

Chương 1

CÁC KHÁI NIỆM CƠ BẢN

1.1. Các đại lượng cơ bản:

1.1.1. Điện áp và dòng điện: là hai khái niệm định lượng cơ bản của một mạch điện. Chúng cho phép xác định trạng thái về điện ở những điểm, những bộ phận khác nhau vào những thời điểm khác nhau của mạch điện và do vậy chúng còn được gọi là các thông số trạng thái cơ bản của một mạch điện.

Điện áp được rút ra từ khái niệm điện thế trong vật lý, là hiệu số điện thế giữa hai điểm khác nhau của mạch điện. Thường một điểm nào đó của mạch được chọn làm điểm gốc (điện thế bằng 0). Khi đó điện thế của mọi điểm khác trong mạch so với điểm gốc được hiểu là điện áp tại điểm tương ứng. Điện áp giữa hai điểm A và B của mạch (ký hiệu U_{AB}) xác định bởi

$$U_{AB} = V_A - V_B = - U_{BA}$$

V_A, V_B là điện thế của A và B so với gốc

Dòng điện là biểu hiện trạng thái chuyển động của các hạt mang điện trong vật chất do tác động của trường hay do tồn tại 1 Gradien nồng độ hạt theo không gian. Dòng điện trong mạch có chiều chuyển động từ nơi có điện thế cao sang nơi có điện thế thấp và do vậy ngược với chiều chuyển động của điện tử.

Nhận xét:

- Điện áp luôn được đo giữa hai điểm khác nhau của mạch trong khi dòng điện được xác định chỉ tại một điểm của mạch.
- Định luật bảo toàn điện tích: Tổng giá trị các dòng điện đi vào một điểm của mạch luôn bằng tổng các giá trị đi ra khỏi điểm đó. Suy ra trên một đoạn mạch mắc nối tiếp dòng điện tại mọi điểm là như nhau.
- Điện áp giữa hai đầu nhiều phần tử hay nhiều nhánh nối song song với nhau luôn bằng nhau.

1.1.2. Tính chất điện của một phần tử:

a) Định nghĩa: Tính chất điện của một phần tử trong mạch điện được thể hiện qua mối quan hệ tương hỗ giữa điện áp U trên hai đầu của nó và dòng điện I chạy qua nó được định nghĩa là điện trở của phần tử. (Điện trở thể hiện tính cản trở dòng điện của phần tử).

- Nếu mối quan hệ này là tỷ lệ thuận, ta có định luật Ohm: $U = R \cdot I$

ở đây, R là 1 hằng số tỷ lệ được gọi là điện trở của phần tử tương ứng được gọi là điện trở thuần.

- Nếu điện áp trên phần tử tỷ lệ với tốc độ biến đổi theo thời gian của dòng điện trên nó, tức là: $U = L \frac{dI}{dt}$ (L là 1 hằng số tỷ lệ)

ta có phần tử là 1 cuộn dây có giá trị điện cảm L

- Nếu dòng điện trên phần tử tỷ lệ với tốc độ biến đổi theo thời gian của điện áp trên nó, tức là: $I = C \frac{dU}{dt}$ (C là 1 hằng số tỷ lệ)

ta có phần tử là 1 tụ điện có giá trị điện dung C

Tất cả các phần tử trên gọi là phần tử tuyến tính.

- Trên thực tế còn tồn tại nhiều quan hệ tương hỗ đa dạng, các phần tử này không tuyến tính và có nhiều tính chất đặc biệt gọi chung là điện trở phi tuyến, điển hình là diode, transistor, ... gọi chung là phần tử phi tuyến.

b) Các tính chất quan trọng của phần tử tuyến tính:

- Đặc tuyến V-A (thể hiện quan hệ $U(I)$) là một đường thẳng, điện trở là một đại lượng không đổi ở mọi điểm.
- Tuân theo nguyên lý chồng chất. Tác động tổng cộng bằng các tác động riêng lẻ lên nó. Đáp ứng tổng bằng tổng các kết quả thành phần do các tác động thành phần gây ra.
- Không phát sinh tần số lạ khi làm việc với tín hiệu xoay chiều (không gây méo phi tuyến).

Đối lập lại, với phần tử phi tuyến, ta có các tính chất:

- Đặc tuyến V-A là một đường cong, điện trở thay đổi theo điểm làm việc
- Không áp dụng được nguyên lý chồng chất.
- Luôn phát sinh tần số lạ khi có tín hiệu xoay chiều tác động.

c) Ứng dụng các phần tử tuyến tính:

- Điện trở luôn là thông số đặc trưng cho hiện tượng tiêu hao năng lượng và là một thông số không quan tính. Mức tiêu hao năng lượng của điện trở được đánh giá bằng công suất trên nó $P = U \cdot I = I^2 \cdot R = U^2 / R$
- Trong khi đó cuộn dây và tụ điện là các phần tử về cơ bản không tiêu hao năng lượng và có quan tính. Chúng đặc trưng cho hiện tượng tích luỹ năng lượng từ trường hay điện trường của mạch khi có dòng điện hay điện áp biến thiên qua nó, điện trở phụ thuộc vào tần số.
- $R_{\text{nối tiếp}} = \sum R_{\text{thành phần}}, \frac{1}{R_{\text{song song}}} = \sum \frac{1}{R_{\text{thành phần}}}$

Suy ra

- Có thể thực hiện việc chia nhỏ một điện áp (dòng điện) giữa các điểm khác nhau của mạch bằng cách nối tiếp (song song) các điện trở.
- Nối tiếp thì điện trở có giá trị lớn quyết định giá trị chung. Song song thì điện trở nhỏ quyết định.
- Tương tự $\frac{1}{C_{\text{nối tiếp}}} = \sum \frac{1}{C_{\text{thành phần}}}, C_{\text{song song}} = \sum C_{\text{thành phần}}$
- Nếu nối tiếp (song song) R với L (hoặc C) sẽ nhận được một kết cấu mạch có tính chất chọn lọc tần số.
- Nếu nối tiếp (song song) L với C sẽ nhận được 1 kết cấu mạch vừa có tính chất chọn lọc tần số, vừa có khả năng dao động.

1.1.3. Nguồn điện áp và nguồn dòng điện:

Một phần tử mà tự nó hay khi chịu các tác động không có bản chất điện tử có khả năng tạo ra điện áp hay dòng điện ở một điểm nào đó của mạch điện thì nó được gọi là một nguồn sức điện động. Hai thông số đặc trưng:

- Giá trị điện áp giữa hai đầu lúc hở mạch: U_{hm}
- Giá trị dòng điện của nguồn đưa ra mạch ngoài lúc mạch ngoài dẫn điện hoàn toàn gọi là dòng điện ngắn mạch của nguồn: I_{ngm}

Một nguồn sức điện động lý tưởng nếu điện áp hay dòng điện do nó cung cấp cho mạch ngoài không phụ thuộc vào tính chất mạch ngoài. Thực tế, với những tải có giá trị khác nhau,

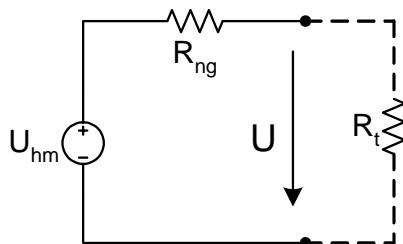
điện áp trên 2 đầu nguồn hay dòng điện do nó cung cấp có giá trị khác nhau và phụ thuộc tải → tồn tại giá trị điện trở bên trong gọi là điện trở nguồn $R_{ng} = \frac{U_{hm}}{I_{ngm}}$

U, I là điện áp và dòng điện do nguồn cung cấp khi có tải hữu hạn $0 < R_t < \infty$

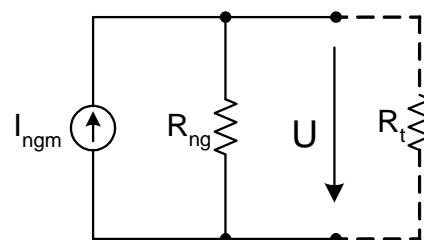
$$R_{ng} = \frac{U_{hm} - U}{I} \Rightarrow I_{ngm} = \frac{U}{R_{ng}} + I$$

Nhân xét:

- $R_{ng} \rightarrow 0$ ta có $U \rightarrow U_{hm}$: Nguồn sức điện động là nguồn điện áp lý tưởng
- $R_{ng} \rightarrow \infty$ ta có $I \rightarrow I_{ngm}$: Nguồn sức điện động là nguồn dòng điện lý tưởng
- Nguồn sức điện động thực tế được coi là 1 nguồn điện áp hay nguồn dòng điện tùy theo bản chất cấu tạo của nó để giá trị R_{ng} nhỏ hay lớn.



Nguồn điện áp



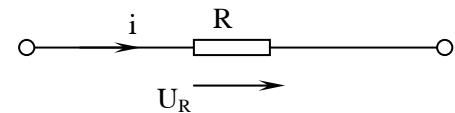
Nguồn dòng điện

Hình 1.1.1 Biểu diễn tương đương nguồn điện

1.2. Các định luật cơ bản:

1.2.1. Định luật Ohm:

Định luật Ohm phát biểu rằng điện áp trên hai đầu của điện trở tỷ lệ thuận với dòng điện chảy qua điện trở. Hệ số tỷ lệ không đổi chính là giá trị điện kháng của điện trở.



Hình 1.2.1. Điện trở

Như vậy, theo định luật Ohm, khi cho dòng điện i chạy qua điện trở R (hình 1.2.1) và gây ra trên hai đầu điện trở một điện áp U_R , quan hệ giữa dòng điện i và điện áp U_R là:

$$U_R = R \cdot i$$

Người ta còn dùng khái niệm điện dẫn: $g = \frac{1}{R}$

Công suất tiêu thụ trên điện trở:

$$p = U_R \cdot i = R i^2$$

Như vậy điện trở R đặc trưng cho công suất tiêu tán trên điện trở. Đơn vị của điện trở là Ω (Ohm). Đơn vị của điện dẫn là S (Simen).

$$S = \frac{1}{\Omega}$$

Điện năng tiêu thụ trên điện trở trong khoảng thời gian t là:

$$A = \int_0^t p dt = \int_0^t R i^2 dt$$

Khi $i = \text{const}$ thì $A = R i^2 t$

Đơn vị của điện năng là J (Jun), Wh (Watt giờ), bội số của nó là kWh (kiloWatt giờ).

1.2.2. Hai định luật Kirchhoff:

Từ định luật Ohm, ta còn cần phải xác định mối quan hệ của điện áp, dòng điện và nguồn điện có liên hệ như thế nào đối với điện trở. Tuy nhiên, với chỉ riêng định luật Ohm thì không thể phân tích được mạch điện cho dù đó là một mạch điện đơn giản nhất. Khi đó người ta phải sử dụng đến hai định luật Kirchhoff, có thể nói định luật Kirchhoff 1 và 2 là hai định luật cơ bản để nghiên cứu, tính toán mạch điện.

Định luật Kirchhoff 1

Định luật Kirchhoff 1 phát biểu cho một đỉnh:

Tổng đại số các dòng điện tại một đỉnh bằng không.

$$\Sigma i = 0$$

Trong đó, nếu quy ước các dòng điện đi tới đỉnh mang dấu dương thì các dòng điện rời khỏi đỉnh mang dấu âm hoặc ngược lại.

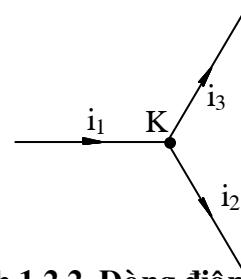
Ví dụ: Tại đỉnh K trên hình 2.2, định luật Kirchhoff 1 được viết:

$$i_1 - i_2 - i_3 = 0$$

hay

$$i_1 = i_2 + i_3$$

Định luật Kirchhoff 1 như vậy có nghĩa là tổng các dòng điện tới đỉnh bằng tổng các dòng điện rời khỏi đỉnh. Định luật Kirchhoff 1 nói lên tính chất liên tục của dòng điện. Trong một đỉnh không có hiện tượng tích luỹ điện tích, có bao nhiêu trị số dòng điện tới đỉnh thì cũng có bấy nhiêu trị số dòng điện rời khỏi đỉnh.



Hình 1.2.2. Dòng điện tại đỉnh

Định luật Kirchhoff 2

Định luật Kirchhoff 2 phát biểu cho một vòng kín của mạch điện. Đi theo một vòng kín với chiều tùy ý, tổng đại số các điện áp rơi trên các phần tử bằng tổng đại số các sức điện động và dòng điện có chiều trùng với chiều đi vòng sẽ lấy dấu dương, ngược lại thì mang dấu âm.

$$\Sigma u = 0$$

Định luật Kirchhoff 2 được phát biểu như sau:

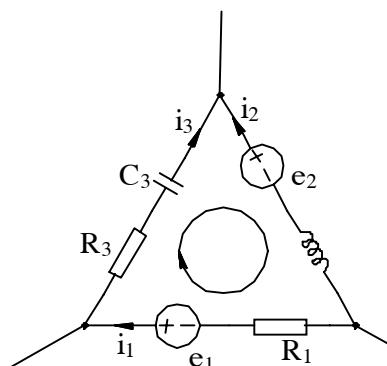
Đi theo một vòng kín theo chiều tùy ý, tổng đại số các điện áp rơi trên các phần tử bằng tổng đại số các sức điện động và dòng điện có chiều trùng với chiều đi vòng sẽ lấy dấu dương, ngược lại thì mang dấu âm.

$$\Sigma u = \Sigma e$$

Ví dụ: Đối với vòng kín trong mạch điện h.1.2.3, định luật Kirchhoff 2 được viết:

$$R_3 i_3 + \frac{1}{C_3} \int_0^t i_3 dt - L_2 \frac{di_2}{dt} + R_1 i_1 = e_1 - e_2$$

Định luật Kirchhoff 2 nói lên tính chất thế của mạch điện. Trong một mạch điện xuất phát từ một điểm theo một mạch vòng kín và trở lại vị trí xuất phát thì lượng tăng thế bằng không.



Hình 1.2.3. Định luật Kirchhoff 2

Cần chú ý rằng hai định luật Kirchhoff là chỉ giá trị tức thời của dòng điện và điện áp. Khi nghiên cứu mạch điện ở chế độ quá độ, hai định luật Kirchhoff sẽ được viết dưới dạng này. Khi nghiên cứu mạch điện ở chế độ xác lập, dòng điện và điện áp được biểu diễn bằng vector hoặc số phức, vì thế hai định luật Kirchhoff sẽ viết dưới dạng vector hoặc số phức.

Hai định luật Kirchhoff diễn tả đầy đủ quan hệ dòng điện và điện áp trong mạch điện. Dựa trên hai định luật này, người ta có thể xây dựng các phương pháp giải mạch điện, đó chính là cơ sở để nghiên cứu, tính toán mạch điện.

1.2.3. Định lý Thévenil-Norton:

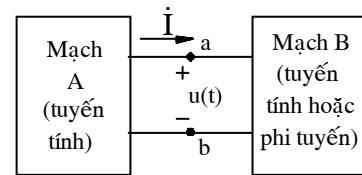
Giả sử một mạch điện có thể tách ra 2 phần như hình 1.2.4, xét mạch ở chế độ xác lập điều hoà: Phần mạch A là tuyến tính, nếu trong mạch A có chứa các nguồn phụ thuộc thì giả sử các biến dòng áp điều khiển chúng cũng nằm trong phần mạch A. Gọi \dot{I} là dòng điện và \dot{U} là điện áp giữa hai cực a và b với chiều xác định như hình vẽ.

Theo định lý thay thế, có thể thay thế phần mạch B bởi một nguồn sức điện động có trị số đúng bằng \dot{U} như hình 1.2.5a, khi đó dòng điện \dot{I} ở hai cực a và b cũng như các dòng áp khác trong mạch A là không đổi so với hình 1.2.4. Mạch hình 1.2.5a là mạch tuyến tính, đáp ứng dòng \dot{I} là gây ra bởi các kích thích gồm nguồn áp độc lập \dot{U} ở hai cực a, b và các nguồn độc lập bên trong phần mạch A. Do đó có thể áp dụng nguyên lý xếp chồng để được:

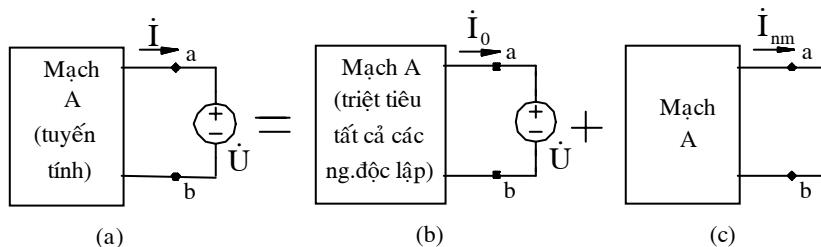
$$\dot{I} = \dot{I}_0 + \dot{I}_{nm}$$

trong đó, \dot{I}_0 là dòng điện gây ra bởi nguồn áp \dot{U} , còn tất cả các nguồn độc lập trong mạch A bị triệt tiêu (hình 1.2.5b); còn \dot{I}_{nm} là dòng điện gây ra bởi các nguồn độc lập trong mạch A còn nguồn \dot{U} bị triệt tiêu, nghĩa là ngắn mạch hai cực a và b (hình 1.2.5c), dòng điện \dot{I}_{nm} được gọi là dòng điện ngắn mạch.

Định lý Thevenil được phát biểu như sau:



Hình 1.2.4



Hình 1.2.5

Có thể thay thế tương đương một mạng một cửa tuyến tính bởi một nguồn áp có giá trị bằng điện áp trên cửa khi hở mạch mắc nối tiếp với trở kháng Thevenin của mạng một cửa.

Phần mạch A được gọi là mạng một cửa vì nó liên lạc trao đổi tín hiệu và năng lượng điện từ với bên ngoài thông qua một cửa gồm cặp cực a và b.

Mạch được mô tả bởi phương trình (1) gọi là mạch tương đương Norton của mạng một cửa A, được vẽ trên hình 1.2.5b. Nó gồm một nguồn dòng có trị số bằng dòng điện ngắn mạch \dot{I}_{nm} nối song song với trở kháng Thevenin của mạng một cửa A.

Định lý Norton được phát biểu như sau:

Có thể thay thế tương đương một mạng một cửa tuyến tính bởi một nguồn dòng có giá trị bằng dòng điện trên cửa khi ngắn mạch mắc song song với trở kháng Thevenin của mạng một cửa.

1.3. Tín hiệu và các hệ thống điện tử điển hình:

1.3.1. Khái niệm chung về tín hiệu:

Trong đời sống hằng ngày, chúng ta thường phải truyền đi tiếng nói, hình ảnh hoặc âm thanh, gọi chung là tín tức. Để có thể truyền tin tức qua các hệ thống điện tử, người ta thường biến đổi chúng thành 1 điện áp hoặc dòng điện, biến thiên tỷ lệ với lượng tin tức nguyên thủy (ví dụ micro biến tiếng nói thành 1 điện áp xoay chiều). Ta gọi đó là tín hiệu.

Một cách tổng quát, tín hiệu có thể là tuần hoàn hoặc không tuần hoàn, là liên tục theo thời gian (gọi là tín hiệu tương đồng, hay tín hiệu analog) hoặc gián đoạn theo thời gian (gọi là tín hiệu xung, tín hiệu số, hay tín hiệu digital).

Trong các tín hiệu tương đồng, dạng đặc trưng nhất là tín hiệu hình sin (h.1.3.1). Biểu thức của tín hiệu này có dạng:

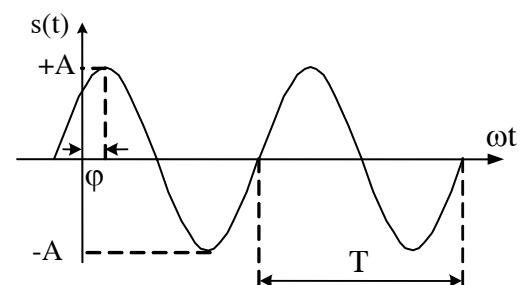
$$s(t) = A \cos(\omega t - \varphi)$$

trong đó: A là biên độ, $\omega = 2\pi f$ là tần số góc và φ là góc pha ban đầu của tín hiệu, $T = \frac{2\pi}{\omega} = \frac{1}{f}$ là chu kỳ.

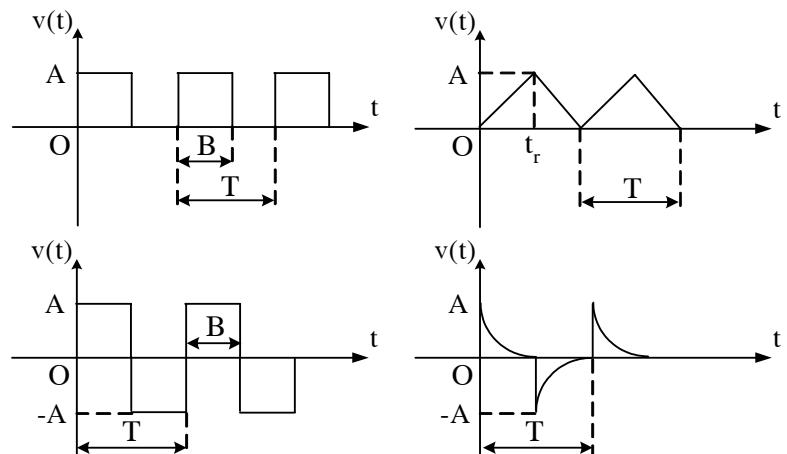
Một tín hiệu không tuần hoàn, dạng bất kỳ, có thể coi như là tổng của vô số thành phần hình sin (dựa vào khai triển Fourier). Mỗi thành phần hình sin (gọi là 1 sóng hài) có 1 biên độ, 1 tần số và 1 góc pha nhất định. Thành phần hình sin quan trọng nhất, có tần số ω , gọi là sóng cơ bản (hay sóng hài bậc nhất). Các thành phần hình sin khác có tần số $2\omega, 3\omega, \dots, n\omega$ gọi là sóng hài bậc 2, bậc 3, ..., bậc n. Đồ thị biểu diễn biên độ của các sóng hài theo tần số gọi là phổ tín hiệu. Tuỳ theo loại tín hiệu mà phổ của chúng là những vạch đứng rời rạc hoặc những đường cong liên tục.

Ngoài tín hiệu tương đồng (biến đổi liên tục theo thời gian), trong kỹ thuật ta còn gặp các tín hiệu đột biến, tồn tại một cách gián đoạn theo thời gian. Ví dụ dạng xung thường gặp như: xung vuông, xung hình thang, xung tam giác (răng cưa), xung nhọn đầu (hàm mũ) v.v... như trên h.1.3.2. Chúng có thể có cực tính dương, âm, hoặc cả hai, tuần hoàn hoặc không tuần hoàn. Đặc trưng cho loại tín hiệu này có các tham số sau đây:

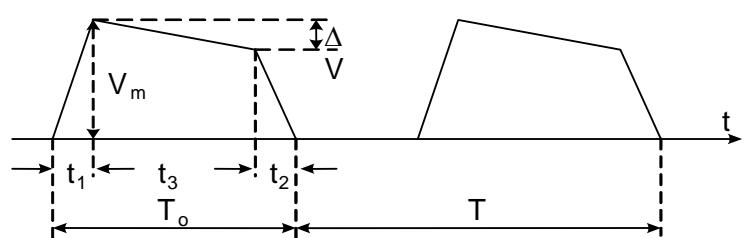
- Biên độ V_m (xem hình 1.3.3)



Hình 1.3.1 Tín hiệu hình sin



Hình 1.3.2. Các dạng tín hiệu xung.



Hình 1.3.3. Các tham số đặc trưng của tín hiệu xung.

- Độ giảm đỉnh xung ΔV
- Độ rộng xung T_0
- Độ rộng sườn trước t_1
- Độ rộng sườn sau t_2
- Độ rộng đỉnh xung t_3

Các tham số thời gian như T_0 , t_1 , t_2 , t_3 , trong nhiều trường hợp rất khó xác định một cách chính xác. Lúc đó người ta phải sử dụng những quy ước. Ví dụ độ rộng sườn trước (t_1) hoặc độ rộng sườn sau (t_2) là khoảng thời gian mà tín hiệu tăng hoặc giảm trong phạm vi từ 10% đến 90% giá trị biên độ.

Đối với tín hiệu tuần hoàn, ngoài các tham số kể trên còn có: chu kỳ T , tần số f ($f = 1/T$), hệ số đầy ($\theta = T_0/T$).

Các tín hiệu xung có thể mã hoá trong hệ nhị phân. Trong trường hợp này, người ta quan tâm đến 2 giá trị phân biệt, chẳng hạn hai mức khác nhau, ký hiệu là 0 và 1 (trong hệ logic dương). Trong hệ logic âm thì có sự tương quan ngược lại: mức L tương ứng với trạng thái logic 1, mức H tương ứng với trạng thái logic 0.

1.3.2. Các thông số đặc trưng cho tín hiệu:

a) Độ dài:

Khi biểu diễn trong đồ thị thời gian, khoảng thời gian tồn tại của tín hiệu, kể từ lúc bắt đầu cho đến khi kết thúc, được gọi là độ dài (hay độ rộng) của tín hiệu. Nếu là tín hiệu tuần hoàn, độ dài được tính tương ứng với thời gian tồn tại tín hiệu trong 1 chu kỳ.

b) Giá trị trung bình:

Nếu tín hiệu $s(t)$, xuất hiện tại thời điểm t_0 , có độ dài là τ thì giá trị trung bình trong khoảng thời gian τ của nó được xác định bởi:

$$s(t) = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} s(t) dt$$

c) Năng lượng của tín hiệu:

Thông thường $s(t)$ đại diện cho 1 điện áp hay 1 dòng điện. Vì vậy năng lượng của tín hiệu trong thời gian tồn tại của nó xác định theo hệ thức:

$$E_s = \int_{t_0}^{t_0 + \tau} s^2(t) dt$$

Năng lượng trung bình trong 1 đơn vị thời gian (thường gọi là công suất trung bình của tín hiệu) sẽ là:

$$\overline{s^2(t)} = \frac{E}{\tau} = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} s^2(t) dt$$

Căn bậc hai của năng lượng trung bình được gọi là giá trị hiệu dụng của tín hiệu:

$$S = \sqrt{\overline{s^2(t)}} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0 + \tau} s^2(t) dt}$$

Ví dụ: $s(t)$ là 1 tín hiệu hình sin: $s(t) = S_m \sin \omega t$

có chu kỳ $T=2\pi/\omega$, biên độ là S_m thì áp dụng, trị hiệu dụng sẽ là:

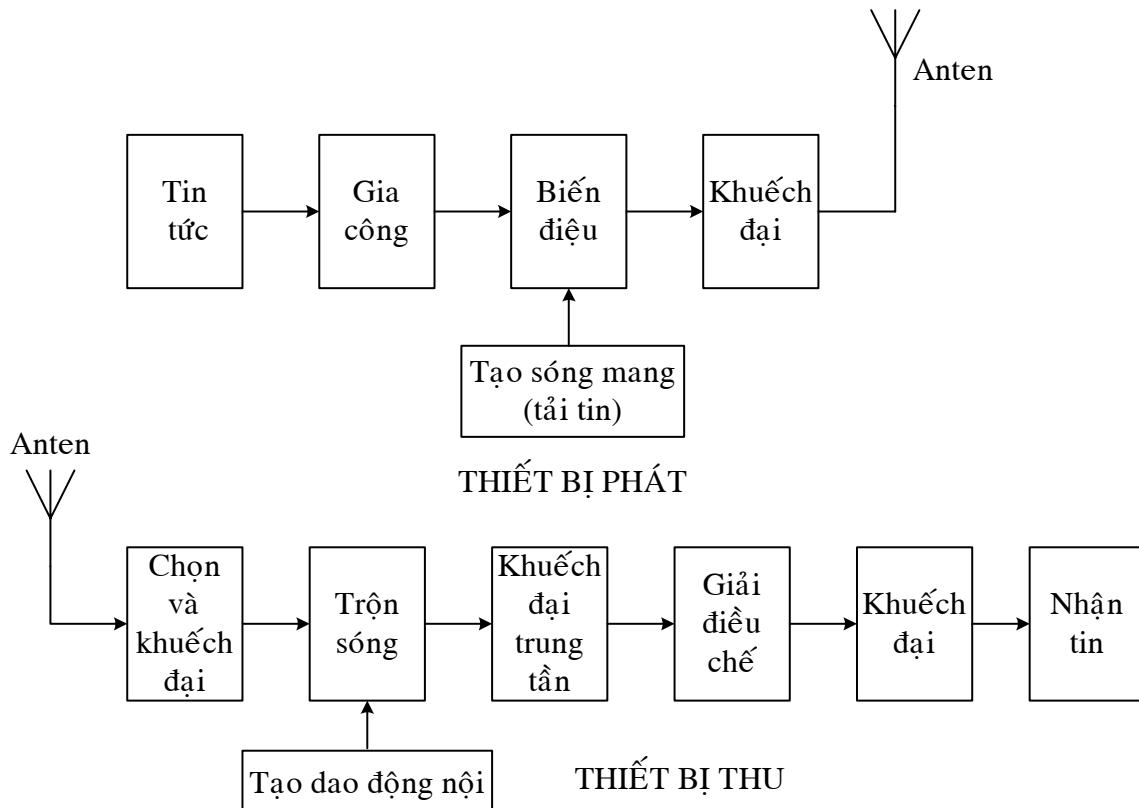
$$S = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{S_m}{\sqrt{2}}$$

1.3.3. Các hệ thống điện tử điển hình:

Để thực hiện việc truyền các tin tức (tiếng nói, hình ảnh, số liệu,...) đi xa hoặc thu thập, xử lý 1 tín hiệu từ nơi xa tới, tiến hành đo đạc, khống chế và sử dụng chúng vào mục đích cụ thể, người ta xây dựng các thiết bị chức năng và tập hợp chúng thành 1 hệ thống điện tử nhất định. Trong các hệ đó, tin tức có thể được truyền theo 1 chiều nhất định (gọi là hệ thống hở), cũng có thể truyền theo cả 2 chiều: chiều thuận và chiều nghịch gọi là hệ thống kín (thông thường, đường truyền ngược có tác dụng ổn định trạng thái làm việc của hệ). Ba hệ thống điện tử thường gặp là hệ thông tin quảng bá, hệ đo lường và hệ tự động điều khiển. Sau đây trình bày khái quát cấu trúc và đặc điểm của các hệ đó.

a) Hệ thông tin quảng bá:

Đây là hệ thường dùng để truyền tiếng nói, hình ảnh từ các đài phát thanh, phát hình tới các máy thu như hình 1.3.4.



Hình 1.3.4. Hệ thông tin quảng bá.

Tại đài phát, tin tức được truyền qua bộ gia công, biến thành các đại lượng điện tần số thấp. Tín hiệu loại này có năng lượng nhỏ, tần số thấp, không thể bức xạ đi xa, vì vậy người ta phải dùng 1 sóng cao tần (gọi là sóng mang hoặc tải tin) để mang tín hiệu đi xa. Quá trình này gọi là điều chế hay biến điệu. Qua bộ phận này, một trong những tham số của sóng cao tần (biên độ, tần số hoặc góc pha) bị thay đổi theo quy luật của tín hiệu tần số thấp, do đó có tên gọi là sóng biến điệu (điều biên, điều tần hoặc điều pha). Chúng được khuếch đại và đưa đến thiết bị anten để bức xạ qua môi trường truyền sóng. Tại bộ phận thu, sóng cao tần biến điệu tiếp nhận từ

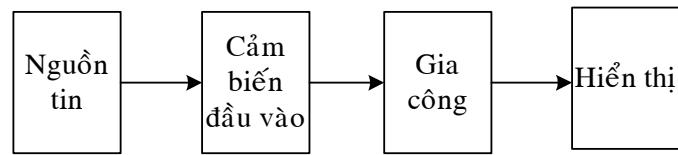
anten sẽ được chọn lọc, khuếch đại và đưa đến bộ trộn sóng (đem sóng cao tần mang tín tức trộn với sóng tạo ra tại chỗ - gọi là dao động nội, để tạo nên sóng có tần số thấp hơn - gọi là trung tần). Sau đó sóng trung tần này được khuếch đại, giải điều chế (nghĩa là tách tín hiệu tần số thấp phản ánh tín tức nguyên thuỷ ra khỏi sóng mang; quá trình này còn gọi là tách sóng), tiếp tục khuếch đại và đưa tới bộ phận nhận tin (ví dụ loa trong máy thu thanh).

