyền qua sẽ mất E_o

c) Tín hiệu được ghim dưới ở 0V

HÌNH 5.31. Dùng bộ ghim dưới ở mức 0V để khôi phục thành phần 1 chiều

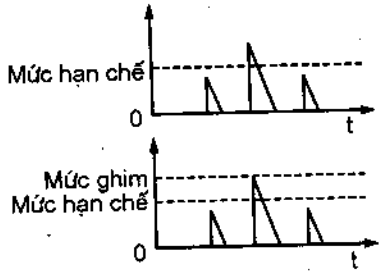
– Chọn xung theo biên độ : Chẳng hạn cần chọn 1 xung trong 3 xung, ta dùng một bộ hạn chế dưới cắt bỏ 2 xung như hình 5.32 khuếch đại. Có thể xảy ra 3 trường hợp :

Với hệ số khuếch đại k như thiết kế, việc chọn xung được thực hiện hình 5.32.a.

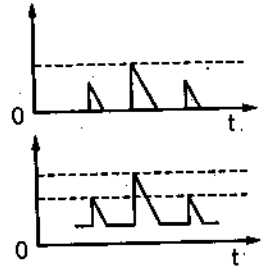
Nếu vì lý do nào đó, hệ số khuếch đại k bị giảm, cả 3 xung đều giảm biên độ. Mạch hạn chế sẽ cắt cả 3 xung mà không chọn được xung nào hình 5.32.b.

Nếu k quá lớn, biên độ của 3 xung đều lớn hơn mức hạn chế. Kết quả sau khi hạn chế vẫn tồn tại cả 3 xung hình 5.32.c.

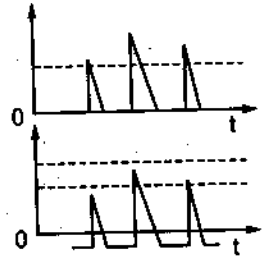
Nếu dùng bộ ghim trên, với mức ghim bằng xung cao nhất.



a) K đúng như tính toán



b) K giảm so với tính toán



c) K tăng so với tính toán

HÌNH 5.32

5.10. MÁY PHÁT BLOCKING

5.10.1. Khái niệm về máy phát Blocking

Máy phát Blocking là loại máy phát tích thoát sử dụng một transistor và mạch phản hồi dương là biến thế. Máy phát Blocking còn có tên là máy phát dao động nghẹt vì máy chỉ phát trong một thời gian ngắn rồi ngừng hoạt động trong một thời gian dài. Transistor hoạt động trong chế độ phát xạ xung, nó chỉ thông trong thời gian ngắn và cấm trong thời gian dài. Vì vậy dòng I_c có thể sử dụng lớn gấp (10÷100) lần dòng định mức, độ toả nhiệt trên transistor bình thường như chế độ định mức. Nó có thể

tạo ra công suất xung cực lớn vì biến thế dự trữ năng lượng trong thời gian dài. Đây là đặc điểm của Blocking, máy phát đa hài không thể hoạt động ở chế độ phát xạ xung vì dùng 2 transistor. Ở máy phát đa hài, nếu cho một transistor hoạt động ở chế độ phát xạ xung thì transistor còn lại phải hoạt động ở chế độ phát xạ liên tục, không cho phép dùng dòng lớn. Vì hoạt động ở chế độ phát xạ xung, Blocking có thể tạo ra những xung rất ngắn, độ rộng thời gian phát xung chỉ từ (0,1÷1) μs, công suất xung phát xạ là lớn, nên thường được dùng làm xung khởi động trong các hệ điều khiển cần công suất lớn, trong radar v.v...

Một đặc điểm khác nữa của Blocking so với đa hài là yếu tố dự trữ năng lượng vừa là điện cảm, biến thế và tụ điện, còn đa hài chỉ là tụ điện. Do đó Blocking có thể tạo ra dao động đa dạng, có thể dạng hình sin, có thể là xung vuông, xung tam giác. Thời gian hãm xung có thể biến đổi trong phạm vi rất rộng, nên được ứng dụng làm mạch quét dòng trong TV, và nhiều ứng dụng khác.

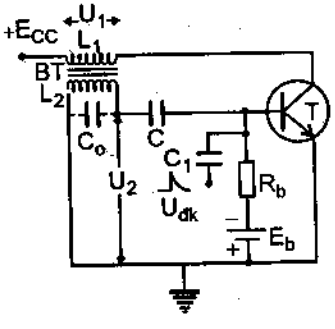
Sơ đồ mạch điện của Blocking rất giống với máy phát cao tần LC kiểu hỗ cảm, vì cùng dùng mạch phản hồi dương là biến thế. Nhưng ở máy phát cao tần, để tạo ra dao động hình sin, hệ số phản hồi chỉ vừa đủ để thoả mãn điều kiện tự kích KF ≥ 1. Thường hệ số phản hồi F ≈ 1/3 hoặc nhỏ hơn nữa. Nhưng ở Blocking, hệ số F ≥ 2, vì vậy Blocking còn được gọi là mạch dao động siêu ghép (siêu liên kết). Chính vì vậy mà KF ≥ 1 và các quá trình đột biến xảy ra rất nhanh. Đây là một trong những điều kiện giúp Blocking tạo ra các xung hẹp.

Nhược điểm của máy phát Blocking là tần số kém ổn định. Có thể xem độ ổn định tần số của nó là kém nhất trong các loại máy phát. Tần số của nó phụ thuộc rất nhiều vào thế mở của transistor, và độ dốc đặc trưng $I_c(U_{BE})$.

Biến thế xung là yếu tố phi tuyến rất phức tạp, phức tạp cả về cấu tạo và khảo sát tính toán.

5.10.2. Blocking trong chế độ đợi

Máy phát trong chế độ đợi được trình bày ở hình 5.33.a. Trong chế độ đợi, blocking có một trạng thái bền và một trạng

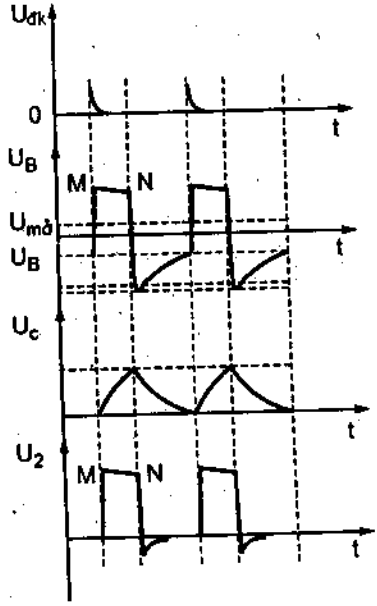


HÌNH 5.33a. Sơ đồ máy phát Blocking ở chế độ đợi

thái động. Sơ đồ gồm tầng khuếch đại biến thế và biến thế BT có L_2 nối với lối vào của transistor T tạo ra mạch phản hồi dương mạnh ($L_2 > L_1$). Tụ điện C_0 là tụ ký sinh giữa hai đầu biến thế (đó là điện dung giữa các vòng dây, các lớp dây tạo thành) có trị số nhỏ. Tụ điện C là tụ dự trữ năng lượng có trị số lớn. R_b là trở phân cực base. E_b là nguồn âm đưa vào để tạo ra chế độ đợi, nó làm cho T bị cấm, tương ứng với trạng thái bền. Hoạt động của blocking có thể chia làm bốn giai đoạn :

– Giai đoạn đột biến lần thứ nhất : Khi đóng mạch điện, T cấm do E_b đặt thế âm vào base $U_b = -E_b$, $U_c = 0$ và $U_2 = 0$. Khi tác dụng một xung điều khiển U_{dk} dương có biên độ đủ lớn làm cho $U_b > U_{mở}$, T thông và trong mạch xảy ra đột biến (vì thoả mãn điều kiện tự kích và với độ phản hồi dương lớn) lần thứ nhất. Trong quá trình này, tụ C không kịp nạp điện do đó U_c vẫn bằng không (vì C có trị số lớn) còn C_0 nạp nhanh (do C_0 có trị số nhỏ). Quá trình này sẽ dừng lại khi $U_B = U_{BM}$, tương ứng với lúc dòng collector bị bão hoà. Độ dốc S giảm xuống xấp xỉ bằng không, K giảm và hệ không thoả mãn điều kiện tự kích. Thời gian quá trình đột biến là do tụ C_0 quyết định vì tốc độ tăng của U_2 phụ thuộc vào tốc độ nạp của C_0. Muốn quá trình đột biến xảy ra nhanh để tạo ra các xung cực ngắn thì C_0 phải nhỏ. Để giảm C_0, cuộn L_2 phải được cuốn theo kiểu tổ ong, tức là các vòng dây liên tiếp không được song song mà phải cắt nhau.

– Giai đoạn biến đổi chậm lần thứ nhất : Đây là trạng thái động của blocking. Khi $U_B = U_{BM}$, quá trình đột biến kết thúc và bắt đầu quá trình biến đổi chậm lần thứ nhất. Trong quá trình này $I_C \approx$ constant, nên biến thế không hoạt động. Nhưng năng lượng dự trữ trong L_2 làm cho U_2 hầu như không đổi. Trong quá trình này C_0 phóng điện còn tụ C nạp nhanh với hằng số $\tau_n = C.R_{BE}$ nhỏ vì T thông và có dòng I_B lớn. U_C nạp U_2 không đổi làm cho U_{BE} giảm. Khi $U_{BE} = U_N$,



HÌNH 5.33 b. Dạng tín hiệu tại các điểm trên sơ đồ

transistor được kéo ra khỏi vùng bão hoà, độ dốc tăng, hệ thoả mãn điều kiện tự kích và kết thúc quá trình biến đổi chậm lần thứ nhất và bắt đầu giai đoạn đột biến lần thứ hai. Thời gian kéo dài của đỉnh xung (từ t_M đến t_N) do điện cảm L của biến thế, đã quy đổi về thứ cấp, và tụ C.

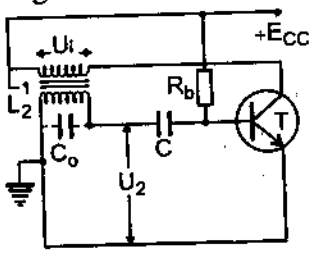
– Giai đoạn đột biến lần thứ hai : Khi $U_{BE} = U_N$, T được kéo ra khỏi chế độ bão hoà, độ dốc $S \neq 0$, transistor có độ khuếch đại đủ lớn. Lúc đó hệ thoả mãn điều kiện tự kích và trong hệ xuất hiện đột biến lần thứ hai. Đột biến xảy ra khi dòng collector giảm, tức là dòng qua L_1 giảm, U_2 giảm và U_{BE} giảm, còn U_C giữ nguyên. Giai đoạn đột biến kết thúc khi $U_{BE} < U_{mở}$ và T bị cấm.

– Giai đoạn biến đổi chậm lần thứ hai : Khi T bị cấm, quá trình đột biến kết thúc và blocking bắt đầu quá trình biến đổi chậm lần thứ hai. Lúc này blocking ở trạng thái bền. Bắt đầu quá trình biến đổi chậm U_{BE} có điện thế âm rất lớn. Nó gồm thế trên tụ C và thế U_2. Phần thế U_2 giảm nhanh do C_0 phóng điện. Còn thế U_C giảm chậm do C phóng chậm qua R_b (có giá trị lớn) với $\tau_p = C.R_b$. Quá trình phóng của C kết thúc khi $U_C = -E_b$. Hệ ở trạng thái đợi. Muốn hệ chuyển trạng thái, phải tác động vào hệ một xung điều khiển dương U_{dk}.

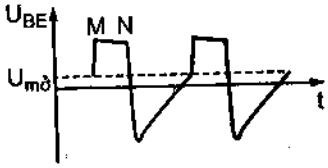
5.10.3. Blocking trong chế độ tự dao động

Trong chế độ này blocking có hai trạng thái cân bằng động. Một trạng thái ứng với T thông và một trạng thái ứng với T cấm. Sơ đồ máy phát blocking tự dao động dẫn ra ở hình 5.34.a. Trong sơ đồ này R_b được nối lên nguồn $+E_{CC}$. Do vậy khi nối nguồn nuôi E_{CC}, T thông. Hệ cũng hoạt động giống như blocking chờ đợi và gồm có bốn giai đoạn. Giả sử khi nối nguồn nuôi, hệ ở giai đoạn đột biến lần thứ nhất. Hoạt động của hệ sẽ tiếp tục qua giai đoạn biến đổi chậm lần thứ nhất và đột biến lần thứ hai giống như blocking đợi. Sự khác nhau giữa blocking tự dao động và blocking đợi chỉ ở quá trình biến đổi chậm lần thứ hai. Bắt đầu quá trình này T cấm và U_{BE} cũng có giá trị âm rất lớn gồm U_C cộng với U_2. U_2 giảm nhanh do C_0 phóng nhanh. U_C giảm chậm do C phóng chậm với $\tau_p = C.R_b$. U_C giảm làm cho U_{BE} tăng. Kết thúc quá trình này khi C phóng (cũng có thể coi là C nạp theo chiều ngược lại với thế $+E_{CC}$) làm cho $U_{BE} \geq U_{mở}$. Lúc này T thông và trong hệ lại xảy ra quá trình đột biến

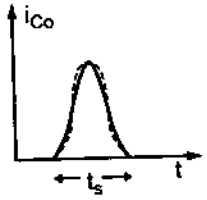
lần thứ nhất. Như vậy là quá trình biến đổi chậm lần thứ hai tương ứng với trạng thái động. Do C phóng điện làm cho hệ tự lật trạng thái mà không cần tác động của xung điều khiển.



a) Sơ đồ Blocking tự dao động



b) Dạng xung của U_{BE}



c) Dạng i_{Co} và gần đúng

HÌNH 5.34. Sơ đồ máy phát Blocking tự dao động và dạng tín hiệu

Tính toán một số thông số của xung.

Thời gian sườn xung tương ứng với U_2 từ 0 lên U_{2M} là t_S. Thời gian này do quá trình nạp điện của C_0 quyết định. Dòng i_{C_0} có dạng đường đứt nét trên hình 5.34.c và có thể coi gần đúng là hình tam giác liền nét. Kết quả tính toán sai lệch không đáng kể.

$$U_{C_0} = \frac{1}{C_0}\int_0^{t_S} i_{C_0}dt$$

Vì coi i_{C_0} có dạng tam giác nên :

$$U_{C_0} = \frac{i_{C_0\,max}t_s}{C_0}/2 = U_2$$

Gọi n là hệ số biến thế : $U_2 = nU_1 = nU_r$ (coi thế ra lấy trên collector).

$$t_s = \frac{2U_rC_0}{ni_{C_0\,max}} \qquad (5.22')$$

Từ (5.22') cho thấy muốn giảm t_S phải giảm C_0 và tăng hệ số biến thế n. Giảm C_0 bằng cách cuốn các cuộn dây biến thế theo kiểu tổ ong sao cho các vòng dây kề nhau không song song mà cắt nhau. Đến đây ta cũng thấy rằng đối với máy phát blocking cần có hệ số phản hồi dương lớn vì cần n lớn. Thông thường $n \geq 2$.

Thời gian đỉnh xung (mình xung) t_X là thời gian U_2 biến thiên từ M đến N. Gọi L là điện cảm của biến thế khi đã quy đổi về thứ cấp, khi đó

$$U_2 = L\frac{dI}{dt}$$

dòng I trong giai đoạn đột biến, coi là tuyến tính, biến đổi từ 0 đến giá trị dòng bão hoà I_H, nên :

$$U_2 = L\frac{I_H}{\Delta t} = L\frac{I_H}{t_x}$$

$$t_x = \frac{LI_H}{nU_r} \qquad (5.23)$$

Từ (5.23), nếu cho trước t_x và U_r, tính được L.

$$U_C = \frac{1}{C}\int_0^{t_x} I_B dt$$

Trong giai đoạn này, I_B từ I_{BM} đến I_{BN}, tính gần đúng

$$C = \frac{I_{BM} + I_{BN}}{2U_C}$$

Thời gian của quá trình biến đổi chậm lần thứ hai do tụ C phóng điện qua R_b quyết định. Thời gian này gọi là thời gian hồi phục t_{hp} :

$$t_{hp} = R_b C \ln\left(\frac{E_{CC} + U_C}{E_{CC} + U_{mở}}\right) \qquad (5.24)$$

Chu kỳ dao động $T = t_x + t_{hp}$. Vì $t_{hp} >> t_x$, nên $T \approx t_{hp}$.

Máy phát blocking được ứng dụng làm mạch chia tần rất thuận lợi, làm các mạch quét dòng trong TV và cũng dùng để điều khiển các mạch cần công suất lớn.

Chương 6

MẠCH PHI TUYẾN

Mạch phi tuyến là mạch có chứa phần tử phi tuyến. Khi cho một tín hiệu có phổ bất kỳ qua phần tử phi tuyến, trong hệ sẽ xuất hiện những thành phần mới. Tính chất này rất quan trọng trong kỹ thuật vô tuyến điện. Nhờ nó, có thể tạo ra các mạch cơ bản của hệ thống thông tin. Từ mạch chỉnh lưu, nắn dòng xoay chiều lưới điện thành dòng một chiều nuôi các thiết bị điện tử, các mạch đổi tần trong máy thu, đến các bộ điều chế gửi tin tức vào sóng cao tần truyền đi và bộ giải điều giúp nơi nhận, tách lấy tín hiệu khỏi sóng cao tần.

6.1. ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (ĐIỀU BIÊN)

6.1.1. Khái niệm về điều chế tín hiệu

Như ta đã biết, có thể truyền các loại tín hiệu đi xa bằng sóng điện từ. Quá trình tạo ra sóng điện từ và truyền đi từ một nguồn nào đó gọi là quá trình bức xạ. Quá trình bức xạ sóng điện từ chỉ xảy ra với các dòng cao tần. Tần số càng cao, càng dễ thực hiện phát xạ sóng điện từ. Trong kỹ thuật vô tuyến điện, thường dùng những dao động cao tần trên 30 kHz trở đi.

Trở bức xạ của antenna là R_{bx} và được tính bằng biểu thức

$$R_{bx} = \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2$$

với h là chiều cao hiệu dụng của antenna và λ là bước sóng điện từ. Antenna bức xạ tốt nhất khi $R_{bx} \approx 1$, nếu tần số của tín hiệu là 10 kHz thì antenna phải có chiều cao $h = \lambda = 30$ km, đó là điều không chấp nhận được trong thực tế. Tần số càng cao, kích thước của antenna càng giảm. Đó chính là lý do trong thực tế, người ta thường dùng sóng tần số cao.

Nhưng tin tức là tín hiệu có tần số thấp cần truyền đi. Chẳng hạn, tín hiệu âm thanh có phổ tần số từ 50 Hz ÷ 10 kHz. Ngay hình ảnh trong kỹ thuật truyền hình cũng là tín hiệu có phổ tần số từ 0 ÷ 6,5 MHz. Nói chung các tín hiệu cần truyền đi đều chứa thành phần tần số thấp. Muốn truyền những tín hiệu đó phải dịch phổ của tín hiệu về phía tần số cao. Nói cách khác là phải gửi chúng vào tín hiệu cao tần. Quá trình gửi tín hiệu vào dao động cao tần, hay quá trình dịch phổ của tín hiệu về phía tần số cao gọi là quá trình điều chế.

Giả sử có dao động cao tần

$$U = U_m \sin(\omega t + \varphi)$$

trong đó U_m là biên độ tín hiệu, ω là tần số góc, φ là pha ban đầu. Để thực hiện điều chế tín hiệu này, có thể có ba cách :

– Biến đổi biên độ U_m theo quy luật của tín hiệu tần số thấp gọi là điều biên.

– Biến đổi ω theo quy luật của tín hiệu tần số thấp gọi là điều tần.

– Biến đổi φ theo quy luật của tín hiệu tần số thấp gọi là điều pha.

6.1.2. Khái niệm điều biên

Xét tín hiệu cao tần

$$U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

với U_0, ω_0, φ_0 lần lượt là biên độ, tần số, pha ban đầu. Nếu dao động điều hòa thì U_0, ω_0, φ_0 là các hằng số. Nhưng nếu một trong ba thông số đó, chẳng hạn biên độ, thay đổi theo quy luật của tín hiệu có tần số thấp X(t) :

$$U_m = U_0 + \Delta U.X(t)$$

với ΔU là hằng số, ta sẽ có tín hiệu điều biên :

$$U_{db} = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

hay

$$U_{db} = \left[U_0 + \Delta U.X(t)\right]\cos(\omega_0 t + \varphi_0) \qquad (6.1)$$

Hàm X(t) được gọi là hàm điều, ω_0 là tần số của sóng mang cao tần, và ΔU là độ sâu điều chế.

Nếu hàm điều X(t) có dạng : $X(t) = \cos\Omega t$, thì khi đó :

$$U_{db} = U_0\left[1 + m\cos\Omega t\right]\cos\left(\omega_0 t + \varphi_0\right) \quad (6.2)$$

trong đó : $m = \dfrac{\Delta U}{U_0}$ gọi là hệ số điều biên,

Ω là tần số của hàm điều X(t) và $\Omega << \omega_0$.

Dạng tín hiệu của $X(t)$, $U(t)$ và $U_{db}(t)$ vẽ ở hình 6.1. U_m chính là bao hình của hàm điều biên U_{db}.

6.1.3. Phổ của tín hiệu điều biên

Khai triển biểu thức (6.2) và cho $\varphi_0 = 0$, ta sẽ được :

$$U_{db} = U_0\cos\omega_0 t + \frac{mU_0}{2}\cos\left(\omega_0 + \Omega\right)t + \frac{m}{2}U_0\cos\left(\omega_0 - \Omega\right)t \quad (6.3)$$

Từ (6.3) ta thấy dao động điều biên là tổng của ba dao động cao tần với tần số ω_0, $\omega_0 + \Omega$, $\omega_0 - \Omega$. Cũng từ (6.3) ta có thể vẽ được phổ của dao động điều biên hình 6.2.

Từ hình 6.2 cho thấy, quá trình điều chế thực chất là quá trình chuyển phổ tần số thấp Ω về phổ tần số cao $\omega_0 \pm \Omega$. Các tần số $\omega_0 \pm \Omega$ là tần số biên. Biên độ của dao động có tần số biên tỉ lệ với *m*. Khi không điều chế m = 0 và không tồn tại dao động biên. Khi hệ số điều biên là lớn nhất m = 1, lúc đó biên độ dao động biên sẽ bằng 1/2 biên độ sóng mang. Nếu m > 1, tức là điều chế quá mức sẽ gây méo dạng, lúc đó biên độ dao động điều biên sẽ không biến đổi theo đúng quy luật hàm điều. Trong thực tế thường chọn m = 0,4 ÷0,5 để tránh điều chế quá mức có thể xảy ra. Bề rộng phổ hàm điều biên là 2Ω. Công suất dao động điều biên cũng phụ thuộc vào m. Công suất dao động sóng mang không thay đổi và tỉ lệ với U_0^2. Công suất mỗi dao động biên là $m^2U_0^2/4$. Khi m = 1, thì công suất dao động điều biên là $3U_0^2/2$ lớn gấp rưỡi công suất sóng mang.

Trường hợp tổng quát, hàm điều là *X(t)* hàm tuần hoàn với tần số là ω_1. Lúc đó X(t) được khai triển thành chuỗi Fourie :

$$X(t) = \sum_{k=1}^{\infty} C_k\cos\left(k\omega_1 t + \varphi_k\right) \quad (6.4)$$

với *k* = 1, 2, 3... (Cho thành phần một chiều $C_0 = 0$).

Thay (6.4) vào (6.1) ta có :

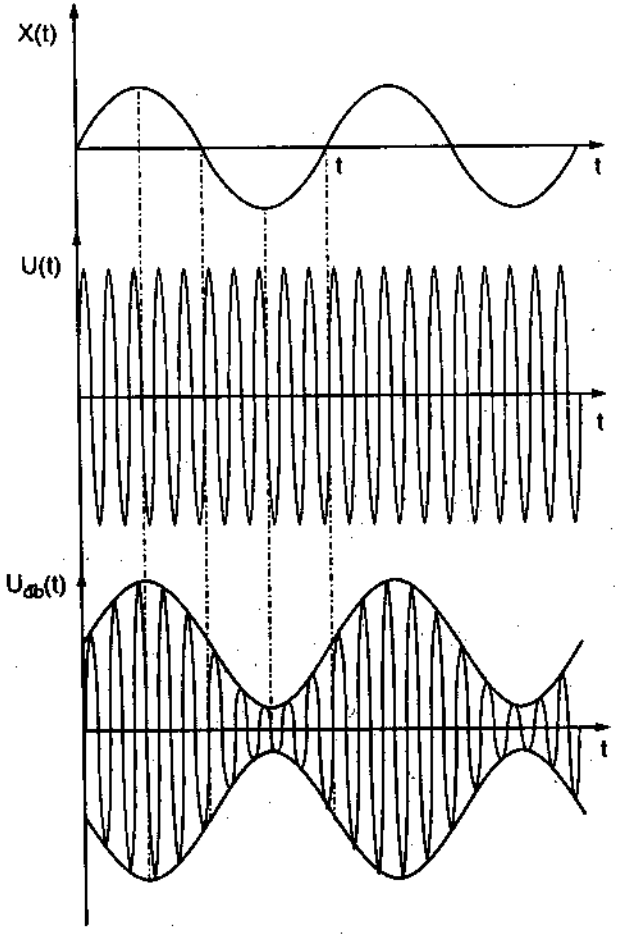
$$U_{db} = U_0\left[1 + m\sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos\left(k\omega_1 t + \varphi_k\right)\right]\cos\omega_0 t$$

Khai triển biểu thức trên ta có :

$$U_{db} = U_0\left\{\cos\omega_o t + \frac{m}{2}\sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos\left[(\omega_0 + k\omega_1)t + \varphi_k\right] + \right.$$

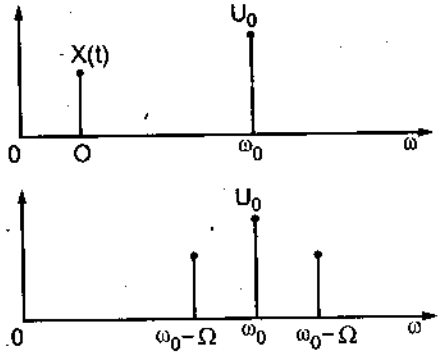
$$\left. + \frac{m}{2}\sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos\left[(\omega_0 - k\omega_1)t + \varphi_k\right]\right\} \qquad (6.5)$$

Phổ của dao động điều biên, gồm ω_0 và tổ hợp tần số $\omega_0 \pm k\omega_1$. Tổ hợp $\omega_0 \pm k\omega_1$ gọi là hai dải biên.



HÌNH 6.1. Dạng dao động X(t), U(t), U_{db}

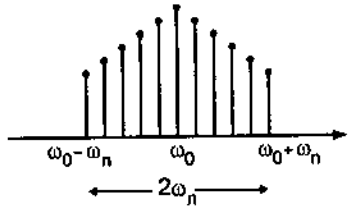
Nếu phổ hàm điều có tần số cao nhất là ω_n, thì bề rộng phổ dao động điều biên sẽ là $2\omega_n$. Phổ dao động điều biên được vẽ ở hình 6.3.



HÌNH 6.2. Phổ của dao động điều biên

Các đài phát thanh dùng để truyền tải tín hiệu âm thanh. Tần số cao nhất của phổ âm thanh ω_n = 10 kHz. Muốn các đài phát thanh không can nhiễu lẫn nhau, thì phổ của tín hiệu các đài đó không được trùng nhau. Muốn vậy tần số sóng mang của hai đài gần nhau phải cách nhau hơn $2\omega_n$, tức là các đài phát thanh phải cách nhau trên 20 kHz. Dưới đây sẽ tính toán số lượng đài phát thanh trong các dải sóng.

Băng sóng trung có tần số từ (0,5 ÷ 1,5) MHz. Tần số trung bình của băng là 1MHz. Số lượng đài phát tối đa là $10^6/(20.10^3) = 50$. Như vậy ở băng sóng trung, tối đa có thể cho phép 50 đài phát hoạt động đồng thời mà không gây ra can nhiễu.



HÌNH 6.3. Phổ hàm điều hoà

Băng sóng ngắn bao gồm tần số từ (5 ÷ 1,5) MHz có thể cho phép 500 đài cùng phát mà không gây can nhiễu. Như vậy dải sóng càng cao, số lượng đài phát càng lớn.

6.1.4. Phương pháp điều biên

Từ biểu thức (6.2) ta thấy quá trình điều biên là quá trình nhân hai dao động tần số thấp (Ω) và tần số cao (ω_0) với nhau. Giả sử có hai tín hiệu :

$$U_1 = U_0 \cos \omega_0 t$$

$$U_2 = (1 + m \cos \Omega t)$$

với $\omega_0 >> \Omega$, thì khi đó :

$$U_{db} = k.U_1U_2 \qquad (6.6)$$

Giả sử có một tứ cực mà thế ra tỉ lệ với thế lối vào $U = a.U_2$. Đồng thời có một mạch nào đó điều khiển hệ số *a* biến đổi tuyến tính theo U_1 : $a = k.U_1$, khi đó ta sẽ thực hiện được bộ điều chế biên độ. Để thực hiện điều biên có thể dùng một số mạch phi tuyến.

Mạch điều biên sử dụng yếu tố phi tuyến là diode.

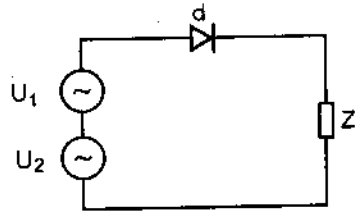
Xét mạch điện trên hình 6.4, trong đó d là yếu tố phi tuyến, có đặc trưng von–ampe

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + a_3u^3 + ... \tag{6.7}$$

Hai tín hiệu ở lối vào U_1 và U_2 có dạng :

$$U_1 = U\cos\omega_0 t$$

$$U_2 = U_{m_2}\cos\Omega t$$



HÌNH 6.4. Mạch điều biên dùng diode

với $\omega_0 >> \Omega$, ở đây ω_0 là cao tần sóng mang, Ω là tần số thấp , U_2 là tín hiệu điều chế. Thay $u = U_1 + U_2$ vào biểu thức (6.7), ta có

$$i = a_0 + a_1\left(U_1 + U_2\right) + a_2\left(U_1 + U_2\right)^2 + a_3\left(U_1 + U_2\right)^3 + ...,$$

$$i = a_0 + a_1U_1 + a_1U_2 + a_2U_1^2 + a_2U_2^2 + 2a_2U_1U_2 + a_3\left(U_1 + U_2\right)^3 + ...$$

Thực hiện các phép biến đổi đơn giản ta có

$$i = a_1U_1 + 2a_2U_1U_2 + a_0 + a_1U_2 + a_2U_1^2 + a_2U_2^2 + 2a_2U_1U_2 +$$

$$+ a_3\left(U_1 + U_2\right)^3 + ...$$

$$i = a_1U_1\left(1 + \frac{2a_2}{a_1}U_2\right) + a_0 + a_1U_2 + a_2\left(U_1^2 + U_2^2\right) + a_3\left(U_1 + U_2\right)^3 + ...$$

Đặt $\frac{2a_2}{a_1}U_{m_2} = m$, ta có

$$i = a_1U_1\left(1 + m\cos\Omega t\right) + a_0 + a_1U_2 + a_2\left(U_1^2 + U_2^2\right) + a_3\left(U_1 + U_2\right)^3 + ... \tag{6.8}$$

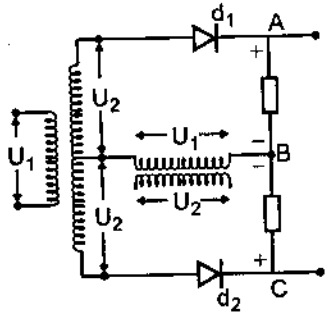
Số hạng đầu của biểu thức có dạng giống biểu thức (6.6) với $a_1 = k$.

Bây giờ nếu tách được số hạng thứ nhất của biểu thức (6.8) và lọc bỏ phần còn lại, ta sẽ được dao động điều biên U_{db}. Ta thấy số hạng thứ nhất này có thành phần phổ là ω_0; $\omega_0 \pm \Omega$. Các phần còn lại chứa các thành phần phổ Ω, 2Ω; $2\omega_0$... đều rất xa với phổ của số hạng thứ nhất. Nếu thay Z bằng một khung cộng hưởng LC song song, với tần số cộng hưởng $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, và vùng truyền qua $2\Delta\omega = 2\Omega$. Khung cộng hưởng này sẽ chỉ giữ lại tín hiệu số hạng thứ nhất và lọc bỏ tất cả các số hạng còn lại của biểu thức (6.8).

Mạch điều chế cân bằng

Sơ đồ của mạch điều chế cân bằng sử dụng hai diode được biểu diễn trên hình 6.5. Giả sử d_1 và d_2 là hai yếu tố phi tuyến có đặc trưng giống nhau

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2.$$



HÌNH 6.5. Mạch điều chế cân bằng

Ở một thời điểm t nào đó, thế đặt vào d_1 là $u_1(t) + u_2(t)$ thì thế đặt vào d_2 sẽ là $u_2(t) - u_1(t)$. Vậy dòng qua d_1 sẽ là

$$i_1 = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2.$$

Hiệu điện thế U_{AC} sẽ có giá trị

$$U_{AC} = R_1 i_1$$

Tương tự, dòng qua d_2 sẽ là

$$i_1 = a_0 + a_1(u_2 - u_1) + a_2(u_2 - u_1)^2$$

và thế U_{CB} là

$$U_{CB} = R_2 i_2.$$

Giả sử d_1 và d_2 giống nhau, $R_1 = R_2 = R$, lúc đó sơ đồ là cân xứng và :

$$U_{AB} = U_{AC} - U_{CB}.$$

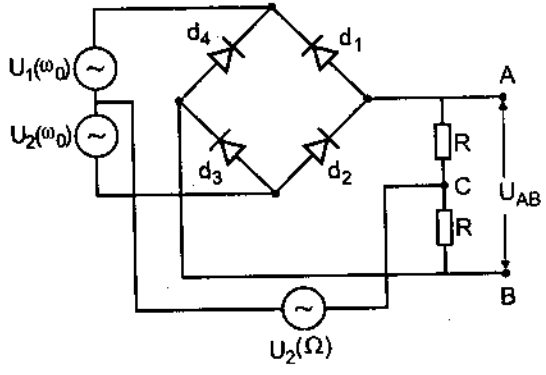
Thay các giá trị của i_1 và i_2 vào hệ thức trên, ta sẽ có

$$U_{AB} = 2Ra_2u_1 + 4Ra_2u_1u_2. \qquad (6.9)$$

Các thành phần khác tự triệt tiêu nhau, chỉ còn lại thành phần chứa tích u_1u_2 và u_1. Vì vậy ta sẽ được tín hiệu điều biên lý tưởng.