Hệ thống mô tả trên đây thuộc loại hệ thống hở: tín hiệu chỉ truyền theo 1 chiều (từ đài phát tới máy thu) mà không truyền theo chiều ngược lại. Chất lượng và hiệu quả của việc thông tin phụ thuộc vào chất lượng của thiết bị phát, thiết bị thu và môi trường truyền sóng. Thông thường, bên cạnh các tín hiệu cần truyền đi (gọi là tín hiệu hữu ích) còn lẫn lộn các tín hiệu ký sinh không mong muốn (do các linh kiện và môi trường gây nên) gọi chung là nhiễu. Để có hiệu quả thông tin tốt, mỗi bộ phận trong hệ thống tin quảng bá nói trên đều phải có tỷ số tín hiệu hữu ích trên nền nhiễu (tỷ số S/N) càng lớn càng tốt.

b) Hệ đo lường điện tử:

Trong thực tế, nhiều khi ta cần đo đặc các thông số hoặc thu thập tin tức về 1 đối tượng nào đó, ví dụ đo nhiệt độ, xác định tốc độ chuyển động, khảo sát quy luật thay đổi theo thời gian của nồng độ hạt dẩn v.v... Thông số cần đo có thể là 1 đại lượng điện hoặc phi điện, đối tượng có thể là 1 cá thể hay tập thể, khoảng cách từ đối tượng đo đến bộ phận hiển thị kết quả có thể rất gần hoặc rất xa. Một hệ thống như vậy gọi chung là hệ đo lường điện tử. Sơ đồ khối của hệ đó như hình 1.3.5.

Bộ cảm biến đầu vào biến đổi đại lượng cần đo thành 1 tín hiệu điện tỷ lệ với nó. Sau đó tín hiệu này được gia công (xử lý, biến đổi thành dạng thích hợp, khuếch đại,...) và đưa đến bộ phận hiển thị (thông báo kết quả dưới dạng nào đó). Trong các khối trên, bộ cảm biến đóng vai trò quan trọng nhất. Nó quyết định độ nhạy và độ chính xác của phép đo. Cũng như mọi thiết bị điện tử khác, hệ đo lường điện tử có thể xây dựng theo nguyên tắc tương đồng (tín hiệu biến thiên liên tục theo thời gian) hoặc nguyên tắc số (tín hiệu tồn tại rời rạc theo thời gian, hoặc có giá trị rời rạc về biên độ). Thiết bị đo dựa trên nguyên tắc số thường có độ chính xác cao, khả năng chống nhiễu tốt, dễ phối hợp với các hệ thống truyền và xử lý số liệu khác. Nó cũng cho phép ta thực hiện đo đồng thời nhiều đại lượng hoặc nhiều tham số của 1 quá trình, hoặc đo lường từ xa. Ngày nay, nhiều quá trình đo được tiến hành 1 cách tự động, theo 1 chương trình định trước nhờ các bộ vi xử lý trung tâm đặt trong các hệ thống đo.



Hình 1.3.5. Hệ đo lường điện tử.

c) Hệ tự động điều khiển:

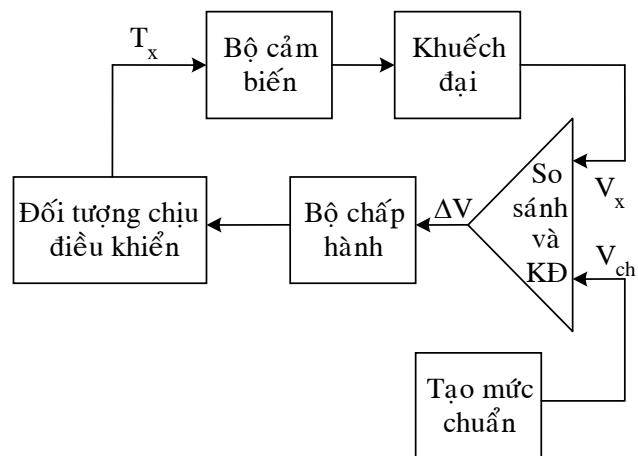
Hệ thống tự điều khiển thuộc loại hệ thống kín: ngoài đường truyền tín hiệu theo chiều thuận, còn có đường truyền ngược (gọi là đường hồi tiếp) để theo dõi, đo đặc hoặc so sánh 1 hay nhiều thông số của quá trình, từ đó sản sinh ra tín hiệu điều khiển, nhằm đưa hệ thống trở về một trạng thái ổn định nào đó. Ví dụ trên hình là hệ thống tự động điều khiển nhiệt độ.

Đối tượng chịu sự điều khiển ở đây là 1 lò sấy nào đó. Nhiệt độ của nó (thông số điều khiển T_x) được bộ cảm biến chuyển thành 1 điện áp (tỷ lệ với nhiệt độ). Qua khuếch đại, điện áp V_x này được đem so sánh với 1 mẫu điện áp mẫu V_{ch} (do bộ tạo mức chuẩn gây ra). Giá trị của V_{ch} được lựa chọn tương ứng với 1 nhiệt độ T_0 cho trước (T_0 là nhiệt độ cần duy trì của lò điện hoặc buồng sấy). Tuỳ theo giá trị của V_x là nhỏ hơn hay lớn hơn V_{ch} mà điện áp ra của bộ so sánh ΔV

có giá trị dương hoặc âm. Thông qua hoạt động của bộ phận chấp hành, ΔV tác động lên đối tượng chịu sự điều khiển để làm tăng hoặc làm giảm nhiệt độ T_x . Quá trình cứ thế tiếp tục cho đến khi nào T_x đúng bằng T_0 (tức là V_x bằng V_{ch}) thì $\Delta V = 0$ và đối tượng chịu điều khiển mới duy trì trạng thái cân bằng, tương ứng với nhiệt độ T_0 .

Hệ thống trên rõ ràng là 1 hệ kín. Tín hiệu V_x được liên tục so sánh với mức chuẩn V_{ch} để tạo ra tín hiệu hồi tiếp ΔV , không chế đổi tương chịu điều khiển theo hướng tiến tới trạng thái cân bằng. Mức độ chính xác của giá trị V_{ch} , khả năng phân giải của bộ so sánh, ngoài ra còn phụ thuộc vào độ chính xác của bộ cảm biến ở ngõ vào.

Hệ thống điều khiển tự động có thể hoạt động theo nguyên tắc tương đồng (như ví dụ trên), cũng có thể theo nguyên tắc số (tín hiệu điều khiển tác động rời rạc theo thời gian).



Hình 1.3.6. Hệ tự động điều chỉnh.

Chương 2 CÁC LINH KIỆN BÁN DẪN

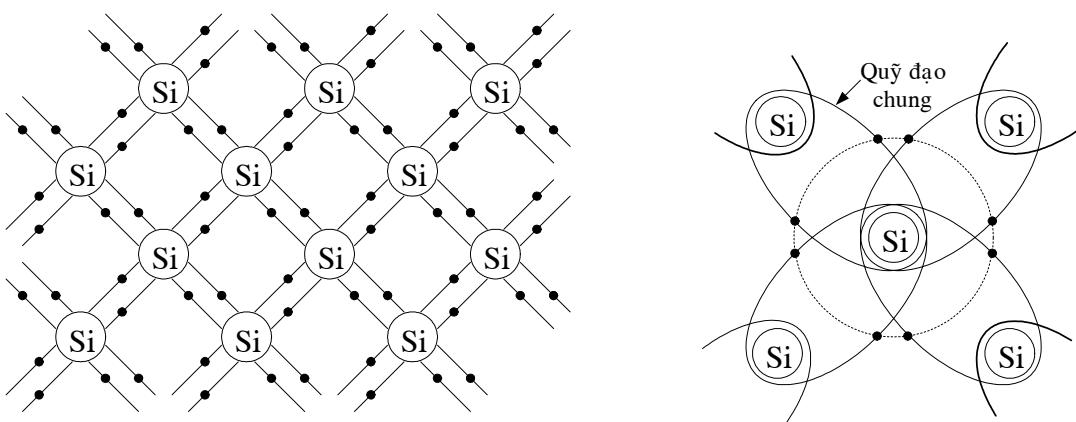
Thiết bị điện tử bao gồm nhiều loại linh kiện. Đóng vai trò cơ bản nhất, quyết định nhất trong hoạt động và chất lượng của máy móc điện tử nói chung là các linh kiện chế tạo từ chất bán dẫn, ví dụ như diode, transistor, transistor trường (JFET, MOSFET,...), các vi mạch (I.C) v.v ... chúng đã và đang thay thế một cách hiệu quả cho các phân tử của thế hệ trước (đèn hai cực chân không, đèn ba cực, v.v...) Vì vậy, trước khi nghiên cứu các ứng dụng kỹ thuật như mạch khuếch đại, mạch tạo dao động hình sin, tạo và biến đổi dạng xung v.v..., trong chương này chúng ta tìm hiểu về cấu tạo, nguyên tắc hoạt động của các linh kiện này.

2.1. CHẤT BÁN DẪN VÀ CƠ CHẾ DẪN ĐIỆN:

2.1.1. Mạng tinh thể và liên kết hoá trị:

Các chất bán dẫn điển hình như *Gecmanium* (Ge), *Silicium* (Si), ... thuộc nhóm 4 bảng tuần hoàn các nguyên tố. Chúng cấu tạo từ những tinh thể có hình dạng xác định, trong đó các nguyên tử được sắp xếp theo một trật tự chặt chẽ, tuần hoàn, tạo nên một mạng lưới, gọi là *mạng tinh thể*. Chẳng hạn mạng tinh thể của Ge (hoặc Si) có *hình tứ diện*.

Để đơn giản, ta có thể hình dung cấu trúc các tinh thể bán dẫn bằng *mô hình phẳng* như h.2-1-1a. Xung quanh mỗi nguyên tử bán dẫn. (ví dụ Si) luôn luôn có 4 nguyên tử khác kế cận, liên kết chặt chẽ với nguyên tử đó. Mỗi liên kết được biểu thị bằng hai gạch song song. Mỗi nguyên tử này đều có 4 điện tử hoá trị ở lớp vỏ ngoài cùng. Do khoảng cách giữa các nguyên tử rất gần, các điện tử này chịu ảnh hưởng của cả các nguyên tử xung quanh. Vì vậy điện tử hoá trị của hai nguyên tử cạnh nhau cùng có những *quỹ đạo chung* như biểu thị trên h.2-1-1b. Quỹ đạo chung đó ràng buộc nguyên tử này với nguyên tử khác, tạo nên *mối liên kết hoá trị* (còn gọi *liên kết đôi điện tử*).



Hình 2-1-1. Cấu trúc tinh thể (a) và liên kết hoá trị (b)

Như thấy rõ từ hình vẽ, do liên kết với bốn nguyên tử xung quanh, lớp vỏ ngoài cùng của mỗi nguyên tử Si như được bổ sung thêm 4 điện tử, nghĩa là đủ số điện tử tối đa của lớp vỏ (8 điện tử) và do đó, lớp này trở thành bền vững (ít có khả năng nhận thêm hoặc mất bớt điện tử). Trong trạng thái như vậy, chất bán dẫn *không có điện tích tự do* và *không dẫn điện*.

2.1.2. Điện tử tự do và lỗ trống - bán dẫn loại i:

Tình trạng trên đây xảy ra trong một chất bán dẫn thuần khiết (không lẫn tạp chất) có cấu trúc tinh thể hoàn chỉnh và có nhiệt độ rất thấp ($T = 0^{\circ}\text{K}$). Khi chất bán dẫn có nhiệt độ cao hơn (hoặc được cung cấp năng lượng dưới các dạng khác: chiếu ánh sáng, bị bắn phá bởi các chùm tia v.v...), một số điện tử hoà trị nhận thêm năng lượng sẽ thoát khỏi mối liên kết với các nguyên tử, trở thành tự do, chúng mang điện âm ($q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$) và sẵn sàng chuyển động có hướng khi có tác dụng của điện trường. Ta gọi đó là *điện tử tự do*. Khi một điện tử tự do xuất hiện, tại mối liên kết mà điện tử vừa thoát khỏi sẽ thiếu mất một điện tích âm $-q$, nghĩa là dư ra một điện tích dương $+q$. Ta gọi đó là một lỗ trống (hoặc c: lỗ).

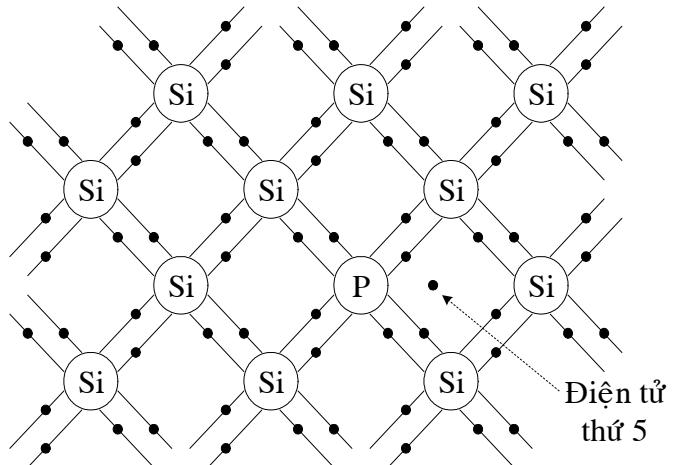
Như vậy, trong chất bán dẫn *thuần khiết* vừa xét (gọi là *bán dẫn i*) có hai loại điện tích tự do cùng xuất hiện khi được cung cấp năng lượng: điện tử và lỗ trống. Mật độ của chúng (nồng độ trong một đơn vị thể tích) là bằng nhau và thường ký hiệu n_i , p_i .

$$n_i = p_i \quad (2-1-1)$$

Điện tử và lỗ trống là hai loại hạt mang điện, khi chuyển động có hướng sẽ tạo nên dòng điện, vì vậy thường được gọi chung là *hạt dẫn*.

2.1.3. Bán dẫn loại N và bán dẫn loại P

Chất bán dẫn thuần khiết trên đây (Si hoặc Ge) nếu được pha thêm tạp chất thuộc nhóm 5 (ví dụ Asenic đối với Ge hoặc Phosphore đối với Si) với hàm lượng thích đáng sao cho các nguyên tử tạp chất này chiếm chỗ một trong những nút của mạng tinh thể thì cơ thể dẫn điện sẽ thay đổi. Thật vậy khác với chất cơ bản (ví dụ Si trên h. 2-1-2), nguyên tử tạp chất (chẳng hạn Phosphore) vỏ ngoài cùng có 5 điện tử, trong đó 4 điện tử tham gia liên kết hóa trị với các nguyên tử lân cận (tương tự như liên kết trong mạng Si thuần khiết). Điện tử thứ 5 liên kết yếu hơn với hạt nhân và nguyên tử xung quanh, cho nên chỉ cần được cung cấp một năng lượng nhỏ (nhờ nhiệt độ, ánh sáng v.v...), điện tử này sẽ thoát khỏi trạng thái ràng buộc, trở thành hạt dẫn tự do. Nguyên tử tạp chất khi đó bị ion hoá đã trở thành một ion dương. Nếu có điện trường đặt vào, các hạt dẫn tự do nói trên sẽ chuyển động có hướng, tạo nên dòng điện.



Hình 2-1-2. Mạng tinh thể của bán dẫn N

Như vậy, tạp chất nhóm 5 cung cấp điện tử cho chất bán dẫn ban đầu nên được gọi là *tạp chất cho* (hoặc *tạp donor*). Chất bán dẫn có pha tạp donor gọi là *bán dẫn loại N* (hoặc *bán dẫn điện tử*).

Nếu gọi N_d là nồng độ tạp donor (chứa trong một đơn vị thể tích của chất cơ bản) thì khi được cung cấp năng lượng đầy đủ (chẳng hạn đặt chất bán dẫn trong môi trường có nhiệt độ khá cao hơn 0°K ví dụ ở -30°C), toàn bộ các nguyên tử tạp chất đều đã bị ion hoá. Nồng độ điện tử tự do do tạp chất cung cấp tương ứng sẽ là:

$$n_d = N_d \quad (2-1-2)$$

Ngoài hiện tượng giải phóng điện tử tự do nhờ tạp donor vừa nêu, riêng chất cơ bản vẫn có quá trình *sản sinh ra tùng cắp điện tử - lỗ trống* do tác động của nhiệt độ (hoặc ánh sáng,...), giống như trong bán dẫn thuần. Vì vậy tổng nồng độ điện tử tự do trong chất bán dẫn loại N (ký hiệu n_n) sẽ bằng :

$$n_n = N_d + p_n \quad (2-1-3)$$

p_n là nồng độ lỗ trống trong bán dẫn N. Như vậy ở bán dẫn này:

$$n_n \gg p_n \quad (2-1-4)$$

Ta gọi điện tử là *hạt dẫn đa số*, lỗ trống là *hạt dẫn thiểu số*.

Thông thường, người ta bỏ qua vai trò của hạt dẫn thiểu số, lấy gần đúng đối với bán dẫn N:

$$n_n \approx N_d \quad (2-1-5)$$

Trường hợp tạp chất pha vào thuộc *nhóm 3* của bảng tuần hoàn các nguyên tố (chẳng hạn Bore đối với Si, hoặc Indium đối với Ge), do lớp vỏ ngoài cùng của nguyên tử tạp chất chỉ có 3 điện tử, khi tham gia vào mạng tinh thể của chất cơ bản (ví dụ Si trên h.2-1-3) chỉ tạo nên 3 mối liên kết hoàn chỉnh, còn mối liên kết thứ tự bị bỏ hở. Chỉ cần một kích thích nhỏ (nhờ nhiệt độ, ánh sáng,...) là một trong những điện tử của các mối liên kết hoàn chỉnh bên cạnh sẽ đến thế vào liên kết bỏ hở nói trên. Nguyên tử tạp chất lúc đó sẽ trở thành một ion âm. Tại mối liên kết mà điện tử vừa đi khỏi sẽ dư ra một điện tích dương, nghĩa là xuất hiện một *lỗ trống*. Nếu có điện trường đặt vào, các lỗ trống này sẽ tham gia dẫn điện.

Như vậy, tạp chất *nhóm 3 tiếp nhận* điện tử từ chất cơ bản để làm sản sinh các lỗ trống nên được gọi là *тạp chất nhận* (hoặc tạp acceptor). Chất bán dẫn có pha tạp nhóm như trên gọi là bán dẫn loại P (*hoặc bán dẫn lỗ trống*).

Cũng như trường hợp trên, nếu gọi N_a là nồng độ tạp acceptor, trong điều kiện *ion hóa toàn bộ* (ví dụ chất bán dẫn ở nhiệt độ từ -30°C trở lên), nồng độ lỗ trống do tạp chất gây ra là:

$$p_a = N_a \quad (2-1-6)$$

Ngoài số lỗ trống kể trên, trong chất cơ bản vẫn tồn tại một ít điện tử và lỗ trống (số lượng bằng nhau) do tác động của nhiệt độ hoặc ánh sáng gây nên, giống như trong bán dẫn thuần. Vì vậy, nếu ký hiệu nồng độ tổng của lỗ trống và điện tử trong chất bán dẫn loại P đang xét là p_p và n_p thì:

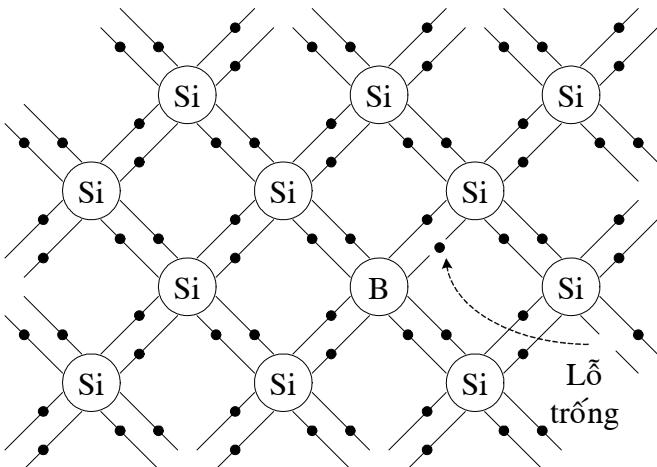
$$p_p = N_a + n_p \quad (2-1-7)$$

$$\text{rõ ràng} \quad p_p \gg n_p \quad (2-1-8)$$

Lỗ trống là *hạt dẫn đa số*, điện tử là *hạt dẫn thiểu số*.

Thông thường, nồng độ hạt dẫn thiểu số là không đáng kể, do đó đối với bán dẫn P, người ta lấy gần đúng:

$$p_p \approx N_a \quad (2-1-9)$$



Hình 2-1-3. Mạng tinh thể của bán dẫn P

Tóm lại, tùy theo tạp chất pha vào thuộc nhóm 3 hay nhóm 5 mà chất bán dẫn thuận (*bán dẫn i*) trở thành bán dẫn P hay bán dẫn N. *Hạt dẫn đa số tương ứng là lỗ trống hoặc điện tử*. Các nguyên tử tạp chất khi được kích thích (nhờ nhiệt độ ánh sáng...) trở thành ion âm acceptor hoặc ion dương donor.

Định nghĩa như trên mang tính lý tưởng hóa. Trên thực tế, nhiều khi trong một chất bán dẫn có chứa cả hai loại tạp acceptor. Khi $N_d > N_a$ chất bán dẫn sẽ thể hiện như một bán dẫn loại N. Tương tự khi $N_a > N_d$: bán dẫn loại P. Còn khi $N_d \approx N_a$: coi như bán dẫn i.

Cũng cần lưu ý thêm rằng ở trạng thái cân bằng, mỗi chất bán dẫn đều trung hòa điện, nghĩa là tổng mọi điện tích dương đúng bằng trị số của tổng các điện tích âm trong thể tích.

2.1.4. Giải thích cơ chế dẫn điện theo lý thuyết vùng năng lượng

Trên đây là giải thích một cách định tính sự dẫn điện của ba loại bán dẫn dựa trên cấu tạo nguyên tử. Để có thể tính toán định lượng độ dẫn điện của các chất rắn nói chung, cũng như sự phù thuộc của điện trổ xuất vật liệu vào các tham số khác, người ta phải dùng lý thuyết vùng năng lượng mà dưới đây chỉ đề cập sơ lược.

1 – Giản đồ năng lượng của điện tử trong chất rắn

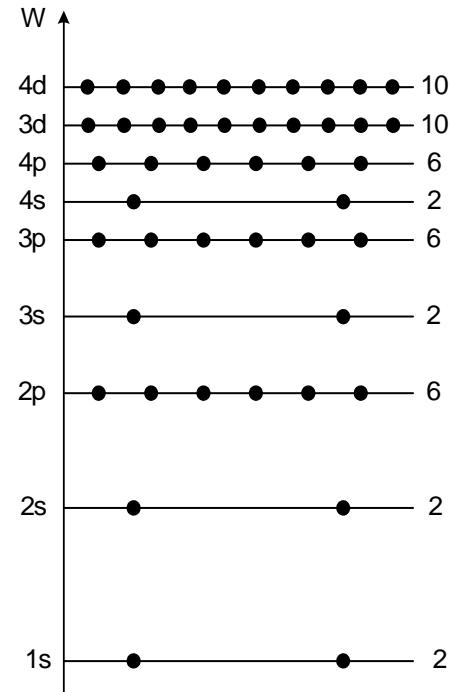
Như đã biết, một nguyên tử bao gồm hạt nhân mang điện dương và các lớp vỏ điện tử mang điện âm (gọi là lớp K, L, M ... đánh số bằng số lượng tử $n = 1, 2, 3, \dots$). Mỗi lớp này lại phân thành một số lớp nhỏ (ký hiệu 1s, 2s, 2p, 3s, 3p, 3d...) và số lượng điện tử tối đa trên mỗi lớp là mỗi số xác định. Ví dụ các lớp s (1s, 2s hoặc 3s,...) mỗi lớp có tối đa 2 điện tử, các lớp p (2p, 3p, hoặc 4p,...) mỗi lớp có tối đa 6 điện tử.

Điện tử trên một lớp nhỏ có một năng lượng W nhất định. Các giá trị năng lượng này là rời rạc, xếp thành nhiều mức khác nhau. Đồ thị biểu diễn các mức năng lượng có thể của điện tử trong một điện tử cô lập (cách xa các nguyên tử khác) như h.2-1-4. (con số ghi trên mỗi mức chỉ số điện tử tối đa của mức đó)

Ta thấy lớp vỏ gần hạt nhân có năng lượng bé nhất. Càng xa hạt nhân, năng lượng càng tăng, đồng thời khoảng cách giữa các mức kế tiếp càng giảm dần. Các mức phía trên rất sát nhau, gần như liên tục. Điện tử có xu hướng "chiếm" các mức năng lượng bé trước, tức là xếp trên một lớp vỏ phía trước. Sau đó, khi các lớp bên trong đã đầy mới "chiếm" dẫn ra ngoài. Vì vậy các lớp phía trong có đủ số điện tử tối đa (gọi là lớp đầy hoặc mức đầy), lớp phía ngoài thường chưa đầy hoặc còn trống. Chỉ các điện tử trong lớp vỏ chưa đầy mới có khả năng thoát khỏi trạng thái ràng buộc trở thành tự do.

Trong mạng tinh thể chất rắn, các nguyên tử không đứng đơn độc mà sắp xếp rất gần nhau. Vì vậy trạng thái năng lượng của điện tử bị thay đổi. Mỗi mức năng lượng, đặc trưng cho từng lớp nhỏ trong nguyên tử cô lập trước đây, bây giờ bị phân ly thành rất nhiều mức khác nhau, kế cận nhau, tạo thành một vùng năng lượng. Số lượng mức trong mỗi vùng là rất lớn (bằng số lượng nguyên tử tạo nên mạng tinh thể), khoảng cách giữa các mức chỉ rất bé, vì vậy coi mỗi vùng năng lượng như liên tục. Tuỳ theo cự ly giữa các nguyên tử, tức là tuỳ theo "hàng số mạng tinh thể" của mỗi nguyên tố, mà đồ thị về các vùng năng lượng của một nguyên tố một khác nhau: các vùng năng lượng cho phép (tương ứng với từng mức rời rạc trước đây) sẽ hoặc gối nhau, hoặc tách rời nhau, cách nhau bởi những vùng không có mức cho phép (vùng cấm).

Hình 2-1-5a minh họa quá trình phân ly các mức năng lượng thành vùng năng lượng khi khoảng cách giữa các nguyên tử d giảm dần đối với trường hợp Berium. Tương ứng với cự ly d_0 của mạng tinh thể Berium (Be), giản đồ vùng năng lượng (còn gọi là cấu trúc vùng năng lượng) có dạng như h.2-1-5b.



Hình 2.1.4. Các mức năng lượng của điện tử trong nguyên tử cô lập

Ta thấy mức đầy 2s và mức trống 2p phân ly thành hai vùng gối lên nhau, tạo thành một vùng chung chưa đầy. Khi được kích thích, các điện tử trong vùng này dễ dàng nhận thêm năng lượng để nhảy lên chiếm những mức còn trống phía trước, nghĩa là trở thành điện tử tự do và chúng sẵn sàng chuyển động có hướng tạo nên dòng điện khi có điện trường tác dụng.

Vùng năng lượng tương ứng với các mức đã có đủ số điện tử tối đa chiếm giữ được gọi là vùng đầy. Vùng năng lượng ứng với các mức còn trống gọi là vùng trống. Phạm vi giữa hai vùng, không chứa những mức năng lượng cho phép của điện tử, được gọi là vùng cấm.

Thông thường, người ta chỉ quan tâm đến các điện tử có khả năng dẫn điện, tức là các điện tử ở lớp vỏ ngoài cùng. Vùng năng lượng ứng với chúng gọi là vùng hoá trị. Vùng trống phía trên (kề sát hoặc cách ly bởi vùng cấm) được gọi là vùng dẫn điện (hoặc vùng dẫn).

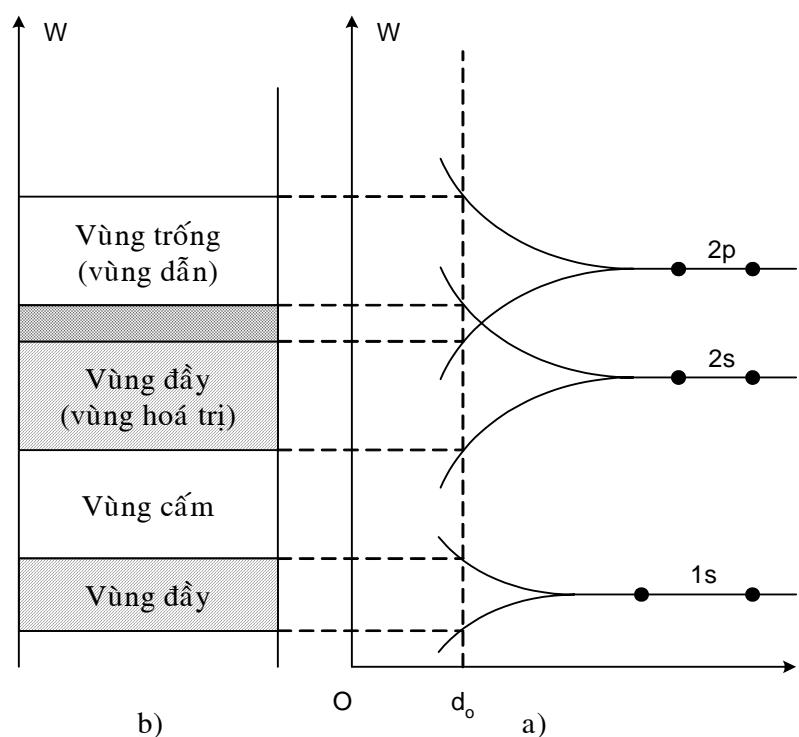
Người ta chỉ chú ý đến các vùng này, còn các vùng cấm và vùng đầy tương ứng với các lớp điện tử phía trong, ít được để ý.

2- Sự dẫn điện của kim loại, điện môi và bán dẫn

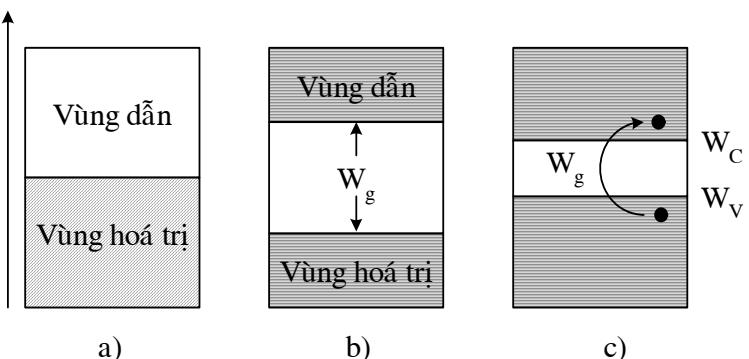
Giản đồ vùng năng lượng ở 0°K là cơ sở để phân tích ba loại ba loại vật rắn điển hình: kim loại, điện môi và bán dẫn.

Đối với kim loại, giản đồ vùng năng lượng có dạng như hình 2-1-6a. Ở đây, tương tự như trường hợp Berium vừa giới thiệu ở trên, vùng dẫn và vùng hoá trị gối lên nhau, không có vùng cấm xen vào giữa. Vì vậy, ngay ở nhiệt độ xấp xỉ 0°K , điện tử đã có thể nhảy lên chiếm những mức còn trống của vùng dẫn, trở thành tự do và tham gia dẫn điện.

Đối với chất điện môi (chất cách điện), vùng dẫn cách vùng hoá trị một bề rộng của vùng cấm W_g tương đối lớn (H.2-1-6b). Ở 0°K vùng dẫn hoàn toàn trống, không có điện tử, do đó chất điện môi không dẫn điện. Trong vùng hoá trị không có mức trống cho nên điện tử không thể thay đổi năng lượng. Muốn trở thành tự do để tham



Hình 2.1.5. Phân ly các mức thành vùng năng lượng



Hình 2.1.6. Giản đồ vùng năng lượng của kim loại (a), điện môi (b) và bán dẫn (c)

gia dãy điện, điện tử của vùng hoá trị phải được cung cấp được năng lượng rất lớn, đủ sức vượt qua bề rộng vùng rộng để chiếm các mức còn trống của vùng dãy. Nhưng do W_g lớn, khả năng này khó xảy ra. Vì vậy trong điều kiện bình thường, dù có điện áp đặt vào, chất điện môi vẫn là chất cách điện.

Trường hợp chất bán dẫn thuần (H.2-1-6c) bề rộng vùng cấm hẹp hơn nhiều so với chất điện môi (ví dụ Si có $W_g = 1,1$ eV, Ge có $W_g = 0,7$ eV).

Vì vậy, khi được cung cấp năng lượng, một số điện tử trong vùng hoá trị có thể vượt qua vùng cấm, nhảy lên chiếm các mức phía dưới của vùng dãy để tham gia dãy điện. Quá trình này tương ứng với hiện tượng xảy ra trong cấu trúc nguyên tử đã nói tới ở 2-1-2: điện tử hoá thoát khỏi trạng thái ràng buộc, trở thành tự do. Mức năng lượng trong vùng hoá trị mà điện tử vừa rời đi khỏi, trước đây đã được đặc trưng bằng lỗ trống.