Mạch điều chế vòng

Ghép hai sơ đồ điều chế cân bằng ta sẽ được mạch điều chế vòng hình 6.6. Lý luận tương tự như trên, thế U_{AB} sẽ chỉ chứa tích u_1u_2 và u_1. Mạch điều chế vòng cho phép u_1 và u_2 biến đổi trong phạm vi rộng hơn.



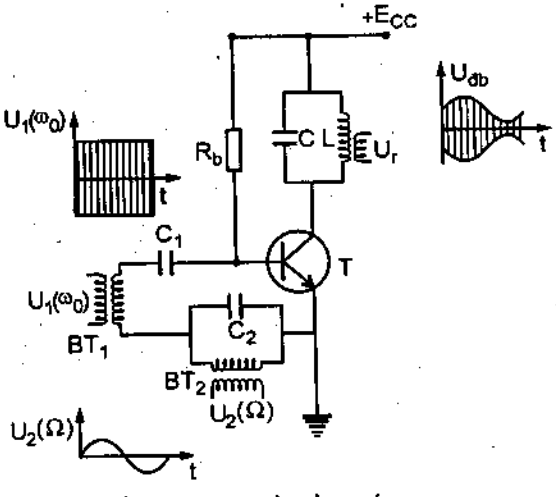
HÌNH 6.6. Sơ đồ điều chế vòng

Mạch điều chế sử dụng yếu tố phi tuyến transistor

Trong thực tế mạch điều chế thường sử dụng transistor, bởi vì ngoài việc điều chế transistor còn làm nhiệm vụ khuếch đại và tạo tín hiệu có công suất lớn. Mạch điều chế sử dụng transistor có hai loại là điều chế base và điều chế collector.

Mạch điều chế base

Sơ đồ mạch điện vẽ ở hình 6.7. Sơ đồ gồm transistor T là yếu tố phi tuyến, tín hiệu sóng mang cao tần $u_1(\omega_0)$ qua biến thế cao tần BT_1 và tín hiệu điều chế qua biến thế BT_2 vào lối vào của transistor T. Điện trở R_b dùng để xác định điểm làm việc của T ở đoạn phi tuyến bậc hai. Tụ điện C_1 là tụ truyền, C_2 là tụ lọc cao tần nhằm tránh không cho cao tần vào BT_2. Khung cộng hưởng làm mạch lọc, chọn ba thành phần phổ của hàm điều biên và lọc bỏ các thành phần phổ khác.



HÌNH 6.7. Sơ đồ điều chế base

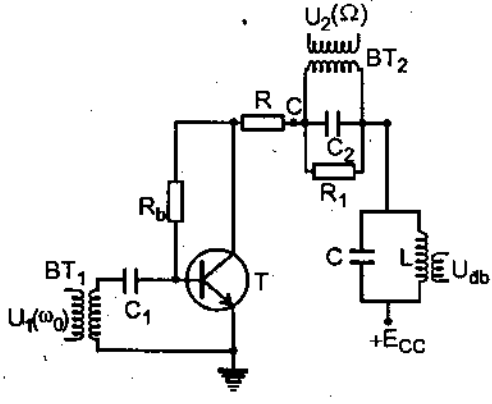
Hoạt động của sơ đồ dựa vào đặc trưng phi tuyến $I_B(U_{BE})$ (cũng có thể coi là đặc trưng phi tuyến của $I_C(U_{BE})$ vì $I_C = \beta I_B$. Như vậy việc điều chế ở đây giống với điều chế bằng diode, trong đó lớp tiếp giáp base–emitter đóng vai trò của một diode. Transistor làm nhiệm vụ khuếch đại. Chứng minh tương tự như điều chế bằng diode, ta thu được dòng I_B cũng như I_C có chứa các thành phần phổ : Ω, ω_0, 2Ω, $2\omega_0$, $\omega_0 \pm \Omega$. Nếu chọn thông số LC của khung có tần số cộng hưởng :

$$\omega_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0$$

và có vùng truyền qua $2\Delta\omega = 2\Omega$, thì trong khung sẽ chỉ tồn tại ba thành phần phổ ω_0 và $\omega_0 \pm \Omega$, còn các thành phần khác sẽ bị loại bỏ. U_r sẽ là hàm điều biên. Điều chế base có ưu việt là tín hiệu vừa được điều chế và vừa được khuếch đại. Tín hiệu điều chế $u_2(\Omega)$ chỉ cần công suất nhỏ (vì I_B nhỏ). Tuy nhiên với cách điều chế này, chỉ có thể sử dụng hệ số điều chế m nhỏ ($m \approx 0{,}25$). Khi m lớn sẽ gây méo tín hiệu điều biên vì vùng phi tuyến hẹp. Hơn nữa tín hiệu điều biên thường có công suất nhỏ, cần qua các tầng khuếch đại công suất. Để bảo đảm tín hiệu không méo thì hệ số m phải đủ nhỏ.

Mạch điều chế collector

Để thực hiện điều chế collector, ta sẽ sử dụng đặc trưng phi tuyến $I_C(U_{CE})$. Để tránh phải sử dụng các tầng khuếch đại tín hiệu đã điều chế (U_{db}), điều chế collector thường được sử dụng ở tầng công suất cuối cùng của máy phát. Sơ đồ mạch được dẫn ra ở hình 6.8.



HÌNH 6.8. Sơ đồ điều chế collector

Hoạt động của sơ đồ được trình bày sau đây. Tín hiệu cao tần sóng mang cao tần $u_1(\omega_0)$ đưa qua biến thế BT_1 truyền qua tụ C_1 vào base của transistor. Tín hiệu này được khuếch đại lên và tạo ra ở collector hoặc trên trở R một thế sóng

mang ω_0 có biên độ lớn hơn $u_1(\omega_0)$ ở lối vào. Tín hiệu $u_2(\Omega)$ đưa qua biến thế BT_2 vào mạch collector. Dựa vào đặc trưng phi tuyến của $I_C(U_{CE})$, ta cũng rút ra được dòng I_C có phổ phức tạp như các trường hợp trên. Khung cộng hưởng LC có tần số cộng hưởng $\omega_{ch} = 1/\sqrt{LC} = \omega_0$ và có vùng truyền qua $2\Delta\omega = 2\Omega$ sẽ lọc lấy ba thành phần phổ ω_0 và $\omega_0 \pm \Omega$ và loại bỏ các thành phần khác. Tín hiệu lối ra chính là $U_{đb}$. Trong mạch điện có sử dụng trở *R* để bạn đọc dễ thấy rằng trong mạch collector có hai tín hiệu là $u_1(\omega_0)$ và $u_2(\Omega)$ mắc nối tiếp. Trong thực tế không cần mắc thêm điện trở *R* bởi vì thế trên collector chính là $u_1(\omega_0)$ được khuếch đại lên. Tụ C_1 dùng để đoản mạch thành phần cao tần ω_0 không cho thành phần này lọt vào BT_2. Điện trở R_1 dùng để khử các dao động ký sinh có thể xảy ra, ảnh hưởng đến tín hiệu.

Điều chế collector, tránh được các nhược điểm của điều chế base, có thể sâu đến mức $m \approx 0,4$ và hơn nữa. Nhưng nhược điểm của phương pháp này là phải dùng biến thế công suất BT_2. Công suất của biến thế này phải bằng công suất của tín hiệu điều biên. Thế lối ra của biến thế cũng phải đủ lớn mới có thể thực hiện được điều chế này. Vì vậy phương pháp này chỉ dùng cho các trạm phát cố định cần chất lượng cao.

6.2. ĐIỀU TẦN, ĐIỀU PHA

6.2.1. Khái niệm về điều tần, điều pha

Giả sử có dao động cao tần điều hoà :

$$U(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

với U_0, ω_0, φ_0 là các hằng số. X(t) là tín hiệu có tần số thấp.

Nếu ta giữ nguyên U_0 và làm cho tần số của dao động cao tần biến đổi theo quy luật của X(t) ta sẽ có tín hiệu điều tần. Tần số của tín hiệu điều tần có dạng :

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega.X(t).$$

Tín hiệu điều tần sẽ có dạng :

$$U_{đt} = U_0 \cos\left[\left(\omega_0 + \Delta\omega.X(t)\right)t + \varphi_0\right] \qquad (6.10)$$

Nếu ta giữ nguyên U_0 và cho pha của dao động biến thiên theo quy luật của X(t) ta sẽ có tín hiệu điều pha. Pha của tín hiệu khi đó sẽ là :

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi.X(t)$$

Tín hiệu điều pha sẽ có dạng :

$$U_{dp} = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \varphi(t)\right) = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi.X(t)\right] \qquad (6.11)$$

Ta đã thấy rằng đối với hàm điều biên thì X(t) là một thừa số nhân với U(t). Còn đối với trường hợp điều tần và điều pha ở đây thì X(t) nằm trong đối số của hàm cosine. Theo định nghĩa

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$$

cho nên đối với tín hiệu điều pha tần số góc $\omega(t)$ biến đổi theo quy luật :

$$\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \omega_0 + \Delta\varphi.\frac{dX(t)}{dt} \qquad (6.12)$$

Như vậy là khi điều pha, tần số bị thay đổi tỷ lệ với đạo hàm bậc nhất của X(t) theo thời gian.

Đối với tín hiệu điều tần, ta có thể viết :

$$U_{dt} = U_0 \cos\varphi(t)$$

với $\varphi(t)$ là pha tức thời của dao động. Cũng từ định nghĩa của tần số góc $\omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}$, ta có thể tìm biểu thức của pha $\varphi(t)$ và hàm U_{dt} như sau :

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t)\,dt = \int_0^t \left[\omega_0 + \Delta\omega.X(t)\right]dt$$

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t X(t)\,dt + \text{const},$$

$$U_{dt} = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \Delta\omega \int_0^t X(t)\,dt + \text{const}\right] \qquad (6.13)$$

Như vậy, khi điều tần không những tần số biến đổi mà cả pha của tín hiệu cũng biến đổi tỷ lệ với tích phân của hàm điều X(t) theo thời gian t.

Từ những phân tích trên, ta thấy điều tần và điều pha có quan hệ với nhau. Chỉ cần cho tín hiệu điều tần qua mạch vi phân ta sẽ nhận được tín hiệu điều pha, còn khi cho tín hiệu điều pha qua mạch tích phân ta sẽ nhận được tín hiệu điều tần.

6.2.2. Phổ của tín hiệu điều tần, điều pha

Xét hàm điều có dạng :

$$X(t) = \cos \Omega t$$

Thay hàm này vào (6.10) và (6.11) ta có :

$$U_{dt} = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin \Omega t + \varphi_0\right] \quad (6.14)$$

$$U_{dp} = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \Delta\varphi.\cos \Omega t + \varphi_0\right) \quad (6.15)$$

Đặt $\beta = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ là hệ số điều tần và $\Delta\varphi$ là hệ số điều pha.

Phổ của dao động điều tần

Để đơn giản ta coi $\varphi_0 = 0$, biểu thức (6.14) sẽ có dạng :

$$U_{dt} = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t\right)$$

$$= U_0\left[\cos\left(\omega_0 t\right).\cos\left(\beta \sin \Omega t\right) - \sin\left(\omega_0 t\right).\sin\left(\beta \sin \Omega t\right)\right] \quad (6.14)$$

Khai triển (6.14) ta sẽ thấy phổ của dao động điều tần là vô hạn. Nhưng hàm Bessel giảm nhanh khi *n* gần bằng β (*n* là thứ tự các *hoà ba* của phổ). Khi $n > \beta$ thì trị số của hàm $J_n(\beta)$ rất nhỏ và có thể bỏ qua. Nếu bỏ qua các thành phần phổ có biên độ nhỏ hơn 0,01 và mỗi dải biên độ có 2n vạch phổ thì bề rộng của phổ là $2n\Omega$. Thực tế $\beta >> 1$, khi đó có thể coi $n \approx \beta$ (khi $J_n(\beta) \approx 0{,}01$). Vậy bề rộng phổ sẽ là :

$$2n\Omega = 2\beta\Omega = 2\Delta\omega$$

Bề rộng của phổ dao động điều tần, khi $\beta >> 1$, không phụ thuộc vào Ω.

Phổ của dao động điều pha

Ta thấy hai biểu thức U_{dt} và U_{dp} chỉ khác nhau về hệ số điều chế. Do vậy, nếu thay β bằng $\Delta\varphi$ ta có thể rút ra những kết luận tương tự như khi khảo sát phổ của dao động điều tần ở trên. Khi $\Delta\varphi >> 1$, bề rộng phổ của dao động điều pha sẽ là $2\Delta\varphi.\Omega$. Bề rộng phổ của dao động điều pha phụ thuộc vào Ω. Trong khi đó, bề rộng của phổ dao động điều tần chỉ phụ thuộc vào $\Delta\omega$, tức là chỉ phụ thuộc vào biên độ của hàm điều.

So sánh với điều biên có bề rộng phổ là 2Ω, thì bề rộng phổ của dao động điều tần lớn hơn β lần và của dao động điều pha lớn hơn $\Delta\varphi$ lần. Tuy nhiên người ta đã chứng minh rằng hệ số tạp âm trong điều tần giảm

β^2 lần so với điều biên. Chính vì tính chống nhiễu tốt nên điều tần được sử dụng trong thông tin chất lượng cao. Tuy nhiên vì bề rộng phổ lớn, điều tần và điều pha chỉ được sử dụng ở sóng cực ngắn.

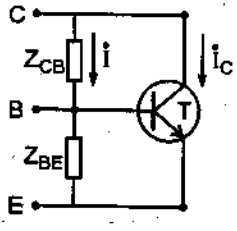
6.2.3. Phương pháp điều tần, điều pha

Phương pháp điều tần

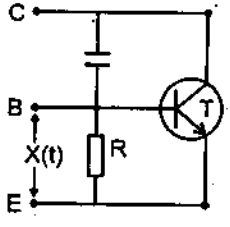
Ta biết rằng khi thực hiện điều biên, mạch điều chế là mạch tách riêng với máy phát cao tần sóng mang. Tín hiệu cao tần và tín hiệu điều chế tần số thấp cùng đưa vào mạch điều chế riêng. Ở lối ra của mạch này ta được tín hiệu điều biên.

Đối với điều tần, việc điều chế phải được thực hiện ngay trong máy phát cao tần sóng mang. Ta biết rằng tần số của máy phát cao tần do thông số của khung cộng hưởng LC quyết định : $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Muốn thực hiện điều tần cần phải làm cho C hoặc L biến đổi theo quy luật của hàm điều. Muốn vậy phải đưa vào khung một yếu tố *L* hoặc *C* mà trị số của nó được điều khiển bởi hàm điều. Người ta thường sử dụng yếu tố đó là đèn kháng và điện dung của lớp tiếp giáp p–n. Chính vì vậy có hai phương pháp điều tần cơ bản sau đây.

Phương pháp điều tần sử dụng đèn kháng.

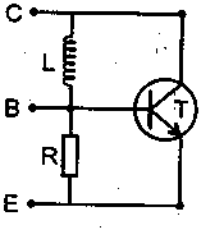


a) Sơ đồ đèn kháng



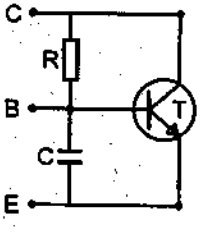
b) Sơ đồ điện dung tương đương,

$c_{td} = S.R.C$



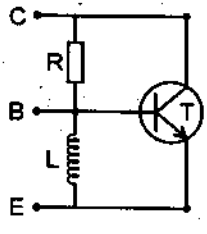
c) Sơ đồ điện cảm tương đương,

$L_{td} = L/(R.S)$.



d) Sơ đồ điện cảm tương đương,

$L_{td} = (R.C)/S$.



e) Sơ đồ điện dung tương đương,

$C_{td} = (L.S)/R$

HÌNH 6.9. Các sơ đồ đèn kháng

Đèn kháng là mạch điện sử dụng đèn điện tử hoặc transistor mắc theo sơ đồ tương đương với một điện cảm L hay điện dung C mà giá trị của nó có thể điều khiển được bằng một điện thế ở lối vào.

Xét mạch điện hình 6.9a, thay transistor T bằng nguồn dòng $\dot{I}_C$ và gọi *S* là độ dốc của đặc trưng $I_C(U_{BE})$:

$$S = \frac{d\dot{I}_C}{dU_{BE}}.$$

Tại điểm bất kỳ của đặc trưng ta luôn có :

$$\dot{I}_C = S.\dot{U}_{BE}$$

Tổng trở kháng của mạch AB là :

$$\dot{Z}_{CE} = \frac{\dot{U}_{CE}}{\dot{I}_{CE}}, \text{ với } \dot{I}_{CE} = \dot{I}_C + \dot{I}$$

Nếu chọn $\dot{I}_C >> \dot{I}$, thì $\dot{I}_C \approx \dot{I}_{CE}$ và

$$\dot{Z}_{CE} = \frac{\dot{U}_{CE}}{S.\dot{U}_{BE}}$$

Từ sơ đồ ta có :

$$\dot{U}_{BE} = \frac{\dot{U}_{CE}}{\dot{Z}_{CB} + \dot{Z}_{BE}}\dot{Z}_{BE}$$

Vậy

$$\dot{Z}_{CE} = \frac{1}{S}\frac{\dot{Z}_{CB} + \dot{Z}_{BE}}{\dot{Z}_{BE}} = \frac{1}{s}\left(1 + \frac{\dot{Z}_{CB}}{\dot{Z}_{BE}}\right) \qquad (6.16)$$

Từ (6.15) ta thấy $\dot{Z}_{CE}$ gồm hai thành phần là trở và kháng mắc nối tiếp là R_{td} và X_{td} :

$$\dot{Z}_{CE} = R_{td} + \dot{X}_{td},$$

trong đó $R_{td} = \frac{1}{s}$ là trở thuần còn $\dot{X}_{td} = \frac{1}{s}\frac{\dot{Z}_{CB}}{\dot{Z}_{BE}}$. Nếu $\left|\frac{\dot{Z}_{CB}}{\dot{Z}_{BE}}\right| >> 1$ thì khi đó $\left|\dot{X}_{td}\right| >> R_{td}$ và $\dot{Z}_{CE}$ mang tính chất của $\dot{X}_{td}$. Muốn vậy thì

$\left|\dot{Z}_{CB}\right| >> \left|\dot{Z}_{BE}\right|$ và trong thực tế cũng chọn như vậy. Từ kết quả này, nếu mắc mạch như hình 6.9b thì :

$$\dot{Z}_{CB} = \frac{1}{j\omega C}$$

$$\dot{Z}_{BE} = R$$

$$\dot{X}_{td} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{j\omega RC} = \frac{1}{j\omega SRC} = \frac{1}{j\omega C_{td}}$$

Như vậy đoạn mạch CE mang tính dung kháng và có điện dung là $C_{td} = SRC$. Vì C_{td} có chứa *S* nên có thể điều khiển được trị số của nó. Giả sử chọn điểm làm việc ở đoạn phi tuyến bậc hai của $I_C(U_{BE})$ và tác dụng X(t) vào B–E, khi đó :

$$I_C = a_0 + a_1 X(t) + a_2 X^2(t)$$

$$S = \frac{dI_C}{dX(t)} = a_1 + 2a_2 X(t)$$

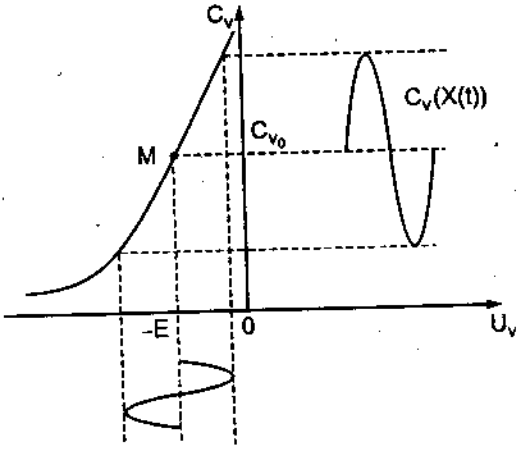
$$C_{td} = SRC = RC\left[a_1 + 2a_2 X(t)\right] \qquad (6.17)$$

Như vậy C_{td} biến đổi theo hàm *X(t)*. Muốn thực hiện điều tần chỉ cần mắc hai điểm CE song song với khung cộng hưởng của máy phát và cho hàm điều vào BE của sơ đồ 6.9.b. Chứng minh tương tự ta sẽ rút ra : với sơ đồ hình 6.9.c sẽ là điện cảm tương đương $L_{td} = \frac{L}{RS}$ (với $\omega L >> R$), hình 6.9.d là điện cảm tương đương $L_{td} = \frac{RC}{S}$ (với $R >> \frac{1}{\omega C}$), và với sơ đồ hình 6.9.e là điện dung tương đương $C_{td} = \frac{L}{R}S$ (với $R >> \omega L$).

Phương pháp sử dụng điện dung lớp tiếp xúc p–n

Ta biết rằng, tại lớp tiếp xúc p–n của diode bán dẫn hình thành một điện dung. Giá trị của điện dung này phụ thuộc vào điện thế đặt vào hai cực của diode. Người ta sử dụng tính chất này để chế tạo ra các diode biến dung gọi là varicap. Varicap được sử dụng như một tụ điện có điện dung biến đổi. Hoạt động của varicap dựa trên sự phụ thuộc của điện

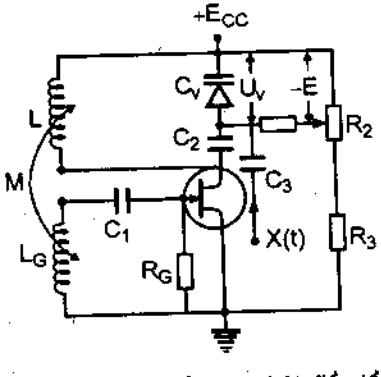
dung lớp tiếp xúc $p-n$ vào điện thế phân cực ngược đặt vào hai đầu của diode. Đặc trưng $C_V(U_r)$ của varicap vẽ ở hình 6.10. C_V nói chung biến đổi phi tuyến theo điện thế đặt vào. Khi sử dụng varicap để thực hiện điều tần cần chọn đoạn đặc trưng có độ dốc lớn và tuyến tính như điểm M trên hình 6.10. Khi tác động hàm điều X(t) thì C_V cũng biến đổi theo quy luật X(t). Vì C_V biến đổi trong phạm vi rộng nên khi sử dụng C_V trong điều tần dễ thực hiện biến đổi tần số trong phạm vi tương đối lớn. Ngày nay người ta thường sử dụng C_V trong các máy phát điều tần.



HÌNH 6.10. Đặc trưng $C_V(U_V)$

Sơ đồ của máy phát điều tần sử dụng varicap dẫn ra ở hình 6.11. Máy phát mắc theo sơ đồ hỗ cảm. Vì C_2 có giá trị lớn, $C_2 >> C_V$, nên có thể coi C_V được nối song song với điện cảm L, tạo ra khung cộng hưởng song song. Tần số của máy phát :

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_V}}$$



HÌNH 6.11. Sơ đồ máy phát điều tần sử dụng varicap

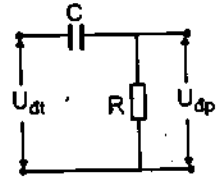
Trở R_3 và biến trở R_2 tạo ra điện thế E một chiều để phân cực âm cho varicap. Thế E định điểm làm việc cho varicap và đó là điểm M trên hình 6.10. Hàm điều X(t) qua tụ C_3 tác động vào varicap, tạo ra thế U_r biến đổi theo hàm điều. Do đó C_V biến đổi theo hàm điều và làm cho tần số của máy phát cũng biến đổi theo hàm điều. Khi $X(t) = 0$, $C_V = C_{V0}$, lúc đó tần số của máy phát là $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{V0}}}$.

Tần số ω_0 là tần số sóng mang cao tần. Khi $X(t) \neq 0$, tần số của máy phát sẽ biến đổi theo X(t). Trong mạch sử dụng trở R_1 có trị số lớn hàng trăm kΩ. Mục đích dùng R_1 lớn là để dẫn được thế một chiều E vào varicap, song lại tránh cho varicap không bị nối song song với trở R_2 có trị số nhỏ. Nếu không có R_1 thì varicap (hay khung cộng hưởng) sẽ nối song song với trở R_2 làm giảm độ phẩm chất Q của khung, gây mất ổn định tần số. Thực tế R_1 có giá trị tới 500 kΩ.

Máy phát điều tần có tính chống nhiễu cao, do đó dùng trong thông tin liên lạc và phát thanh đạt chất lượng rất tốt. Tuy nhiên, vì phải điều chế trực tiếp vào tầng dao động nên ảnh hưởng đến độ ổn định tần số sóng mang. Do tương tác của hàm điều X(t) với khung làm tần số sóng mang ω_0 bị xê dịch chút ít. Do có độ di tần chất lượng thông tin bị ảnh hưởng và việc khắc phục là rất khó khăn. Khó khăn bởi vì bản thân điều tần là tần số biến đổi, độ di tần cũng làm tần số biến đổi. Không thể phân biệt đâu là sự biến đổi tần số do tác động của hàm điều, đâu là độ di tần sóng mang. Phương pháp khắc phục hiện nay là sử dụng vòng bám pha. Vòng bám pha có thể là bộ tách sóng tín hiệu điều tần. Tín hiệu sau khi tách sóng được cho qua bộ lọc tần số rất thấp. Nó chỉ cho qua những tín hiệu biến đổi chậm. Ta biết rằng độ dịch tần số sóng mang ω_0 xảy ra rất chậm. Còn sự biến đổi tần số do tác động của hàm điều xảy ra nhanh hơn. Vì vậy qua bộ lọc tần số rất thấp, những biến đổi nhanh tương ứng với tác động của hàm điều đều bị lọc hết. Tín hiệu còn lại chỉ là tín hiệu biến đổi chậm đặc trưng cho sự dịch tần của ω_0. Dùng thế sau bộ lọc để tác động vào varicap kéo tần số ω_0 về giá trị cố định.

Phương pháp điều pha

Vì dao động điều tần và điều pha có liên quan mật thiết đến nhau nên có thể sử dụng bộ điều tần để thực hiện điều pha. Hệ số điều tần tỷ lệ với tích phân hàm điều, còn hệ số điều pha thì tỷ lệ với hàm điều. Do đó chỉ cần cho dao động điều tần qua mạch vi phân hình 6.12, ở lối ra ta sẽ thu được dao động điều pha.



HÌNH 6.12. Mạch vi phân chuyển tín hiệu điều tần thành điều pha

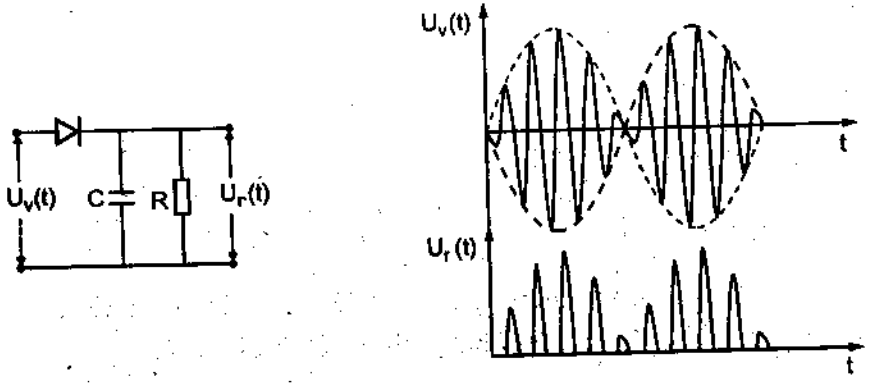
Ngoài ra có thể dùng một số phương pháp khác để điều pha ví dụ như dùng mạch RC và cho R biến đổi theo quy luật hàm điều X(t).

6.3. TÁCH SÓNG ĐIỀU BIÊN

Trên ta đã khảo sát quá trình điều chế tín hiệu, đó là quá trình gửi tín hiệu tần số thấp vào sóng cao tần để truyền đi. Quá trình điều chế, thực chất là chuyển phổ tần thấp của tín hiệu về phía tần số cao. Ở nơi nhận, tức là các máy thu, phải thực hiện quá trình tách tín hiệu tần số thấp ra khỏi sóng mang cao tần để sử dụng. Quá trình đó gọi là quá trình tách sóng hay giải điều. Giải điều thực chất là quá trình hoàn phổ, tức là chuyển phổ tín hiệu cao tần trở về phổ, tần số thấp ban đầu của nó. Để thực hiện quá trình tách sóng, ta dùng mạch điện chứa yếu tố phi tuyến là diode bán dẫn hoặc transistor.

6.3.1. Mạch tách sóng dùng diode bán dẫn

Sơ đồ mạch tách sóng dùng diode bán dẫn vẽ trên hình 6.13.a.



a) Sơ đồ tách sóng điều biên dùng diode

b) Dạng tín hiệu lối vào và lối ra

HÌNH 6.13. Sơ đồ và dạng tín hiệu ở mạch tách sóng điều biên

Trong sơ đồ diode d là yếu tố phi tuyến, đặc trưng được biểu diễn bởi biểu thức :

$$i = a_0 + a_1u + a_2u^2 + ...$$

RC là mạch lọc, dùng để tách các thành phần cao tần và tần thấp. Tín hiệu lối vào là dao động điều biên :

$$U_V = U_{db} = U_0\left[1 + m.\sin\Omega t\right].\sin\omega_0 t$$

Ta có thể giải thích hoạt động của sơ đồ một cách đơn giản như sau. Giả sử trong mạch chưa mắc tụ *C*. Khi U_v ở bán chu kỳ dương, d thông, điện trở $R_d << R$ nên $U_r = U_v$. Còn ở nửa chu kỳ âm, d cấm. $R_d >> R$, $U_r = 0$. Kết quả là thế ở lối ra chính là thế U_v cắt đi phần âm hình 6.13.b. Nếu nối tụ C vào, ở nửa chu kỳ dương C nạp nhanh qua diode, còn nửa chu kỳ âm C phóng chậm qua R (thật ra khi d thông C nạp, khi d cấm C phóng). Kết quả U_r có dạng gần giống với bao hình của U_{db}. Chọn C và R thích hợp, dạng tín hiệu ra sẽ rất giống với bao hình của U_{db}, tức là tín hiệu âm tần cần lấy ra. Khảo sát chi tiết hơn sẽ rút ra điều kiện chọn C và R.

Đối với d, ta chỉ chú ý đến thành phần bậc hai và đặt :

$$I = a_2 u^2$$

Thay *u* bằng $U_V = U_0\left[1 + m.\sin\Omega t\right].\sin\omega_0 t$, tính được

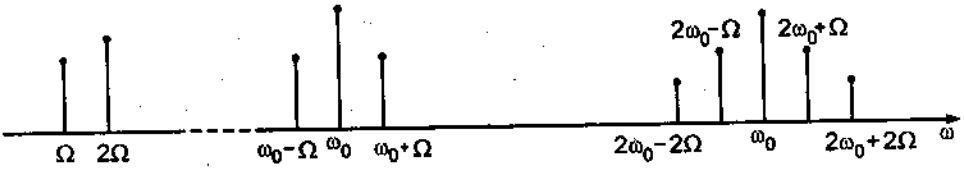
$$I = \frac{a_2 U_0^2}{2}\left\{1 + 2m\sin\Omega t - \frac{m^2}{2}\cos\Omega t - \left[1 + \frac{m^2}{2}\right]\cos 2\omega_0 t\right.$$

$$-\frac{m^2}{4}\cos 2(\omega - \Omega)t + \frac{m^2}{4}\cos 2(\omega + \Omega)t$$

$$\left. -m\sin\left(2\omega_0 - \Omega\right)t - m\sin\left(2\omega_0 + \Omega\right)t \right\} \qquad (6.18)$$

$$i = a_0 + a_1 u + I$$

Ta thấy phổ của dòng điện *i* gồm Ω, 2Ω, $\omega_0 \pm \Omega$; $2\omega_0 \pm \Omega$; $2\omega_0 \pm 2\Omega$. Các thành phần phổ được mô tả bằng phổ vạch hình 6.14.



HÌNH 6.14. Phổ vạch của tín hiệu lối ra

Từ kết quả tính toán, ta thấy mạch điện làm xuất hiện thành phần phổ tần số thấp Ω. Như vậy mạch điện đã thực hiện được quá trình chuyển phổ cao tần của hàm điều biên về phổ tần số thấp của tín hiệu hàm điều – mạch đã thực hiện quá trình hoàn phổ.

Điều kiện để mạch lọc RC tách thành phần tần số thấp Ω và các thành phần cao tần :

$$\frac{1}{\Omega C} >> R >> \frac{1}{\omega_0 C} \qquad (6.19)$$

Nếu mạch lọc thỏa mãn điều kiện (6.18) thì tất cả các thành phần tần số cao từ ω_0 trở lên hầu như qua C xuống đất mà không qua R. Còn thành phần tần số thấp Ω hầu như qua *R* mà không thoát qua C. Tín hiệu lấy ra trên *R* là tín hiệu tần số thấp cần thiết. Tuy nhiên trong thành phần phổ còn có 2Ω đó là thành phần gây méo. Vì 2Ω rất gần Ω, nên thành phần 2Ω cũng tồn tại trên R và làm méo tín hiệu. Nhìn vào biểu thức (6.17) ta thấy thành phần phổ Ω tỉ lệ với m, còn thành phần 2Ω tỉ lệ với m^2. Muốn giảm thành phần 2Ω phải chọn m << 1. Tuy nhiên khi giảm m, hiệu suất phát không cao. Người ta thường chọn m = 0 ÷0,4.

Ta cũng có nhận xét là nếu u càng lớn thì biên độ của điện áp sẽ rơi vào vùng tuyến tính. Lúc đó thành phần bậc hai giảm và ít gây méo hơn. Chế độ tách sóng này còn gọi là tách sóng "tuyến tính".

Diode dùng trong mạch tách sóng thường là diode điểm. Loại này có trở ngược lớn và điện dung C_{pn} nhỏ nên ít ảnh hưởng đến tách sóng. Thường R_t phải lớn hơn rất nhiều so với trở nội của diode khi thông, $R_t >> R_d^+$. Điều này khó thực hiện, vì sau tầng tách sóng là các tầng khuếch đại transistor. Trở vào của transistor cũng chỉ cỡ 1 k. Vì vậy hệ số truyền đạt của bộ tách sóng chỉ vào khoảng 0,5–0,6. Để tăng hiệu suất sử dụng tín hiệu có thể dùng mạch tách sóng hai nửa chu kỳ sử dụng hai diode. Mạch điện giống mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ.