Khả năng dãy điện của chất bán dẫn tốt hay xấu tuỳ thuộc vào số lượng điện tử tự do trong vùng dãy và số lượng lỗ trống trong vùng hoá trị. Con số này lại phụ thuộc hai yếu tố :

- Số lượng mức năng lượng trong vùng dãy và trong vùng hoá trị (hoặc nói cách khác: mật độ phân bố mức năng lượng trong hai vùng đó)
- Tình trạng có hay không có điện tử trên mỗi mức của vùng dãy, có hay không có lỗ trống trên mỗi mức của vùng hoá trị. (Nói cách khác: xác suất chiếm mức năng lượng của điện tử trong vùng dãy và lỗ trống trong vùng hoá trị).

Vật lý thống kê và cơ học lượng tử đã xác định được các hàm phân bố và xác suất nói trên. Từ đó tính được nồng độ hạt dãy trong chất bán dẫn:

$$n = N_c \exp\left(-\frac{W_c - W_F}{kT}\right) \quad (2-1-10)$$

$$p = N_v \exp\left(-\frac{W_F - W_v}{kT}\right) \quad (2-1-11)$$

trong đó: W_c là mức năng lượng thấp nhất (đáy) của vùng dãy; W_v là mức năng lượng cao nhất (đỉnh) của vùng hoá trị. (xem h.2-1-6c); k là hằng số Boltzman; T : nhiệt độ tuyệt đối của chất bán dẫn; W_F là năng lượng Fecmi (còn gọi: mức fecmi) đại diện cho năng lượng lớn nhất mà điện tử có ở 0^0K (hoặc năng lượng mà xác suất điện tử có giá trị đó chỉ là 50% khi ở nhiệt độ lớn hơn 0^0K). Vị trí của mức Fecmi trên giản đồ năng lượng tuỳ thuộc vào loại tạp chất và nồng độ của chúng .

N_c, N_v lần lượt là mật độ trạng thái hiệu dụng của vùng dãy và vùng hoá trị. Giá trị của chúng tăng theo nhiệt độ (tỷ lệ với $T^{3/2}$)

Lấy tích số của (2-1-10) và (2-1-11), lưu ý rằng: $W_c - W_v = W_g$ (bề rộng vùng cấm)

Ta đi đến :

$$np = N_c N_v \exp\left(-\frac{W_g}{kT}\right) \quad (2-1-12)$$

như vậy, tích số nồng độ hạt dãy da số và thiểu số trong chất bán dẫn chỉ phụ thuộc nhiệt độ và bề rộng vùng cấm, không phụ thuộc vị trí mức Fecmi, nghĩa là không phụ thuộc vào nồng độ tạp pha vào .

Đối với chất bán dẫn thuần :

$$n_i = p_i = \sqrt{N_c N_v} \exp\left(\frac{-W_g}{2kT}\right) \quad (2-1-13)$$

ta thấy nồng độ hạt dãy (và do đó cả độ dãy điện) của bán dẫn tăng rất nhanh theo nhiệt độ tỉ lệ với $\left[T^{3/2} \exp\left(\frac{-W_g}{2kT}\right)\right]$

Do tích np không phụ thuộc nồng độ tạp chất, hệ thức (2-1-12) thường được viết lại dưới dạng:

$$np = n_i^2 \quad (2-1-14)$$

Biểu thức này đặc trưng cho mọi chất bán dẫn ở trạng thái cân bằng.

3. Bán dẫn loại N và bán dẫn loại P

Trên hình 2-1-7 là giản đồ năng lượng của điện tử trong bán dẫn N. Tụp chất donor có mức năng lượng W_d nằm trong vùng cấm, gần sát đáy W_c của vùng dẫn. Vì vậy chỉ cần nhận được một năng lượng bé là điện tử hoá trị của tụp này nhảy từ mức W_d lên vùng dẫn, trở thành tự do, còn nguyên tử donor trở thành ion dương. (Quá trình “nhảy mức” này tương ứng với hiện tượng đã mô tả trong cấu trúc nguyên tử trước đây: điện tử thứ 5 liên kết yếu với hạt nhân và các nguyên tử xung quanh, dễ dàng trở thành điện tử tự do).

Ở nhiệt độ bình thường, năng lượng nhiệt mà các điện tử nhận được đã vượt xa giá trị năng lượng cần thiết nói trên, vì vậy trong vùng dẫn luôn có điện tử tự do và toàn bộ tụp donor đều bị ion hoá. Trong điều kiện đó, nồng độ điện tử tự do của bán dẫn N xác định theo (2-1-3): $n_n = N_d + P_n \approx N_d$

Còn nồng độ lỗ trống suy ra từ (2-1-14):

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} = \frac{n_i^2}{N_d} \quad (2-1-15)$$

ta thấy, do nồng độ n_i tăng nhiều theo nhiệt độ [xem (2-1-13)] nên *nồng độ hạt dẫn thiểu số càng tăng nhanh theo nhiệt độ*.

Trên hình 2-1-8 là giản đồ năng lượng của điện tử trong bán dẫn loại P. Tụp acceptor có mức năng lượng W_a nằm trong vùng cấm, gần với đỉnh W_v của vùng hoá trị. Khi được cung cấp một năng lượng tương đối bé (nhờ nhiệt độ, ánh sáng v.v...), điện tử từ các mức phía trên các vùng hoá trị sẽ nhảy lên chiếm mức W_a để lại những mức trống tức là những lỗ. Còn nguyên tử tụp chất trở thành ion âm.

Quá trình này tương ứng với hiện tượng một trong các mối liên kết của tụp chất nhóm 3 bị bỏ hở, điện tử từ nguyên tử bên cách đến thế chỗ và làm xuất hiện các lỗ trống.

Trong điều kiện toàn bộ tụp chất bị ion hoá (điều này thường xảy ra) nồng độ lỗ trống trong bán dẫn P xác định theo (2-1-7): $p_a = N_a + n_p \approx N_a$

Còn nồng độ hạt dẫn thiểu số thì xác định dựa vào (2-1-14):

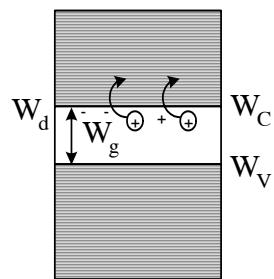
$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = \frac{n_i^2}{N_a} \quad (2-1-16)$$

Cũng như trường hợp trên rõ ràng là nồng độ này tăng nhanh theo nhiệt độ.

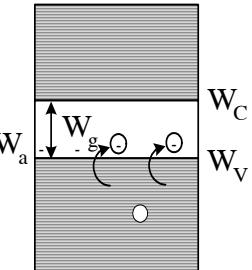
2.2. CHUYỂN ĐỘNG TRÔI VÀ KHUẾCH TÁN CỦA HẠT DẪN

2-2-1. Chuyển động trôi

Như đã biết, nếu đặt điện tử hoặc lỗ trống vào môi trường chân không thì khi có điện trường tác dụng, các hạt dẫn này sẽ chuyển động có gia tốc (nhanh dần hoặc chậm dần đều). Ở trong mạng tinh thể của chất rắn, tình hình xảy ra không hoàn toàn như vậy. Mạng tinh thể chứa rất



Hình 2.1.7. Gian đồ vùng năng lượng của bán dẫn N



Hình 2.1.8. Gian đồ vùng năng lượng của bán dẫn P

nhiều nguyên tử (kể ra các tạp chất), chúng luôn luôn dao động vì nhiệt. Vì vậy khi chịu tác dụng của điện trường, các hạt dẫn trên đường chuyển động có gia tốc sẽ va chạm với các nguyên tử của mạng tinh thể. Mỗi lần va chạm sẽ làm thay đổi trị số và chiều của vận tốc nghĩa là làm tan xạ chúng. Chuyển động của hạt dẫn trong mạng tinh thể chất rắn dưới tác dụng của điện trường như vậy được gọi là chuyển động trôi (hoặc chuyển động cuộn).

Trong chuyển động trôi, vận tốc trung bình của điện tử và lỗ trống sẽ tỷ lệ với cường độ điện trường (hoặc gradien điện thế) và đã gây ra chuyển động đó:

$$v_n = -\mu_n E = \mu_n \frac{d\phi}{dx} \quad (2-2-1)$$

$$v_p = \mu_p E = -\mu_p \frac{d\phi}{dx} \quad (2-2-2)$$

Hệ số tỷ lệ trong hai hệ thức trên gọi là độ linh động của điện tử (μ_n) hoặc của lỗ trống (μ_p). Về ý nghĩa, chúng là vận tốc trung bình của hạt dẫn trong điện trường bằng đơn vị (1 V/cm). Trị số của μ phụ thuộc vào nhiệt độ, vào nồng độ tạp chất. Ngoài ra, khi điện trường quá lớn, nó còn phụ thuộc cả vào cường độ điện trường. Ở nhiệt độ thường (300⁰K), giá trị điển hình của chúng như sau:

Trong Ge : $\mu_n = 3800 \text{ cm}^2/\text{V.S}$, $\mu_p = 1800 \text{ cm}^2/\text{V.S}$

Trong Si : $\mu_n = 1300 \text{ cm}^2/\text{V.S}$, $\mu_p = 500 \text{ cm}^2/\text{V.S}$

Dòng điện do chuyển động trôi của hạt dẫn gây nên được gọi là dòng điện trôi.

Để xác định dòng này, ta giả thiết đặt chất bán dẫn (có nồng độ điện tử và lỗ trống là n, p) vào trong điện trường cường độ E như h. 2-2-1 (E dương vì trùng với chiều dương của trục x).

Số lượng điện tích đi qua một đơn vị tiết diện, trong một đơn vị thời gian (tức mật độ dòng trôi) sẽ là:

$$(j_n)_{tr} = (-q)n v_n = qn \mu_n E \quad (2-2-3)$$

$$(j_p)_{tr} = qn v_p = qn \mu_p E \quad (2-2-4)$$

(v_n có dấu âm vì điện tử chạy ngược trục x). Hai dòng này cùng chiều. Vì vậy mật độ trôi tổng hợp sẽ bằng.

$$J_{tr} = (j_p)_{tr} + (j_n)_{tr} = q(p\mu_n + p\mu_p)E \quad (2-2-5)$$

Mặt khác nếu gọi ρ là điện trở xuất (hoặc $\sigma = 1/\rho$ là điện dẫn suất) của chất bán dẫn đang xét thì điện trở của khối bán dẫn vẽ trên H.2-2-1 xác định bởi:

$$R = \rho \frac{l}{S} = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{S} \quad (2-2-6)$$

trong đó l là chiều dài, S là tiết diện của khối bán dẫn.

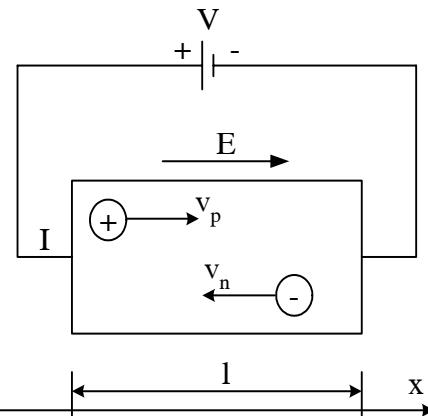
Khi có điện áp V đặt vào, mật độ dòng điện trôi qua chất bán dẫn xác định được theo định luật Ohm:

$$j_{tr} = \frac{I}{S} = \frac{V}{SR} \quad (2-2-7)$$

Thay R theo (2-2-6), đồng thời giả thiết điện trường trong khối bán dẫn là đều: $E = V/l$ ta đến :

$$j_{tr} = \sigma E \quad (2-2-8)$$

So sánh (2-2-8) với (2-2-5), ta xác định được điện dẫn của suất bán dẫn:



Hình 2-2-1. Chuyển động trôi của hạt dẫn do tác dụng của điện trường

$$\sigma = q(p\mu_p + n\mu_n) \quad (2-2-9)$$

Rõ ràng nồng độ hạt dẫn càng lớn, độ linh động của hạt dẫn càng cao thì điện dẫn suất của chất bán dẫn càng lớn (hoặc điện trở suất càng nhỏ)

Trường hợp bán dẫn thuần ($n_i = p_i$):

$$\sigma_i = qn_i(\mu_p + \mu_n) \quad (2-2-9a)$$

Bán dẫn loại N ($n_n >> p_n$):

$$\sigma_n = qn_n\mu_n \quad (2-2-9b)$$

còn bán dẫn loại P ($p_p >> n_p$)

$$\sigma_p \approx qp_p\mu_p \quad (2-2-9c)$$

2.2.2. Chuyển động khuếch tán

Trong chất rắn, ngoài hình thức *chuyển động trôi dưới* tác dụng của điện trường, các hạt dẫn còn *chuyển động khuếch tán*. Dạng chuyển động này xảy ra cho mọi phần tử vật chất khi có sự phân bố không đồng đều trong thể tích (Nói cách khác: khi *gradien nồng độ khác không*).

Đối với chất bán dẫn, khi nồng độ điện tử hoặc lỗ trống phân bố không đồng đều, Chúng sẽ khuếch tán từ nơi nồng độ cao về nơi nồng độ thấp. Dòng điện do chuyển động có hướng này gây ra gọi là *dòng điện khuếch tán*.

Để đơn giản, giả thiết nồng độ điện tử hoặc lỗ trống phân bố không đồng đều theo một phương x nào đó (h2.2.2). Số lượng hạt dẫn khuếch tán qua một đơn vị tiết diện trong thời gian dt sẽ tỷ lệ với mức chênh lệch nồng độ ($\frac{dp}{dx}; \frac{dn}{dx}$, còn gọi: gradien nồng độ) và tỷ lệ với thời gian dt:

$$dP = -D_p \frac{dp}{dx} dt \quad (2-2-10)$$

$$dN = -D_n \frac{dn}{dx} dt \quad (2-2-11)$$

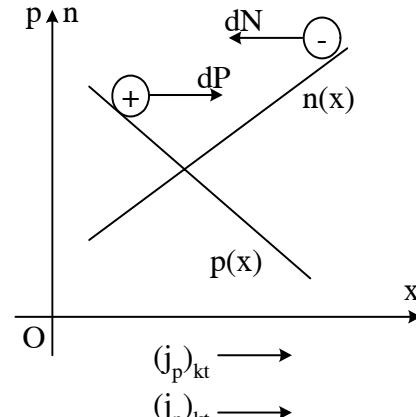
(dấu trừ vì khuếch tán và phía nồng độ giảm).

Hệ số tỷ lệ D_p, D_n được gọi là hệ số khuếch tán của lỗ trống và của điện tử.

Mật độ dòng điện khuếch tán do chuyển động trên gây ra (chiều dương quy ước là chiều trực x) sẽ là:

$$\begin{aligned} j_{kt} &= (j_p)_{kt} + (j_n)_{kt} = q \frac{dP}{dt} + (-q) \frac{dN}{dt} \\ &= -qD_p \frac{dp}{dx} + qD_n \frac{dn}{dx} = q \left(D_n \frac{dn}{dx} - D_p \frac{dp}{dx} \right) \end{aligned} \quad (2-2-12)$$

Trong ví dụ nêu trên H.2-2-2, theo chiều trực x, nồng độ p giảm dần, còn nồng độ n tăng dần, nghĩa là $\frac{dp}{dx}$ âm, còn $\frac{dn}{dx}$ dương. Vì vậy hai số hạng trong (2-2-12) là cùng dấu, nói cách



Hình 2-2-2. Phân bố không đều của hạt dẫn gây nên chuyển động khuếch tán

khác: dòng điện khuếch tán của điện tử và lỗ trống là cùng chiều. Đây chính là trường hợp của chuyển tiếp P-N (hoặc diode bán dẫn) mà ta sẽ đề cập ở phần sau.

Hệ số khuếch tán D_p, D_n phụ thuộc vào nhiệt độ và độ linh động của hạt dẫn. Người ta có hệ thức Einstein sau đây:

$$D_p = \varphi_T \mu_p \quad (2-2-13a)$$

$$D_n = \varphi_T \mu_n \quad (2-2-13b)$$

Trong đó φ_T là một hằng số, phụ thuộc nhiệt độ và có thứ nguyên của điện thế, gọi là điện thế nhiệt:

$$\varphi_T = \frac{kT}{q} \quad (2-2-14)$$

k: hằng số bolzman

q: điện tích điện tử

T: nhiệt độ tuyệt đối của chất bán dẫn

Ở nhiệt độ thường ($T = 300^{\circ}\text{K}$), thay giá trị k và q vào sẽ có:

$$\varphi_T = 0,025\text{V} = 25\text{mV} \quad (2-2-15)$$

2-3. CHUYỂN TIẾP P-N VÀ ĐẶC TÍNH CHỈNH LUU

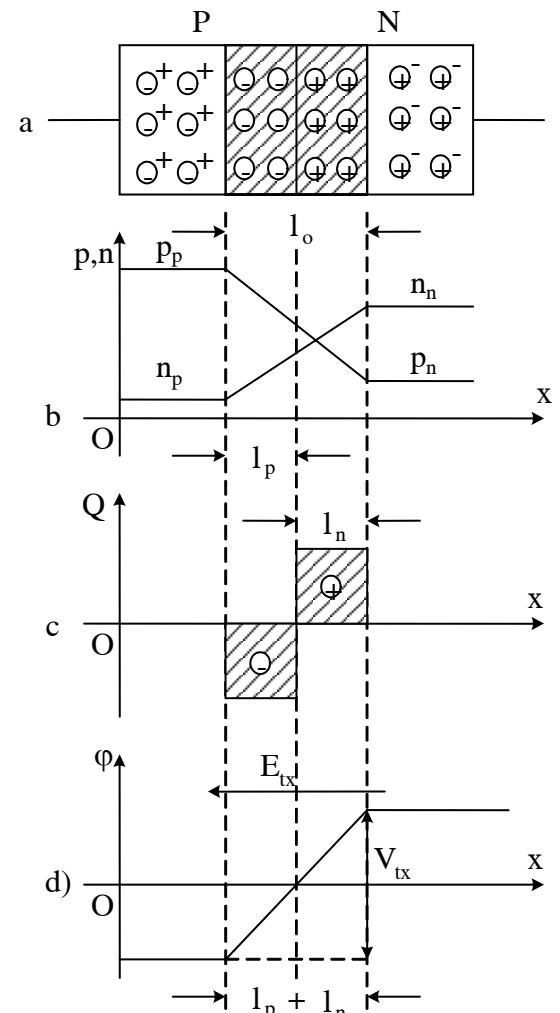
Sau khi đã có khái niệm về cơ chế dẫn điện của từng loại bán dẫn cùng các phương thức chuyển động của hạt dẫn trong chúng, chúng ta hãy khảo sát các hiện tượng xảy ra khi tiếp xúc hai bán dẫn khác loại.

2.3.1. Chuyển tiếp P-N ở trạng thái cân bằng

Giả sử có hai khối bán dẫn loại P và loại N tiếp xúc nhau theo một tiết diện phẳng như h.2-3-1a.

Trước khi tiếp xúc, mỗi khối bán dẫn nằm ở trạng thái cân bằng (tổng điện tích cân bằng với tổng điện tích âm trong thể tích) đồng thời giả thiết rằng nồng độ hạt dẫn cũng như nồng độ tạp chất (acceptor, donor) phân bố đều, khi tiếp xúc nhau, do chênh lệch nồng độ ($p_p >> p_n; n_n >> n_p$) sẽ xảy ra hiện tượng khuếch tán của các hạt dẫn đa số: lỗ trống khuếch tán từ P sang N, còn điện tử khuếch tán theo chiều ngược lại. Chúng tạo nên dòng điện khuếch tán (chiều từ P sang N) mà mật độ dòng tổng hợp đã xác định ở (2-2-12):

Trên đường khuếch tán, các điện tích khác dấu sẽ tái hợp với nhau, làm cho trong một vùng hẹp ở hai bên mặt ranh giới, nồng độ hạt dẫn giảm xuống rất thấp (hình 2-3-1b). Tại vùng đó (vùng có bề dày lỏng trên hình 2-3-1a), Bên bán dẫn P hầu như chỉ còn lại các ion âm acceptor, còn bên bán dẫn N hầu như chỉ còn lại các ion donor, nghĩa là hình thành hai lớp điện tích không gian khác dấu đối diện nhau (h.2-3-1c). Giữa hai lớp điện tích này sẽ có một chênh lệch



Hình 2-3-1. Sự hình thành chuyển tiếp P-N;
(a) phân bố nồng độ hạt dẫn; (b) mật độ điện tích; (c) phân bố điện thế; (d) theo phương x

điện thế (bên N dương hơn bên P) gọi là *hiệu thế tiếp xúc* V_{tx} (h.2-3-1,d). Nói cách khác: trong vùng lân cận mặt ranh giới đã xuất hiện một điện trường (hướng từ N sang P) gọi là *điện trường tiếp xúc* E_{tx}

Vùng hẹp nói trên là *vùng nghèo* hoặc *chuyển tiếp P-N*. Nồng độ hạt dẫn trong vùng này chỉ còn rất thấp, cho nên điện trở suất của nó rất lớn so với các vùng còn lại.

Do tồn tại điện trường tiếp xúc, các *hạt dẫn thiểu số* của hai miền sẽ bị cuốn về phía đối diện: lỗ trống của bán dẫn N chạy về phía cực âm của điện trường, điện tử của bán dẫn P chạy về phía cực dương của điện trường. Chúng tạo *nên dòng điện trôi, ngược chiều với dòng khuếch tán* của hạt dẫn đa số. Mật độ dòng điện trôi xác định theo (2-2-8) và (2-2-9):

$$j_{tr} = \sigma E_{tx} = q(p_n \mu_p + n_n \mu_n) E_{tx} \quad (2-3-2)$$

Nồng độ hạt dẫn đa số trong hai khối bán dẫn càng chênh lệch thì hiện tượng càng khuếch tán càng mãnh liệt và quá trình tái hợp càng nhiều, do đó điện trường tiếp xúc càng tăng và dòng điện trôi của hạt dẫn thiểu số cũng càng tăng. Vì vậy, chỉ sau một khoảng thời gian rất ngắn, dòng trôi và dòng khuếch tán trở nên cân bằng nhau, triệt tiêu nhau và dòng tổng hợp qua mặt ranh giới sẽ bằng không

$$j = j_{kt} - j_{tr} = 0 \quad (2-3-3)$$

Ta nói: chuyển tiếp P-N đặt tới *trạng thái cân bằng*. Ứng với trạng thái đó, hiệu thế tiếp xúc (hoặc điện trường tiếp xúc) giữa bán dẫn N và bán dẫn P có một giá trị nhất định.

Người ta chứng minh được giá trị này tỷ lệ với lượng chênh lệch nồng độ hạt dẫn trong hai khối hạt dẫn:

$$V_{tx} = \varphi_T \ln \frac{p_p}{p_n} = \varphi_T \ln \frac{n_n}{n_p} \quad (2-3-4)$$

φ_T là điện thế nhiệt [xem (2-2-14)]

Thông thường, hiệu thế tiếp xúc vào cỡ 0,35V (đối với Ge) hoặc 0,7V (đối với Si). Hiệu thế này ngăn cản, không cho hạt dẫn tiếp tục chuyển động qua mặt ranh giới, duy trì trạng thái cân bằng, nên được gọi là “*hàng rào điện thế*”.

Người ta cũng xác định bề dày l_0 của vùng nghèo ở trạng thái cân bằng *tỷ lệ nghịch* với nồng tạp chất trong hai khối bán dẫn. Chẳng hạn đối với chuyển tiếp P-N kiểu “*dột biến*” (chế tạo theo phương pháp “*hợp kim*”) thì:

$$l_0 = l_p + l_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon}{q} V_{tx} \left(\frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right)} \quad (2-3-5)$$

l_p, l_n là phần bề dày vùng nghèo nằm trong bán dẫn P và bán dẫn N (xem h.2-3-1 b)

ϵ_0 : hằng số điện môi của chân không, $\epsilon_0 = 9 \cdot 10^{-14}$ F/cm

ϵ : hằng số điện môi tương đối của chất bán dẫn

thông thường l_0 rất bé, cỡ $10^{-5} \div 10^{-4}$ cm.

Nếu nồng độ tạp chất trong hai bán dẫn rất chênh lệch, ví dụ $N_a \gg N_d$ thì $l_p \ll l_n$ và

$$l_0 \approx l_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon V_{tx}}{q N_d}} \quad (2-3-6)$$

nghĩa là miền nghèo nằm lệch về miền bán dẫn nào có nồng độ tạp chất thấp hơn (tức điện trở suất cao hơn).

2.3.2. Chuyển tiếp P-N khi có điện áp ngoài - Đặc tính chỉnh lưu

Hãy khảo sát các hiện tượng xảy ra trong chuyển tiếp P-N khi có tác dụng của điện áp ngoài.

Giả sử nguồn điện áp V được nối như H. 2-3-2a (P nối cực âm, N nối cực dương, gọi là *phân cực nghịch*). Giả thiết điện trở của chất bán dẫn ở ngoài vùng nghèo (thường gọi: *miền trung hòa*) là không đáng kể. Lúc đó hình như toàn bộ điện áp V sẽ đặt vào vùng nghèo, xếp chồng lên hiệu thế tiếp xúc V_{tx} . Tình trạng cân bằng trước đây không còn nữa. Điện trường E (do điện áp V gây ra) cùng chiều với E_{tx} sẽ làm hạt dẫn đa số của hai bán dẫn rời xa *mặt ranh giới*, đi về hai phía. Do đó *vùng nghèo bị mở rộng* ($l > l_0$), điện trở của nó tăng. Hàng rào điện thế trở thành: $V_{tx} + V$ (h.2-3-2,b) khiến dòng khuếch tán của hạt dẫn đa số giảm xuống rất nhỏ, còn dòng trôi của hạt dẫn thiểu số thì tăng theo V . Nhưng nồng độ hạt dẫn thiểu số vốn rất bé, cho nên trị số dòng này chỉ rất nhỏ. Nó nhanh chóng đạt tới giá trị bão hòa I_s ngay khi V còn rất thấp.

Người ta chứng minh được: dòng tổng hợp qua chuyển tiếp P-N (với chiều dương quy ước là chiều từ P sang N) ở trạng thái này có dạng:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{-qV}{kT}\right) - 1 \right] = I_s \left[\exp\left(\frac{-V}{\varphi T}\right) - 1 \right] \approx -I_s \quad (2-3-7)$$

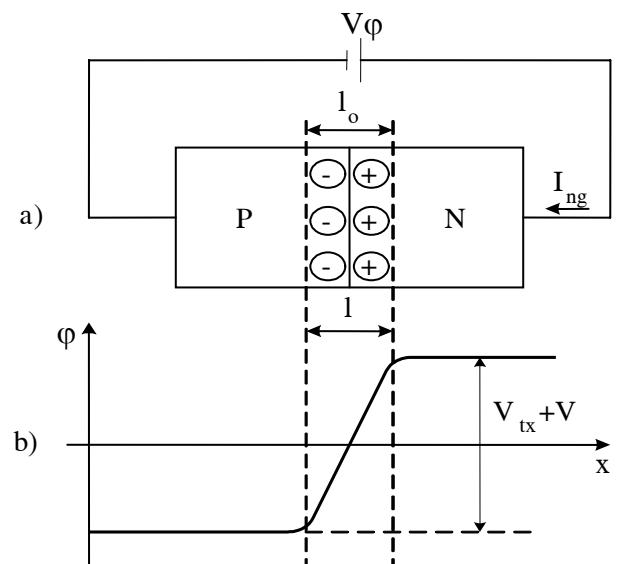
nghĩa là *khi bị phân cực nghịch*, dòng qua chuyển tiếp P-N *chạy theo chiều âm và trị số rất bé*. Ta gọi là dòng điện ngược. I_s còn có tên là *dòng ngược bão hòa*.

Khi nguồn điện áp V được mắc như hình 2-3-3a (P nối cực dương, N nối cực âm, thường gọi *phân cực thuận*) thì tình hình sẽ trái ngược lại. Hàng rào điện thế giảm độ cao, chỉ còn $V_{tx} - V$ cho nên hạt dẫn đa số của hai bán dẫn sẽ “tràn qua hàng rào” sang miền đối diện (gọi là hiện tượng “phun hạt dẫn” hoặc “chích hạt dẫn”, từ chữ *injection*). Tình trạng thiểu hạt dẫn trong vùng nghèo sẽ được giảm bớt, khiến bề dày vùng nghèo thu hẹp ($l < l_0$) và điện trở của vùng này giảm. Dòng hạt dẫn đa số (do hiện tượng “phun hạt dẫn” gây nên) tăng nhanh theo điện áp V , còn dòng trôi của hạt dẫn thiểu số thì giảm theo V . Tuy vậy, dòng hạt dẫn thiểu số này vốn rất bé nên có thể coi như không đổi.

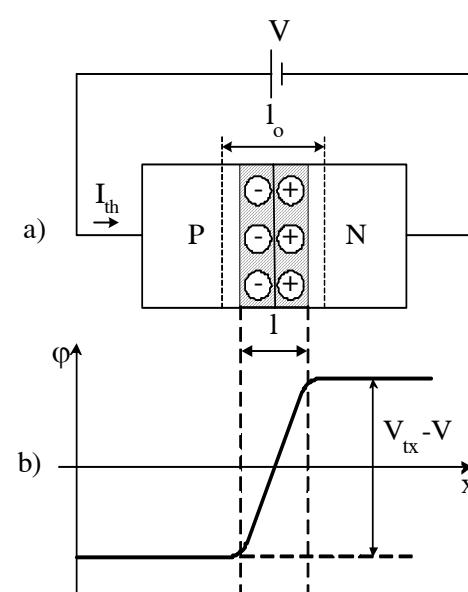
Như vậy dòng tổng hợp qua chuyển tiếp P-N sẽ là:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \approx I_s \exp\left(\frac{V}{\varphi T}\right) \quad (2-3-8)$$

Ta gọi là dòng điện thuận. Trị số của nó rất lớn hơn dòng điện ngược và tăng nhanh theo điện áp thuận V .



Hình 2.3.2. Chuyển tiếp P-N phân cực nghịch
(a) và phân bố điện thế theo phương x (b)



Hình 2.3.2. Chuyển tiếp P-N phân cực thuận
(a) và phân bố điện thế theo phương x (b)

Cũng cần lưu ý thêm rằng: điện áp thuận càng tăng, bề dày vùng nghèo càng giảm và độ cao hàng rào thế V_{tx} - V càng giảm. Khi $V = V_{tx}$, hàng rào thế biến mất, dòng qua chuyển tiếp P-N theo chiều thuận sẽ vô cùng lớn, phá hỏng miền tiếp xúc. Đây là trạng thái khi sử dụng cần phải tránh chuyển tiếp P-N phân cực thuận sau này.

Tóm lại, chuyển tiếp P-N (còn gọi: mối nối P-N hay vùng nghèo) là bộ phận quan trọng nhất của tiếp xúc của hai bán dẫn khác loại. Tùy theo điện áp đặt vào theo chiều thuận hay nghịch mà nó có đặc tính khác nhau. Khi phân cực thuận, vùng nghèo hẹp, điện trở nhỏ, dòng điện lớn và tăng nhanh theo điện áp; khi phân cực nghịch, vùng nghèo mở rộng, điện trở rất lớn, dòng chảy qua rất nhỏ và ít thay đổi theo điện áp. Như vậy, chuyển tiếp P-N dẫn điện theo hai chiều không giống nhau. Nếu có điện áp xoay chiều đặt vào thì nó chỉ dẫn điện chủ yếu theo một chiều.

Ta gọi đó là *tính chất van hoặc đặc tính chỉnh lưu*.

Biểu thức dòng điện qua chuyển tiếp P-N, tổng quát hóa cho cả hai trường hợp trên đây, có dạng:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] = I_s \left[\exp\left(\frac{V}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (2-3-9)$$

trong đó V là *điện áp đặt vào*, lấy dấu dương khi phân cực thuận, lấy dấu âm, khi phân cực nghịch.

I_s là *dòng ngược bão hòa*, giá trị phụ thuộc vào nồng độ hạt dẫn thiểu số trong hai chất bán dẫn:

$$I_s = qS \left(\frac{D_p}{L_p} p_n + \frac{D_n}{L_n} n_p \right) \quad (2-3-10)$$

trong đó:

q : điện tích điện tử.

S : diện tích mặt tiếp xúc

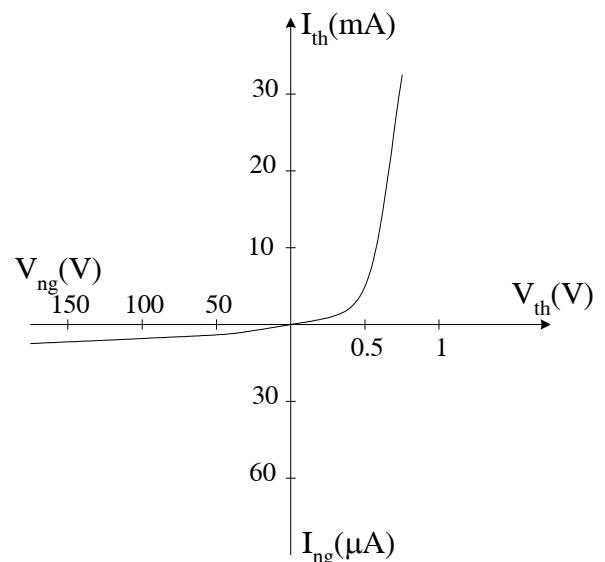
D_p, D_n : *hệ số khuếch tán* của lỗ trống và điện tử

L_p, L_n : *độ dài khuếch tán* của chúng (về ý nghĩa đó là quãng đường trung bình mà hạt dẫn khuếch tán qua để nồng độ giảm đi e lần).