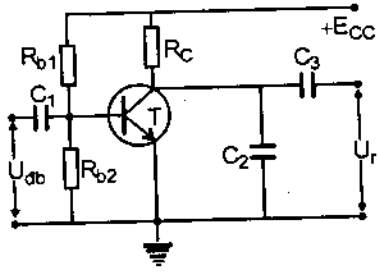
6.3.2. Tách sóng dùng transistor

Khi sử dụng transistor để tách sóng có thể thực hiện tách sóng base và tách sóng collector.

Đối với tách sóng base, sử dụng đặc trưng $I_B = f(U_{BE})$. Đặc trưng này cũng phi tuyến như đặc trưng của diode. Thực chất của tách sóng base giống với tách sóng diode, nhưng vì sử dụng transistor nên tín hiệu được khuếch đại lên. Tuy nhiên tách sóng kiểu này cũng không được hiệu quả.

Tách sóng collector là tách sóng dựa vào tính phi tuyến của đặc trưng $I_C = f(U_{BE})$. Thực ra phải gọi là tách sóng collector–base. Nhưng vì tín

hiệu lấy ra trên collector nên thường gọi là tách sóng collector. Sơ đồ tách sóng collector được dẫn ra ở hình 6.15. Sơ đồ rất giống với sơ đồ khuếch đại nhưng điểm hoạt động chọn ở vùng phi tuyến. Vậy trở R_{b1} và R_{b2} phải tạo ra điểm hoạt động của transistor ở vùng phi tuyến. Tách sóng collector có thể sử dụng hai chế độ : tách song chế độ A và chế độ B. Tách sóng chế độ A chỉ sử dụng khi tín hiệu vào nhỏ và hiệu quả không cao. Tách sóng ở chế độ B được sử dụng với tín hiệu lớn. Khi tín hiệu lớn thì biên độ tín hiệu rơi vào vùng tuyến tính (trong khi điểm hoạt động vẫn ở vùng phi tuyến). Do đó tín hiệu sau tách sóng không bị méo. Muốn hệ hoạt động ở chế độ B, điểm hoạt động chọn đúng bằng thế mở của transistor.



HÌNH 6.15. Sơ đồ tách sóng collector

Giả sử đặc trưng $I_C = f(U_{BE})$ có đoạn phi tuyến bậc hai :

$$I_C = S_0 + S_1U_{đb} + S_2U_{đb}^2.$$

Tính toán tương tự như trường hợp tách sóng diode ở trên, ta sẽ có I_C chứa các thành phần phổ Ω, 2Ω, $\omega_0 \pm \Omega$; $2\omega_0 \pm \Omega$; $2\omega_0 \pm 2\Omega$. Trở R_C vừa là trở tải của tách sóng vừa tham gia khuếch đại. C_2 là tụ lọc. Nếu thoả mãn điều kiện :

$$\frac{1}{\Omega C_2} >> R_C >> \frac{1}{\omega_0 C_2}$$

thì tất cả các thành phần tần số cao đều bị thoát qua C_2 xuống đất. Trên R_C sẽ tồn tại thành phần chứa Ω và 2Ω. Trong sơ đồ C_1 là tụ truyền các thành phần cao tần nên chỉ cần giá trị nhỏ (khoảng vài trăm pF), còn tụ C_3 để truyền tín hiệu tần số thấp nên trị số khoảng 5 đến 10 μF.

6.4. TÁCH SÓNG TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN

Tín hiệu điều tần có dạng

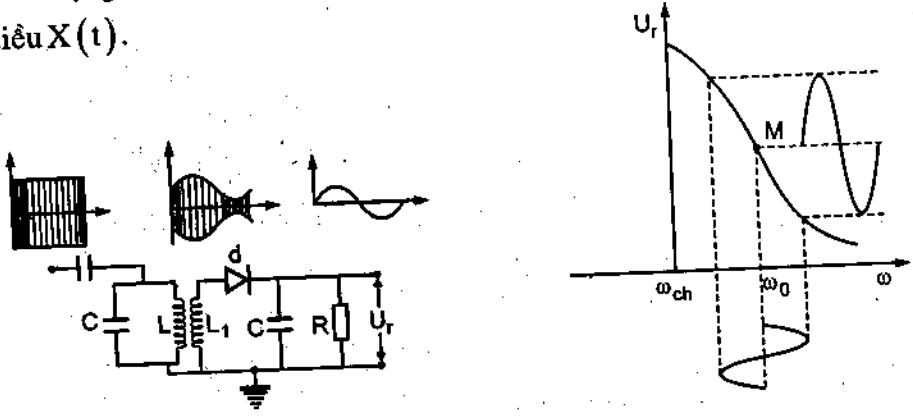
$$U_{đt} = U_0 \cos\left[\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t + \varphi_0\right]$$

với hàm điều $X(t) = \cos\Omega t$. Muốn tách hàm điều $X(t)$ ra khỏi dao động cao tần ta không thể chỉ dùng các yếu tố phi tuyến như diode và transistor. Bởi vì dao động điều tần chỉ có tần số biến đổi xung quanh tần số sóng mang ω_0, còn biên độ không đổi. Vì vậy bộ tách sóng dao động điều tần gồm :

Mạch tuyến tính : biến dao động điều tần thành dao động điều biên. Người ta thường sử dụng khung cộng hưởng LC (tất nhiên là cũng có thể sử dụng mạch RC hay RL).

Mạch tách sóng dao động điều biên.

Sơ đồ mạch tách sóng dao động điều tần dẫn ra ở hình 6.16. Khung cộng hưởng LC biến dao động điều tần thành dao động điều biên. Giả sử khung có tần số cộng hưởng $\omega_{ch} = 1/\sqrt{LC}$ và có đặc trưng tần số hình 6.16b. Nếu dao động điều tần có tần số sóng mang ω_0 nằm ở đoạn dốc của đặc tuyến (điểm M). Khi tần số của dao động điều tần biến đổi thì biên độ thay đổi theo. Vì vậy thế trên khung sẽ là dao động vừa điều tần vừa điều biên. Vì tần số của dao động điều tần biến đổi theo quy luật hàm điều $X(t)$, nên dao động điều biên cũng có biên độ biến đổi theo quy luật hàm điều $X(t)$.



a) Sơ đồ mạch tách sóng điều tần

b) Đổi dao động điều tần thành dao động điều biên

HÌNH 6.16. Bộ tách sóng điều tần

Dùng mạch tách sóng dao động điều biên gồm diode d và mạch lọc RC ta sẽ thu được tín hiệu tương tự hàm điều.

Vì đoạn tuyến tính của đặc trưng tần số rất hẹp nên hiệu quả tách sóng không cao. Người ta mở rộng vùng tuyến tính bằng cách dùng hai khung cộng hưởng song song mắc nối tiếp với nhau. Tuy nhiên phương pháp này vẫn chưa thật hiệu quả. Trong thực tế người ta sử dụng các bộ tách sóng pha, tách sóng tỷ lệ.

Tách sóng pha

Sơ đồ mạch tách sóng pha dẫn ra ở hình 6.17. Khung cộng hưởng L_1C_1 và L_2C_2 điều chỉnh cộng hưởng ở tần số ω_0 của U_{dt}. L_2 là cuộn có trị số lớn và không tham gia khung cộng hưởng. Do hỗ cảm nên L_2 có điện thế U_2, trên L_3 có thế U_1 do *C* truyền sang. L_3 nối vào giữa L_2 nên thế đặt vào d_1 giả sử là :

$$\vec{U}_{d_1} = \vec{U}_1 + \frac{\vec{U}_2}{2}$$

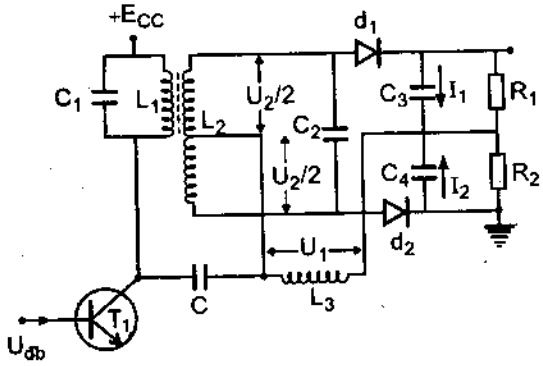
thì

$$\vec{U}_{d_2} = \vec{U}_1 - \frac{\vec{U}_2}{2}$$

Khi không có điều chế thì $\omega_{dt} = \omega_0$, L_2C_2 và L_1C_1 đều là thuần trở, $\vec{I}_2$ đồng pha với $\vec{U}_1$ và sớm pha 90^0 so với $\vec{U}_2$. Khi đó $\left|\vec{U}_{d_1}\right| = \left|\vec{U}_{d_2}\right|$, vậy $U_r = I_1R_1 - I_2R_2 = 0$

Trường hợp có điều chế $\omega_{dt} \neq \omega_0$, hai điện thế $\vec{U}_1$ và $\vec{U}_2$ có độ lệch pha và $U_r \neq 0$. Độ lệch pha lại biến đổi theo tần số ω_{dt}. Khi $\omega_{dt} < \omega_0$ thì pha $\varphi < 90^0$ và khi ω_{dt} càng giảm thì giảm theo và $\left|\vec{U}_{d_1}\right|$ càng tăng còn $\left|\vec{U}_{d_2}\right|$ càng giảm, khi đó $U_r > 0$ và cũng tăng theo.

Khi $\omega_{dt} > \omega_0$, $\varphi > 90^0$ và $\left|\vec{U}_{d_1}\right| < \left|\vec{U}_{d_2}\right|$ thế $U_r < 0$. Khi ω_{dt} càng tăng góc pha càng tăng, $\left|\vec{U}_{d_1}\right|$ càng tăng còn $\left|\vec{U}_{d_2}\right|$ càng giảm và U_r sẽ càng giảm.



HÌNH 6.17. Sơ đồ tách sóng pha

Vậy U_r biến đổi theo ω_{dt}, tức là U_r có dạng tương tự như hàm điều $X(t)$. Ở đây d_1 và d_2 vẫn làm nhiệm vụ tách sóng điều biên.

6.5. ĐỔI TẦN

6.5.1. Khái niệm về đổi tần

Đổi tần hay biến tần là quá trình biến đổi tần số của tín hiệu sang một tần số khác. Tần số mới của tín hiệu có thể cao hơn hoặc thấp hơn tần số cũ của tín hiệu, nhưng thường là thấp hơn. Quá trình đổi tần là quá trình chuyển phổ. Trường hợp cần tần số mới thấp hơn tần số cũ, phải thực hiện chuyển phổ của tín hiệu từ phía tần số cao xuống phía tần số thấp. Quá trình chuyển phổ không được làm mất đi các thành phần phổ của tín hiệu. Điều đó có nghĩa là trong quá trình chuyển phổ, chỉ tần số là thay đổi, còn quy luật hoặc dạng của tín hiệu phải được giữ nguyên.

Các bộ đổi tần đóng vai trò quan trọng trong các máy thu thanh, thu hình, thu radar. Nó cho phép chuyển các tín hiệu thu được từ antenna có tần số rất cao về tần số thấp hơn nhiều. Chẳng hạn với máy thu thanh, khi hoạt động ở dải sóng ngắn có tần số trong khoảng (5 ÷ 15) MHz, bộ đổi tần chuyển đổi chúng thành tín hiệu trung tần có tần số 465 kHz. Ta biết rằng tần số càng thấp càng dễ khuếch đại và dễ đạt được độ khuếch đại lớn. Hơn nữa việc chuyển các tín hiệu có tần số biến đổi trong một phạm vi rộng như thế về một tần số cố định rất thuận lợi cho việc chế tạo nhiều tầng khuếch đại trung tần làm tăng độ nhạy của máy thu. Ngày nay các máy thu đều thực hiện theo nguyên tắc này, chúng được gọi là máy thu đổi tần.

Tín hiệu thu được từ antenna của các máy thu này có thể là tín hiệu điều biên, điều tần, điều chế xung. Sau khi đổi chúng thành tín hiệu trung tần thì tín hiệu trung tần vẫn phải là tín hiệu điều biên, điều tần, điều chế xung.

Giả sử có tín hiệu cao tần :

$$U(t) = A(t).\sin\omega t$$

biên độ *A(t)* có thể là hằng số và cũng có thể là biến đổi theo thời gian *t*. Chẳng hạn, nếu U(t) là tín hiệu điều biên thì :

$$A(t) = U_0(1 + m\sin\Omega t).$$

Khi đổi tần số của tín hiệu từ ω thành ω_1, tín hiệu mới sẽ có dạng :

$$U_1(t) = U_0(1 + m\sin\Omega t)\sin\omega_1 t .$$

Như vậy chỉ ω đổi thành ω_1 còn biên độ vẫn giữ nguyên quy luật biến đổi của nó. Tần số ω_1 có thể lớn hơn hoặc nhỏ hơn ω. Nhưng thường thì $\omega_1 < \omega$.

Ta biết rằng khi cho hai tín hiệu có tần số ω_1 và ω qua một yếu tố phi tuyến, thì ở lối ra sẽ xuất hiện tín hiệu có chứa thành phần phổ $\omega + \omega_1$ và $\omega - \omega_1$ và các thành phần phổ khác. Nếu dùng một bộ lọc để chọn một trong hai thành phần phổ trên, ta đã thực hiện được quá trình đổi tần. Thường người ta chọn thành phần $\omega - \omega_1$.

Vậy bộ trộn tần phải có một yếu tố phi tuyến, một bộ lọc, và một máy phát. Để bảo đảm quy luật biến đổi của tín hiệu cần đổi tần, máy phát phải tạo ra dao động có biên độ không đổi, có tần số sai lệch với tần số cần chuyển đổi nhưng đúng bằng tần số cần chuyển đến.

6.5.2. Các phương pháp đổi tần

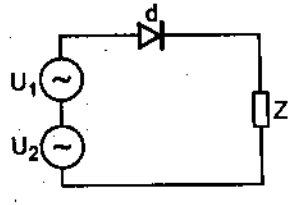
Muốn đổi tần phải sử dụng yếu tố phi tuyến. Yếu tố phi tuyến thường sử dụng là diode bán dẫn và transistor.

Bộ biến đổi tần số bằng diode

Sơ đồ bộ biến đổi tần dùng diode trình bày ở hình 6.18. Mạch điện gồm có diode d là yếu tố phi tuyến có đặc trưng :

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots , \qquad (6.20)$$

và Z là mạch lọc dùng để chọn tần số cần thiết.



HÌNH 6.18. Bộ đổi tần dùng diode

Ở lối vào của mạch cho hai tín hiệu U_1 và U_2 có dạng :

$$U_1(t) = U_1 \sin\omega_1 t$$

$$U_2(t) = U_2 \sin\omega_2 t ,$$

với $U_1(t)$ là tín hiệu cần chuyển đổi tần số và $U_2(t)$ là tín hiệu lấy ra từ máy phát trong hệ. Thay $u = U_1 + U_2$ vào (6.19) ta có :

$$i = a_0 + a_1(U_1 + U_2) + a_2(U_1 + U_2)^2 + ...$$

$$i = a_0 + a_1U_1 + a_1U_2 + a_2U_1^2 + a_2U_2^2 + 2a_2U_1U_2 + ...$$

Ta chỉ chú ý đến số hạng $2a_2U_1U_2$ và đặt $I = 2a_2U_1U_2$, khi đó :

$$I = 2a_2.U_1 \sin\omega_1 t.U_2 \sin\omega_2 t$$

$$= a_2U_1U_2\left[\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t\right].$$

Vậy *I* chứa hai thành phần phổ $\omega_1 - \omega_2$ và $\omega_1 + \omega_2$. Các thành phần còn lại có phổ là ω_1, $2\omega_1$; ω_2, $2\omega_2$.

Nếu Z là khung cộng hưởng *LC* song song có tần số cộng hưởng :

$$\omega_{ch} = 1/\sqrt{LC} = \omega_1 - \omega_2$$

thì trong khung chỉ tồn tại thành phần phổ tương ứng với $(\omega_1 - \omega_2)$ và

$$U_r = Z_{td}.a_2U_1U_2\cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

với Z_{td} là trở kháng ở cộng hưởng của khung có giá trị cố định. Nếu U_2 có giá trị cố định thì biên độ của tín hiệu lối ra giống với quy luật của U_1, chỉ nhân thêm với một hằng số.

Ở đây cần có điều kiện là $\omega_1 - \omega_2$ phải cách xa ω_1 và ω_2 một khoảng lớn hơn giải thông của khung. Có như vậy các thành phần ω_1 và ω_2 mới không lọt vào khung. Đồng thời khung phải có vùng truyền qua bảo đảm phổ của U_1.