Thông thường, giá trị I_s rất nhỏ, nhưng như đã thấy ở (2-1-15), (2-1-16), nồng độ hạt dẫn thiểu số tăng nhanh theo nhiệt độ, cho nên *dòng I_s cũng tăng nhanh theo nhiệt độ*. Bởi lý do này I_s còn có tên “*Dòng điện nhiệt*”.

Đồ thị nêu quan hệ giữa dòng điện và điện áp của chuyển tiếp P-N, xây dựng theo (2-3-4) có dạng như H.2-3-4: về phía thuận, dòng điện tăng nhanh theo điện áp, còn về phía ngược, dòng điện rất nhỏ, gần như ít thay đổi.

Thật ra đặc tuyến Vôn-Ampe của các chuyển tiếp P-N trong thực tế hơi khác với đặc tuyến lý thuyết ở hình 2-3-4. Để điều chỉnh cho phù hợp nhau, người ta thay (2-3-9) bởi hệ số:



Hình 2.3.4. Đặc tuyến Vôn-Ampe của chuyển tiếp P-N

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{V}{m_T}\right) - 1 \right] \quad (2-3-11)$$

Trong đó m là hệ số hiệu chỉnh, và thường có giá trị:

$$m = 1 \div 2 \quad (2-3-11)$$

Để đặc trưng cho sự tăng nhanh dòng điện ngược theo nhiệt độ, người ta gọi ΔT^* là khoảng nhiệt độ đủ làm tăng gấp đôi giá trị dòng điện ngược:

$$\text{Đối với Ge : } \Delta T^* \approx 8^\circ\text{C} \quad (2-3-13a)$$

$$\text{Đối với Si : } \Delta T^* \approx 5^\circ\text{C} \quad (2-3-13b)$$

Tương tự, để đặc trưng cho sự thay đổi theo nhiệt độ của điện áp thuận (ứng với một dòng điện không đổi), người ta dùng hệ số nhiệt của điện áp thuận:

$$\varepsilon_T = \frac{d}{dT} V_{th} \quad (2-3-14a)$$

thông thường :

$$\varepsilon_T = -(2 \div 2,5) \text{ mV/}^\circ\text{C} \quad (2-3-14b)$$

Nghĩa là khi nhiệt độ tăng 1°C , điện áp thuận (ứng với dòng điện không đổi) trên chuyển tiếp P-N giảm đi vài mV.

2-3-3. Hiệu tượng đánh thủng chuyển tiếp P-N

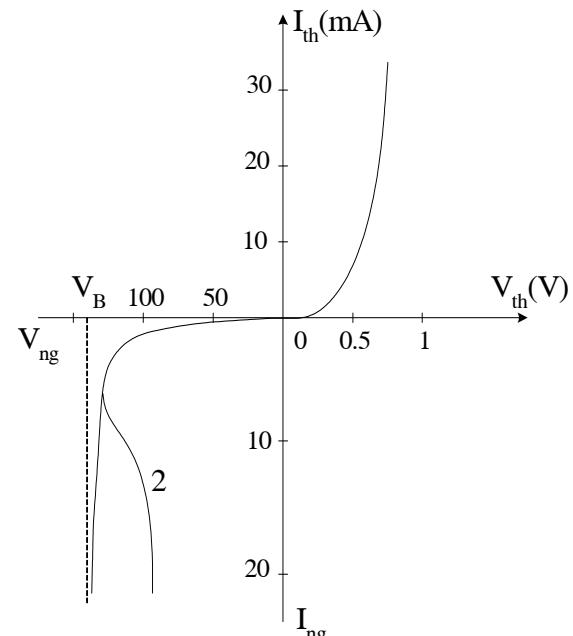
Khi chuyển tiếp P-N bị phân cực nghịch, nếu điện áp ngược tăng đến một giá trị khá lớn nào đó thì dòng điện ngược trở nên tăng vọt, nghĩa là chuyển tiếp P-N dẫn điện mạnh cả theo chiều nghịch, phá hỏng đặc tính van vốn có của nó. Hiệu tượng này được gọi là *hiệu tượng đánh thủng*. Giá trị điện áp ngược khi xảy ra quá trình này thường ký hiệu là V_B (*điện áp đánh thủng*)

Nguyên nhân dẫn đến đánh thủng có thể do điện hoặc do nhiệt, vì vậy người ta thường phân biệt hai dạng: *đánh thủng về điện* và *đánh thủng về nhiệt*. Có khi cả hai nguyên nhân đó kết hợp lại với nhau và tăng cường lẫn nhau, gây ra một dạng đánh thủng thứ ba là *đánh thủng điện - nhiệt*.

Đánh thủng về điện phân làm hai loại: *đánh thủng thác lũ* (avalanche) và *đánh thủng xuyên hầm* (tunnel)

Đánh thủng thác lũ thường xảy ra một trong các chuyển tiếp P-N có bề dày lớn, điện trường trong vùng nghèo có trị số khai lớn. Điện trường này gia tốc cho các hạt dẫn, gây ra *gây ra hiện tượng ion hóa* vì va chạm làm sản sinh những đôi điện tử - lỗ trống. Các hạt dẫn vừa sinh ra này lại tiếp tục được gia tốc và iôn hóa các nguyên tử khác ..., cứ như thế số lượng hạt dẫn tăng lên gấp bội, khiến dòng điện tăng vọt.

Đánh thủng xuyên hầm xảy ra ở những vùng nghèo tương đối hẹp, tức là chuyển tiếp của những bán dẫn có nồng độ tạp N_a, N_d rất lớn. Điện trường trong vùng nghèo rất lớn, có khả năng gây ra hiệu ứng “xuyên hầm”, tức là điện tử trong vùng hoá trị của bán dẫn P có khả năng “chui qua” hàng rào thế để chạy sang vùng dẫn N, làm cho dòng điện tăng vọt .



Hình 2.3.5

Đặc tuyến Vôn-Ampe của hai dạng đánh thủng nói trên gần như song song với trục tung (h.2-3-5, nhánh số 1). Khi nhiệt độ môi trường tăng, giá trị điện áp đánh thủng theo cơ thể xuyên hầm bị giảm (tức hệ số nhiệt của V_B âm), còn điện áp đánh thủng theo cơ chế thác lũ, lại tăng (hệ số nhiệt của V_B dương).

Đánh thủng về nhiệt xảy ra do *sự tích lũy nhiệt trong vùng nghèo*. Khi có điện áp ngược lớn, dòng điện ngược tăng làm nóng chất bán dẫn, khiến nồng độ hạt dẫn thiểu số tăng và do đó lại làm dòng điện ngược tăng nhanh. Quá trình cứ thế tiến triển khiến cho nhiệt độ vùng nghèo và dòng điện ngược liên tục tăng nhanh, dẫn tới đánh thủng. Trị số của điện áp đánh thủng về nhiệt phụ thuộc vào dòng điện ngược ban đầu, vào nhiệt độ môi trường và điều kiện tỏa nhiệt của chuyển tiếp P-N. Đặc tuyến vôn-ampe có đoạn *diện trở âm*, nghĩa là dòng điện ngược tăng vọt trong khi điện áp trên hai đầu chuyển tiếp P-N giảm xuống (nhánh 2 trên H.2-3-5). Đánh thủng về nhiệt thường gây ra những hậu quả tai hại, phá hỏng vĩnh viễn đặc tính chỉnh lưu của chuyển tiếp P-N. Còn đánh thủng về điện, nếu có biện pháp hạn chế dòng điện ngược sao cho công suất tiêu tán chưa vượt quá giá trị cực đại cho phép thì chuyển tiếp P-N vẫn có thể hồi phục lại đặc tính chỉnh lưu của mình.

2-4. Diode bán dẫn

Diode bán dẫn là tên gọi chung của một họ linh kiện hai cực, cấu tạo cơ bản dựa trên chuyển tiếp P-N. Điện cực nối với bán dẫn P gọi là *anôt*, nối với bán dẫn N gọi là *katôt*. Nguyên lý hoạt động và đặc tính Vôn-Ampe của chuyển tiếp P-N đã giới thiệu ở 2-3, qua đó thể hiện một tính chất quan trọng và tính chất dẫn điện theo một chiều. Sử dụng tính chất này, người ta chế tạo ra diode tách sóng v.v... Bên cạnh đó, người ta lợi dụng cả những đặc tính khác và chế tạo ra những loại diode chuyên dụng. Dưới đây dưới thiệu vài loại diode thường gặp cùng những thông số đặc trưng của chúng.

2-4-1. diode chỉnh lưu

Trên hình 2-4-1a là kết cấu điển hình của loại diode chỉnh lưu, chế tạo theo *phương pháp hợp kim*.

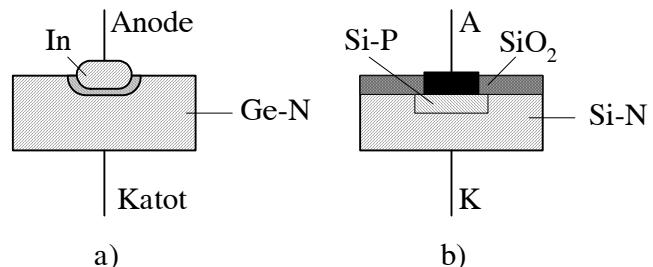
Trên mặt phiến đơn tinh thể Ge loại N có đặt một chất thuộc nhóm 3, ví dụ hạt indi (In). Khi nung hệ thống đó trong môi trường thông khí hyđrô, In sẽ bị nóng chảy, một bộ phận của Ge sẽ hòa tan vào đấy. Sau đó khi nhiệt độ giảm dần, nồng độ hòa tan của Ge trong In sẽ giảm, dưới đáy giọt In sẽ xuất hiện một lớp Ge tái kết tinh trong đó chứa những nguyên tử In, nghĩa là tạo thành một

lớp Ge loại P. Còn phía trên hầu như chỉ có In thuần túy, đóng vai trò như một lớp kim loại. Như vậy là đã hình thành tiếp xúc của Ge loại P và Ge loại N, nghĩa là đã tạo ra chuyển tiếp P-N có tính chỉnh lưu.

Người ta gắn hai sợi kim loại (thường bằng Ni) với hạt In và với phiến Ge ban đầu, dùng làm dây dẫn, toàn bộ hệ thống đó được đặt trong một vỏ kim loại (hoặc nhựa) gắn kín, hai dây dẫn nối trực tiếp với hai cực (anôt, katôt) ở bên ngoài.

Diode chỉnh lưu cũng có thể chế tạo theo phương pháp khuếch tán (H.2-4-1b)

Chẳng hạn phiến đơn tinh thể Si loại N, được đặt trong lò nhiệt độ cao, bên cạnh nguồn tạp chất thuộc nhóm 3, ví dụ Bore (B). Do tác dụng của nhiệt độ, các nguyên tử B sẽ khuếch tán xuyên qua "cửa sổ" đã khoét sẵn trên màng bảo vệ SiO_2 , thấm sâu vào thể tích của phiến Si loại N, tạo



Hình 2.4.1. Cấu tạo của diode chỉnh lưu

ra một lớp bán dẫn loại P và từ đó hình thành chuyển tiếp P-N. Sau đó là quá trình gắn điện cực và đóng vỏ.

Như vậy bộ phận cơ bản của diode là *chuyển tiếp P-N*, có đặc tính chỉ dẫn điện chủ yếu theo một chiều và thường được ứng dụng để biến điện xoay chiều thành điện một chiều (do đó có tên *diode chỉnh lưu*).

Hình dáng bề ngoài của vài loại diode chỉnh lưu và ký hiệu quy ước của chúng giới thiệu trên h. 2-4-2. Đặc tuyến trên Vôn-Ampe lý thuyết, xây dựng theo biểu thức (2-3-9) đã trình bày ở H.2-3-4. Đặc tuyến của diode chỉnh lưu trong thực tế, (loại chế tạo bằng Silic, nhóm dòng điện nhỏ) như hình 2-4-3. Ta thấy: khi điện áp thuận nhỏ hơn giá trị $V_y \approx 0,6^V$ (đối với diode làm bằng Ge thì dòng điện thuận còn bé, chưa đáng kể). Chỉ khi V_{th} vượt quá “điện áp mở” V_y thì $V_y \approx 0,6^V$ dòng điện mới tăng nhanh theo điện áp, hơn nữa đoạn đặc tuyến này gần như một đường thẳng với độ dốc không đổi. Vì vậy có thể biểu thị diode phân cực thuận bằng sơ đồ tương đương trên H.2-4-4.

Dòng điện ngược có giá trị rất nhỏ (cỡ μA hay bé hơn). Khi điện áp ngược tăng, dòng điện ngược thực tế tăng dần và khi đạt đến điện áp đánh thủng V_B (ví dụ $V_B = 60V$ trên H. 2-4-3) thì dòng ngược tăng vọt. Nếu không có biện pháp hạn chế dòng điện để ngăn ngừa sự vượt quá công suất cho phép thì quá trình đánh thủng này sẽ làm hỏng diode.

Các tham số của diode chỉnh lưu bao gồm

1- Điện trở một chiều (diện trở đối với dòng một chiều)

Theo chiều thuận, $R_{th} = \frac{V_{th}}{I_{th}}$ có giá trị rất bé ($m\Omega$ đến $m\Omega$ chục Ω)

Còn theo chiều nghịch, $R_{ng} = \frac{V_{ng}}{I_{ng}}$ có giá trị rất lớn ($hàng trăm K\Omega$)

2-Điện trở xoay chiều (còn gọi điện trở vi phân)

$$r_d = \frac{dV}{dI} \quad (2-4-1)$$

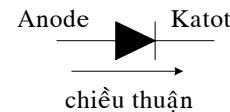
Tham số này chính là nghịch đảo độ dốc đặc tuyến Vôn-Ampe của diode.

Về phía thuận, đặc tuyến diode có dạng dốc đứng, r_d tương đối nhỏ. Còn về phía ngược, trong miền đặc tuyến gần như nằm ngang, dòng điện ngược rất nhỏ, giá trị r_d tương ứng sẽ rất lớn.

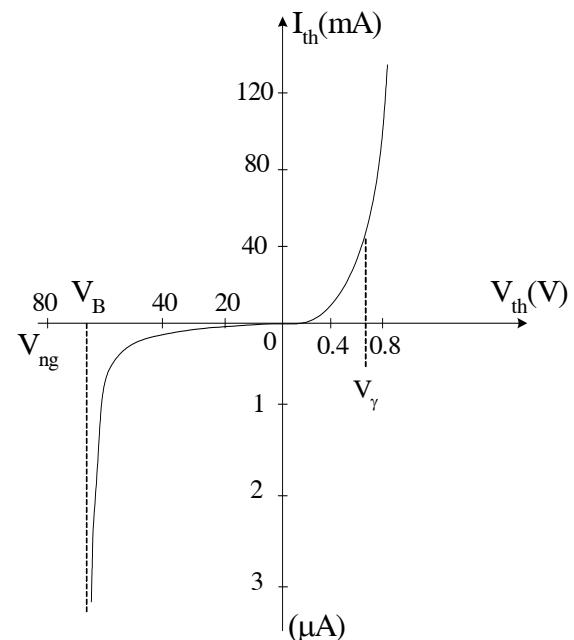
Dựa vào biểu thức tổng quát (2-3-9), ta dễ dàng suy ra:

$$V = \varphi_T \ln \left(\frac{I + I_s}{I_s} \right) \quad (2-4-2)$$

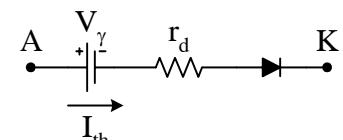
Do đó khi diode phân cực thuận:



Hình 2.4.2. Ký hiệu của diode bán dẫn



Hình 2.4.3. Đặc tuyến V-A của diode Si trong thực tế



Hình 2.4.4. Sơ đồ tương đương của diode phân cực thuận

$$r_d = \frac{dV_{th}}{dI_{th}} = \frac{\varphi_T}{I + I_S} \approx \frac{\varphi_T}{I} \quad (2-4-3a)$$

Ở nhiệt độ thường ($T = 300^0K$), $\varphi_T \approx 25mV$, vì vậy có thể xác định:

$$r_d = \frac{25^{(mV)}}{I^{(mA)}} (\Omega) \quad (2-4-3b)$$

Nghĩa là r_d giảm khi dòng điện thuận tăng.

Còn khi r_d phân cực ngược, dòng điện ngược xấp xỉ bằng không nên:

$$r_{d.ng} = \frac{\varphi_T}{I_S} \quad (2-4-4)$$

có giá trị rất lớn và ít thay đổi theo vị trí điểm làm việc.

3 – Điện dung tương đương (diện dung chuyển tiếp P-N)

Khi có tín hiệu xoay chiều đặt vào, ngoài điện trở vi phân, diode còn được đặc trưng bởi điện tương đương của nó. Trên thực tế, đây chính là điểm dung của chuyển tiếp là C_o . Điện dung này bao gồm hai thành phần:

$$C_o = C_{h.rào} + C_{k.tán} \quad (2-4-5)$$

- a) *Điện dung hàng rào* ($C_{h.rào}$) liên quan với sự hình thành hai miền điện tính khác nằm đối diện nhau trong vùng nghèo (xem h. 2-3-1b). hai miền điện tích này tương ứng như hai lớp điện tích tụ trên hai bản cực của một tụ điện. Khi tăng dần điện áp phân cực nghịch cho diode, bề trong vùng nghèo tăng, nghĩa là khoảng cách giữa hai lớp điện tích khác dấu của tụ điện càng tăng, cho nên $C_{h.rào}$ giảm.

Người ta đã xác định: đối với chuyển tiếp P-N kiểu đột biến (nồng độ tạp chất ở hai bên mặt tiếp xúc thay đổi đột ngột). Đồng thời nồng độ hạt dãn đa số trong hai chất bán dẫn rất khác nhau (tức là điện trở suất kém nhau rất nhiều lần) thì $C_{h.rào}$ giảm theo điện áp ngược với quy luật:

$$C_{h.rào} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{l_0} \sqrt{\frac{V_{tx}}{V_{tx} - V}} \quad (2-4-6)$$

Trong đó S: diện tích mặt tiếp xúc P-N, $\varepsilon_0 \varepsilon$: hằng số điện môi của chất bán dẫn, V_{tx} : hiệu thế tiếp xúc; V: điện áp ngược (lấy dấu âm), l_0 : bề dày vùng nghèo ở trạng thái cân bằng (chứa phân cực).

Còn đối với chuyển tiếp P-N – kiểu biến đổi chậm (nồng độ tạp chất thay đổi từ qua mặt tiếp xúc) thì:

$$C_{h.rào} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{l_0} \sqrt[3]{\frac{V_{tx}}{V_{tx} - V}} \quad (2-4-7)$$

Điện dung hàng rào thường phát huy ảnh hưởng khi diode phân cực nghịch. Trong trạng thái đó, điện trở vi phân của diode (mắc song song với $C_{h.rào}$) có giá trị rất lớn, vì vậy vai trò của điện dung này càng thể hiện rõ.

- b) *Điện dung khuếch tán* ($C_{k.tán}$) tương ứng với hiện thực “phun” hạt dãn qua lại giữa miền P và miền N khi phân cực thuần.

Lúc đó do hàng rào thế giảm thấp, trong mỗi chất bán dẫn được “bơm” vào một số lượng hạt dãn (từ miền đối điện), tạo nên một nồng độ điện tích không cân bằng. Nồng độ này thay đổi theo sự tăng giảm của điện áp thuận, nghĩa là có sự biến thiên mật độ điện tích theo điện áp. Tính chất này đặc trưng cho một điện áp. Tính chất này đặc trưng cho một tụ điện. Người ta gọi đó là điện dung khuếch tán bởi vì chính sự tích luỹ các điện tích không cân bằng này làm cơ sở cho chuyển động khuếch tán của hạt dãn vào sâu hai miền.

Phân chia làm hai loại điện dung như trên chỉ có tính chất quy ước, nhưng rất thuận tiện cho sử dụng. Vả lại, vai trò của hai điện dung đó không giống nhau khi chuyển tiếp P-N được phân cực

khác nhau: Khi có điện áp thuận, sự phân bố điện tích không cân bằng trong hai chất bán dẫn (bên ngoài vùng nghèo) đóng vai trò chính, do đó $C_{k.tán}$ chiếm vị trí quan trọng. Trái lại khi có điện áp nghịch, điện tích ở bên ngoài vùng nghèo thay đổi ít và do đó $C_{k.tán}$ đóng vai trò quan trọng.

Như vậy, mạch tương đương của một diode đối với tín hiệu xoay chiều sẽ như h.2-4-5.

r_1 là điện trở của hai chất bán dẫn (bên ngoài vùng nghèo), thông thường có thể bỏ qua. r_d là điện trở vi phân, C_o là điện dung tương đương của diode. Trị số của chúng thay đổi tùy theo dấu và trị số của điện áp đặt vào.

Với tín hiệu tần số thấp, ảnh hưởng của C_o có thể bỏ qua. Nhưng khi tần số tín hiệu tăng, có thể bỏ qua. Nhưng khi tần số tín hiệu tăng, vai trò của C_o ngày càng đáng kể. Chính điện dung này làm giảm trở kháng theo chiều nghịch ở tần số cao, làm xấu đặc tính chỉnh lưu của diode và làm chậm tốc độ đóng mở của diode khi sử dụng chúng như một khóa điện tử sau diode

4 – Một vài tham số giới hạn khác

Ngoài các tham số đặc trưng cho trạng thái làm việc thông thường trên đây, khi sử dụng, để tránh hư hỏng, ta còn phải chú ý đến các giới hạn không được vượt quá. Đó là:

- Điện áp ngược của đại cho phép $V_{ng,max}$ (để không có đánh thủng)
- Dòng điện thuận của cực đại cho phép I_{max}
- Công suất tiêu hao cực đại cho phép P_{max}
- Tần số cực đại cho phép của tín hiệu xoay chiều f_{max}

Bảng 2-1 giới thiệu tham số của vài loại diode chỉnh lưu trong thực tế

Bảng 2-1

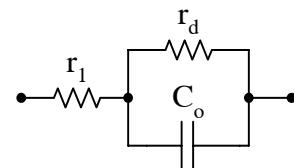
Tên gọi	Dòng chỉnh lưu Trung bình	Điện áp ngược cực đại
1N 4001	1 (Ampe)	50 (volt)
1N4936	1	400
1N5406	3	600
1N1206B	12	600

Bài tập 2-1. Cho mạch điện như hình 2-4-6a. Diode D chế tạo từ vật liệu Ge có điện áp mở $V_\gamma = 0,2V$, nội trở r_d không đáng kể. Tải $R_L = 9\Omega$, nguồn tín hiệu vào có nội trở $r_i = 2\Omega$.

- Biết điện áp vào v_i có dạng xung vuông hoặc hình sin, biên độ 10V. Hãy vẽ dạng sóng và xác định áp trên tải $v_L(t)$.
- Vấn câu hỏi trên nhưng khi $v_i(t)$ là hình sin, biên độ 1V. Xác định giá trị điện áp trên tải tại thời gian $\omega t = \pi/2$

Giải

- Trong khoảng thời gian mà $v_i > V_\gamma$, diode D dẫn điện, có:



Hình 2.4.5. Mạch tương đương của diode với tín hiệu xoay chiều

$$v_L(t) = (v_i - V_\gamma) \frac{R_L}{r_i + R_L} \approx v_i(t) \frac{R_L}{r_i + R_L} = 0,9 v_i(t)$$

(coi $V_\gamma \approx 0$).

Trong khoảng thời gian mà $v_i < V_\gamma$, diode D khóa, $i \approx 0$, $v_L(t) = 0$. Dạng sóng của $v_L(t)$ xem hình 2-4-6b,c.

- b) Khi v_i nhỏ, không thể bỏ qua V_γ . Diode chỉ dẫn điện trong khoảng thời gian mà $v_i > V_\gamma$ (h.2-4-6d), ví dụ trong khoảng (t_1, t_2) có:

$$v_L(t) = I(t)R_L = \frac{(v_i - V_\gamma)R_L}{r_i + R_L} = \frac{(\sin \omega t - 0,2) \cdot 9}{10}$$

thời gian điểm $\omega t = \pi/2$

$$v_L = \frac{1 - 0,2}{10} \cdot 9 = 0,72 \text{ V}$$

Bài tập 2-2. Nguồn một chiều V_i , một trở R_i và nguồn xoay chiều v_i , nội trở r_i cùng đặt vào diode D và tải R_L như h.2-4-7a. Coi nội trở của diode là không đáng kể.

- a) Hãy dùng phép tương đương Thévenin đơn giản hóa mạch điện đã cho.
 b) Biết $V_i = 5\text{V}$, $R_i = 1\text{K}\Omega$, $v_i = 10\sin\omega t$, $r_i = 1,5 \text{ K}\Omega$, $R_L = 1,4 \text{ K}\Omega$

Hãy vẽ dạng sóng của dòng điện chạy qua tải cũng như điện áp trên tải, biết rằng diode có dòng ngược $I_S = 10^{-6} \text{ mA}$ (Bài tập này giúp làm quen với phương pháp đồ thị)

Giải

- a) Hãy thiết lập mạch tương đương Thévenin cho phần mạch ngoài diode (phần mạch giữa hai điểm A-K, hình 2-4-7b)

Áp dụng nguyên lý xếp chồng đối với hai nguồn điện áp V_i và v_i

Khi chỉ có V_i , còn $v_i = 0$ thì điện áp giữa hai điểm A-K là:

$$V_{AK} = V_i \frac{r_i}{R_i + r_i}$$

Khi chỉ có v_i , còn $V_i = 0$ thì điện áp giữa hai điểm A-K là:

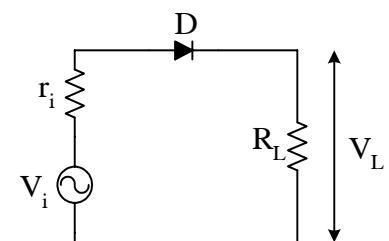
$$v_{AK} = v_i \frac{R_i}{R_i + r_i}$$

Vậy khi tác động đồng thời cả V_i và v_i thì sức điện động tương đương thévenin đặt giữa hai điểm A-K là:

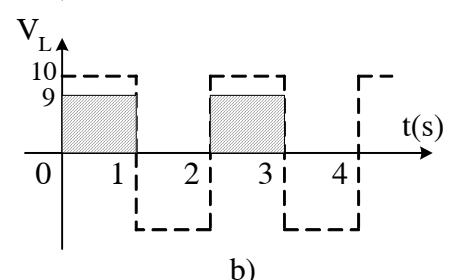
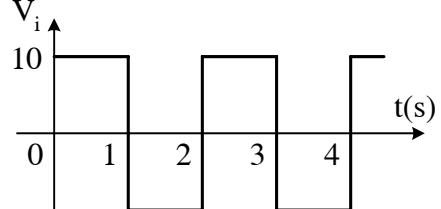
$$v_T = V_i \frac{r_i}{R_i + r_i} + v_i \frac{R_i}{R_i + r_i}$$

Điện trở tương đương thévenin chính là điện trở tương đương của phần mạch xét trên (diode D hở mạch):

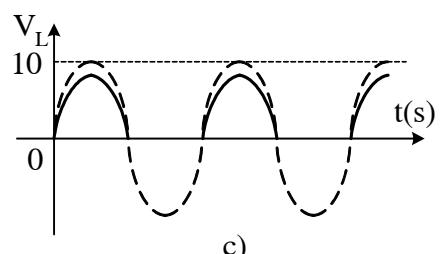
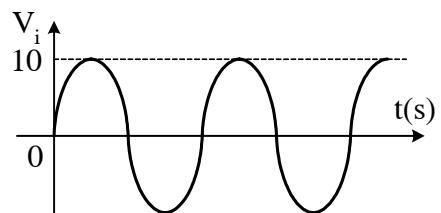
$$R_T = (R_i // r_i) + R_L = \frac{R_i r_i}{R_i + r_i} + R_L$$



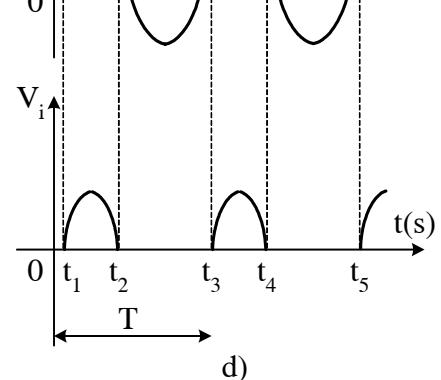
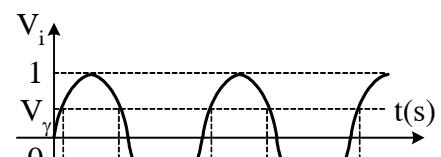
a)



b)



c)



Hình 2.4.6

Như vậy mạch h.2-4-7a có thể đơn giản hóa thành mạch ở h. 2-4-7c hoặc h.2-4-7d.

b) Với các số liệu đã cho: $v_T = 5 \frac{1,5}{2,5} + \frac{10 \sin \omega t}{2,5} = 3 + 4 \sin \omega t$

$$R_T = \frac{1,5}{2,5} + 1,4 = 2k\Omega$$

Tại các thời điểm $\omega t = 0; \frac{\pi}{3}; \frac{\pi}{2}, \dots, v_T$ có giá trị tương ứng là 3V; 6,46 V; 7V.

Gọi v là điện áp hạ trên diode theo chiều thuận, i là dòng điện qua diode và tải R_L . Theo định luật Ohm cho toàn mạch (h.2-4-7c):

$$\begin{aligned} i &= \frac{v_T - v}{R_T} = -\frac{1}{R_T} v + \frac{v_T}{R_T} \\ i &= -\frac{1}{2} v + \frac{3 + 4 \sin \omega t}{2} \quad (1) \end{aligned}$$

(đơn vị: mA)

Quan hệ giữa i và v ở (1) có dạng hàm $y = ax + b$, biểu diễn bằng một đường thẳng, cắt trục tung tại tung độ $\frac{v_T}{R_T}$, cắt trục hoành ở hoành độ v_T , độ dốc là $-\frac{1}{R_T}$. Đường thẳng này gọi là đường tải.

Ví dụ tại $\omega t = 0$, giá trị tương ứng của v_T là 3V, đường tải sẽ là đường AB trên hình 2-4-8 (tung độ điểm A = $\frac{3V}{2K} = 1,5$ mA, hoành độ điểm B: 3V). Tương tự suy ra vị trí đường tải tại thời điểm $\omega t = \frac{\pi}{3}$ và $\omega t = \frac{\pi}{2}$ là CD và EF.

Ngoài quan hệ (1), hai biến i và v còn phụ thuộc vào nhau theo đặc tuyến của diode:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{V}{\varphi_T}\right) - 1 \right] = 10^{-6} \left[\exp\left(\frac{V}{25}\right) - 1 \right] \quad (2) \quad (\text{Ở } T = 300^\circ\text{K})$$

thể hiện bằng đường (2) trên h.2-4-8, với đặc tuyến tĩnh sẽ xác định các giá trị i , v tức thời trong mạch, ứng với giá trị tương ứng của v_T (ví dụ tại $\omega t = 0$, $v_T = 3V$, đường tải nằm ở vị trí AB, giao điểm Q₀ có tọa độ là $i_0 = 1,40$ mA, $v_0 = 0,2$ V. Tương tự tại $\omega t = \frac{\pi}{2}$, $v_T = 7V$ đường tải nằm ở vị trí EF, giao điểm Q₂ xác định giá trị tương ứng của i và v là $i_2 = 3,35$ mA, $v_2 = 0,3$ V)

Trên h.2-4-8 cũng minh họa cả dạng sóng $i(t)$ khi v_T thay đổi theo hàm $v_T = 3 + 4 \sin \omega t$. Điện áp trên tải $v_T(t) = i(t)R_L$ có dạng giống như $i(t)$.

Trên đây là quá trình tìm dòng điện, điện áp tức thời trên diode theo phương pháp đồ thị. Trong thực tế, để đơn giản, với kết quả gần đúng cho phép, người ta thường giả thiết hạ áp thuận trên diode là không đổi (0,3V đối với diode Ge, 0,7V đối với diode Silic, do đó dễ dàng xác định ra dòng điện : $i(t) = \frac{v_T - V}{R_T}$.