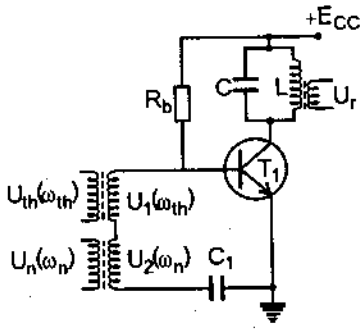
Nếu U_1 là tín hiệu điều biên thì U_r vẫn là hàm điều biên chỉ khác có tần số là $\omega_1 - \omega_2$. Phổ của tín hiệu điều biên có chứa ω_1, ω_1 – . Trường hợp tín hiệu điều chế là âm thanh thì $2\Delta\omega = 2\Omega$ vào khoảng 20 kHz. Tần số trung tần của máy thu điều biên quy định là 465 kHz, khi đó độ phẩm chất Q có giá trị : $Q = \dfrac{\omega_0}{2\Delta\omega} = \dfrac{(\omega_1 - \omega_2)}{2\Delta\omega} = \dfrac{465}{20} \approx 23$.

Nếu U_1 là tín hiệu điều tần, bề rộng phổ là $2\beta\Omega$. Vì giá trị của β lớn cỡ 15, nên bề rộng của phổ lớn đến hàng trăm kHz. Chính vì vậy, mà tần số trung tần với FM quy định là 2 MHz.

Bộ biến đổi tần số bằng transistor

Các bộ đổi tần dùng diode có nhược điểm là hệ số truyền đạt nhỏ hơn 1. Thông thường các bộ đổi tần được dùng trong máy thu. Tín hiệu thu từ antenna thường nhỏ vì vậy dùng bộ đổi tần bằng diode không hiệu quả. Nói chung các bộ đổi tần trong máy thu thường dùng transistor.

Sơ đồ mạch đổi tần dùng transistor được dẫn ra ở hình 6.19. Tín hiệu U_1 và U_2 được đưa vào lối vào của transistor T. Tín hiệu $U_1 = U_{th}(\omega_{th})$ với $U_{th}(\omega_{th})$ là tín hiệu thu từ antenna có tần số ω_{th}. Tín hiệu $U_2 = U_n(\omega_n)$ là tín hiệu lấy từ máy phát dao động nội ở trong máy thu U_n và có tần số là ω_n. Thật ra máy phát này gọi là máy phát ngoại sai (heterodin) ngưng vì nằm trong máy thu nên quen gọi là máy phát dao động nội.



HÌNH 6.19. Bộ đổi tần dùng transistor

Transistor T là yếu tố phi tuyến thực hiện đổi tần sử dụng đặc trưng $I_C = f(U_{BE})$. Đặc trưng này có đoạn phi tuyến và trở R_b được dùng để chọn điểm làm việc cho transistor ở đoạn phi tuyến này.

Giả sử 1, thay $u = U_1 + U_2$ vào và thực hiện biến đổi giống như ở trên ta sẽ rút ra dòng I_C có các thành phần phổ là ω_{th}, ω_n, $\omega_n + \omega_{th}$, $\omega_n - \omega_{th}$. Chọn khung cộng hưởng LC có tần số cộng hưởng $\omega_{ch} = 1/\sqrt{LC} = \omega_n - \omega_{th}$ và có vùng truyền qua thích hợp, ta sẽ thu được tín hiệu trung tần có tần số $\omega_{tt} = \omega_n - \omega_{th}$.

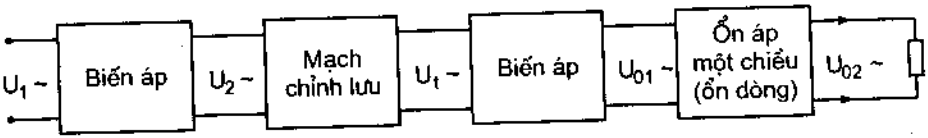
Khi sử dụng transistor còn có ưu việt là có thể tách hai tín hiệu để khỏi ảnh hưởng lẫn nhau. Tín hiệu thu từ antenna cho vào base và đất. Còn tín hiệu lấy từ máy phát dao động nội đưa vào emitter và đất.

Trong nhiều trường hợp người ta còn sử dụng transistor vừa làm máy phát dao động vừa thực hiện đổi tần.

Chương 7

NGUỒN MỘT CHIỀU (DC)

Nguồn một chiều có nhiệm vụ cung cấp năng lượng một chiều cho các mạch và thiết bị điện tử hoạt động. Năng lượng một chiều DC tổng quát được lấy từ nguồn điện xoay chiều (AC) của lưới điện thông qua một quá trình biến đổi.



HÌNH 7.1. Sơ đồ khối của nguồn nuôi có ổn áp

– Biến áp biến đổi điện áp xoay chiều U_1 thành điện áp xoay chiều U_2 có giá trị thích hợp với yêu cầu.

– Mạch chỉnh lưu chuyển điện áp U_2 thành điện áp một chiều không bằng phẳng U_t. Sự mấp mô này phụ thuộc vào từng loại mạch chỉnh lưu.

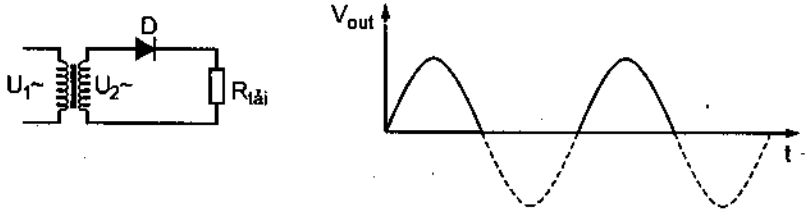
– Bộ lọc san phẳng các mấp mô, chặn các thành phần xoay chiều, chỉ cho thành phần một chiều đi tiếp đến R_T.

– Bộ ổn áp (hoặc ổn dòng) nhiệm vụ ổn định điện áp (hay dòng điện) ở đầu ra U_{o2} mặc dù các điện áp phần trước có những thăng giáng thay đổi.

7.1. CHỈNH LƯU KHÔNG ĐIỀU KHIỂN

Mạch chỉnh lưu là một trong những ứng dụng cơ bản và quan trọng nhất của diode.

7.1.1. Chỉnh lưu bán chu kỳ

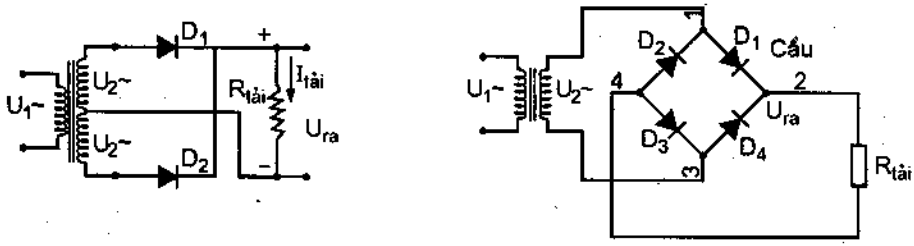


a) Sơ đồ chỉnh lưu b) Dạng tín hiệu lối ra

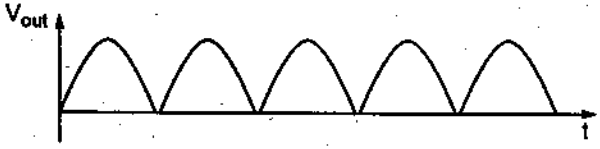
HÌNH 7.2. Sơ đồ chỉnh lưu và dạng tín hiệu lối ra của chỉnh lưu nửa chu kỳ

Với tín hiệu sin đầu vào lớn hơn nhiều so với điện áp phân cực thuận rơi trên diode (0,6V đối với Si diode), tín hiệu đầu ra sẽ bị cắt phần âm, chỉ còn phần nửa chu kỳ dương. Giải thích hiện tượng dễ dàng khi ta xác nhận rằng diode là một linh kiện dẫn một chiều. Bộ chỉnh lưu này vì thế chỉ là chỉnh lưu bán chu kỳ.

7.1.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ



a) Mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ b) Chỉnh lưu cầu



c) Dạng tín hiệu lối ra

HÌNH 7.3. Mạch chỉnh lưu và dạng tín hiệu lối ra

Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng 2 diode: nửa chu kỳ dương D_1 thông, nửa chu kỳ âm D_2 thông. Vì vậy, trong cả hai nửa chu kỳ đều có dòng qua $R_{tải}$.

Với mạch 4 diode: nửa chu kỳ dương D_1, D_4 thông, nửa chu kỳ còn lại D_2, D_3 thông.

Chú ý, trong tín hiệu chỉnh lưu này, có một đoạn gián đoạn $V_{out} = 0$ (đất : gnp), giải thích là hiệu điện thế phân cực thuận rơi trên diode (0,4V – Ge, 0,6V – Si).

7.1.3. Lọc các thành phần xoay chiều của dòng điện ra tải

Trong các mạch chỉnh lưu nói trên điện áp hay dòng điện ra tải tuy có cực tính không đổi, nhưng giá trị của chúng thay đổi theo thời gian theo chu kỳ (ripple).

Khi trở tải thuần,

$$i_t = I_o + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos n\omega t$$

I_o thành phần một chiều

$\sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos n\omega t$ tổng các thành phần xoay chiều

Vấn đề là phải lọc các sóng hài xoay chiều này để ít ít bị mấp mô, vì các sóng hài này gây sự tiêu thụ năng lượng vô ích và gây nhiễu loạn cho sự làm việc của tải.

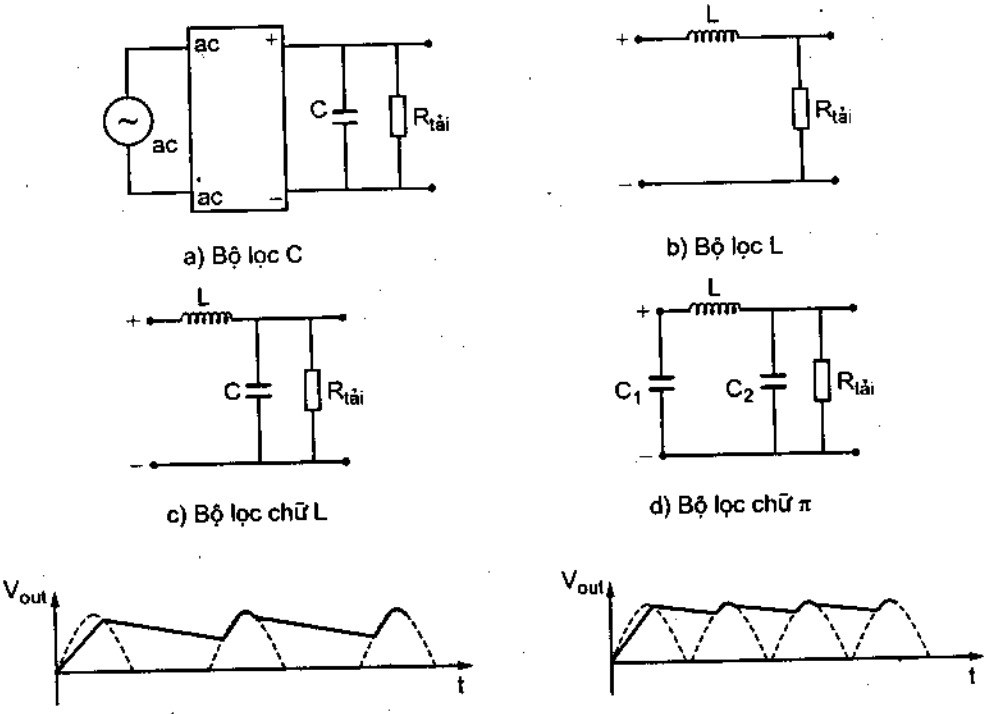
Trong mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ, thành phần I_o tăng gấp đôi so với mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ, và thành phần sóng hài cơ bản (n = 1) bị triệt tiêu, chỉ còn các thành phần từ bậc hai. Vậy, bản thân mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ đã có khả năng lọc sóng hài.

Có các bộ lọc tần thấp sau:

a) Lọc bằng tụ điện C

– Do sự nạp và phóng của tụ qua các chu kỳ và do các sóng hài bậc cao được rẽ qua mạch C xuống điểm chung, dòng điện qua tải chỉ còn thành phần một chiều và một lượng nhỏ các sóng hài bậc thấp.

– Điều kiện để bộ lọc hoạt động hiệu quả là: $R_{load} >> 1/\omega C$ và tụ phải mắc song song với trở tải. Khi đó, với các thành phần tần số càng cao, Z_C càng nhỏ, thành phần dòng điện tần số tương ứng đi qua C đến điểm chung càng lớn, khả năng lọc càng nhiều.



e) Dạng tín hiệu sau mạch lọc

HÌNH 7.4. Các loại mạch lọc

– Tụ C càng lớn, hay là mắc theo các tụ song song với nhau, Z_C sẽ càng nhỏ, sẽ làm tăng khả năng "là" phẳng những mấp mô.

– Trong mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ, tần số mấp mô bằng tần số điện áp lối vào. Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ, trong một chu kỳ lối vào, C hai lần được nạp điện, tần số mấp mô sẽ lớn gấp đôi tần số lối vào (100Hz). Quá trình phóng nạp của C ngắn hơn, nên giải thích được việc điện áp trung bình lối ra cao hơn so với bộ nắn nửa chu kỳ.

b) Lọc bằng cuộn dây L

– Cuộn cảm được mắc nối tiếp với trở tải nên khi dòng ít qua tải mấp mô, trong cuộn L sẽ xuất hiện sức điện động tự cảm chống lại. Về mặt điện kháng, các thành phần tần số càng cao càng bị cuộn L chặn lại.

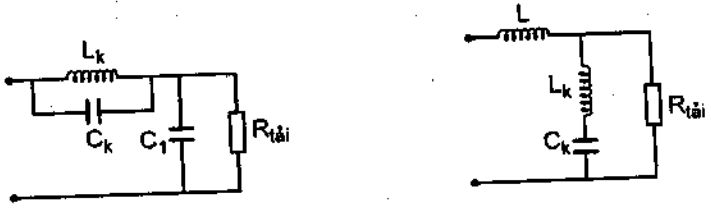
– Điều kiện cho cuộn L: $R_{tải} << \omega L$. Khi đó, tần số càng cao, Z_L càng cao, hiệu thế chặn xoay chiều tần số tương ứng rơi trên L sẽ lớn hơn nhiều so với phần còn lại rơi trên $R_{tải}$. Do đó, thành phần xoay chiều đến $R_{tải}$ là rất nhỏ bé.

– L càng lớn thì khả năng chặn càng lớn. Tuy nhiên, không nên chọn L quá lớn vì kích thước cổng kềnh và điện trở một chiều của L cũng lớn nên sụt áp một chiều trên L cũng lớn, sẽ làm giảm hiệu suất bộ chỉnh lưu.

c) Bộ lọc hình L ngược và hình π

Sử dụng tổng hợp cuộn L và tụ C. Để tăng tác dụng, có thể mắc nối tiếp 2 hay 3 mắt lọc hình π với nhau. Khi đó dòng điện và điện áp ra gần như bằng phẳng hoàn toàn.

d) Bộ lọc cộng hưởng



a) Mạch lọc dùng khung song song b) Mạch lọc dùng khung LC nối tiếp

HÌNH 7.5. Mạch lọc dùng khung cộng hưởng

Mạch cộng hưởng song song L_kC_k mắc nối tiếp với tải, nhờ vậy sẽ chặn sóng hài có tần số bằng tần số cộng hưởng vì khi cộng hưởng thì điện trở khung tăng gấp Q lần. Ngoài ra, C_1 có tác dụng lọc thêm.

Mạch cộng hưởng nối tiếp L_kC_k mắc song song với tải. Ở tần số cộng hưởng nối tiếp, trở kháng của nó rất nhỏ, dòng điện qua nhánh song song cực đại, nên nó ngắn mạch với các tần số bằng hay gần bằng tần số cộng hưởng. Ngoài ra cuộn L có tác dụng lọc thêm.

Tăng khả năng chịu đựng, khi điện áp U_V lớn hơn điện áp chịu đựng của diode ($U_{ngược}$), có thể thay diode bằng hai diode mắc nối tiếp nhau và song song với các diode mắc các sơn để đảm bảo thế phân bố đều trên hai diode ($R_{sơn} = 50 \div 100K$).

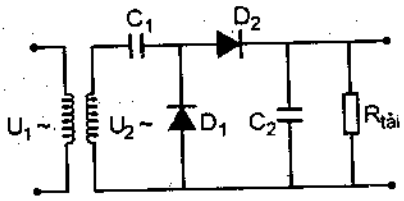
Tăng dòng tiêu thụ, mỗi nhánh cầu có thể mắc song song hai hoặc nhiều diode. Như vậy, dòng điện sẽ là dòng điện tổng qua mỗi diode mắc song song.

7.2. CHỈNH LƯU NHÂN THẾ BỘI ÁP

Khi nguồn điện áp ac đưa vào bộ chỉnh lưu thấp, trong khi yêu cầu điện áp một chiều lối ra cao, ta cần sử dụng bộ chỉnh lưu nhân áp.

7.2.1. Bộ chỉnh lưu nhân đôi thế (*voltage doubler*)

Trong nửa chu kỳ dương, dòng điện sẽ đi qua $C_1D_2C_2$. Nạp điện cho C_1, qua D_2, C_2 và nạp điện cho C_2. Điện áp nạp cho C_2 trong các chu kỳ nạp ngoài điện áp xoay chiều lấy ra từ cuộn thứ cấp, còn bao gồm cả phần nguồn cung cấp từ C_1. Vì vậy, $U_r = Uc_1 + Uc_2 \approx 2U_2$ xoay chiều.

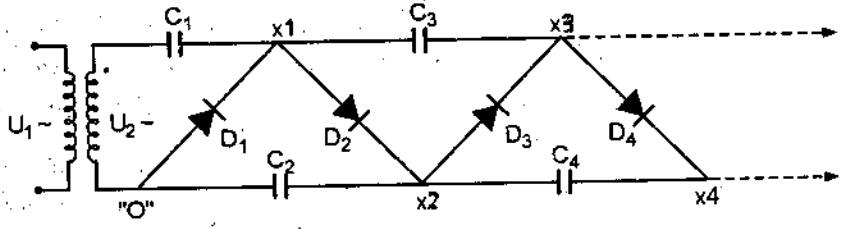


HÌNH 7.6. Sơ đồ chỉnh lưu nhân thế 2 lần

Trong nửa chu kỳ âm, dòng điện sẽ đi qua D_1, nạp điện cho C_1.

Như vậy, điện áp một chiều lối ra lấy trên C_2 là gấp đôi so với điện áp xoay chiều cung cấp. Sự nhân đôi này có ở nửa chu kỳ dương.

7.2.2. Bộ chỉnh lưu nhân thế bội áp (*voltage multipliers*)



HÌNH 7.7. Mạch bội áp nhiều lần

Trong nửa chu kỳ đầu, D_1 thông, D_2D_3 cấm, tụ C_1 được nạp điện với thế $U_{C1} \approx U_2$.

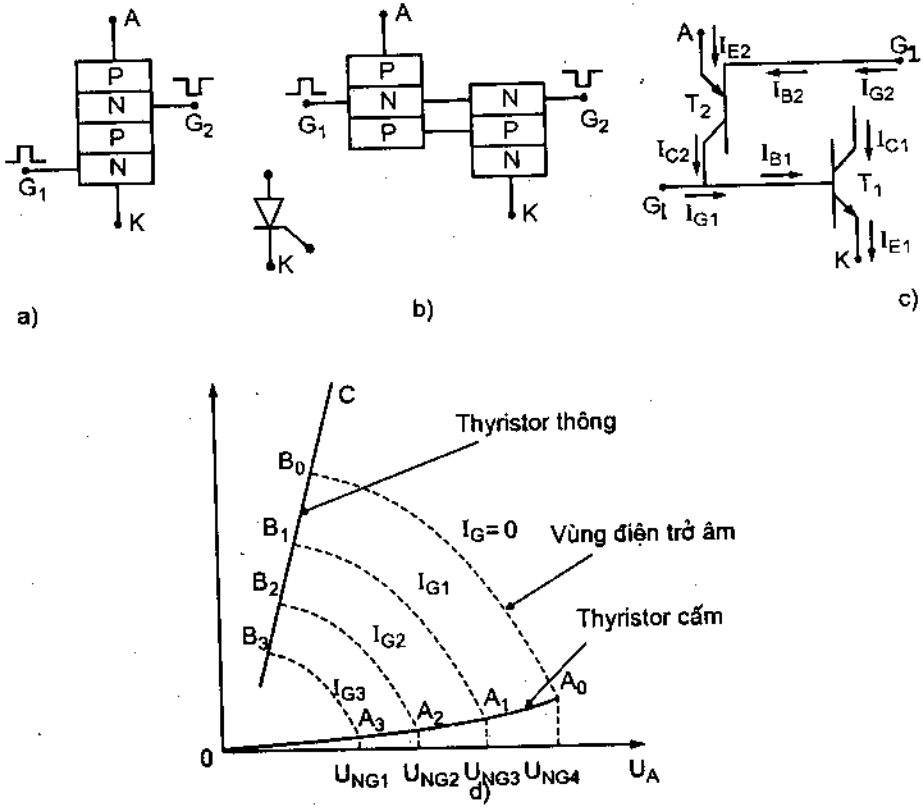
Nửa chu kỳ tiếp theo, D_2 thông, D_1D_3 cấm. Điện áp đặt vào D_2 lớn hơn U_2 (do mắc nối tiếp với C_1), dòng qua D_2 nạp cho C_2 điện áp gấp đôi U_2, $U_{C2} \approx 2U_2$.

Nửa chu kỳ tiếp theo nữa, D_3 thông, D_1D_2 cấm. Hiệu thế nạp điện $= U_2 + Uc_2 = 3U_2$. Tuy nhiên, C_1 đã được nạp với thế U_2 nên C_3 được nạp với thế $2U_2$. Vì thế, điện thế lấy ra tại đầu ra C_3 vẫn bằng $U_{C1} + U_{C3} = 3U_2$.

Tương tự cho các mắt tụ và diode kế tiếp với nhân thế nU_2.

7.3. CHỈNH LƯU CÓ ĐIỀU KHIỂN (mạch điều chỉnh công suất)

Các mạch chỉnh lưu trình bày trên là các mạch không điều khiển vì điện áp và dòng điện lối ra giữa cố định. Việc thêm các mắt lọc chỉ là giảm độ mấp mô của tín hiệu, chứ không làm thay đổi được độ lớn của thành phần một chiều. Vì thế, để tạo bộ chỉnh lưu có điều khiển, hay còn gọi là mạch điều chỉnh công suất, sử dụng một linh kiện gọi là thyristor.



HÌNH 7.8. a) cấu trúc thyristor; b) ký hiệu thyristor;

c) Sơ đồ tương đương của thyristor; d) Đặc trưng $I_A(U_A)$ của thyristor

Thyristor gồm 3 cực: Anốt (A), Katốt (K), và cực cửa điều khiển (G).

Cực G_1 điều khiển thyristor thông bằng xung dương. Cực G_2 có thể được gắn thêm vào, điều khiển thyristor thông bằng xung âm.

Đặc trưng V–A của thyristor có dạng sau:

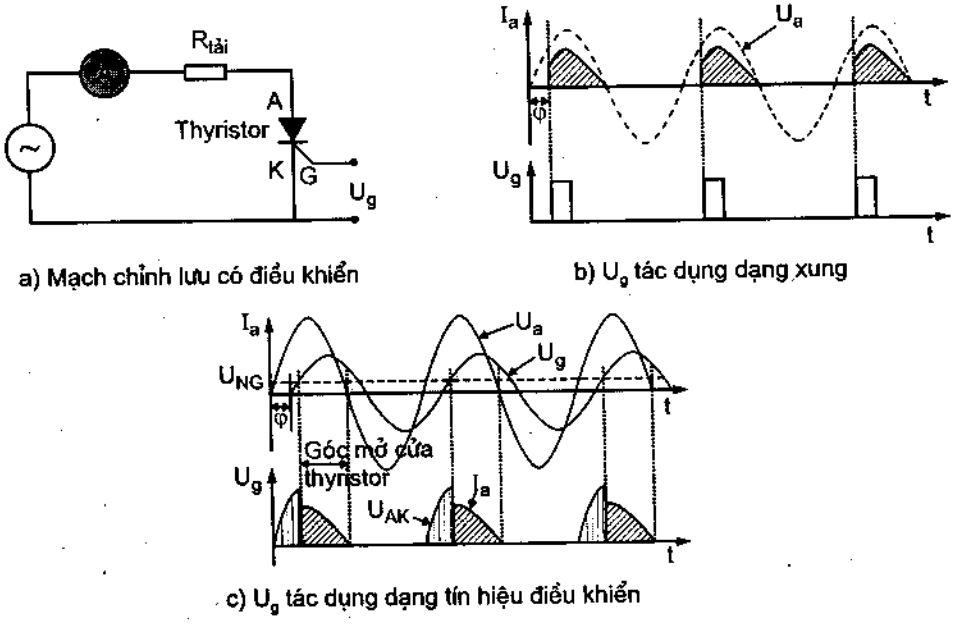
– Với I_G cố định (hàng rào thế lớp tiếp xúc giữ không đổi), tăng dần $U_A < U_{Ngưỡng}$ sẽ tăng dần động năng cho các hạt tải vượt qua hàng rào

thế. Đoạn OA biểu diễn lúc U_A tăng và thyristor cấm. Lúc này, trở nội thyristor lớn, và dòng điện rất nhỏ (dòng nhiệt).

– Tại điểm A, đạt $U_A = U_{Ngưỡng}$, thyristor thông, trở nội thyristor giảm đột ngột, I_A tăng nhanh (đoạn điện trở âm).

– Tiếp tục tăng $U_A > U_{Ngưỡng}$, do thyristor vẫn thông, trở nội nhỏ, nên điện áp rơi trên thyristor vẫn rất nhỏ, nhưng dòng tăng mạnh.

Tác dụng của I_G: I_G lớn, làm giảm hàng rào lớp tiếp xúc phân cực ngược, làm khả năng mở của thyristor dễ dàng hơn, U_{NG} sẽ nhỏ hơn.



HÌNH 7.9. Mạch chỉnh lưu có điều khiển dùng Thyristor và dạng tín hiệu

Điều khiển của cực Gate

Tín hiệu điều khiển I_g (hoặc U_g) có thể có hai dạng:

– Dạng xung ;

– Dạng tín hiệu điều hòa.

Tần số tín hiệu điều khiển phải cùng tần số của tín hiệu cần chỉnh lưu. Khi thay đổi độ lệch pha giữa U_a và U_g thì sẽ thay đổi được dạng cũng như độ lớn trung bình của I_a. Chính vì thế, bộ chỉnh lưu này còn gọi là bộ chỉnh lưu điều khiển được.

Công suất của dòng điện một chiều tỉ lệ thuận với bình phương của dòng điện chỉnh lưu nên còn được gọi là bộ chỉnh lưu điều khiển công suất. Theo hình vẽ, sẽ thấy, khi tăng góc lệch pha φ thì dòng điện I_a giảm.

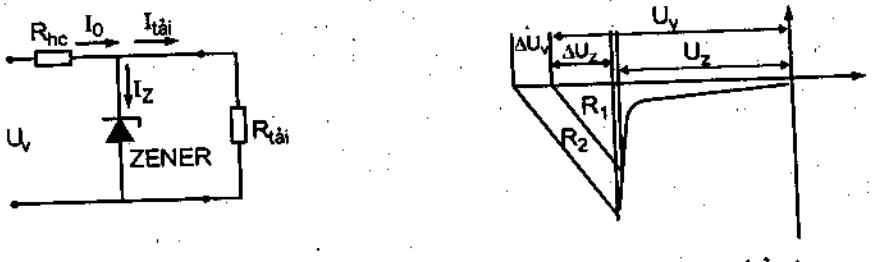
Ở hai hình vẽ trên chỉ là chỉnh lưu chu kỳ. Để chỉnh lưu và điều khiển góc mở thyristor trong cả hai chu kỳ, người ta sẽ mắc hai thyristor xung đối nhau, mỗi thyristor sẽ mở trong chu kỳ âm và dương.

Trong các mạch điều khiển công suất, tốc độ quạt, các nguồn phát hồng ngoại trong các máy quang phổ hồng ngoại cũng dựa trên nguyên tắc này. Trong các mạch sẽ có một biến trở để thay đổi độ lệch pha và điều chỉnh công suất.

7.4. ỔN ĐỊNH ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU

Hầu hết các mạch điện, từ một transistor đơn giản và các mạch khuếch đại thuật toán... cho đến các hệ thống số và vi xử lý đều yêu cầu một hoặc một số nguồn điện áp một chiều ổn định (stable). Các bộ nắn điện thông thường không đáp ứng thỏa đáng vì điện áp đầu ra của nó thay đổi theo dòng tải hoặc thăng giáng điện áp xoay chiều cung cấp đầu vào, bản thân tín hiệu ra được nắn bằng rất nhiều tụ điện, nhưng vẫn còn độ mấp mô tần số 100Hz. Đặc biệt, khi thay đổi nhiệt độ môi trường sẽ làm cho các chỉ tiêu của bộ nắn thay đổi (lò nung, tủ sấy, giếng khoan...). Vì thế, trong vô tuyến điện tử thường sử dụng các bộ khống chế, ổn định điện áp.

7.4.1. Ổn áp một chiều dùng diode zener



a) Mạch ổn áp Zener

b) Dạng thế ổn áp

HÌNH 7.10. Mạch ổn áp Zener dạng thế ổn áp

Muốn có nguồn ổn áp đơn giản khi dòng tiêu thụ nhỏ không quá 10 ÷ 20mA, có thể sử dụng ổn áp dùng diode zener (zener có nhiều loại,

ứng với các mức điện áp chuẩn U_z khác nhau). Trong mạch điện gồm R_{hc} và diode zener. R_{hc} dùng để xác định điểm làm việc cho diode. Không nên chọn I_z quá lớn sẽ làm nóng và cháy diode, tiêu tốn điện năng, nên chọn cỡ khoảng 5÷10mA.

– Điện trở động của diode zener được định nghĩa là độ dốc đặc tuyến tĩnh của diode tại điểm làm việc.

$$r_{dz} = dU_z/dI_z$$

– Khi điện áp lối vào U_v có thay đổi ΔU_v thì điện áp rơi trên diode thay đổi ΔU_z rất nhỏ. Vì thế, theo công thức trên, độ dốc của đặc tuyến phần đánh thủng có tác dụng quyết định đến chất lượng ổn định của diode. Khi điện trở động bằng không (đặc tuyến phần đánh thủng song song với trục tung) thì sự ổn định của điện áp đạt mức lí tưởng. Vậy toàn bộ sự tăng giảm của U_v hầu như hạ trên $R_{hạn\ chế}$, điện áp ra tải hầu như không đổi.

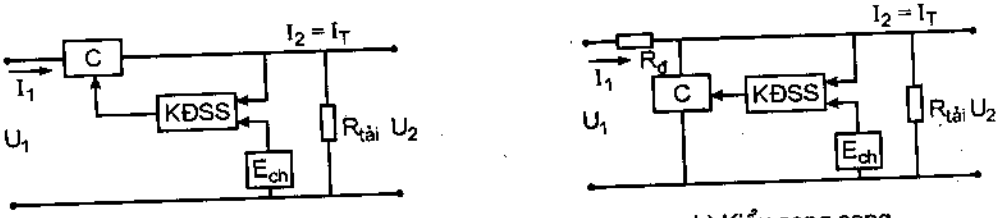
– Khi $I_{tải}$ thay đổi (tải thay đổi), U_v = const, trong mạch sẽ có sự phân phối lại dòng điện. Diode zener làm được điều đó, giữ cho I_o không đổi, dòng tải tăng thì dòng qua diode giảm và ngược lại.

7.4.2. Ổn áp loại bù

Ổn áp loại trên là ổn áp tham số với các tham số của linh kiện ổn áp thay đổi theo các yếu tố thăng giáng, làm sao cho điện áp ra là ổn định. Ưu điểm là mạch đơn giản, tiết kiệm. Khuyết điểm là chất lượng ổn áp thấp và không thay đổi được điện áp U_r theo yêu cầu.

Để nâng cao chất lượng ổn định, sử dụng bộ ổn áp kiểu bù (ổn áp so sánh hay ổn áp hồi tiếp). Một hồi tiếp âm sẽ phản hồi trở lại để so sánh điện áp một chiều lối ra với một điện áp tham chiếu chuẩn ổn định.

Loại ổn áp này có hai dạng cơ bản: kiểu song song và kiểu nối tiếp.



a) Kiểu nối tiếp

b) Kiểu song song

HÌNH 7.11. Sơ đồ khối mạch ổn áp

C phần tử điều chỉnh ;

KĐSS phần tử khuếch đại so sánh ;

E_{ch} điện áp chuẩn một chiều (reference voltage).

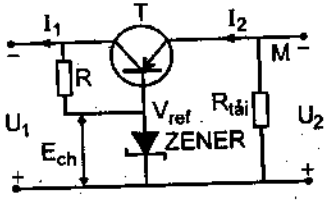
Nguyên tắc hoạt động của ổn áp nối tiếp :

Phần tử điều chỉnh C mắc nối tiếp với tải. Nguyên lý hoạt động dựa trên sự biến đổi điện trở nội của C theo mức sai lệch của điện áp ra. Chẳng hạn, khi U_1 tăng thì U_2 tăng. Phần biến động $\Delta U_2 = U_2 - E_{ch}$ sẽ được đưa vào phần khuếch đại so sánh để khuếch đại và tác dụng vào phần tử điều chỉnh C. Trở nội của C sẽ biến đổi để làm cho điện áp rơi trên C cũng tăng lên. Vì thế $U_2 = U_1 - U_C$ sẽ phải giảm đến điện áp ban đầu.

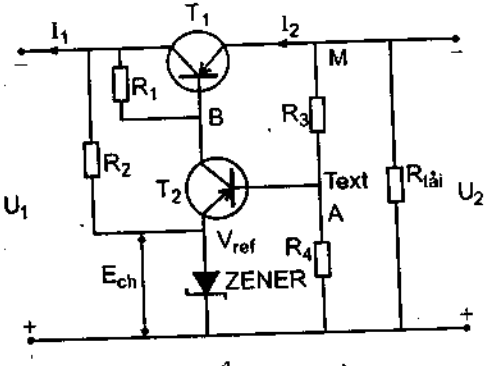
Nguyên tắc hoạt động của ổn áp song song:

Phần tử điều chỉnh C mắc song song với tải. Hoạt động tương tự, sự thay đổi U_2 do nguyên nhân nào đó sẽ làm thay đổi dòng qua C. Dòng này sẽ điều chỉnh sự tăng giảm áp trên R_d theo xu hướng bù lại sự thay đổi trên U_2 : $U_2 = U_1 - U_{Rd}$, làm cho điện áp ra tải giữ không đổi.

a) Ổn áp một tầng



a) Ổn áp một tầng



b) Ổn áp hai tầng

HÌNH 7.12. Sơ đồ ổn áp

Diode zener được mắc ngược sẽ tạo ra thế chuẩn tại điểm V_{ref} (E_{ch}).