2-4-2. Diode cao tần

Thực chất loại này vẫn là chuyển tiếp P-N nhưng có kích thước bé, hình thành nhờ tiếp xúc của một mũi kim loại với một phiến bán dẫn loại N đặt trong vỏ thủy tinh hoặc vỏ nhựa. Do kích thước mũi tiếp xúc rất bé, điện dung tương đương của diode rất bé, diode loại này làm việc được đến tần số hàng trăm MHz. Chúng thường dùng làm phân tử tách sóng cao tần, xén hoặc ghim điện áp, hạn chế điện áp v.v... Dòng điện cho phép chỉ cở mấy mA, điện áp ngược chỉ cho phép khoảng vài chục volt.

Loại dùng cho tần số siêu cao, ngoài việc điện tích tiếp xúc rất bé, còn phải có hình dạng thích hợp sao cho điện dung và điện cảm kỵ sinh bé, dễ dàng mắc trực tiếp vào các ống dẫn sóng hoặc hốc cộng hưởng của các thiết bị siêu cao tần.

Bảng 2-4-2. Tham số của vài loại diode cao tần

Tên gọi	Vật liệu Chế tạo	Công Suất tiêu Tán (w)	Điện áp ngược cực đại (v)	Dòng điện Ngược (μ A) đo Tại điện áp ...V	Dòng điện Thuận (mA)tại $V = 1V$
1N461	Si	0,2	30	0,50/25 ^v	15
1N461A	Si	0,2	30	0,50/25 ^v	100
1N462	Si	0,2	70	0,5/25 ^v	5
1N463	Si	0,2	1,75	0,5/175 ^v	5
1N463A	Si	0,2	175	0,5/175 ^v	100
1N914	Si	0,25	100	25/20 ^v	10

2-4-3. Diode Zener

Về cấu tạo vẫn là chuyển tiếp P-N, nhưng chế tạo bằng vật liệu chịu nhiệt và tỏa nhiệt tốt, do đó khi điện áp ngược đủ lớn sẽ xảy ra quá trình đánh thủng về điện (đánh thủng thác lũ hoặc đánh thủng tunen) mà ít khi đánh thủng về nhiệt, nghĩa là không phá hỏng diode. Đặc tuyến vôn-ampé trong quá trình đánh thủng gần như song song với trực dòng điện, nghĩa là điện áp giữa katôt và anôt hầu như không đổi (h.2-4-9, đoạn AB). Người ta lợi dụng ưu điểm này để dùng diode Zener làm phân tử ổn định điện áp. Giới hạn trên của phạm vi làm việc chính và trị số dòng điện ngược tối đa cho phép, xác định bởi công suất tiêu hao cực đại của diode P_{max} (điểm B trên hình). Ký hiệu quy ước của diode Zener và mạnh ổn định tương ứng giới thiệu trên hình 2-4-10 (lưu ý: diode Zener làm việc ở trạng thái phân cựu ngược).

V_1 : điện áp một chiều chưa ổn định

V_2 : điện áp lấy ra trên tải (đã ổn định)

R_1 : điện trở hạn chế dòng điện qua diode, sao cho diode làm việc nằm trong phạm vi AB cho phép.

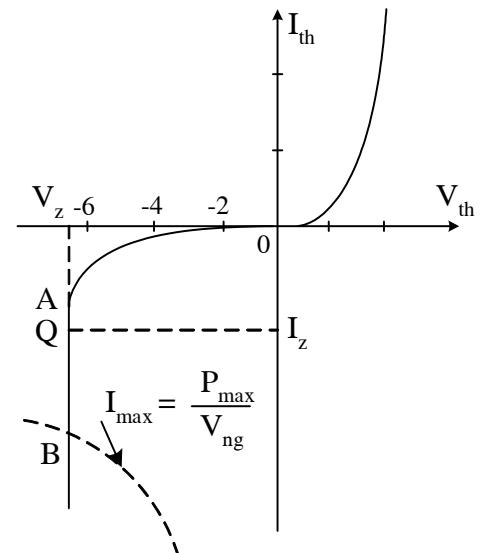
Khi V_1 biến động, dòng qua R_1 và D_Z thay đổi, nhưng điện áp V_2 trên hai đầu D_Z vẫn gần như không đổi (xem bài tập 2-3 sau này)

Để đặc trưng cho diode Zener, người ta dùng các tham số sau đây

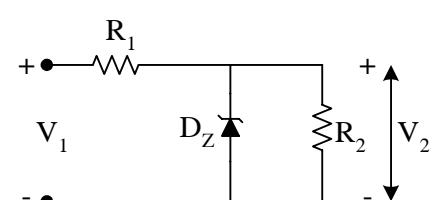
a) Điện áp ổn định V_Z

b) Điện trở tương đương (còn gọi điện trở động) tại diode làm việc (nằm trong miền đánh thủng)

$$r_d = \frac{dV_Z}{dI} \quad (2-4-8)$$



Hình 2.4.9. Đặc tuyến V-A của diode Zener



Hình 2.4.10. Mạch ổn áp dùng diode Zener

trị số r_d càng bé chứng tỏ đặc tuyến đánh thủng càng dốc đứng, nghĩa là chất lượng ổn định điện áp càng cao.

c) *Điện trở tĩnh xác định bằng tỷ lệ số giữa điểm áp trên diode và dòng điện qua nó*

$$R_t = \frac{V_z}{I_z} \quad (2-4-9)$$

d) *Hệ số ổn định phản ánh tỷ số giữa lượng biến thiên tương đối của dòng điện và lượng biến thiên tương đối của điện áp phát sinh trong quá trình đó:*

$$S = \frac{dI_z / I_z}{dV_z / V_z} = \frac{dI_z}{dV_z} \cdot \frac{V_z}{I_z} = \frac{R_t}{r_d} \quad (2-4-10)$$

Rõ ràng là điện trở động r_d càng nhỏ so với điện trở tĩnh R_t thì độ ổn định đạt được càng cao.

Đôi khi người ta định nghĩa hệ số ổn định bằng tỷ lệ số giữa lượng biến thiên của điện áp vào và lượng biến thiên tương ứng của điện áp ra.

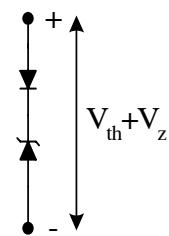
e) *Hệ số nhiệt của điện áp ổn định:* Hệ số này biểu thị lượng biến thiên tương đối của điện áp ổn định theo nhiệt độ:

$$\theta_T = \frac{1}{V_z} \cdot \frac{dV_z}{dT} \Big|_{I_z = \text{const}} \quad (2-4-11)$$

Tùy theo cơ thể đánh thủng thuộc loại thác lũ hay loại tunen mà θ_T có giá trị dương hoặc âm, thông thường trị số θ_T vào cở $(2 \div 4) \cdot 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$.

Trên thực tế, các diode Zener có V_z dưới 4V (chế tạo bằng vật liệu Si có điện trở suất nhỏ) thường xảy ra đánh thủng kiểu tunen và có θ_T âm. Còn các diode Zener có V_z trên 6V (chế tạo bằng vật liệu Si có điện trở suất lớn) thường đánh thủng kiểu thác lũ, với θ_T dương. Còn khi V_z nằm trong khoảng từ 4V đến 6V thì có thể xảy ra cả hai dạng.

Để có hệ số nhiệt bé, người ta thường mắc nối tiếp diode Zener (phân cực ngược) với một diode chỉnh lưu (phân cực thuận) thành một tổ hợp như H.2-4-11. Hệ số nhiệt dương của diode Zener bị bù trừ bởi hệ số nhiệt âm của diode chỉnh lưu, nhờ vậy tổ hợp sẽ có hệ số nhiệt âm củ điện áp $V_{th} + V_z$ rất bé, vào cở $5 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$.



Hình 2.4.11. Tổ hợp gồm diode Zener và diode chỉnh lưu

Bảng 2-4-3 nêu tham số vài loại diode Zener

Tên gọi	Vật liệu chế tạo	Công suất tiêu tán cực đại (W)	Điệp áp ổn định V_z (V)	Dòng điện ngược danh định (mA)	Điện trở động (Ω)
1N702	Si	0,25	2,6	5	60
1N703	Si	0,25	3,4	5	55
1N706	Si	0,25	5,8	5	20
1N707A	Si	0,25	8	5	10
1N708	Si	0,25	5,6	25	3,6
1N711A	Si	0,25	7,5	25	5,3
1N714	Si	0,25	10	12	8
1N758	Si	0,40	10	20	12
1N1525	Si	1	15	13	5,4

Bài tập 2-3. Mạch điện như hình 2-4-12, $R = 300\Omega$, $R_L = 1200\Omega$. Hãy xác định phạm vi thay đổi cho phép của V_i để có điện áp trên tải ổn định ở mức 10V.

Giải

Chọn loại diode Zener có $V_Z = 10V$, ví dụ loại 1N758 ($P_{max} = 0,4W$). Cảm nang cho đặc tuyến của diode này (h.2-4-13). Phạm vi làm việc cho phép tương ứng với đoạn đặc tuyến gần như song song với trực tung. Chọn: $I_{min} = 10mA$ (nếu nhỏ quá, điện áp V_Z không hoàn toàn ổn định).

$I_{max} = 30 mA$ (để không vượt quá công suất tiêu tán cho phép)

Dòng qua tải:

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10^V}{1,2K} = 8,3^{mA}$$

Áp dụng luật Ohm:

$$V_{imin} = I_{Rmin}R + V_Z = (I_{min} + I_L)R + V_Z = (10 + 8,3)0,3 + 10 = 15,5V$$

$$V_{imax} = I_{Rmax}R + V_Z = (I_{max} + I_L)R + V_Z = (30 + 8,3)0,3 + 10 = 21,5V$$

Vậy phạm vi cho phép của V_i là từ 15,5V đến 21,5V

Bài tập 2-4: Vẫn dùng mạch h.2-4-12. Biết $V_i = 12V \pm \Delta V_i$, $R = 300\Omega$, $R_L = 1200\Omega$.

Diode Zener 1N708 có $V_Z = 5,6V$, nội trở $3,6 \Omega$

- Hãy xác định phạm vi thay đổi điểm làm việc của D_Z khi $\Delta V_i = \pm 10\%$
- Tính hệ số ổn định và tính lượng biến thiên của điện áp trên tải.

Giải

- Lập sơ đồ tương đương thévenin cho gần mạch ngoài của diode Zener giữa hai điểm K-A sẽ có H. 2-4-14, trong đó:

$$R_T = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L} = \frac{300 \cdot 1200}{300 + 1200} = 240\Omega$$

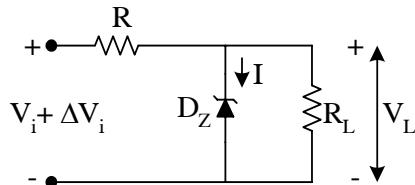
$$V_T = V_i \frac{R_L}{R + R_L} = 12 \frac{1200}{300 + 1200} = 9,6V$$

Đồ thị nêu quan hệ giữa I và V_L thỏa mãn hệ thức này là đường tải MN trên hình 2-4-15 (cắt trực hoành tại điểm M có hoành độ $V_T = 9,6V$, cắt trực tung tại điểm N có tung độ $\frac{V_T}{R_T} = \frac{9,6}{240} = 40mA$)

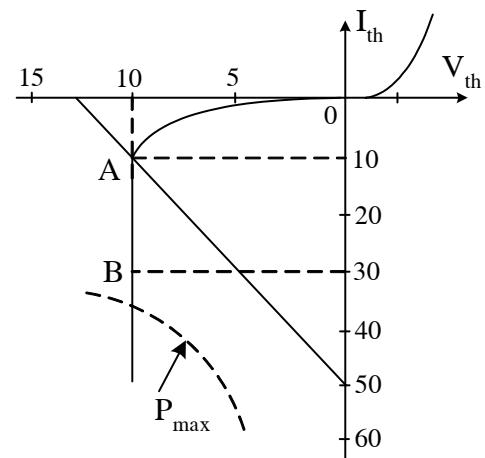
Mặt khác dòng điện I và điện áp V_Z (cũng chính là V_L) liên quan với nhau theo đặc tuyến của diode Zener 1N708 (nét (2) trên h.2-4-15)

Giao điểm Q của 2 đồ thị nói trên xác định điểm làm việc của diode khi $V_i = 12V$:

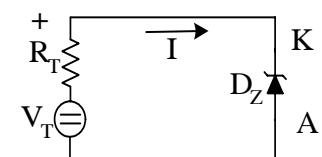
$$V_Z = 5,6V, I = 18 mA$$



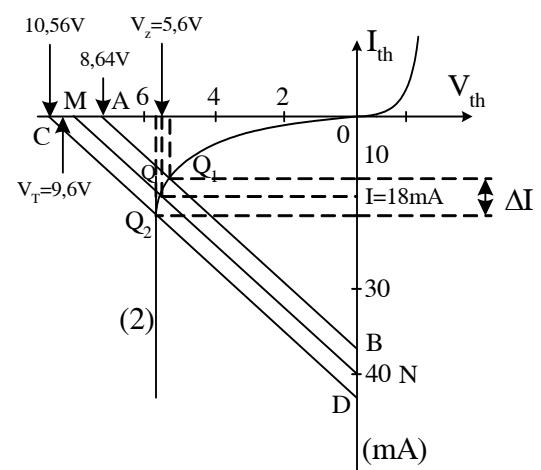
Hình 2.4.12



Hình 2.4.13



Hình 2.4.14



Hình 2.4.15

Nếu điện áp vào thay đổi $\pm 10\%$ (nghĩa là V_i dao động trong khoảng từ 10,8V đến 13,2V) thì V_T thay đổi từ 8,64V đến 10,56V. Đường tải sẽ di chuyển từ vị trí AB đến vị trí CD trên hình vẽ, do đó điểm hoạt động của diode di chuyển trong phạm vi từ Q_1 đến Q_2 (tung độ của Q_1, Q_2 xác định từ đồ thị).

b) Hệ số ổn định của mạch được xác định bằng tỷ số giữa lượng biến thiên của điện áp vào và lượng biến thiên tương ứng của điện áp trên tải:

$$S = \frac{\Delta V_i}{\Delta V_L}$$

Dựa vào mạch tương đương đối với thành phần biến thiên (thành phần xoay chiều) của sơ đồ h.2-4-12 ta suy ra:

$$S = \frac{\Delta V_i}{\Delta V_L} = \frac{R + R'}{R'}$$

trong đó R' là điện trở tương đương (đối với thành phần xoay chiều) của nhánh gồm D_Z mắc song song với tải R_L

$$R' = r_d // R_L \approx r_d$$

$$\text{Ở hai bài tập này, } S = \frac{R + R'}{R'} \approx \frac{300 + 3,6}{3,6} = 84,3$$

$$\text{nhiều vậy: } \Delta V_L = \frac{\Delta V_i}{S} = \frac{10}{84,3} \% \approx 0,1\%$$

Bài tập 2-5: Vẫn mạch điện như H. 2-4-12, nhưng $V_i = 30V = \text{const}$, còn điện trở tải R_L thay đổi. Biết $V_Z = 15V$, $I_{max} = 65mA$ (ví dụ loại 1N1525), $R = 200 \Omega$. Hãy xác định phạm vi thay đổi cho phép của R_L sao cho điện áp trên tải luôn ổn định ở mức 15V.

Giải

Điện áp vào V_i giữ không đổi cho nên khi cho nên khi R_L còn nhỏ, điện áp do V_i gây ra trên R_L sẽ nhỏ, chưa đủ gây ra hiện tượng đánh thủng của diode Zener. Điện trở ngược của D_Z lúc đó khá lớn, vì vậy có thể tính gần đúng:

$$V_L = V_i \frac{R_L}{R + R_L} \quad (1)$$

$$\text{hay } R_L = R \frac{V_L}{V_i - V_L}$$

Tăng R_L thì V_L tăng theo, đến lúc $V_L = V_Z$ thì xảy ra quá trình đánh thủng và diode có tác dụng ổn áp. Giá trị R_L tương ứng sẽ là:

$$R_{Lmin} = R \cdot \frac{V_Z}{V_i - V_Z} = 200 \frac{15}{30 - 15} = 200\Omega$$

Trong trạng thái đó, dòng qua điện trở R có giá trị:

$$I_R = \frac{V_i - V_Z}{R} = \frac{30V - 15V}{0,2K} = 75mA \quad (2)$$

(thật ra ở công thức (1) và (2) ta đã coi dòng qua diode, ở trạng thái bắt đầu đánh thủng là $I_{min} = 0$. Nếu tính chính xác hơn phải lấy $I_R = I_L + I_{min} > 75 mA$)

Tiếp tục tăng R_L thì dòng I_L càng giảm, còn dòng qua diode I càng tăng (coi $I_R \approx \text{const}$). Giá trị R_L sẽ nhỏ nhất khi I đạt I_{max}

$$I_{Lmin} = I_R - I_{max} = 75 - 65 = 10mA$$

Giá trị R_L tương ứng sẽ là :

$$R_{Lmax} = \frac{V_L}{I_{Lmin}} = \frac{15}{10} = 1,5K\Omega$$

Tóm lại phạm vi thay đổi cho phép của tải là từ 200Ω đến $1,5 K\Omega$

2-4-4. Diode biến dung (varicap)

Diode biến dung là loại linh kiện bán dẫn hai cực, trong đó chuyển tiếp P-N được chế tạo một cách đặc biệt sao cho điện dung của nó thay đổi nhiều theo điện áp ngược đặt vào. Chúng thường được dùng trong các mạch tạo sóng điều tần, mạch tự động điều chỉnh tần số cộng hưởng, trong các bộ khuếch đại tham số hoặc nhân tần. Ký hiệu quy ước như hình 2-4-16.



Hình 2.4.16. Ký hiệu của diode biến dung

Như đã trình bày ở 2-4-1-3, bộ phận cơ bản của diode là vùng nghèo nǎm ở hai bên mặt ranh giới. Vùng này bao gồm hai lớp điện tích khác nhau: các ion âm acceptor bên bán dẫn P và các ion dương donor bên bán dẫn N. Sự phân bố điện tích như vậy tương tự như tình trạng trong một tụ điện phẳng, vì vậy chuyển tiếp P-N được đặc trưng bằng một điện dung, gọi là điện dung hàng rào. Khi chuyển tiếp P-N bị phân cực nghịch, vùng nghèo mở rộng ra, nghĩa là khoảng cách giữa hai lớp điện tích nói trên tăng lên, $C_{h.rào}$ giảm. Điện áp ngược càng tăng, $C_{h.rào}$ càng giảm. Quy luật thay đổi của điện dung hàng rào theo điện áp ngược tuỳ thuộc vào tình trạng phân bố tạp chất ở hai bên mặt tiếp xúc. Trên H. 2-4-17c giới thiệu hàm C (V) của hai trường hợp: tạp chất phân bố đột biến (nét a) và tạp chất biến đổi chậm (nét b).

Để đặc trưng cho diode biến dung, người ta dùng các tham số sau:

a) Giá trị danh định của điện dung

Thông thường giá trị này được đo trong một điều kiện xác định (giá trị điện áp ngược, tần số đo, nhiệt độ môi trường v.v...)

b) Hệ số thay đổi của điện dung

Đây là tỷ số giữa hai giá trị điện dung đo được ở hai điện áp ngược khác nhau:

$$K_C = \frac{C_1}{C_2} \quad (2-4-12)$$

Đôi khi, để tổng quát hơn, người ta dùng độ dốc của đặc tuyến C (V) $\frac{dC}{dV}$ biểu thị tốc độ biến thiên của điện dung C theo điện áp ngược V.

c) Hệ số phẩm chất Q

Hệ số phẩm chất Q đặc trưng cho tỷ số giữa công suất tín hiệu hữu ích lấy ra từ varicap và công suất tiêu hao trên nó.

Người ta đã chứng minh rằng hệ số Q phụ thuộc vào tần số, điện dung hàng rào, điện trở ngược của vùng nghèo và cả điện trở bản thân của hai miền bán dẫn (mắc nối tiếp của vùng nghèo). Tần số tương ứng với $Q = 1$, được gọi là tần số giới hạn. Bảng 2-4-4 nêu một số Varicap thường gặp.

Bảng 2-4-4. Một số varicap thường gặp

Tên gọi	Điện áp đánh thủng Khi $I_S = 10A$	Điện dung của Varicap (p.F) đo ở $V_{ng} = 4V$, $f = 1MHz$, $T_a = 25^\circ C$		
		Giá trị tối thiểu	Giá trị danh định	Giá trị tối đa
1N5139	60V	6,1pF	6,8pF	7,5pF
1N5139A	60	6,5	6,8	7,1
1N51441A	60	11,4	12	12,6
1N5144	60	19,8	22	24,2

1N5148	60	42,3	47	51,7
MV1866D	60	9	10	11
MV1878	60	42,3	47	51,7
MV2115	30	90	100	110
MV1666	15	297	330	362

Các Varicap có điện dung bé (chế tạo từ GaAS hoặc Ge), thường dùng cho các mạch tần số cao, còn lại điện dung lớn (phản nhiều chế tạo từ Si) dùng cho tần số thấp. Một đặc điểm quan trọng là điện dung của Varicap gần như thay đổi một cách tức thời theo điện áp ngược đặt vào. Chính nhờ vậy người ta thường dùng varicap làm tụ điện trong mạch cộng hưởng của bộ tạo sóng cao tần. Trên 2 cực của Varicap lúc đó, ngoài điện áp một chiều để xác định điểm việc làm việc tĩnh, còn có tín hiệu xoay chiều gây điều biến điện dung và kết quả là sóng cao tần tạo ra bị biến đổi tần số (sóng điều tần).

2-4-5. Diode tunen (tunnel)

Diode tunen (còn gọi diode xuyên hầm) cũng là loại dụng cụ hai cực có chuyển tiếp P-N nhưng khác với các loại diode trước đây, nồng độ tạp acceptor trong bán dẫn P và nồng độ tạp donor trong bán dẫn N ở diode tunen có giá trị rất lớn (cở 10^{19} nguyên tử trong một cm^3); do đó vùng nghèo rất hẹp (cở 10^{-6} cm) và điện trường tiếp xúc trong vùng này đạt được khá lớn ($\text{gần } 10^6 \text{ V/cm}$).

Ký hiệu quy ước và đặc tuyến vôn-ampe nêu trên h. 2-4-18 trong đoạn đặc tuyến AB, tương ứng với điện trở vi phân âm (dòng điện giảm trong khi điện áp trên diode tăng) đóng vai trò rất quan trọng.

Giải thích sự hình thành dạng đặc tuyến của diode tunen dựa trên cấu trúc vùng năng lượng của chất bán dẫn suy biến (bán dẫn có nồng độ tạp rất cao ký hiệu P + hoặc N +). Ở đây chỉ tóm tắt sơ lược.

Do pha tạp với nồng độ lớn, vùng nghèo của chuyển tiếp P + - N + trở nên rất hẹp, hiệu thế tiếp xúc giữa hai bán dẫn suy biến lại rất cao, cho nên điện trường tiếp xúc giữa hai bán dẫn suy biến lại rất cao, cho nên điện trường tiếp xúc có cường độ rất lớn. Nói cách khác tồn tại một hàng rào điện thế cao trong một vùng rất mỏng. Giản đồ năng lượng của hai bán dẫn bị uốn cong một cách trầm trọng tại vùng tiếp xúc (h.2-4-19). Hậu quả là một số mức năng lượng của điện tử trong vùng dẫn N trở nên ngang hàng với các mức năng lượng của điện tử trong một vùng hoá trị của bán dẫn P (miền gạch chéo trên h. 2-4-19b). Do đó sẽ có những điện tử đi từ vùng này sang vùng kia theo kiểu “xuyên hầm” mà không phải “leo qua” hàng rào điện thế của chuyển tiếp P-N. Ta gọi đó là hiệu ứng tunen. Dòng điện do điện tử và lỗ trống “chui vào” tạo nên gọi là dòng điện tunen.

Ở trạng thái cân bằng (chưa phân cực), dòng tunen từ hai phía ngược chiều nhau và triệt tiêu nhau nên dòng tổng bằng không.

Khi diode tunen bị phân cực nghịch, giản đồ năng lượng bị uốn cong trầm trọng hơn (h.2-4-20), số mức năng lượng bên P nằm ngang hàng với mức còn trống bên N sẽ càng nhiều thêm (miền gạch đậm trên h. 2-4-20b), nghĩa là dòng tunen càng tăng. (Thật ra ngoài dòng tunen vẫn có dòng dẫn do hạt dẫn thiểu số tạo nên như ở các diode thông thường, nhưng trị số dòng này chỉ rất bé). Điện áp phân cực nghịch càng tăng thì dòng tunen nói trên sẽ càng mạnh. Chính vì vậy diode tunen có dòng ngược lớn và tăng nhanh theo điện áp ngược (đoạn OR trên hình 2-4-18).

Khi phân cực thuận, giảm độ năng lượng bị uốn cong ít hơn. Để dễ hình dung ta coi như các mức năng lượng của bán dẫn P vẫn giữ nguyên, còn các mức của bán dẫn N nâng cao dần theo giá trị điện áp thuận.

Ở đoạn OA của đặc tuyến vôn ampe, dòng tunen tăng dần theo điện áp vì số lượng của điện tử bán dẫn N có khả năng “chui rào” sang bán dẫn P (tương ứng với diện tích miền gạch đậm trên H. 2-4-21b) tăng vì V tăng. Khi điện áp thuận đạt tới giá trị sao cho mức Fecmi W_{Fn} dâng lên ngang hàng với mức W_V của bán dẫn P, diện tích miền gạch đậm nói trên cực đại, nghĩa là dòng tunen đạt cực đại (điểm A trên đặc tuyến).

Sau đó, nếu tiếp tục tăng điện áp thuận, các mức năng lượng của bán dẫn N tiếp tục dâng cao (H.2-4-21c). Một số mức của bán dẫn N trở nên nằm đối diện với vùng cấm của bán dẫn P (tức là vùng không thể tiếp nhận điện tử chạy tới), vì vậy diện tích miền gạch đậm giảm dần, nghĩa là dòng tunen giảm dần (đoạn AB trên đặc tuyến).

Khi điện áp thuận tăng tới giá trị sao cho mức W_C của bán dẫn N dâng lên ngang hàng với W_V của bán dẫn P (h. 2-4-21d), toàn bộ các mức trong vùng dẫn của bán dẫn N không còn “chui rào” sang bán dẫn P được nữa, dòng tunen giảm xuống bằng không (điểm B trên đặc tuyến).

Kể từ giá trị đó trở đi, nếu tiếp tục tăng V chạy qua diode chỉ còn lại thành phần dòng khuếch tán (do hạt dẫn vượt qua hàng rào chế tạo nên) như ở các diode thông thường.

Dòng này tăng theo V với quy luật hàm mũ (biểu thức 2-3-8), thể hiện ở đoạn BC trên đặc tuyến. Thật ra, ngay cả phạm vi điện áp V bé, dòng này vẫn tồn tại, nhưng lúc đó trị số dòng này nhỏ và bị dòng tunen lấn át.

Cũng cần lưu ý thêm rằng: tuy đặc tuyến thuận có dạng hình chữa N như hình 2-4-18 nhưng khi đo hoặc hiện đặc tuyến trên lao động ký, thường đoạn AB rất khó nhìn thấy.

Các tham số đặc trưng cho diode tunen bao gồm:

- Tọa độ của đỉnh A : I_p , V_p (còn gọi là dòng điện đỉnh và điện áp đỉnh)
- Tọa độ của điểm trung B: I_v , V_v (Dòng điện trung, điện áp trung).

Các diode tunen thường có:

$$I_p = 1 \div 100\text{mA}, I_v = 0,1 \div 5\text{mA}$$

$$V_p = 50 \div 100\text{mV}, V_v = 300 \div 400\text{mV}$$

- Điện trở âm tương đương

$$R_D = \frac{dV}{dI} \text{ (trong đoạn AB)}$$

Đây cũng chính là nghịch đảo độ dốc đoạn AB trên đặc tuyến. Do đặc tuyến không phải là đường thẳng cho nên giá trị $R_D = -(5\Omega \div 150\Omega)$. Thực nghiệm cho thấy khi chúng ta phân cực V ≈ 1,8V_p thì trị số R_D nhỏ nhất. Lệch khỏi giá trị điện áp phân cực đó về hai phía thì R_D tăng dần.

- Điện áp thuận ứng với giá trị dòng khuếch tán bằng dòng tunen cực đại (hoành độ điểm C trên hình 2-4-18).

Thông thường $V_F = (400 \div 500)$ mV

Tên gọi	V_p (mV)	I_p (mA)	V_v (mV)	I_v (mA)	Điện dung tương đương (PF)
1N3712	65	1	335	0,18	10
1N3713	65	1	330	0,14	5
1N3720	70	22	350	4,8	150

Sơ đồ tương đương của diode tunen khi làm việc ở vùng điện trở âm như H. 2-4-22. R_D đặc trưng cho điện trở âm; C₀ là điện dung hàng rào của chuyển tiếp P-N (cỡ 10 ÷ 50 pF); r_s là điện trở của phiến bán dẫn và dây nối (cỡ 1Ω); L_s: điện cảm ký sinh của các dây nối, thường rất nhỏ (cỡ 0,5 nH). Do đó L_s và C₀ nên mạnh sẽ cộng hưởng ở một tần số nào đó gọi là tần số cộng hưởng riêng f₀. Thông thường f₀ vào cỡ hàng trăm MHz cho đến một vài GHz.

Diode tunen thường được ứng dụng để khuếch đại và tạo dao động siêu cao tần. Ngoài ra còn được dùng trong các mạch đóng mở với hai trạng thái ổn định phân biệt. Tốc độ chuyển đổi trạng thái có thể đạt rất cao. Nhờ được chế tạo từ bán dẫn suy biến, đặc tuyến và tham số của diode tunen chịu ảnh hưởng rất ít của nhiệt độ, phạm vi làm việc của nhiệt độ cho phép của diode tunen thường rất rộng (loại chế tạo từ Ge có thể làm việc đến 200°C , loại chế tạo từ GaAs: đến 400°C)

Trên h.2-4-23 minh họa một mạch khuếch đại dòng dùng diode tunen. Nguồn một chiều E để xác định điểm làm việc tĩnh (thường chọn Q ở trung điểm của đoạn điện trở âm AB). Nguồn tín hiệu cao tần cần khuếch đại e_s sẽ gây ra một dòng cao tần qua diode là $i_D = \frac{e_s}{R_D}$, và dòng qua

tải là $i_L = \frac{e_s}{R_L}$ nghĩa là dòng tín hiệu tổng $i_s = i_D + i_L = \frac{e_s}{R_D} + \frac{e_s}{R_L}$. Vì R_D âm, cho nên ký hiệu $R_D = -|R_D|$. Từ đó suy ra hệ số khuếch đại dòng điện của mạch bằng:

$$K_i = \frac{i_L}{i_s} = \frac{|R_D|}{|R_D| - R_L}$$

rõ ràng là khi R_L nhỏ hơn $|R_D|$ nhưng xấp xỉ $|R_D|$ thì K_i rất lớn.

Trên đây là trình bày một số loại diode thường gặp. Kỹ thuật điện tử ngày nay còn sử dụng nhiều loại diode khác, ví dụ như diode nghịch đảo (đặc tuyến von-ampe trái ngược với đặc tuyến của diode thông thường, dòng điện thuận bể, còn dòng ngược lớn và tăng nhanh theo điện áp ngược) thường dùng để tách sóng hoặc trộn sóng ở giải siêu cao tần; diode Schottky (thực chất là tiếp xúc của kim loại và bán dẫn, trong đó không có hiện tượng tích luỹ hạt dẫn không cân bằng, đồng thời điện dung bản thân rất bể, vì vậy làm việc được với tần số rất cao) thường dùng cho các mạch đóng mở tốc độ nhanh. Giao trình này không đi sâu vào các loại đó.

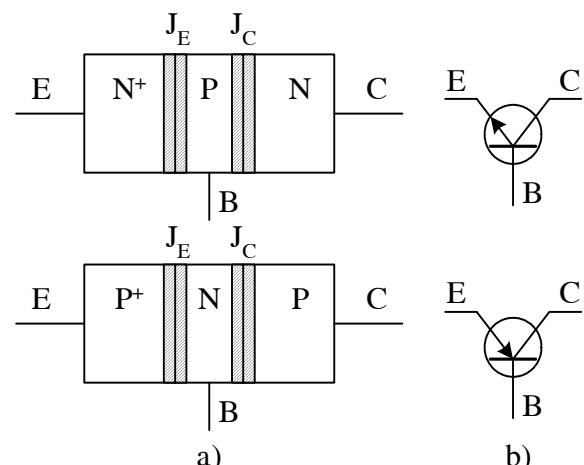
2-5. TRANSISTOR HAI CỰC TÍNH (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR - BJT)

Transistor cực tính, thường gọi tắt BJT, là một loại linh kiện bán dẫn ba cực có khả năng khuếch đại tín hiệu hoặc hoạt động như một khoá đóng mở, rất thông dụng trong ngành điện tử. Nó sử dụng cả hai loại hạt dẫn: điện trở và lỗ trống, vì vậy xếp vào loại hai cực tính.