Giả sử U_v tăng → U_2 tăng → V_M âm hơn → T kém thông hơn → trở nội của T tăng → sụt áp trên T $U_{CE} = U_{điều\ chỉnh}$ tăng → $U_r = U_v$ □ $U_{điều\ chỉnh}$ giảm một lượng đúng bằng phần tăng lên → U_r sẽ được điều chỉnh ổn áp.

b) Ổn áp hai tầng

Giả sử U_v giảm → U_2 giảm → giảm U_{ht} tại A. Điện áp so sánh $U_{ss} = U_{BE2} = U_{ht} - V_{ref}$ giảm → T_2 kém thông hơn → trở nội T_2 tăng → $U_{CE2} = V_{C2} - V_{ref}$ tăng → $V_{C2} = V_{B1}$ tăng → T_1 thông hơn → trở nội T_1 giảm → $U_{CE1} = U_{điều\ chỉnh}$ giảm → $U_{ra} = U_v - U_{điều\ chỉnh}$ tăng một lượng đúng bằng phần giảm đi → U_r về giá trị ban đầu.

7.4.3. Bộ ổn áp IC tuyến tính

Để thu nhỏ kích thước cũng như chuẩn hóa các tham số của các bộ ổn áp một chiều kiểu bù tuyến tính, người ta chế tạo chúng dưới dạng vi mạch, nhờ đó việc sử dụng sẽ dễ dàng hơn. Các IC ổn áp bao gồm: bộ tạo điện áp chuẩn, bộ khuếch đại tín hiệu sai lệch, transistor điều chỉnh, bộ hạn chế dòng.

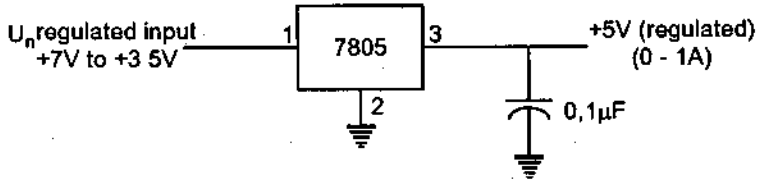
Các IC ổn áp thường bảo đảm dòng ra khoảng từ 100mA đến 1A, điện áp lên tới 50V, công suất tiêu tán khoảng 500–800 mW.

a) IC ổn áp ba chân nối (three–terminal regulators)

Seri 78xx cho ra các điện áp dương (7805 – V_{out} = +5V, 7809, 7812, 7815)

Seri 79xx cho ra các điện áp âm (7905 – V_{out} = –5V, 7909, 7912, 7915)

Hai bộ 78xx và 79xx có hai loại trên thị trường: loại nhỏ chân TO–92, dòng lối ra I_{out} chỉ khoảng 0,1A, dùng cho các mạch tiêu thụ công suất nhỏ; loại to TO–220 có dòng I_{out} cỡ 1A, đáp ứng được các mạch điện công suất thông thường.



HÌNH 7.13. Ổn áp 7805

b) IC ổn áp ba chân nối có điều chỉnh (three–terminal adjustable regulators)

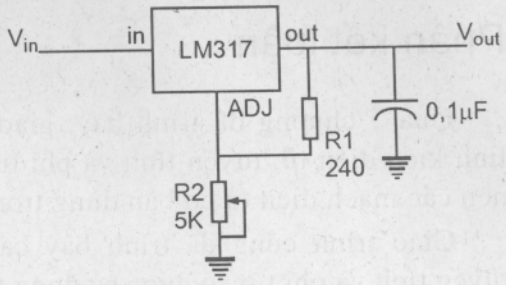
Loại này dùng khi điện áp ổn áp ra có thể điều chỉnh được. LM317 là IC điển hình cho loại linh kiện này.

LM317+/LM337– TO–92 $I_{out\ max} = 0,1A$ $V_{out} = +/-1,2 \div +/-37V$

TO–220 $I_{out\ max} = 1,5A.$ $V_{out} = +/-1,2 \div +/-37V$

Ngoài ra, một số loại điều chỉnh có dòng cao là LM350(3A), LM338(5A), LM396(10A), LM317H(60V), TL783(125V)...

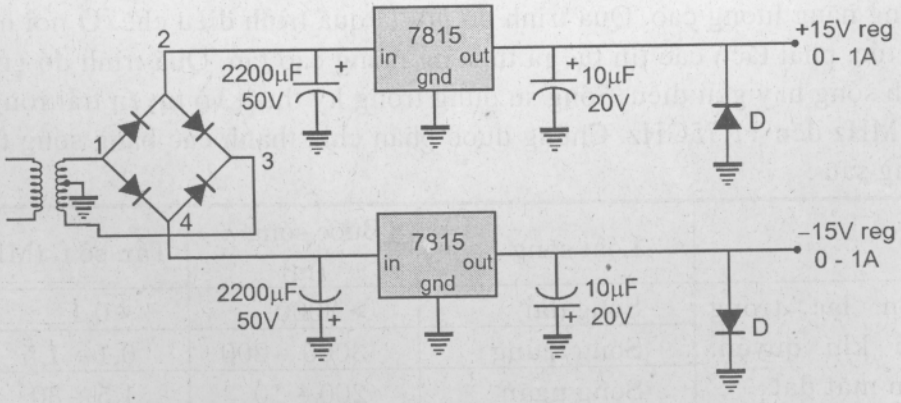
$V_{out} = 1,25\ (1+R_2/R_1)$ vôn



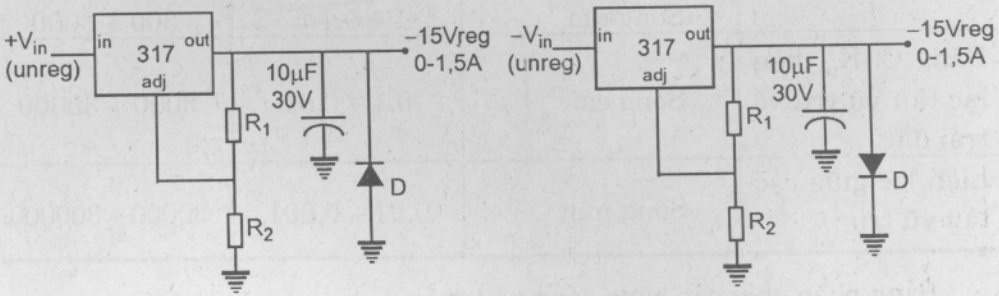
HÌNH 7.14. Sơ đồ ổn áp dùng LM317

c) Nguồn nuôi ổn áp hai cực

Hầu hết các mạch khuếch đại thuật toán đều phải sử dụng nguồn nuôi hai cực đối xứng (±5V, ±15V...)



HÌNH 7.15. Mạch ổn áp ±15V dùng IC 7815 và 7915



a) Mạch ổn áp +15V dùng IC317 b) Mạch ổn áp –15V dùng IC317

HÌNH 7.16. Mạch ổn áp dùng IC 317

Phần kết luận

Qua 7 chương đã trình bày, giáo trình đã lần lượt giới thiệu từ các linh kiện điện tử, tuyến tính và phi tuyến đến việc sử dụng chúng để tạo nên các mạch điện tử cơ bản dùng trong kỹ thuật vô tuyến điện.

Giáo trình cũng đã trình bày các phương pháp tính toán trong hệ tuyến tính và phi tuyến được sử dụng từ trước đến nay.

Ta biết rằng các tin tức cần trao đổi trong thông tin liên lạc thường chứa đựng các thành phần phổ tần số thấp. Bản thân chúng không thể tự truyền đi bằng kỹ thuật vô tuyến. Muốn truyền chúng đi xa bằng kỹ thuật vô tuyến, phải gửi chúng vào sóng cao tần thuộc băng sóng vô tuyến mang năng lượng cao. Quá trình đó gọi là quá trình điều chế. Ở nơi nhận tin tức, phải tách các tin tức ra từ sóng mang cao tần. Quá trình đó gọi là tách sóng hay giải điều. Sóng sử dụng trong kỹ thuật vô tuyến trải rộng từ 0,1MHz đến 11,75GHz. Chúng được phân chia thành các băng sóng theo bảng sau :

	Loại sóng	Bước sóng λ (m)	Tần số f (MHz)
Liên lạc trong bầu khí quyển, trên mặt đất	Sóng dài	> 3000	< 0,1
	Sóng trung	3000 ÷ 200	0,1 ÷ 1,5
	Sóng ngắn	200 ÷ 10	1,5 ÷ 30
Trái đất, vệ tinh	Sóng mét (cực ngắn)	10 ÷ 1	30 ÷ 300
	Sóng dm	1 ÷ 0,1	300 ÷ 3000
Băng C, K_u, liên lạc tàu vũ trụ về trái đất	Sóng cm	0,1 ÷ 0,01	3000 ÷ 30000
Liên lạc giữa các tàu vũ trụ	Sóng mm	0,01 ÷ 0,001	30000 ÷ 300000

Bảng phân chia các băng sóng vô tuyến

Các tin tức thường có biên độ nhỏ, chúng cần được khuếch đại lên. Các tín hiệu cao tần, sử dụng trong các mạch điện tử và phát sóng, cần có

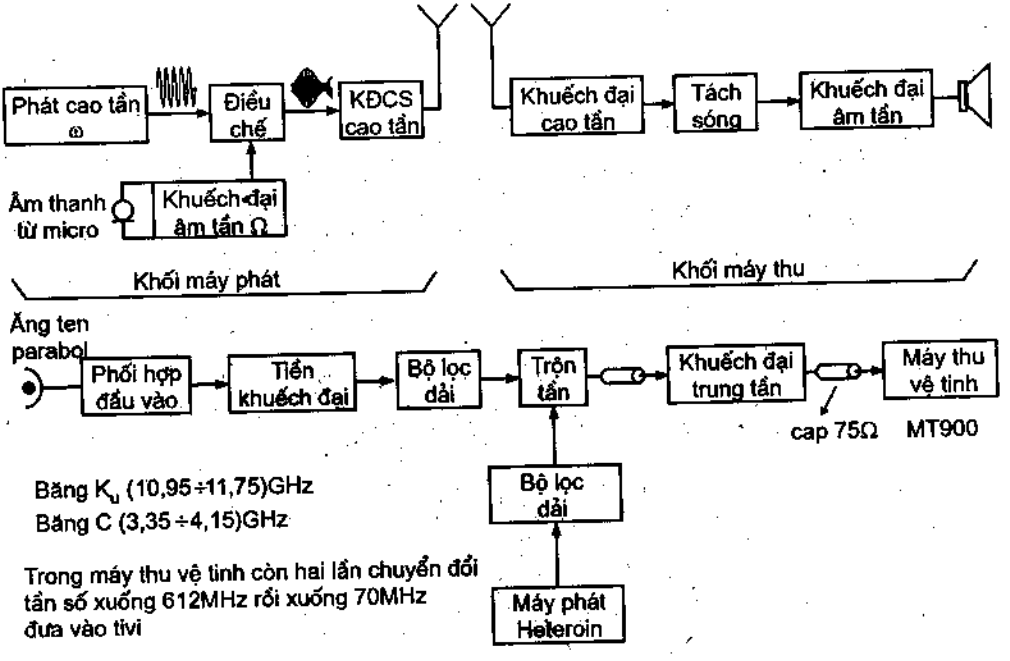
giá trị thích hợp. Trong chương khuếch đại, giáo trình đã trình bày khá đầy đủ các mạch khuếch đại các tín hiệu từ biến đổi chậm đến cao tần.

Giáo trình đã trình bày khá tỉ mỉ về các hệ dao động cao tần LC và thạch anh. Đây là bộ phận cơ bản trong thông tin liên lạc bằng kỹ thuật vô tuyến. Cuối cùng, giáo trình cũng giới thiệu các mạch nguồn nuôi, để nuôi các thiết bị điện tử hoạt động.

Tất cả các vấn đề được trình bày sẽ giúp bạn đọc có thể hiểu và xây dựng được hệ Thu-Phát vô tuyến điện. Sơ đồ khối của hệ thu phát vô tuyến được mô tả dưới đây:

Thu phát vệ tinh về cơ bản vẫn dựa theo phương pháp chung, nhưng hoạt động ở vùng sóng rất ngắn, tần số đến 30 GHz. Do đó cần phải có những đặc điểm riêng cần được khảo sát. Vấn đề đó sẽ được trình bày riêng ở một giáo trình khác.

Trong giáo trình còn đề cập nhiều mạch điện tử khác nhau. Chúng được sử dụng trong các thiết bị đo lường, điều khiển và ứng dụng trong nghiên cứu của các ngành khoa học khác. Hy vọng rằng, giáo trình sẽ cung cấp được phần nào yêu cầu của bạn đọc.



HÌNH 7.17. Sơ đồ khối trạm thu phát vô tuyến và trạm thu vệ tinh

Tài liệu tham khảo

1. J. E. Fisher and H. B. Gatland, *Electronics from Theory Into Practice*, Pergamon Press, 1980.
2. Paul Horowitz, Winfield Hill, *The Art of Electronics*, Second edition, Cambridge University Press, 1989.
3. Walter Jung, *IC OP-AMP COOKBOOK*, Howard W. Sams & Co., Inc.,1983.
4. Kanaan Kano, *Semiconductor Devices*, Prentice-Hall International, Inc., 1998.
5. Albert Paul Malvino, *Digital Principles and Applications*, McGraw-Hill Inc., 1976.
6. Jacob Millman, Christos C. Halkias, *Electronic Fundamentals and Applications for Engineers and Scientists*, McGraw-Hill Inc., 1976.
7. Vũ Anh Phi, Vật lý dao động, Giáo trình DHTH Hà nội, 1995.
8. Rechard J. Higgins, Electronics with Digital and Analog Integrated Circuit, Prentice-Hall International, Inc., 1983.
9. L. Solymar, D. Walse, *Electrical Properties of Materials*, Sixth edition, Oxford University Press, 1998.
10. Đỗ Xuân Thụ, Kỹ thuật điện tử, Nhà xuất bản giáo dục, 1999.
11. Nguyễn Kim Giao, Lê Xuân Thê, *Kỹ thuật điện tử*, Nhà xuất bản Giáo dục, 2000.

MỤC LỤC

Chịu trách nhiệm xuất bản :

Chủ tịch HĐQT kiêm Tổng Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI

Phó Tổng Giám đốc kiêm Tổng biên tập VŨ DƯƠNG THỤY

Biên tập nội dung và sửa bản in :

DƯƠNG VĂN BẰNG

Trình bày bìa :

BÙI QUANG TUẤN

Chế bản :

PHÒNG CHẾ BẢN (NXB GIÁO DỤC)

VÔ TUYẾN ĐIỆN TỬ

Mã số: 7B617M5 - (DAI)

In 1000 bản. Khổ 16 x 24cm, tại Công ty cổ phần in Bắc Giang.
Số in: 28. Số xuất bản: 167/ 9- 05
In xong nộp lưu chiểu tháng 6 năm 2005.

CÔNG TY CỔ PHẦN SÁCH ĐẠI HỌC - DẠY NGHỀ
HEVOBCO
25 HÀN THUYÊN - HÀ NỘI

TÌM ĐỌC SÁCH THAM KHẢO KĨ THUẬT CỦA NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

1	**Cơ sở kĩ thuật Laser**	Trần Đức Hân Nguyễn Minh Hiền
2	**Kĩ thuật điện tử**	Đỗ Xuân Thụ
3	**Bài tập kĩ thuật điện tử**	Đỗ Xuân Thụ - Nguyễn Viết Nguyên
4	**Kĩ thuật điện tử số**	Đặng Văn Chuyết
5	**Kĩ thuật audio - video**	Nguyễn Thanh Trà Thái Vinh Hiển
6	**Kĩ thuật mạch điện tử phi tuyến**	Phạm Minh Việt Trần Công Nhương
7	**Hệ thống viễn thông** (Hai tập)	Phạm Minh Việt Thái Hồng Nhị
8	**Cơ sở kĩ thuật điện tử số**	Vũ Đức Thọ
9	**Kĩ thuật chuyển mạch số**	Nguyễn Văn Thắng
10	**Kĩ thuật đầu cuối thông tin**	Vũ Đức Thọ
11	**Kĩ thuật điện tử ứng dụng**	Nguyễn Vũ Sơn
12	**Vô tuyến điện tử**	Ngạc Văn An - Đặng Hùng Nguyễn Đăng Lâm Lê Xuân Thê - Đỗ Xuân Kiên
13	**Tính toán mạng thông tin di động số**	Vũ Đức Thọ
14	**Kĩ thuật số**	Trần Văn Hào
15	**Dụng cụ bán dẫn và vi mạch**	Lê Xuân Thê

Bạn đọc có thể mua tại các Công ti Sách - Thiết bị trường học ở địa phương hoặc các Cửa hàng của Nhà xuất bản Giáo dục :

**** 25 Hàn Thuyên, 81 Trần Hưng Đạo hoặc 187 Giảng Võ, 23 Tràng Tiền- Hà Nội.***

**** 15 Nguyễn Chí Thanh - TP Đà Nẵng***

**** 104 Mai Thị Lựu - Quận 1 - TP. Hồ Chí Minh.***

8 934980 541029

Giá: **25.500đ**