2-5-1 . Cấu tạo

BJT được tạo thành bởi hai chuyển tiếp P-N nằm rất gần nhau trong vùng một phiến bán dẫn đơn tinh thể. Về mặt cấu tạo, có thể xem như BJT cho ba lớp bán dẫn tiếp xúc nhau tạo nên, trong đó lớp ở giữa có bề dày rất bể ($c\sim 10^{-4}\text{cm}$) và khác kiểu dẫn điện với hai lớp bên cạnh. Chẳng hạn lớp ở giữa là bán dẫn loại P thì hai lớp bên cạnh là loại N, tạo nên transistor kiểu N-P-N. còn nếu lớp ở giữa thuộc loại N thì hai lớp bên cạnh thuộc loại P, tạo nên kiểu P-N-P (hình 2-5-1a).

Nồng độ tạp chất trong ba lớp bán dẫn cũng không giống nhau. Lớp có nồng độ tạp chất cao nhất (ký hiệu N^+ hoặc P^+ trên hình vẽ), nghĩa là nồng độ hạt dẫn đa số của nó lớn nhất, gọi là miền phát (hay miền emitter) lớp đối diện (ký hiệu N hoặc P) có nồng độ tạp chất hơn, gọi là miền thu (hay miền collector). Lớp ở giữa, có nồng độ tạp chất rất thấp (do đó nồng độ hạt dẫn đa số của



Hình 2.5.1. Cấu tạo (a) và ký hiệu (b) của BJT

lớp này tương đối nhỏ) gọi là miền nền (còn gọi: miền base, hoặc miền gốc). Ba sợi kim loại được gắn với ba lớp nói trên, dùng làm điện cực của transistor. Người ta gọi chúng là cực emitter (ký hiệu bằng chữ E) cực base (ký hiệu bằng chữ B) cực collector (ký hiệu bằng chữ C)

Các lớp bán dẫn được đặt trong một vỏ kín (bằng nhựa hoặc bằng kim loại) chỉ có ba điện cực thò ra ngoài. Ký hiệu quy ước của hai loại transistor N-P-N, P-N-P nêu trên h.2-5-1b. Mũi tên vẽ trên cực E cũng trùng với chiều dòng điện chạy qua cực đó.

Do cấu tạo như trên vẽ hình thành 2 chuyển tiếp P-N rất gần nhau. Chuyển tiếp thứ nhất ở ranh giới miền phát và miền nền, gọi là chuyển tiếp emitter, ký hiệu là J_E . Chuyển tiếp thứ hai, ở ranh giới miền nền và miền thu, gọi là chuyển tiếp collector, ký hiệu là J_C . Hoạt động của BJT chủ yếu dựa trên sự tương tác giữa hai chuyển tiếp rất gần nhau này.

2-5-2. Nguyên tắc hoạt động và khả năng khuếch đại của BJT

Hãy xét nguyên tắc hoạt động của loại N-P-N làm ví dụ (loại P-N-P cũng tương tự). Sơ đồ mạch điện như hình 2-5-2. Nguồn E_1 (có sức điện động moat vài Volt) làm cho chuyển tiếp Emitter J_E phân cực thuận. Nguồn E_2 (thường cỡ 5 đến 20V) làm cho chuyển tiếp collector J_C phân cực nghịch. E_1, E_2 được gọi là nguồn điện áp phân cực. R_E, R_C là các điện trở phân cực (R_C còn có tên là điện trở tải đối với dòng một chiều collector).

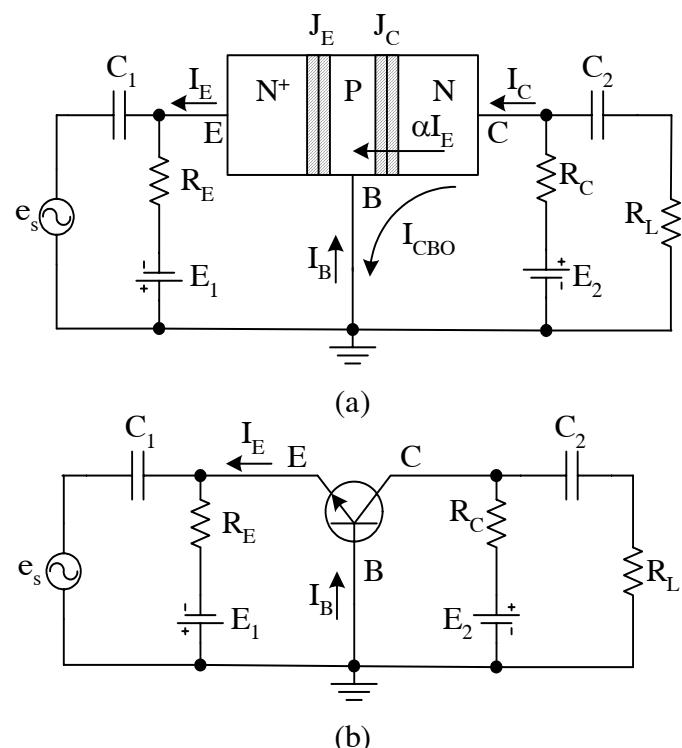
Để đơn giản, giả thiết ban đầu nồng độ tạp chất phân bố đều trong các lớp bán dẫn, đồng thời ta chỉ chú ý đến điện trở của các vùng nghèo J_E, J_C .

Thật ra, cấu trúc BJT trong thực tế có tiết diện của ba lớp bán dẫn không giống nhau; điện trở bản thân của miền base và miền collector trong một số trường hợp không thể bỏ qua; tạp chất phân bố trong các lớp không đều mà tuân theo một quy luật nào đó, tùy công nghệ chế tạo.

Khi chưa có nguồn E_1, E_2 tác dụng, cũng giống như quá trình xảy ra ở diode, trong mỗi vùng nghèo J_E, J_C sẽ tồn tại một điện trường tiếp xúc (hướng từ N sang P), tương ứng với một hiệu thế tiếp xúc nào đó. Hiệu thế này đóng vai trò như một hàng rào điện thế, duy trì trạng thái cân bằng của chuyển tiếp (cân bằng giữa dòng trôi của hạt dẫn thiểu số và dòng khuếch tán của hạt dẫn đa số, khiến cho dòng điện tổng hợp qua mỗi chuyển tiếp bằng không).

Khi có nguồn E_2 , chuyển tiếp J_C bị phân cực nghịch, hàng rào điện thế và điện trường tiếp xúc trong vùng nghèo này tăng. Tương tự như diode phân cực nghịch, qua vùng nghèo J_C sẽ có một dòng điện rất nhỏ (do hạt dẫn thiểu số của miền base và miền collector tạo nên), ký hiệu là I_{CBO} . Ta gọi đó là dòng điện ngược collector.

Nếu có thêm nguồn E_1 , chuyển tiếp J_E sẽ phân cực thuận. Hàng rào điện thế trong J_E hạ thấp (so với trạng thái cân bằng) khiến điện tử từ miền N^+ tràn qua miền P, lỗ trống từ miền P tràn qua miền N^+ (hiện tượng “phun hạt dẫn”). Sau đó các hạt dẫn không cân bằng này tiếp tục khuếch tán. Trên đường khuếch tán, chúng sẽ tái hợp với nhau. Nhưng do nồng độ đa số trong hai miền chênh lệch nhau xa ($n_n \gg p_p$) cho nên trong các số điện tử phun từ miền N^+ vào miền P, chỉ một



Hình 2.5.2. Mạch khuếch đại dùng BJT loại N-P-N
(Sơ đồ base chung)

bộ phận rất nhỏ tái hợp, còn tuyệt đại đa số vẫn có thể khuếch tán qua miền base tới vùng nghèo J_C (khả năng bị tái hợp trên đường đi chỉ rất ít vì miền base rất mỏng, nồng độ lỗ trống ở miền này cũng không cao lắm). Khi tới vùng nghèo J_C các điện tử nói trên lập tức bị điện trường trong J_C hút về phía collector tạo nên dòng điện trong mạch collector.

Nếu gọi I_E là dòng điện chạy qua cực emitter (tương ứng với chuyển động của điện tử từ miền N⁺ sang miền P thì dòng điện tạo nên bởi số điện tử chạy tới collector vừa nói ở trên sẽ là αI_E , trong đó α đại diện cho tỷ số giữa số lượng điện tử tới được collector (không bị hao hụt dọc đường đi vì tái hợp) và tổng số điện tử tái phát đi từ emitter:

- (1) Ngoài hình thức khuếch tán, trong nhiều loại BJT hiện nay, hạt dẫn còn vượt qua miền base nhờ chuyển động trôi dưới tác dụng của điện trường. Điện này tự hình thành trong miền base do hậu quả của sự phân bố tạp chất ban đầu là không đều.
 - (2) Lưu ý rằng chiều dòng điện uy ước là chiều chuyển động của điện tích dương, ngược với chiều chuyển động thực của điện tử.
- $$\alpha = \frac{\text{số lượng điện tử tới được cực C}}{\text{tổng số điện tử phát đi từ cực E}}$$

Thông thường $\alpha = 0,95 \div 0,99$ (nghĩa là tỷ lệ hao hụt dẫn dọc đường đi từ cực E tới cực C chỉ rất nhỏ). α có tên là hệ số truyền đạt dòng điện phát. Như vậy dòng điện tổng trong mạch collector bao gồm hai thành phần:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \quad (2-5-2)$$

I_{CBO} là dòng điện ngược vốn có của chuyển tiếp J_C (phân cực nghịch bởi E₂), còn αI_E đại diện cho dòng hạt dẫn chạy từ cực E tới (do J_E phân cực thuận bởi E₁)

Trong miền base, một số lỗ trống phun sang miền N⁺ và tái hợp với điện tử, gây nên sự thiếu hụt điện tích dương. Để bù lại, các điện tích sẽ từ nguồn E₁ chạy vào miền base thông qua cực B, tạo nên dòng điện trong mạch base I_B. Dựa vào định luật dòng điện điểm nút (hoặc dựa vào quá trình vật lý vừa nêu trên đây) ta dễ dàng suy ra rằng:

$$I_E = I_B + I_C \quad (2-5-3)$$

Trị số I_B thường rất nhỏ so với I_C và I_E.

Trên đây là hoạt động của BJT cùng các dòng điện I_E, I_B, I_C khi có các nguồn điện áp E₁, E₂ khiến chuyển tiếp J_E phân cực thuận và J_C phân cực nghịch. Ta thấy rõ: nếu I_E biến đổi thì dòng I_C cũng biến đổi theo. Nay giả sử có thêm dòng tín hiệu xoay chiều e_S (biên độ rất nhỏ) thông qua tụ C₁ đặt vào giữa cực E và cực B, nghĩa là xếp chồng lên điện áp phân cực vốn có của chuyển tiếp J_E, thì mức độ phân cực của J_E sẽ thay đổi moat cách tuần hoàn theo chu kỳ tín hiệu. Do đó dòng điện tử từ cực E đi tới cực C sẽ tăng giảm theo quy luật của e_S, nghĩa là dòng collector I_C thay đổi theo e_S. Dòng này tạo ra trên R_C một điện áp, biến thiên cùng quy luật với e_S nhưng biên độ lớn hơn e_S nhiều (nhờ R_C khá lớn). Ta nói rằng transistor đã khuếch đại tín hiệu.

Rõ ràng là có thể coi dòng collector như bao gồm hai thành phần: thành phần không đổi (ứng với trạng thái tĩnh, khi chỉ có các điện áp phân cực E₁, E₂, thường gọi là thành phần một chiều) và thành phần biến thiên theo sự điều khiển của điện áp tín hiệu e_S (ứng với trạng thái động, thường gọi là thành phần xoay chiều).

$$i_c = I_C + i_{C xc} \quad (2-5-4)$$

Tương ứng, điện áp trên R_C cũng là tổng của 2 thành phần: điện áp một chiều I_CR_C (ứng với trạng thái tĩnh) và điện áp xoay chiều i_CR_C (ứng với trạng thái động). Trên h. 2-5-2, tụ C₂ chỉ cho phép riêng thành phần xoay chiều truyền qua tải. Như vậy, điện áp xoay chiều lấy ra trên R_L chính là hình ảnh đã khuếch đại của tín hiệu vào e_S.

Nguyên tắc hoạt động và khả năng khuếch đại của BJT, loại P-N-P hoàn toàn tương tự, chỉ khác là để cho J_E phân cực thuận, J_C phân cực nghịch, cực tính của các nguồn một chiều E_1 , E_2 phải đổi ngược lại (h.2-5-3). Chiều của các dòng điện cũng thay đổi. Tạo nên dòng collector trong trường hợp này là các lỗ trống phun từ miền P^+ qua miền N và khuếch tán tới miền collector loại P.

Ghi chú:

- 1) Chế độ làm việc như trên của BJT (J_E phân cực thuận, J_C phân cực nghịch) gọi là chế độ khuếch đại. Ngoài ra, BJT còn có thể làm việc ở chế độ khoá (hay chế độ đóng mở). Ở chế độ đó, hoặc cả hai chuyển tiếp J_E , J_C đều phân cực nghịch (trạng thái khoá hay trạng thái tắt), hoặc cả hai chuyển tiếp J_E , J_C đều phân cực thuận (trạng thái dẫn bảo hoà, còn gọi trạng thái mở), BJT liên tục giao hoán giữa hai trạng thái này.
- 2) Phân tích trên đây chưa để ý đến hiện tượng bề dày miền base bị điều biến bởi điện áp đặt vào collector (hiệu ứng Early).

Thật vậy do vùng nghèo J_E , J_C (nhất là J_C) có một bề dày nhất định, lấn vào thể tích miền base cho nên bề dày thực tế của miền này thu hẹp. Ở trạng thái động, điện áp V_{CB} (hoặc V_{CE}) luôn thay đổi theo tín hiệu, khiến bề dày vùng nghèo thay đổi và do đó bề dày thực tế của miền base thay đổi theo. Chính hiệu ứng này gây ra một số hậu quả, ví dụ như vai trò điện dung khuếch tán của chuyển tiếp J_C , ảnh hưởng của ngõ ra transistor đối với ngõ vào (hiện tượng hồi tiếp nội bộ trong bản thân transistor) v.v...

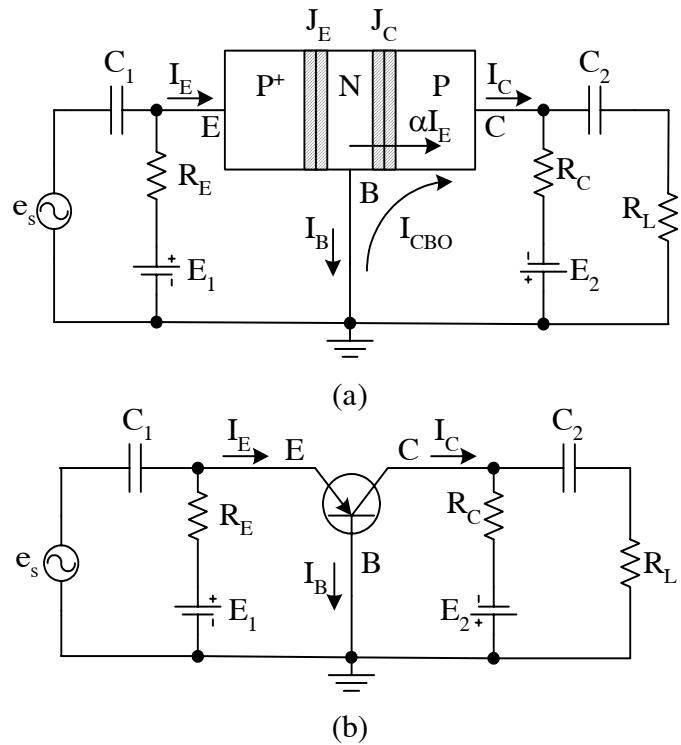
2-5-3. Ba sơ đồ cơ bản của BJT

Như đã biết, BJT có 3 điện cực: emitter, base, collector (còn gọi: cực phát, cực nền, cực thu). Tùy theo việc chọn điện cực làm nhánh chung cho mạch vào và mạch ra mà có 3 sơ đồ cơ bản sau đây:

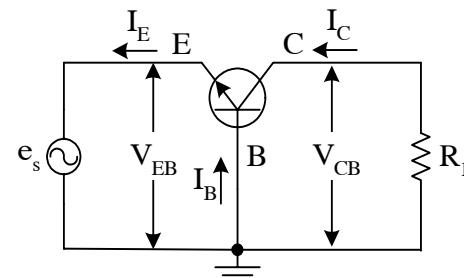
1) Mạch base chung (nền chung) (viết tắt B.C)

Mạch vừa khảo sát trên đây thuộc loại này. Tín hiệu cần khuếch đại đưa vào giữa cực E và cực B, tín hiệu sau khi đã khuếch đại lấy ra giữ cực C và cực B. Cực B là cực chung của mạch vào và mạch ra (h.2-5-2 hoặc 2-5-3). Như vậy dòng điện vào là dòng emitter, dòng điện ra là dòng collector, điện áp vào là V_{EB} , còn điện áp ra là V_{CB} .

Nếu không vẽ mạch phân cực (mạch tạo điện áp một chiều cho các chuyển tiếp J_E và J_C) thì sơ đồ base chung có dạng đơn giản hóa như h.



Hình 2.5.3. Mạch khuếch đại dùng BJT loại P-N-P
tất), hoặc cả hai chuyển tiếp J_E , J_C đều phân cực thuận (trạng thái dẫn bảo hoà, còn gọi trạng thái mở), BJT liên tục giao hoán giữa hai trạng thái này.

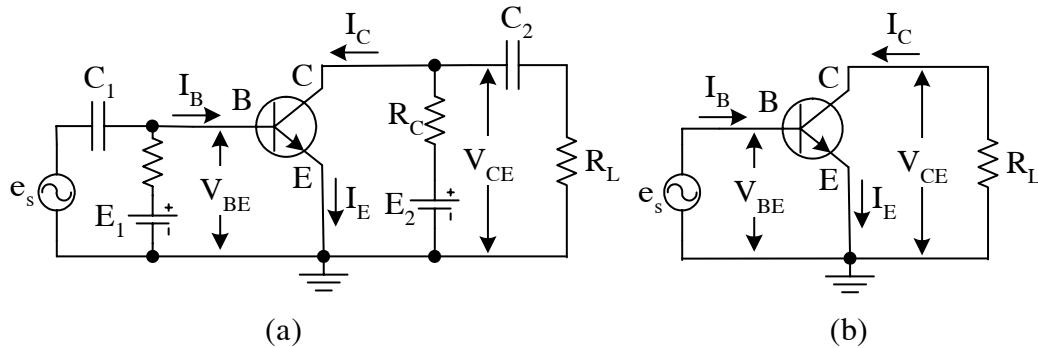


Hình 2.5.4. Mạch base chung đơn giản hóa

2-5-4 (vẽ cho loại N-P-N). Trên hình này cũng ghi 4 tham số về dòng và áp thường dùng. Các hệ thức (2-5-2), (2-5-3) chính là các hệ thức cơ bản của mạch B.C.

2) Mạch emitter chung (phát chung, viết tắt E.C)

Cực E là cực chung giữa mạch vào và mạch ra. Dòng điện vào: I_B , dòng điện ra I_C , điện áp vào V_{BE} , điện áp ra V_{CE} .



Hình 2.5.5. Mạch emitter chung

Mạch đầy đủ và mạch đơn giản hóa: h. 2-5-5a và b (transistor NPN).

Để thiết lập hệ thức giữa dòng ra và dòng vào của mạch E.C, ta vẫn xuất phát từ nguyên lý hoạt động của BJT, thể hiện ở công thức (2-5-2).

Thật vậy, thay I_E theo (2-5-3) vào công thức này ta có:

$$I_C = \alpha(I_B + I_C) + I_{CBO}$$

Sau vài phép biến đổi đơn giản, sẽ đi đến:

$$I_C = \beta I_B + (\beta+1)I_{CBO} = \beta I_B + I_{CEO} \quad (2-5-5)$$

$$\text{trong đó: } \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (2-5-6)$$

gọi là hệ số khuếch đại dòng điện của mạch E.C

$$\text{Hoặc suy ngược lại } \alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad (2-5-6a)$$

$$I_{CEO} = \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} = (\beta+1)I_{CBO} \quad (2-5-7)$$

đóng vai trò tương tự dòng I_{CBO} trong công thức (2-5-2) của mạch B-C, nên được gọi là dòng điện ngược collector của mạch E.C

thông thường, BJT có $\alpha = 0,95 \div 0,99$. Tương ứng $\beta = 19 \div 99$.

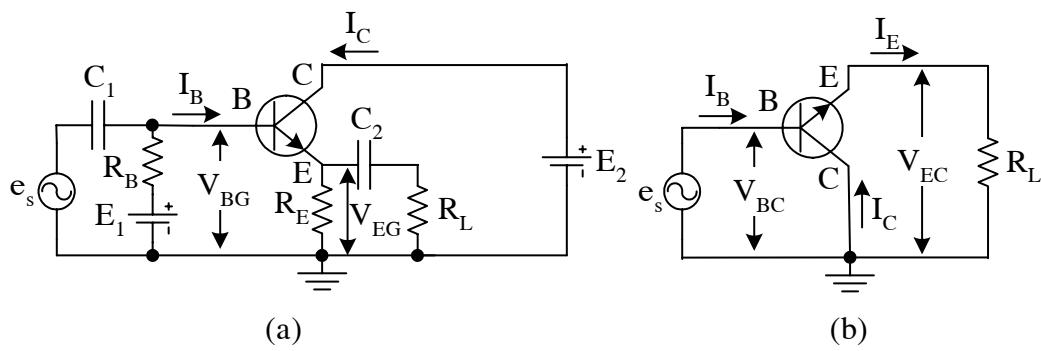
$I_{CBO} = (0,01 \div 0,1) \mu A$, $I_{CEO} = (1 \div 10) \mu A$.

Hệ thức (2-5-5) là hệ thức cơ bản của mạch EC.

Lưu ý rằng ở mạch BC, hệ số α xấp xỉ bằng 1, dòng I_{CBO} rất nhỏ. Còn ở mạch E.C, hệ số β rất lớn hơn 1, dòng I_{CBO} tuy lớn hơn I_{CBO} nhiều, nhưng so với giá trị βI_B thì vẫn không đáng kể.

3) Mạch collector chung (thu chung, viết tắt: C.C)

Mạch như h. 2-6-6a (transistor loại NPN). Nguồn E_2 có nội trở rất bé, mắc giữa cực C và đất, vì vậy đối với tín hiệu xoay chiều thì cực C coi như đẳng thế với đất (điểm G trên hình). Chính vì vậy, ở mạch này, tín hiệu cần khuếch đại đưa vào giữa cực B và G, tương đương như đưa vào giữa B và C. Tín hiệu sau khi đã khuếch đại, lấy ra giữa E và G, tương đương như lấy ra giữa E và C. Rõ ràng cực C là nhánh chung của mạch vào và mạch ra, do đó có tên gọi mạch collector chung.



Hình 2.5.6. Mạch collector chung

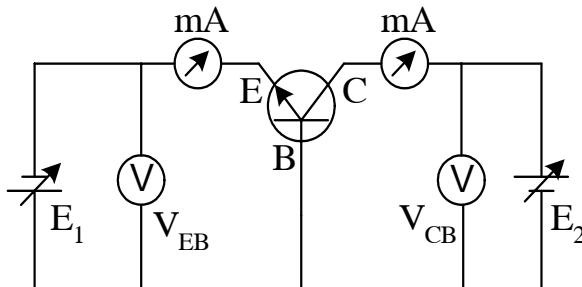
Mạch tương đương còn giản hóa (không vẽ các mạch phân cực) như h. 2-5-6b. Do các đặc điểm của nó (điện áp ra đồng pha và xấp xỉ điện áp vào, điện trở vào rất lớn, điện trở ra rất nhỏ) mạch C.C còn được gọi là mạch theo điện áp (voltage follower) hoặc mạch tải emitter.

2-5-4 Đặc tuyến vôn-ampe của BJT

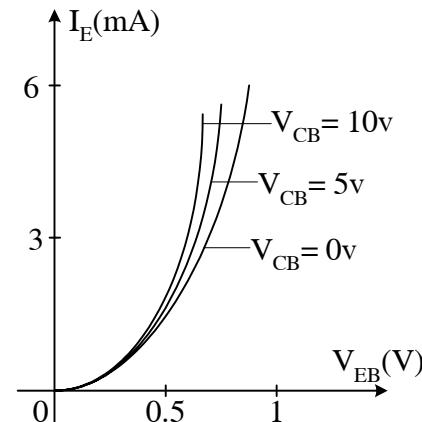
Đồ thị điện tử các mối tương quan giữa dòng điện và điện áp trên BJT được gọi là đặc tuyến vôn-ampe (hay đặc tuyến tĩnh). Người ta thường phân biệt thành 4 loại đặc tuyến: đặc tuyến vào (nếu quan hệ giữa dòng điện và điện áp ở ngõ vào), đặc tuyến ra (nếu quan hệ giữa dòng điện và điện áp ở ngõ ra), đặc tuyến truyền đạt dòng điện (nếu sự phụ thuộc của dòng điện ra theo dòng điện vào) và đặc tuyến hồi tiếp điện áp (nếu sự biến đổi của điện áp giữa hai ngõ vào khi điện áp ra thay đổi). Dưới đây chỉ giới thiệu 3 loại đặc tuyến thường dùng nhất cho từng kiểu mạch cơ bản.

1 – Mạch base chung (B.C)

a) Họ đặc tuyến vào



Hình 2.5.7. Mạch lấy đặc tuyến của BJT mắc B-C



Hình 2.5.8. Họ đặc tuyến vào tĩnh của BJT mắc B-C

Mắc BJT theo sơ đồ B.C ở trạng thái tĩnh (tức là chỉ có điện áp một chiều phân cực, xem h. 2-5-7). E_1, E_2 là các nguồn điện áp một chiều có thể thay đổi giá trị. Các đồng hồ mA kế (hoặc μA kế) dùng để đo dòng điện, còn các voltmeter đo điện áp giữa hai cực. Giữ điện áp $V_{CB} = \text{const}$, lần lượt thay đổi giá trị E_1 rồi đọc các cặp giá trị tương ứng của I_E và V_{EB} , kết quả sẽ được đồ thị $I_E = f(V_{EB}) \Big|_{V_{CB} = \text{const}}$ như h. 2-5-8.

Ta gọi đó là đặc tuyến vào của BJT mắc B.C. Tập hợp nhiều đặc tuyến vào (mỗi đường ứng với một giá trị không đổi của V_{CB}) tạo nên họ đặc tuyến vào.

Dễ dàng nhận ra rằng dạng đặc tuyến này tương tự như đặc tuyến thuận của diode, bởi vì giữa cực E và cực B của BJT có chuyển tiếp J_E phân cực thuận. Các đặc tuyến vào nằm rất sát nhau thể hiện điện áp ngõ ra V_{CB} ảnh hưởng rất ít đến dòng điện ở ngõ vào.

b) Họ đặc tuyến ra

Nếu lần lượt giữa dòng I_E bằng các giá trị nhất định, thay đổi nguồn E_2 rồi xác định các cặp giá trị tương ứng của I_C và V_{CB} , ta sẽ có họ đặc tuyến ra của mạch B.C

$$I_C = f(V_{CB}) \Big|_{I_E = \text{const}}$$

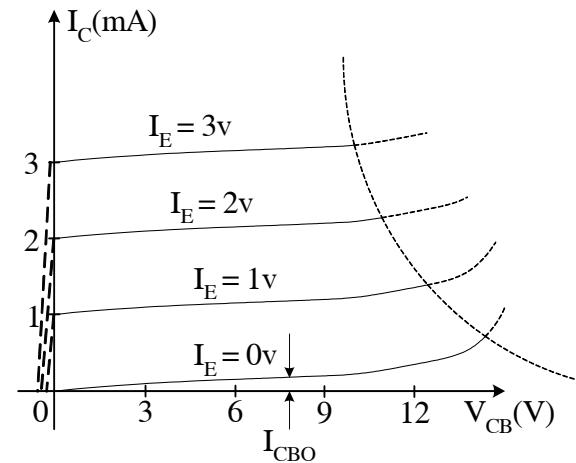
như h. 2-5-9. Họ đặc tuyến này có mấy đặc điểm:

- Đặc tuyến gần như song song với trục hoành, cắt trục tung ở các tung độ khác nhau. Điều này chứng tỏ ngay cả khi $V_{CB} = 0$, dòng I_C vẫn có một giá trị khác không nào đó và việc tăng V_{CB} ảnh hưởng rất ít đến giá trị số của I_C . Dựa vào nguyên lý hoạt động của BJT, ta dễ dàng giải thích được điều này.
- Đường thấp nhất trên hình vẽ (ứng với $I_E = 0$) chỉ cách trục hoành một khoảng rất hẹp. Tung độ này chính là giá trị dòng điện ngược collector, bởi vì, theo (2-5-2), khi $I_E = 0$ (tức E hở mạch) thì $I_C = I_{CBO}$. Dòng này vốn có giá trị rất nhỏ.

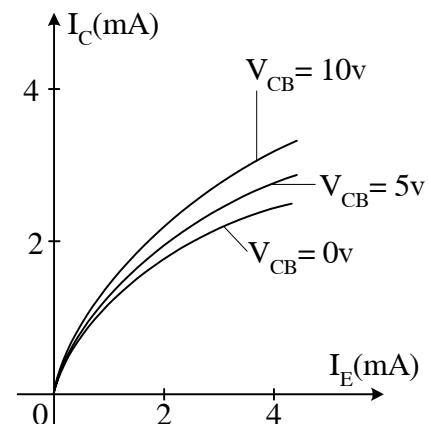
Phạm vi rất hẹp, phía dưới đặc tuyến này gọi là miền tắt (hoặc miền khóa). Nó tương ứng với trạng thái khóa của BJT (cả hai chuyển tiếp J_E, J_C đều phân cực nghịch).

- Số lượng I_E càng tăng, đặc tuyến càng dịch lên phía trên, nghĩa là I_C càng tăng theo. Đó là vì số hạt dẫn đa số của miền emitter phun vào miền base càng lớn thì số hạt dẫn tới được cực collector cũng sẽ càng nhiều.
- Có thể coi mỗi đặc tuyến bao gồm 3 đoạn. Đoạn gần như song song với trục hoành (vừa nhận xét ở trên) ứng với trạng thái khuếch đại thông thường của BJT (J_E phân cực thuận, J_C phân cực nghịch). Đoạn chêch xiên ở bên trái trục tung (vẽ nét đứt) tương ứng với trạng thái dẫn bão hòa của BJT (cả hai chuyển tiếp J_E, J_C đều phân cực thuận). Còn đoạn thứ ba bên phải (vẽ chấm chấm) chính là quá trình đánh thủng chuyển tiếp J_C , xảy ra khi V_{CB} quá lớn làm dòng I_C tăng vọt. Đây là miền cấm sử dụng để khôi phá hỏng BJT.

c) Đặc tuyến truyền đạt dòng điện



Hình 2.5.9. Họ đặc tuyến ra tĩnh của BJT măc B-C



Hình 2.5.10. Họ đặc tuyến truyền đạt dòng điện của BJT măc B-C

$$I_C = f(I_E) \Big|_{V_{CB} = \text{const}} \quad (\text{h.2-5-10})$$

Nó có dạng gần tuyến tính, phù hợp với hệ thức lý thuyết (2-5-2) (coi α là không đổi). Trên thực tế, hệ số α chỉ là hằng số khi dòng điện I_E tương đối nhỏ. Còn khi I_E khá lớn, nghĩa là dòng hạt dẫn khuếch tán qua miền base có mật độ lớn thì tỷ lệ phần trăm số hạt dẫn bị tái hợp trên đường

đi sẽ tăng lên, khiến α giảm. Điều này làm cho đặc tuyến ở vùng dòng điện lớn ngày càng lệch khỏi quy luật tuyến tính.

2. Mạch emitter chung (E.C)

Tương tự như mạch B.C, mạch này cũng có 3 họ đặc tuyến thông dụng.

a) Đặc tuyến vào

$$I_B = f(V_{BE}) \Big|_{V_{CE} = \text{const}}$$

phản ánh quan hệ giữa dòng và áp của chuyển tiếp J_E ở ngõ vào (h. 2-5-11). Thực chất đây vẫn là nhánh thuận của đặc tuyến diode.

b) Đặc tuyến ra

$$I_C = f(V_{CE}) \Big|_{I_B = \text{const}} \quad (\text{h. 2-5-12})$$

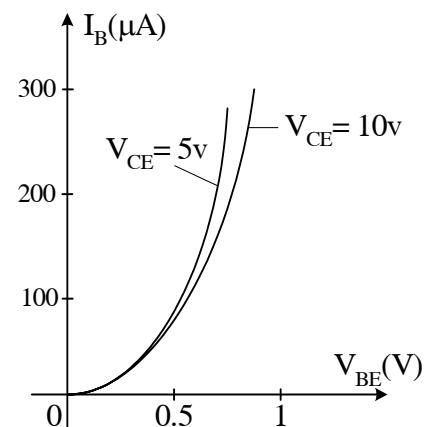
So với đặc tuyến ra của mạch B.C, họ đặc tuyến này của mạch E.C có một vài khác biệt:

- Đường thấp nhất (ứng với $I_B = 0$) phản ánh giá trị dòng điện ngược collector của mạch E.C (I_{CEO}). Dòng này lớn hơn dòng I_{CBO} của mạch B.C (hệ thức 2-5-7), vì vậy khoảng cách giữa đặc tuyến này và trực hoành cũng lớn hơn. Phạm vi phía dưới đặc tuyến này vẫn gọi là miền tắt (hoặc miền khóa), ứng với trạng thái cả J_E và J_C đều phân cực nghịch.
- Các đặc tuyến phía trên (ứng với $I_B \neq 0$) vẫn bao gồm ba đoạn. Đoạn chêch xiên (ứng với trạng thái dẫn bão hòa của BJT) lúc này nằm ở bên phải trực tung (trong phạm vi V_{CE} từ 0V đến cỡ 1,2V). Khi $V_{CE} = 0$, dòng I_C sẽ giảm về không, mọi đặc tuyến đều đi qua gốc toạ độ – Đoạn nằm ngang (ứng với trạng thái khuếch đại của BJT) có độ dốc lớn hơn so với đặc tuyến mạch B.C – Còn đoạn dốc đứng (vẽ chấm chấm bên phải) ứng với quá trình đánh thủng.

Giải thích các điều trên cần dựa vào đặc điểm của mạch E.C. Ở đây nguồn E_2 (và do đó điện áp V_{CE}) không chỉ gây ra sự phân cực nghịch của chuyển tiếp J_C mà còn có một phân lượng nhỏ hở trên chuyển tiếp J_E , khiến J_E phân cực thuận. Vì vậy khi V_{CE} tăng (bằng cách tăng nguồn E_2) thì tình trạng phân cực thuận của J_E cũng tăng, khiến dòng I_C tăng nhanh. Ngoài ra còn do hiệu ứng Early: khi V_{CE} tăng, chiều dày thực tế của miền base thu hẹp, số hạt dẫn hao hụt trên đường đi giảm bớt và số tới được collector sẽ nhiều lên. Hai lý do trên làm cho đặc tuyến có độ dốc lớn hơn.

Mặt khác : $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$

J_E phân cực thuận nên V_{BE} hầu như ít thay đổi, do đó V_{CB} giảm dần theo quá trình của V_{CE} . Khi V_{CE} giảm đến một giá trị khá bé nào đó (tương ứng với điểm uốn trên đặc tuyến – ranh giới giữa đoạn chêch xiên và đoạn nằm ngang) thì V_{CB} trở nên bằng không. Sau đó, trong khi V_{CE} tiếp tục giảm thì V_{CB} đổi dấu, nghĩa là J_C trở nên phân cực thuận. Lúc này, qua miền base sẽ có thêm dòng điện thuận của J_C (chạy ngược chiều dòng I_C) làm dòng tổng hợp giảm. Quá trình này tương ứng với trạng thái dẫn bão hòa của BJT (đoạn đặc tuyến chêch xiên cạnh trực tung).



Hình 2.5.11. Họ đặc tuyến vào tinh của BJT mắc E-C

Khi tăng V_{CE} lên khá lớn sẽ đánh thủng chuyển tiếp J_C . Quá trình này tương tự như ở mạch B.C nhưng giá trị V_{CE} tương ứng thường nhỏ hơn điện áp đánh thủng V_{CB} ở mạch B.C. Điều này bắt nguồn từ hiện tượng một bộ phận nhỏ của V_{CE} hạ trên J_E và làm phân cực thuận chuyển tiếp này như đã nhận xét ở trên. Khi V_{CE} lớn, dòng hạt dẫn từ emitter phun vào miền base sẽ rất lớn, tạo tiền đề quá trình đánh thủng (thác lũ hoặc tunen) xảy ra sớm hơn.

Ở các transistor tần số cao, bề dày miền base rất mỏng, còn có thể đánh thủng dưới dạng khác: khi V_{CE} lớn, vùng nghèo J_C mở rộng tới mức choán hết cả thể tích miền base, gây ra nối tắt giữa hai miền C-E.

c) Đặc tuyến truyền đạt dòng điện

$$I_C = f(I_B) \Big|_{V_{CE} = \text{const}} \quad (\text{xem h. 2-5-13})$$

Quan hệ này, một cách lý thuyết, có thể suy ra từ hệ thức (2-5-5). Độ dốc của đặc tuyến chính là hệ số khuếch đại dòng điện β . Trong phạm vi dòng điện lớn, giá trị β giảm, cho nên đặc tuyến không còn tuyến tính nữa.

Để vẽ đặc tuyến này (cũng như ở mạch B.C) không nhất thiết phải tiến hành đo từng cặp trị giá tương ứng của I_C , I_B (hoặc I_C , I_E ở mạch B.C) mà có thể ngoại suy từ họ đặc tuyến ra.

3. Mạch collector chung (C.C)

- Họ đặc tuyến vào và tính chất lý thuyết của mạch C.C

$$I_B = f(V_{BC}) \Big|_{V_{CE} = \text{const}}$$

trên thực tế ít dùng

Còn đặc tuyến ra

$$I_E = f(V_{EC}) \Big|_{I_B = \text{const}}$$

và đặc tuyến truyền đạt dòng điện

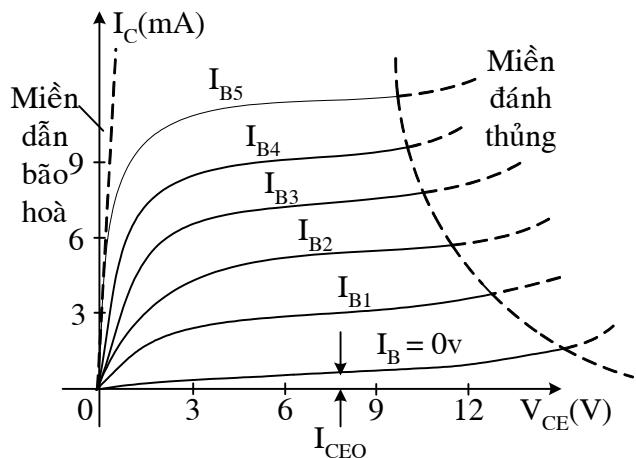
$$I_E = f(I_B) \Big|_{V_{EC} = \text{const}}$$

Thì gần giống đặc tuyến tương ứng của mạch E.C, bởi vì $I_E \approx I_C$.

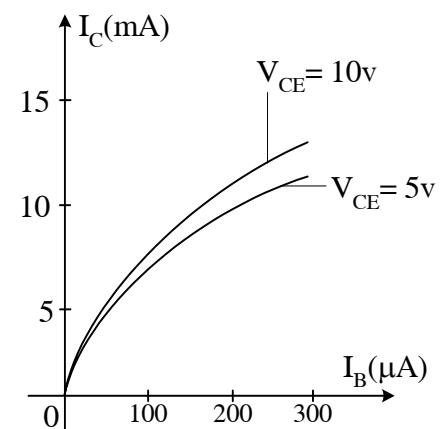
2-5-5. Tham số xoay chiều và mạch tương đương của BJT

1. Tham số xoay chiều

Các họ đặc tuyến tĩnh giới thiệu trên đây biểu thị quan hệ giữ dòng và áp một chiều trên các điện cực. Chúng giúp ta hình dung rõ ràng sự hoạt động của BJT khi một trong những dòng điện



Hình 2.5.12. Họ đặc tuyến ra tĩnh của BJT mắc E-C



Hình 2.5.13. Họ đặc tuyến truyền đạt dòng điện của BJT mắc E-C

(hoặc điện áp) của nó thay đổi. Điều này đặc biệt tiện lợi khi lựa chọn vị trí điểm làm việc ban đầu (điểm làm việc tĩnh) của BJT hoặc khi BJT làm việc với tín hiệu lớn (điện áp vào và điện áp ra tăng giảm trong một phạm vi rộng và do đó điểm làm việc tức thời của BJT di chuyển trên một khoảng dài của đặc tuyến). Trên thực tế, nhiều khi BJT làm việc với tín hiệu nhỏ, có nghĩa là trên cơ sở các điểm áp một chiều phân cực cho hai chuyển tiếp J_E , J_C (xác định trên điểm làm việc tĩnh của BJT) nay có thêm điện áp xoay chiều e_S biên độ nhỏ đưa đến ngõ vào để BJT khuếch đại thành tín hiệu xoay chiều đáng kể trên tải ngõ ra. Trong trạng thái đó, (gọi là trạng thái động tín hiệu nhỏ), một cách gần đúng, có thể coi BJT như một phần tử tuyến tính, tức là phân tử mà quan hệ giữa dòng và áp trên nó thể hiện bằng những hàm bậc nhất. Điều này là hoàn toàn cho phép bởi vì, như thấy rõ từ các đồ thị ở phần trên trong phạm vi hẹp của điện áp hoặc dòng điện, đặc tuyến vôn-ampe của BJT coi như những đoạn thẳng với độ dốc không đổi.

Với quan niệm như vậy, có thể thay thế BJT ở trạng thái động tín hiệu nhỏ bằng một mạng bốn cực tuyến tính như h.2-5-14. Ở đây, một cách tổng quát, ký hiệu điện áp và dòng điện ở ngõ vào là V_1 , I_1 (hoặc V_i , I_i) ở ngõ ra là V_2 , I_2 (hoặc V_o , I_o) với chiều quy ước như hình vẽ. Sau này, khi áp dụng cho từng sơ đồ cụ thể (B.C, E.C hay C.C) thì các đại lượng kể trên sẽ là những điện áp hay dòng điện trên các cực tương ứng của transistor, đồng thời tùy theo loại BJT (N-P-N hay P-N-P) mà chúng có dấu (hoặc chiều) thích hợp.

Khi diễn tả quan hệ giữa V_1 , I_1 , V_2 , I_2 có thể có sáu cách chọn biến số như ghi trên bảng sau:

Biến số	I_1, I_2	V_1, V_2	I_1, V_2	V_1, I_2	V_2, I_2	V_1, I_1
Hàm số	V_1, V_2	I_1, I_2	V_1, I_2	I_1, V_2	V_1, I_1	V_2, I_2

Trên thực tế chỉ thông dụng 3 cách đầu và tương ứng với chúng có 3 hệ tham số đặc trưng cho BJT: hệ tham số z, y và h. Dưới đây chỉ trình bày loại thông dụng nhất: hệ tham số h.

Thật vậy, nếu chọn I_1 , V_2 làm hai biến độc lập, còn V_1 , I_2 là hàm của chúng thì hoạt động và tính năng của BJT (cũng là của mạng 4 cực tương đương) có thể diễn tả bởi hai quan hệ hàm sau đây:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= f_1(I_1, V_2) \\ I_2 &= f_2(I_1, V_2) \end{aligned} \right\} \quad (2-5-8)$$

Áp dụng cách tính vi phân toàn phần của một hàm hai biến ta có:

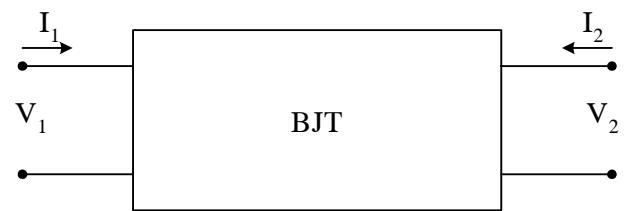
$$dV_1 = \frac{\partial V_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial V_1}{\partial V_2} dV_2 \quad (2-5-8)$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial V_2} dV_2 \quad (2-5-10)$$

Gọi $\frac{\partial V_1}{\partial I_1} = h_{11}$ (hoặc h_i) $\quad (2-5-11)$

$$\frac{\partial V_1}{\partial V_2} = h_{12} \quad (\text{hoặc } h_r) \quad (2-5-12)$$

$$\frac{\partial I_2}{\partial I_1} = h_{21} \quad (\text{hoặc } h_f) \quad (2-5-13)$$



Hình 2.5.14. Mạng bốn cực thay thế cho BJT

$$\frac{\partial I_2}{\partial V_2} = h_{22} \quad (\text{hoặc } h_o) \quad (2-5-14)$$

đồng thời ký hiệu các lượng biến thiên dV_1, dV_2, dI_1, dI_2 bằng các chữ thường v_1, v_2, i_1, i_2 (chúng cũng đại diện cho các điện áp và dòng điện xoay chiều do nguồn tín hiệu e_s gây ra trên các cực của BJT ở trạng thái động), hệ phương trình trên trở thành:

$$\begin{cases} v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{cases} \quad (2-5-15), (2-5-16)$$

Ta gọi đây là hệ phương trình cơ bản dùng tham số h . Nó diễn tả quan hệ giữa dòng và áp trên ngõ vào và ngõ ra của mạng 4 cực (đại diện cho transistor) nói cách khác: nó gián tiếp phản ánh mối quan hệ tiềm ẩn bên trong transistor khi làm việc ở trạng thái động tín hiệu nhỏ.

Từ hệ phương trình cơ bản dùng tham số h , ta rút ra ý nghĩa của từng tham số:

$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad (\text{hoặc } h_i)$$

là điện trở vào (tổng quát hơn: trở kháng vào) của BJT khi điện áp xoay chiều ở ngõ ra bị ngắn mạch.

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0} \quad (\text{hoặc } h_f)$$

là hệ số khuếch đại dòng điện (hoặc: độ lợi dòng) của BJT khi ngõ ra bị ngắn mạch đối với tín hiệu xoay chiều.

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad (\text{hoặc } h_o)$$

là điện dẫn ra (tổng quát hơn: dẫn nạp ra) của BJT khi dòng xoay chiều ở ngõ vào bị hở mạch.

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad (\text{hoặc } h_r)$$

là hệ số truyền ngược về điện áp (còn gọi: hệ số hồi tiếp điện áp) của BJT khi hở mạch ngõ vào đối với tín hiệu xoay chiều.

Như vậy, phẩm chất, tính năng của transistor sẽ thể hiện qua giá trị các tham số h_{ij} của chúng. Các h_{ij} được gọi là các tham số xoay chiều (hoặc tham số vi phân) của BJT. Về mặt đơn vị đo, h_{11} (hoặc h_i) có đơn vị Ω ($K\Omega$), h_{22} (hoặc h_o) có đơn vị mho (hoặc siement), còn h_{12} (hoặc h_r) và h_{21} (hoặc h_f) chỉ là hệ số, không có đơn vị. Vì lý do này, h được gọi là tham số hỗn hợp (hybrid).

Sau này khi áp dụng cho từng sơ đồ cụ thể, tùy theo BJT mắc kiểu nào (B.C, E.C hay C.C) mà các tham số có thêm chỉ số tương ứng. Ví dụ h_{11B} (hoặc h_{iB}) là điện trở vào của mạch E.C, v.v...).

Bên cạnh tham số h_{21} (hoặc h_f) nhiều khi người ta còn dùng tham số “hỗn dẫn”:

$$g_m = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0}$$

g_m nêu ảnh hưởng của điện áp vào đối với dòng điện ra. Dễ dàng chứng minh được:

$$g_m = \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad \text{hay} \quad g_m = \frac{h_f}{h_i} \quad (2-5-21)$$

Áp dụng cho mạch E.C thì $g_m = \frac{h_{fE}}{h_{iE}}$ hay $h_{fE} = g_m h_{iE}$ (2-5-22)

Ngoài hệ tham số h , người ta còn dùng cả tham số khác: tham số z (hay tham số trớ kháng), tham số y (hay tham số dẩn nạp).

Quá trình hệ phương lập hệ phương trình cơ bản đối với các tham số này vẫn tương tự như trên (chỉ khác ở cách chọn biến và hàm). Ý nghĩa của từng tham số z_{ij} ; y_{ij} vẫn được suy luận một cách tương tự.

Chẳng hạn $z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}$ là điện trở vào của BJT khi hở mạch xoay chiều ở ngõ ra

$y_{22} = \frac{i_2}{v_2} \Big|_{v_1=0}$ là điện dẩn ra của BJT khi ngõ vào bị ngắn mạch điện áp xoay chiều v.v...

Giữa tham số z , y , và h có liên hệ chặn chẽ với nhau. Biết một hệ tham số, có thể tính ra giá trị của hệ tham số khác.

Cũng cần lưu ý rằng về mặt toán học, các tham số xoay chiều giới thiệu trên đây thực chất là những đạo hàm riêng. Chúng biểu thị cho các độ dốc (hoặc nghịch đảo độ dốc) của những đặc tuyến tĩnh tương ứng. Vì vậy trị số của từng tham số h_{ij} (hoặc z_{ij} , y_{ij}) thay đổi theo điểm làm việc của BJT. Mặt khác, các tham số xoay chiều chỉ có ý nghĩa khi BJT làm việc với tín hiệu nhỏ.

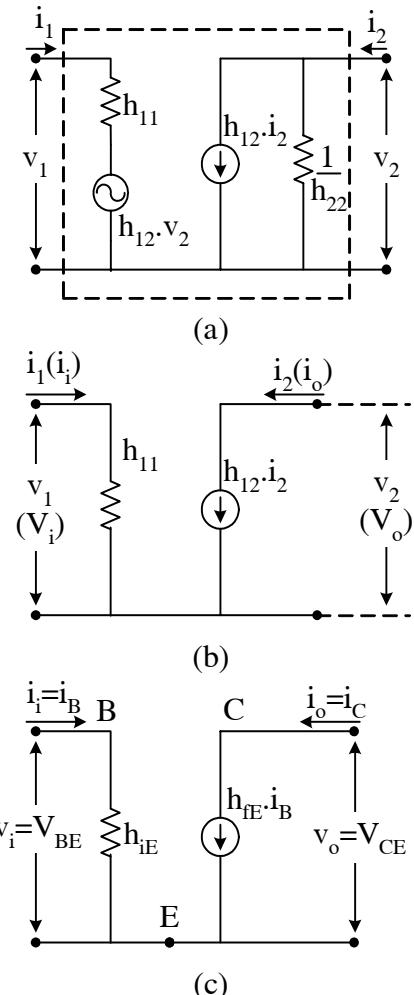
2. Mạch tương đương của BJT

Dựa vào hệ phương trình cơ bản (2-5-15), (2-5-16), ta vẽ được mạch tương đương dùng tham số h của BJT (đối với tín hiệu xoay chiều biên độ nhỏ, tần số thấp) như h. 2-5-15a. Trong mạch vào, ngoài điện trở vào h_{11} (hoặc h_i) còn có nguồn điện áp $h_{12}v_2$ (hoặc $h_r v_o$). Nó thể hiện ảnh hưởng của ngõ ra đối với ngõ vào, tức là thể hiện sự truyền điện áp theo chiều ngược (hiện tượng hồi tiếp nội bộ của BJT). Trên thực tế, các BJT thường có h_{12} (hay h_r) rất bé ($c\sim 10^{-3} \div 10^{-4}$), vì vậy nguồn điện áp hồi tiếp $h_{12}v_2$ (hay $h_r v_o$) có thể bỏ qua. Ở mạch ra, nguồn dòng điện $h_{21}i_1$ (hoặc $h_{fI}i_1$) phản ánh khả năng khuếch đại dòng của BJT (hết ngõ vào có dòng i_1 thì ở ngõ ra có dòng tương ứng là $h_{21}i_1$; nguồn dòng này có nội trớ vô cùng lớn). Điện dẩn ra h_{22} (hoặc h_o) cũng chính là độ dốc đặc tuyến ra của BJT. Thông thường h_{22} rất bé (tức là điện trớ ra $\frac{1}{h_{22}}$ rất lớn) nên có thể bỏ qua nhánh này. Như

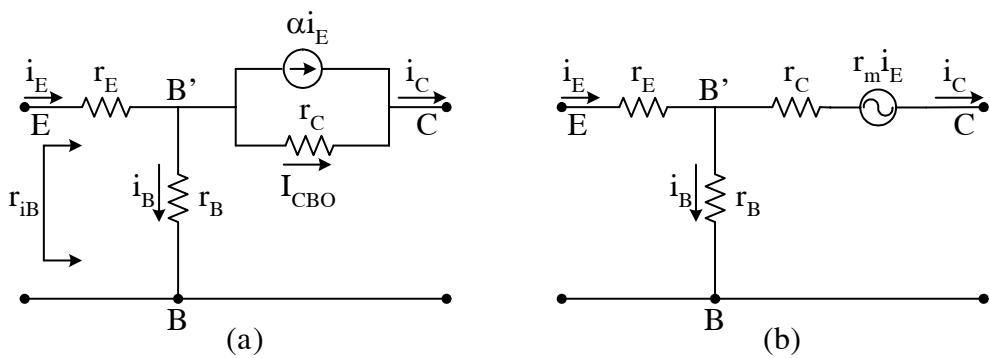
vậy sơ đồ tương đương đơn giản hóa (dùng tham số h) sẽ như h.2-5-15b. Khi áp dụng cho BJT măc E.C sẽ có sơ đồ h. 2-5-15c, rất thông dụng về sau. Ở đây nguồn dòng $h_{fE} i_B$ còn có thể viết dưới dạng khác khi lợi dụng quan hệ (2-5-22):

$$h_{fE} i_B = h_{fE} \frac{V_{BE}}{h_{IE}} = g_m V_{BE} \quad (2-5-15b)$$

bên cạnh sơ đồ tương đương trên đây (gọi là sơ đồ toán học), người ta còn dùng sơ đồ vật lý gọi như vậy vì sơ đồ này phản ánh cấu trúc vật lý thực như transistor).



Hình 2.5.15. Mạch tương đương dùng tham số h của BJT (a) dạng đơn giản hóa (b) và dạng đơn giản hóa áp dụng cho BJT măc E.C (c)



Hình 2.5.16. Sơ đồ tương đương vật lý dùng nguồn dòng (a) dùng nguồn áp (b) của BJT măc B.C

Chẳng hạn khi BJT măc B.C (nền chung), mô phỏng theo cấu trúc thực của transistor ta có sơ đồ tương đương như h. 2-5-16a. Ở đây r_E là điện trở tương đương của vùng nghèo

$$r_E = \frac{dV_{EB'}}{dI_E} \approx \frac{dV_{EB}}{dI_E} \quad (2-5-24b)$$

r_E cũng chính là nghịch đảo độ dốc của đặc tuyến vào (h.2-5-8) và, theo (2-4-3b), ở nhiệt độ thường có thể tính $r_E = \frac{25[mV]}{I_E[mA]}$ (2-5-24b)

r_B là điện trở bản thân của miền base đối với dòng điện I_B . Thông thường các BJT công suất nhỏ có $r_B = 100 \div 300\Omega$.

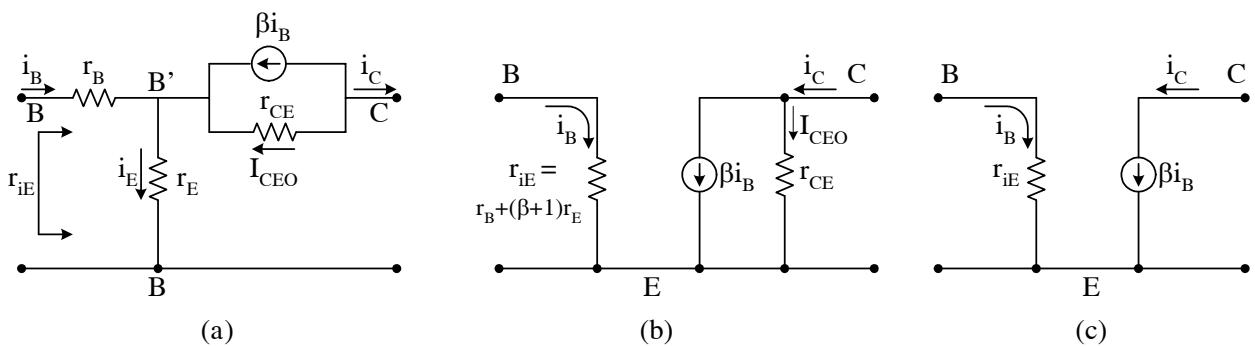
r_C là điện trở tương đương của vùng nghèo collector

$$r_C = \left. \frac{dV_{CB'}}{dI_C} \right|_{I_E = \text{const}} \approx \left. \frac{dV_{CB}}{dI_C} \right|_{I_E = \text{const}}$$

Do J_C phân cực nghịch cho nên r_C thường rất lớn ($hang M\Omega$). Nó cũng chính là nghịch đảo độ dốc đặc tuyến ra (h.2-5-9). Do r_C lớn nên các đặc tuyến này gần như song song với trực hoành (độ dốc rất nhỏ). Trên thực tế do hiệu ứng Early cho nên đặc tuyến ra vẫn có một độ dốc nào đó. Nói cách khác giá trị r_C không phải là vô cùng lớn.

Nguồn dòng αi_E phản ánh khả năng khuếch đại dòng điện (chính xác hơn khả năng truyền đạt dòng điện) của BJT măc B.C (khi ngõ vào có dòng i_E thì ở ngõ ra có dòng tương ứng là αi_E).

Nguồn điện áp hối tiếp nội bộ ở trong mạch vào đã bỏ qua không vẽ.



Hình 2.5.17. Sơ đồ tương đương vật lý của BJT măc E.C

Cũng có thể biến đổi thành dạng sơ đồ tương đương dùng nguồn áp như h. 2-5-16b, với:

$$r_m = \alpha r_C \quad (2-5-26)$$

Hệ số α chứa trong nguồn dòng hoặc nguồn áp trên h. 2-5-16 là hệ số truyền đạt dòng điện xoay chiều của mạch B.C, tương ứng với tham số h_{FB} . Nó không đồng nhất với khái niệm “hệ số truyền đạt dòng điện tĩnh” (dòng một chiều) đã định nghĩa ở (2-5-1). Tuy vậy, do giá trị hai tham số này thường xấp xỉ nhau, cho nên người ta vẫn dùng

chung một ký hiệu α . Cũng với lý do tương tự, ở mạch E.C (h.2-5-17) nguồn dòng điện là $h_{FE} i_B$ nhưng người ta vẫn quen ký hiệu là βi_B .

Khi BJT măc EC (phát chung), sơ đồ tương đương vật lý có dạng như h.2-5-17a. Ở đây:

$$r_{CE} = \frac{dV_{CB}}{dI_C} \Big|_{I_B = \text{const}} \approx \frac{dV_{CE}}{dI_C} \Big|_{I_B = \text{const}} \quad (2-5-27)$$

Nó chính là nghịch đảo độ đặc tuyến ra của BJT măc E.C (h. 2-5-12)

Như đã nói ở phần trước, đặc tuyến có độ dốc lớn hơn so với đặc tuyến ra của mạch B.C vì vậy trị số r_{CE} tuy khá lớn nhưng vẫn nhỏ hơn r_C .

Ở mạch vào của h. 2-5-17a, ta nhận thấy:

$$v_{BE} = v_{BB'} + v_{B'E} = i_B r_B + I_{RE} = i_B [r_B + (\beta + 1)r_E] = i_B r_{IE} \quad (2-5-28)$$

$$\text{trong đó: } r_{IE} = r_B + (\beta + 1)r_E \quad (2-5-29)$$

là điện trở vào của transistor măc E.C (cũng chính là h_{11E} hoặc h_{IE})

Mặt khác, ở mạch ra có: $r_{CE} \gg r_E$

Do đó có thể biến đổi h.2-5-17a thành mạch tương đương đơn giản hơn như h.2-5-17b, hoặc 2-5-17c (khi coi r_{CE} rất lớn)

Tóm lại, khi làm việc ở chế độ tín hiệu nhỏ, có thể thay thế BJT bằng một trong hai sơ đồ tương đương của nó: sơ đồ toán học (dùng một trong các hệ tham số h, y, z) và sơ đồ vật lý (dùng các tham số $r_E, r_B, r_C, r_{CE}, \alpha, \beta, \dots$). Việc thay thế như vậy giúp có sự phân tích toán các loại lượng được đơn giản và tiện lợi. Ta sẽ ứng dụng các sơ đồ tương đương này, kết hợp với nguồn tín hiệu ở ngõ vào, điện trở tải ở ngõ ra, cùng các điện trở phân cực để khảo sát các tham số cơ bản của tầng khuếch đại dùng BJT ở phần 4-5 sau này.

Cũng cần lưu ý rằng những sơ đồ tương đương trên đây chưa kể đến điện dung của các chuyển tiếp P-N, cũng như quan hệ phụ thuộc tần số của các tham số α, β, \dots vì vậy chúng chỉ dùng cho BJT làm việc ở tần số thấp hoặc trung bình. Khi làm việc ở tần số cao mạch tương đương của BJT sẽ được tạp hơn.

2-5-5. Các tham số giới hạn của BJT

Ngoài các tham số một chiều và xoay chiều (đặc trưng cho chế độ làm việc thông thường của BJT) giới thiệu ở trên, khi sử dụng, để tránh hư hỏng ta cần lưu ý các tham số giới hạn sau đây:

1. Dòng cực đại cho phép

Tùy theo diện tích mặt tiếp xúc, vật liệu và công nghệ chế tạo, điều kiện tỏa nhiệt v.v... mỗi BJT chỉ có phép một dòng điện tối đa trên mỗi điện cực. Ta thường ký hiệu các giới hạn này là $I_{Emax}, I_{Bmax}, I_{Cmax}$

2. Điện áp cực đại cho phép $V_{CBmax}, V_{CEmax}, V_{BEmax}$

Đó là các điện áp không được vượt quá để không gây đánh thủng các chuyển tiếp P-N tương ứng.

3. Công suất tiêu tán cực đại cho phép

Tùy theo kết cấu và công nghệ chế tạo, đặc biệt là tùy theo điều kiện tỏa nhiệt của chuyển tiếp collector mà mỗi transistor có một công suất tiêu tán cực đại cho phép, ký hiệu là P_{Cmax} . Giá trị này thường cho trong các cẩm nang, kèm theo điều kiện cụ thể về nhiệt độ môi trường và chế độ tỏa nhiệt. Khi làm việc trong một tầng khuếch đại nào đó, để không phá hỏng BJT, công suất tức thời tiêu tán trên transistor nhất thiết không được vượt quá giá trị P_{Cmax} . Điều này thường được thể hiện trên họ đặc tuyến ra (ví dụ của BJT măc E.C) bởi đường giới hạn (dạng hyperbol, xem h. 2-5-18):

$$I_{Cmax} = \frac{P_{Cmax}}{V_{CE}} \quad (2-5-30)$$

Như vậy phạm vi làm việc cho phép của BJT bị hạn chế bởi cả 3 tham số vừa nêu trên (I_{Cmax} , V_{CEmax} , P_{Cmax}). Ngoài ra miền “dòng điện nhỏ” nằm sát trực hoành $I_C < I_{CEO}$ (ứng với trạng thái khóa của BJT) cũng là hai miền không dùng cho chế độ khuếch đại. Tóm lại, loại trừ mọi hạn chế, miền làm việc cho phép được minh họa trên h.2-5-18. Sau này, khi khảo sát vị trí điểm làm tinh, vị trí đường tải cho phép, công suất tối đa mà tăng khuếch đại có thể đưa ra trên tải v.v... ta sẽ gặp lại các giới hạn về hai phía của dòng điện và điện áp vừa nêu.

4. Tần số giới hạn

Thông thường BJT chỉ làm việc một cách hiệu quả đến một tần số nhất định. Khi tần số tín hiệu tăng cao, vai trò điện dung của chuyển tiếp P-N dần dần trở nên đáng kể. Mặt khác, chuyển động của hạt dẫn qua chiều dày miền base không thể coi là tức thời và chiếm một thời gian đáng kể so với chu kỳ tín hiệu. Vì vậy, các hệ số truyền đạt dòng điện β sẽ bị giảm theo tần số; dòng điện ra và dòng điện vào (hoặc điện áp vào) sẽ bị lệch pha nhau v.v..., gây nên cái gọi là “méo tần số”, “méo pha” v.v...

Giả sử ở tần số thấp, BJT có hệ số truyền đạt dòng điện là α_0 (mạch base chung) hoặc β_0 (mạch emitter chung)

Người ta chứng minh được rằng, khi làm việc ở tần số cao, các hệ số α , β trở thành những số phức và phụ thuộc vào tần số dưới dạng:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad (2-5-31)$$

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}} \quad (2-5-32)$$

trong đó f_α , f_β là những hằng số, phụ thuộc vào điện dung của các chuyển tiếp (C_{EB} , C_{BC}), vào bề dày miền base và hệ số khuếch tán của hạt dẫn qua miền đó.

Để dàng thấy rằng tại tần số $f = f_\alpha$ thì modul của α bị giảm $\sqrt{2}$ lần (hoặc 3 dB) so với giá trị α_0 . Cũng tương tự đối với β tại $f = f_\beta$

Theo thứ tự f_α , f_β được gọi là tần số giới hạn (hoặc tần số cắt) của mạch B.C và mạch E.C.

Ngoài ra, tần số mà tại đó modul của β giảm xuống bằng 1, được gọi là tần số dao động cực đại của BJT, ký hiệu là f_T .

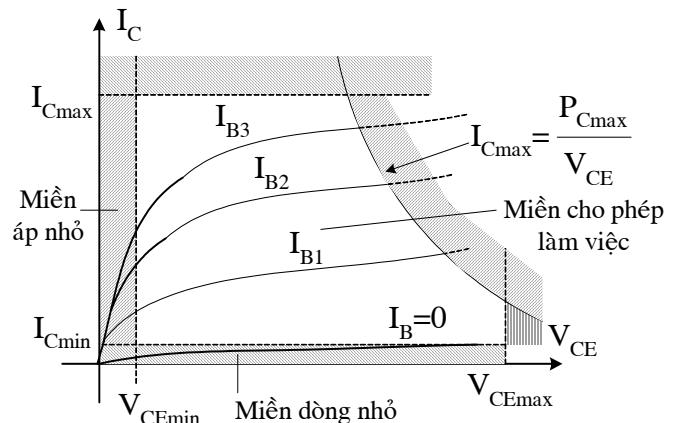
Người ta chứng minh được quan hệ giữa 3 tần số nói trên như sau:

$$f_\alpha = (\beta + 1)f_\beta \text{ hay } f_\beta = (1 - \alpha)f_\alpha \quad (2-5-33)$$

$$f_T = \beta f_\beta \quad (2-5-34)$$

Như vậy cùng một loại BJT, khi mắc theo sơ đồ B.C sẽ có khả năng làm việc đến tần số cao hơn so với sơ đồ E.C (Mạch C.C cũng có tần số cắt xấp xỉ mạch E.C)

Bảng giới thiệu tham số điển hình của vài loại BJT.



Hình 2.5.18. Minh họa miền làm việc cho phép trên họ đặc tuyến ra của BJT

Bảng 2-5: Tham số điển hình của vài loại BJT

Tên gọi	Loại	β	f_α	I_{CBO}	V_{CEOmax}	V_{CBOmax}	I_{Cmax}	P_{Cmax} ($T=25^\circ C$)
2N930	NPN	60-350	>50MHz	10nA	45V	45V	100A	0,3W
2N3053	NPN	50-250	100MHz	0,25μA	40V	60V	0,7A	4W
2N3055	NPN	15-120	0,8MHz		90V	100V	15A	115W

2-6. TRANSISTOR TRƯỜNG (F.E.T - field effect transistor)

Khác với BJT vừa nghiên cứu ở phần trên (cấu tạo bởi 2 chuyển tiếp P-N, sử dụng cả hai loại hạt dẫn đa số và thiểu số nên thuộc loại lưỡng cực tính hay lưỡng hạt), transistor trường (thường gọi tắt là F.E.T) hoạt động dựa trên sự điều khiển độ dẫn điện của phiến bán dẫn bởi một điện trường ngoài, đồng thời chỉ dùng một loại hạt dẫn (hạt đa số), do đó thuộc loại đơn cực tính (unipolar). Tuy nó ra đời muộn hơn BJT, nhưng tính năng có nhiều ưu việt hơn (diện trở vào lớn, hệ số khuếch đại cao, tiêu thụ năng lượng bé, thuận tiện phát triển theo xu hướng vi điện tử hóa v.v...) vì vậy ngày càng được ứng dụng rộng rãi.

Transistor trường bao gồm 2 nhóm: transistor thường dùng chuyển tiếp P-N, gọi tắt J.F.E.T (junction field effect transistor) và transistor trường có cực cửa cách ly, gọi tắt là IGFET (isolated gate field effect transistor)

Hoặc MOSFET (metal - oxide - semiconductor field effect transistor).

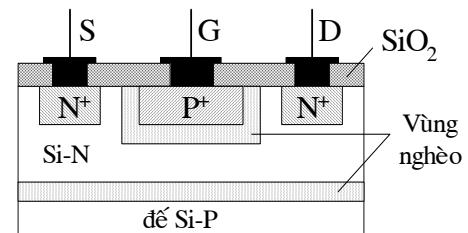
Nhóm IGFET lại chia thành 2 loại: loại kênh có sẵn và loại kênh cảm ứng. Dưới đây ta lần lượt khảo sát cấu tạo và hoạt động của từng nhóm.

2-6-1 Transistor trường dùng chuyển tiếp P-N (J.F.E.T)

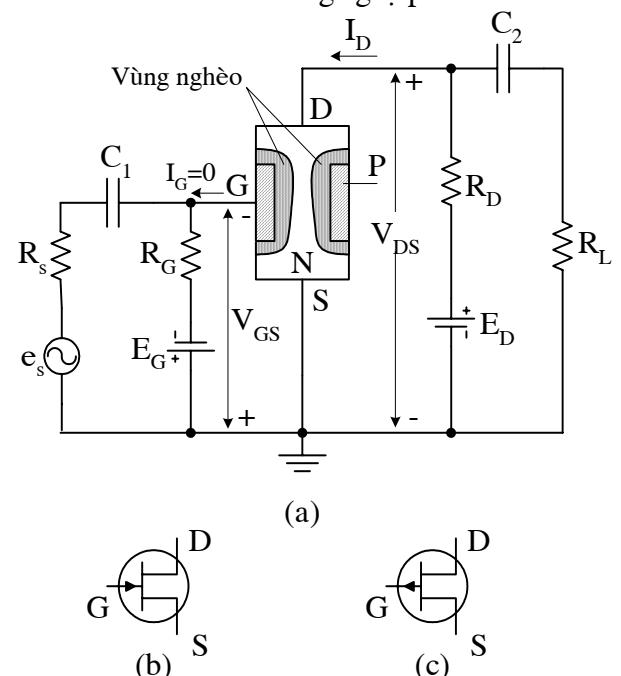
1. Cấu tạo

Cấu tạo đơn giản hoá của JFET cùng mạch hoạt động như h. 2-6-1a.

Thỏi bán dẫn Si loại N hình trụ có diện tích suất khá lớn (tức là nồng độ tạp donor tương đối thấp), được gắn với hai sợi kim loại ở đáy trên và đáy dưới (tiếp xúc không chỉnh lưu). Đáy trên gọi là cực máng ký hiệu là D (từ chữ drain) và đáy dưới gọi là cực nguồn ký hiệu là S (source) - vòng theo chu vi của thỏi bán dẫn loại N người ta tạo ra một lớp loại P, và do đó tại ranh giới giữa hai bán dẫn sẽ hình thành một chuyển tiếp P-N (vùng nghèo) có diện tích suất khá lớn. Phần thể tích còn lại của thỏi Si (không bị vùng nghèo choán chỗ) được gọi là kênh dẫn. Lớp bán dẫn loại P cũng được tạo tiếp xúc không chỉnh lưu với một sợi kim loại, dùng làm cực cửa, ký hiệu là G (gate), còn gọi là cực điều khiển. Toàn bộ hệ thống trên



Hình 2.6.2. Cấu trúc JFET chế tạo theo công nghệ planar



Hình 2.6.1. Mạch khuếch đại dùng JFET kênh N (a) kênh P (b) và kênh P (c)

được đặt trong một vỏ bằng kim loại hoặc bằng nhựa gắn kín, chỉ có 3 điện cực D, S, G thò ra ngoài. Ta gọi đó là JFET kênh N với ký hiệu quy ước như h. 2-6-1b.

Một cấu trúc tương tự nhưng dùng thỏi bán dẫn đầu loại P và lớp bao quang chu vi là loại N thì sẽ có JFET kênh P - ký hiệu quy ước như h.2-6-1c.

Thật ra cấu trúc thực tế của JFET phức tạp hơn chẳng hạn với công nghệ planar - epitaxy, cấu trúc của JFET kênh N như h. 2-6-2. Các điện cực S, G, D đều lấy ra từ trên bề mặt của phiến bán dẫn, các vùng N^+ dùng để tạo tiếp xúc không chính lưu giữa cực nguồn, cực máng với kênh dẫn loại N. Miền P^+ đóng vai trò cực cửa. Lớp cách điện SiO_2 bảo vệ bề mặt.

2. Nguyên tắc hoạt động

Hãy xét trường hợp JFET kênh N làm ví dụ. Nối JFET với các nguồn điện áp phân cực E_G , E_D như h. 2-6-1a. Nguồn E_D , thông qua điện trở R_D , đặt điện áp V_{DS} giữa cực máng và cực nguồn, gây ra dòng chuyển động qua kênh dẫn của điện tử (hạt đa số của thỏi bán dẫn N), tạo nên dòng điện máng I_D .

Mặt khác, nguồn E_G tạo điện áp giữa cực cửa và cực nguồn, làm cho chuyển tiếp P-N (hình thành giữa cửa và kênh dẫn) bị phân cực nghịch, nghĩa là làm cho bề dày cùng nghèo tăng lên và do đó thu hẹp tiếp diện của kênh dẫn.

Thật ra do điện trở suất của kênh dẫn khá lớn nên khi chạy qua kênh dẫn, dòng I_D sẽ gây ra một sự phân bố điện thế dọc theo chiều dài của kênh. Các điểm trong kênh có vị trí càng gần cực D (tức là càng xa cực S) sẽ có điện thế càng cao, do đó tình trạng phân cực nghịch của chuyển tiếp P-N tăng dần theo hướng từ cực S đến cực D. Nói cách khác: kênh dẫn có tiến điện giảm dần: ở gần cực máng, kênh dẫn là hẹp nhất.

Nếu giữ E_D không đổi tăng dần giá trị E_G , tình trạng phân cực nghịch của chuyển tiếp P-N sẽ càng tăng: vùng nghèo càng mở rộng, kênh dẫn càng thu hẹp. Do đó điện trở kênh dẫn càng tăng và dòng máng I_D càng giảm. Còn dòng giữa cực G và cực S chỉ là dòng ngược của chuyển tiếp P-N, thường rất nhỏ, không đáng kể.

$$I_G \approx 0$$

Nếu bây giờ ngoài điện áp phân cực E_G có thêm tín hiệu xoay chiều e_S đặt vào giữa cực G và cực S (h. 2-6-1a) thì rõ ràng là tùy trị số và dấu của e_S mà tình trạng phân cực nghịch của chuyển tiếp P-N sẽ thay đổi. Từ đó, điện trở kênh dẫn bị biến đổi và dòng máng cũng bị biến đổi theo. Nếu e_S tăng giảm theo quy luật hình sin thì I_D sẽ tăng giảm theo hình sin. Dòng này hạ trên R_D thành một điện áp, biến thiên cùng dạng với e_S nhưng biên độ lớn hơn, nghĩa là JFET đã khuếch đại tín hiệu.

Nguyên lý hoạt động của JFET kênh P hoàn toàn tương tự, chỉ lưu ý rằng có điện áp E_G , E_D có cực tính ngược lại (h. 2-6-3). Tạo nên dòng máng ở đây là do các lỗ trống, hạt dẫn đa số của kênh P.

3. Đặc tuyến vôn-ampe (xét loại JFET kênh N)

$$\text{a) Đặc tuyến ra (còn gọi: đặc tuyến máng)} I_D = f(V_{DS}) \Big|_{V_{GS} = \text{const}}$$

- Trước hết xét trường hợp $V_{GS} = 0$ (ngắn mạch G-S). Tăng dần V_{DS} từ giá trị không trở đi, quan hệ I_D theo V_{DS} có dạng như h. 2-6-4 (đường cao nhất). Đặc tuyến này bao gồm 3 đoạn.

Đoạn bên trái gần như tuyến tính, với độ dốc khá lớn (đoạn OA)

Ở phạm vi này, khi điện áp V_{DS} còn nhỏ, phân bố điện thế do V_{DS} gây ra trên điện trở kênh dẫn ảnh hưởng chưa đáng kể đến chiều dày vùng nghèo và đến tiếp diện của kênh, vì vậy kênh dẫn đóng vai trò như một điện trở thông thường với giá trị hầu như không đổi: điện áp tăng khiến dòng điện tăng theo. Nhưng khi V_{DS} lớn dần, ảnh hưởng nói trên ngày càng thể hiện rõ. Vùng

nghèo ngày càng mở rộng, lấn sâu vào kênh dãy, thu hẹp tiết diện của kênh làm cho điện trở kênh tăng và dòng I_D tăng chậm lại.

Khi đạt tới giá trị $V_{DS} = V_P$ (điểm A trên h. 2-6-4), vùng nghèo mở rộng tới mức choán hết tiết diện của kênh tại vùng gần cực máng, nghĩa là kênh dãy bị thắt lại ở phía cực máng (h.2-6-5a). Người ta gọi V_P là điện áp thắt. Điểm A là điểm bắt đầu thắt kênh hay điểm bắt đầu bão hòa. Vùng đặc tuyến nằm ở bên trái điểm A gọi là vùng điện trở (hàm ý: kênh dãy thể hiện như một điện trở)

Nếu tiếp tục tăng V_{DS} lớn hơn V_P , đặc tuyến chuyển sang đoạn thứ hai, gần như nằm ngang (đoạn AB trên hình 2-6-4). Lúc này vùng nghèo tiếp tục mở rộng, miền kênh bị thắt trải dài về phía cực nguồn, làm cho điện trở kênh dãy càng tăng (h. 2-6-5b). Vì vậy tuy V_{DS} tăng những dòng I_D hầu như ít thay đổi. Vùng đặc tuyến này gọi là vùng thắt kênh (hoặc vùng bão hòa)

Sau này khi JFET được sử dụng như một phần tử khuếch đại, sẽ làm việc trong vùng này.

Đoạn đặc tuyến thứ ba (phía bên phải h.2-6-4) tương ứng với hiện tượng đánh thủng chuyển tiếp P-N, xảy ra khi V_{DS} quá lớn. Vùng đặc tuyến này gọi là vùng đánh thủng.

- Trường hợp $V_{GS} \neq 0$, ví dụ V_{GS} lần lượt lấy các giá trị âm tăng dần như biểu thị trên h. 2-6-4 (cho JFET kênh N). Mỗi đặc tuyến vẫn bao gồm 3 đoạn như trên, chỉ khác là do có thêm tác dụng của V_{GS} chuyển tiếp P-N bị phân cực nghịch nhiều hơn, điện trở kênh dãy tăng hơn và do đó giá trị dòng I_D nhỏ hơn. Trị số tuyệt đối của V_{GS} càng tăng, dòng I_D càng giảm, đặc tuyến càng dịch về phía dưới. Mặt khác, điểm bắt đầu thắt kênh của mỗi đặc tuyến (điểm A, A₁, A₂, ... trên h.2-6-4) xê dịch về phía trái

Điều này cũng dễ hiểu khi chú ý rằng trong trường hợp này chuyển tiếp P-N bị phân cực nghịch bởi tổng hai điện áp: $V_{DS} + V_{SG} = V_{DS} + |V_{GS}|$... Điểm bắt đầu thắt kênh (điểm A, A₁, A₂, ...) tương ứng với trạng thái tổng hai điện áp nói trên bằng giá trị V_P . Vì vậy khi số hạng $|V_{GS}|$ càng lớn thì giá trị của số lượng thứ hai V_{DS} sẽ càng nhỏ. Điểm bắt đầu xảy ra đánh thủng của từng đặc tuyến (điểm B, B₁, B₂, v.v...) cũng dịch dần về bên trái với lý do tương tự.

b) Đặc tuyến truyền đạt

$$I_D = f(V_{GS}) \Big|_{V_{DS} = \text{const}} \quad (h.2-6-6)$$

Đặc tuyến này có thể xây dựng bằng thực nghiệm hoặc ngoại suy từ họ đặc tuyến ra. Dạng của nó phản ánh quá trình điện trường điều khiển dòng điện máng: trị số tuyệt đối của V_{GS} càng tăng, vùng nghèo càng mở rộng, điện trở kênh dãy càng tăng và do đó dòng máng giảm. Khi V_{GS} đạt tới giá trị điện áp thắt V_P thì dòng máng giảm xuống bằng không.

Có thể mô phỏng đặc tuyến truyền đạt bằng hệ thức gần đúng:

$$I_D(V_{GS}) = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (2-6-1)$$

Trong đó các điện áp V_{GS} và V_P lấy giá trị tuyệt đối (không kể dấu)

I_{DSS} là giá trị dòng máng khi $V_{GS} = 0$, thường gọi là dòng máng bão hòa.

4. Tham số đặc trưng cho JFET

- a) Điện trở vi phân ngõ ra (còn gọi: điện trở kênh dãy)

$$r_D = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \Big|_{V_{GS} = \text{const}} \quad (2-6-2)$$

Đây cũng là nghịch đảo độ dốc đặc tuyến ra. Khi làm việc trong vùng bão hòa (vùng thắt kênh), giá trị r_D thường khá lớn (cỡ 500 kΩ)

- b) Hỗn dãy (hay độ dốc đặc tuyến truyền đạt)

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \Big|_{V_{DS} = \text{const}} \quad (2-6-3)$$

Trị số g_m phản ánh mức độ ảnh hưởng của điện áp điều khiển V_{GS} tới dòng máng. Các JFET thường có $g_m = (7 \div 10) \text{ mA/V}$.

Dựa vào đặc tuyến truyền đạt (h. 2-6-6), ta nhận thấy: tại $V_{GS} \approx 0$, độ dốc đặc tuyến là lớn nhất và thường lấy:

$$g_{m \text{ max}} = 2 \frac{I_{DSS}}{V_P} \quad (2-6-4)$$

Còn tại các giá trị V_{GS} khác, có thể xác định:

$$g_m = g_{m \text{ max}} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \quad (2-6-5)$$

c) Điện trở vi phân ngõ vào (còn gọi: điện trở vào)

$$r_i = \frac{\partial V_{GS}}{\partial I_G} \Big|_{V_{DS} = \text{const}} \quad (2-6-6)$$

Ngõ vào của JFET là chuyển tiếp P-N phân cực nghịch, dòng I_G chỉ rất bé (thường cỡ $0,1 \mu\text{A}$ ở 25°C) vì vậy điện trở r_i thường rất lớn (cỡ $10 \div 100 \text{ M}\Omega$ ở 25°C)

d) Hệ số khuếch đại tĩnh

$$\mu = \frac{\partial V_{GS}}{\partial V_{DS}} \Big|_{I_D = \text{const}} \quad (2-6-7)$$

Hệ số này so sánh mức độ ảnh hưởng đối với dòng máng của điện áp V_{GS} và V_{DS} . μ càng lớn thể hiện tác dụng điều khiển của V_{GS} đối với dòng I_D càng nhạy (so với V_{DS})

Dễ dàng suy ra quan hệ:

$$\mu = g_m r_D \quad (2-6-8)$$

e) Điện dung liên cực C_{GS} , C_{DS} và C_{GD}

Đây là các điện dung ký sinh, hình thành giữa các điện cực với nhau. Thường cỡ $(3 \div 10)\text{pF}$. Khi JFET làm việc ở số thấp, các điện dung này có thể bỏ qua.

Ngoài các tham số trên, người ta còn quan tâm đến một số tham số giới hạn như: dòng máng cực đại cho phép I_{Dmax} , điện áp cực đại cho phép V_{DSmax} , V_{GSmax} , công suất tiêu tán cực đại P_{Dmax} , điện áp thắt kêtch V_P , dòng máng bão hòa I_{DSS} v.v....

5. Sơ đồ tương đương

Dựa vào nguyên tắc hoạt động và các tham số đặc trưng cho JFET vừa xét, ta có sơ đồ tương đương (đối với tín hiệu xoay chiều biên độ nhỏ, tần số thấp) của JFET như h. 2-6-7a. Giữa hai cực vào G-S có điện trở r_i, giữa hai cực ra D-S có điện trở kêtch r_d và nguồn dòng g_m v_{GS} (đại diện cho khả năng điều khiển dòng điện máng bởi điện áp vào v_{GS}).

Như vậy nếu có tải mắc vào giữa hai cực ra D-S thì dòng điện tải (cũng là dòng điện máng) sẽ là:

$$i_D = g_m v_{GS} + \frac{v_{DS}}{r_D}$$

Thay g_m theo (2-6-8) sẽ đi đến:

$$v_{DS} = -\mu v_{DS} + i_D r_D \quad (2-6-10)$$

Hệ thức này tương ứng với sơ đồ tương đương h. 2-6-7b, trong đó μv_{DS} là nguồn điện áp, tương đương cho khả năng khuếch đại tín hiệu của JFET.

Tóm lại, khi làm việc với tín hiệu xoay chiều tần số thấp có thể thay thế JFET bằng một trong hai sơ đồ tương đương giới thiệu trên h. 2-6-7.

2-6-2. Transistor trường có cực cửa cách ly (MOSFET hoặc IGFET)

1. Cấu tạo và hoạt động của MOSFET kênh có sẵn (h.2-6-8)

Từ phiến Si loại P, người ta tạo ra trên bề mặt một lớp loại N dùng làm kênh dẫn. Ở hai đầu khuếch tán hai miền N^+ dùng làm cực nguồn (S) và cực máng (D). Trên mặt phiến Si được phủ màng SiO_2 bảo vệ. Phía trên màng này, đối diện với kênh dẫn, gắn một băng kim loại, dùng làm cực cửa (G). Thông qua “cửa sổ” khoát xuyên qua màng SiO_2 ở vùng thích hợp, người ta phun kim loại, tạo tiếp xúc tuyến tính với hai vùng N^+ , dùng làm đầu dẫn ra cho cực S và cực D. Đầu của phiến Si đôi khi cũng được gắn với sợi kim loại, dùng làm cực để SUB (substrate). Thông thường cực để được nối với cực nguồn.

Như vậy là đã hình thành cấu trúc MOSFET kênh có sẵn loại N. Ký hiệu quy ước như h. 2-6-8b. Tương tự, nếu phiến Si ban đầu thuộc loại N, kênh dẫn loại P thì có MOSFET kênh P, ký hiệu quy ước như h. 2-6-8c.

Hãy xét hoạt động của MOSFET kênh N trong mạch điện h. 2-6-9. Ban đầu, dưới tác dụng của điện áp V_{DS} (do nguồn E_D tạo ra), qua kênh dẫn và cực máng có dòng điện I_D , tạo bởi hạt dẫn đa số của kênh (diện tử). Nếu có thêm điện áp V_{GS} (do E_G tạo nên) với cực tính như hình vẽ thì cũng giống như quá trình xảy ra ở một tụ điện, các điện tích âm sẽ tích tụ trên cực G, các điện tích dương sẽ tích tụ ở cực đối diện, tức là trong kênh dẫn (lớp SiO_2 đóng vai trò điện môi của tụ). Các điện tích dương này sẽ tái hợp với điện tử, làm giảm nồng độ hạt dẫn vốn có trong kênh, khiến điện trở của kênh tăng và dòng máng I_D giảm. Càng tăng trị số V_{GS} , dòng I_D càng giảm. Chế độ làm việc như vậy gọi là chế độ làm nghèo hạt dẫn (gọi tắt chế độ nghèo - depletion). Nếu đổi cực tính nguồn E_G (V_{GS} trở thành điện áp dương) thì tình hình diễn ra trái lại: càng tăng trị số V_{GS} , nồng độ hạt dẫn trong kênh càng tăng thêm, điện trở kênh càng giảm và dòng I_D càng tăng. Chế độ làm việc với cực tính V_{GS} như thế gọi là chế độ giàu (enhancement)

Như vậy là ngay khi $V_{GS} = 0$, MOSFET kênh có sẵn đã có dòng máng ban đầu $I_D \neq 0$. Tùy cực tính của V_{GS} mà MOSFET này hoạt động ở chế độ giàu hay chế độ nghèo, dùng giá trị của V_{GS} để điều khiển dòng I_D tăng hay giảm. Trên cơ sở đó, nếu có tín hiệu xoay chiều e_S đưa đến ngõ vào thì hiển nhiên dòng I_D sẽ biến đổi theo e_S và trên tải ở ngõ ra sẽ nhận được tín hiệu đã khuếch đại.

Đặc tuyến truyền đạt và đặc tuyến ra của MOSFET kênh có sẵn loại N (h. 2-6-10) hoàn toàn phản ánh quá trình trên đây. Mỗi đặc tuyến ra (h. 2-6-10b) vẫn bao gồm 3 đoạn, tương tự như JFET: đoạn I_D tăng gần tuyến tính theo V_{DS} , đoạn I_D bão hòa (trạng thái thắt kênh) và đoạn đánh thủng. Ở đây, chuyển tiếp P-N hình thành giữa kênh dẫn và phiến Si ban đầu. Do V_{DS} gây ra phân bố điện thế dọc chiều dài kênh dẫn, tình trạng phân cực nghịch của chuyển tiếp P-N không đồng đều, dẫn tới hậu quả tiết diện kênh dẫn giảm dần về phía cực máng. Điểm uốn A trên đặc tuyến ra tương ứng với trạng thái bắt đầu thắt kênh. Phạm vi AB (vùng thắt kênh) là miền làm việc chủ yếu của MOSFET khi khuếch đại tín hiệu.

Mạch hoạt động và đặc tuyến của MOSFET kênh có sẵn loại P giới thiệu trên H.2-6-11.

2. Cấu tạo và hoạt động của MOSFET kênh cảm ứng

Cấu tạo của MOSFET kênh cảm ứng loại N cũng tương tự như h. 2-6-8a, nhưng chưa có kênh dẫn ban đầu (xem h. 2-6-12a). Giữa miền máng (loại N^+) và phiến Si loại P hình thành chuyển tiếp P-N (cực để thường nối với cực nguồn nên chuyển tiếp giữa nguồn và để bị nối tắt). Vì vậy

khi có điện áp V_{DS} đặt vào, trong mạch máng chỉ có một dòng điện rất nhỏ chạy qua chuyển tiếp P-N phân cực ngược. Điện trở tương đương giữa S và D coi như vô cùng lớn.

Khi có thêm điện áp dương V_{GS} (h. 2-6-12b), điện tích dương sẽ tích tụ trên cực G, còn điện tích âm tích tụ ở vùng đối diện, phía bên kia của màng SiO_2 (vùng nằm giữa hai miền N^+). Tuy vậy, khi V_{GS} còn nhỏ, lượng điện tích cảm ứng này không lớn, chúng bị lỗ trống của phiến loại P tái hợp mất. Chỉ khi V_{GS} vượt quá một điểm áp ngưỡng V_T nào đó, lượng điện tích âm cảm ứng nói trên mới trở nên đáng kể. Chúng tạo thành một lớp bán dẫn N ở trên bề mặt biến Si loại P (do đó có tên là lớp đảo), đóng vai trò như một kênh dẫn nối liền hai miền N^+ của cực nguồn và cực máng. Do xuất hiện kênh dẫn, điện trở tương đương giữa S và D giảm xuống và do đó dòng máng I_D tăng lên. Trị số V_{GS} càng tăng, nồng độ điện tích âm trong kênh dẫn càng nhiều, dòng I_D sẽ càng lớn. Chế độ làm việc khi $V_{GS} > V_T$ như vậy gọi là chế độ làm giàu điện tích (gọi tắt: chế độ giàu). Ký hiệu quy ước cùng với sơ đồ khuếch đại của MOSFET kênh cảm ứng loại N giới thiệu trên h.2-6-13. Ta thấy rõ: điện áp tín hiệu xoay chiều e_S (xếp chồng lên điện áp một chiều V_{GS} do nguồn E_G tạo ra) điều khiển nồng độ điện tích âm cảm ứng trong kênh dẫn và do đó điều khiển dòng I_D tăng giảm. Trên điện trở R_D và trên tải R_L sẽ có điện áp đã khuếch đại của e_S . Đặc tuyến truyền đạt và đặc tuyến ra của MOSFET kênh cảm ứng loại N giới thiệu trên hình 2-6-14. Ta thấy rõ chỉ khi $V_{GS} > V_T$ mới có dòng máng I_D . MOSFET kênh cảm ứng chỉ làm việc ở chế độ giàu.

Nếu phiến Si ban đầu thuộc loại N, các miền nguồn và máng thuộc loại P^+ thì sẽ có MOSFET kênh cảm ứng loại P. Ký hiệu như h. 2-6-15. Nguyên lý làm việc tương tự, ở đây điện áp V_{GS} và V_{DS} có cực tính ngược lại.

Tham số đặc trưng cho MOSFET cũng gần giống như của JFET: điện trở vi phân ngõ ra r_D , điện trở vi phân ngõ vào r_i , hổ dãn g_m , các điện dung liên cực, các tham số giới hạn v.v... đáng chú ý là do có lớp cách điện SiO_2 , điện trở ngõ vào của MOSFET vô cùng lớn. Lớp SiO_2 rất mỏng nên g_m rất lớn, nhưng điện áp đánh thủng giữa G-S hoặc giữa G-D thường tương đối thấp.

2-6-3 Nhận xét chung về JFET và MOSFET

- 1) JFET và MOSFET hoạt động dựa trên sự điều khiển điện trở kênh dẫn bởi điện trường (điện trường nay do điện áp trên hai ngõ vào sinh ra, còn dòng điện vào luôn luân xấp xỉ bằng không). Từ đó khống chế dòng điện ra. Do đặc điểm này, người ta xếp transistor trường vào loại linh kiện điều khiển bằng điện áp (tương tự như đèn điện tử), trong khi BJT thuộc loại điều khiển bằng dòng điện (BJT có ngõ vào là chuyển tiếp P-N phân cực thuận, dòng điện vào biến đổi nhiều theo tín hiệu, còn điện áp vào thay đổi rất ít).
- 2) Dòng điện máng I_D tạo nên bởi một loại hạt dẫn (hạt đa số của kênh), do đó transistor trường thuộc loại đơn cực tính. Do không có vai trò của hạt dẫn thiểu số, không có quá trình sản sinh và tái hợp của hai loại hạt dẫn cho nên tham số của FET ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ. Tụt âm nội bộ cũng bé hơn ở BJT.
- 3) Ngõ vào của FET có điện trở rất lớn, dòng điện vào gần như bằng không nên mạch vào hầu như không tiêu thụ năng lượng. Điều này đặc biệt thích hợp cho việc khuếch đại các nguồn tín hiệu yếu, hoặc nguồn có nội trở lớn.
- 4) Vai trò cực nguồn và cực máng có thể đổi lắn cho nhau và tham số của FET không thay đổi đáng kể.
- 5) Kích thước các điện cực S, G, D có thể giảm xuống rất bé (dựa trên công nghệ MOS), thu nhỏ thể tích của transistor một cách đáng kể và nhờ đó transistor trường rất thông dụng trong các vi mạch có mật độ thích hợp cao.

- 6) Cuối cùng, cũng như BJT, FET. Có thể mắc theo ba sơ đồ cơ bản: mạch nguồn chung (viết tắt: S.C), máng chung (D.C) và cửa chung (G.C). Các mạch giới thiệu trên đây thuộc loại S.C. Mạch máng chung (có sơ đồ và đặc điểm tương tự như mạch collector chung của BJT: điện trở vào rất lớn, điện trở ra rất nhỏ, điện áp ra đồng pha và xấp xỉ trị số với điện áp vào). Còn mạch cửa chung trên thực tế ít dùng.

Chương 3

MẠCH KHUẾCH ĐẠI

4-1 CÁC CHỈ TIÊU CƠ BẢN CỦA BỘ KHUẾCH ĐẠI

Khuếch đại, theo nghĩa đen của danh từ này, là quá trình biến đổi một đại lượng (dòng điện hoặc điện áp) từ biên độ nhỏ thành biên độ lớn mà không làm thay đổi dạng của nó.

Ở chương 2, khi khảo sát nguyên lý làm việc của BJT (hoặc FET), ta đã có khái niệm về *tầng khuếch đại*. Nguồn tín hiệu v_s đưa trên hai ngõ vào của BJT (hoặc FET). Nhờ vai trò hoạt động của các phần tử này (chúng thường được phân cực bởi các nguồn điện áp một chiều E_1, E_2 hoặc E_G, E_D), trên hai ngõ ra sẽ nhận được tín hiệu đã khuếch đại. Như vậy, một cách tổng quát, có thể hình dung tầng khuếch đại (hay tổng quát hơn: bộ khuếch đại) như một mạng bốn cực với 2 ngõ vào, 2 ngõ ra như hình 4-1-1. Phần tử khuếch đại được “nuôi” bởi dòng điện và điện áp của các nguồn một chiều E_1, E_2 và có nhiệm vụ “biến” tín hiệu vào v_s biên độ nhỏ thành tín hiệu ra biên độ lớn. Xét theo quan điểm năng lượng, quá trình khuếch đại thực chất là một quá trình điều khiển: tín hiệu vào v_s không chế nguồn năng lượng một chiều E_1, E_2 (through qua hoạt động của BJT hoặc FET), bắt nguồn này sản sinh ra một nguồn điện hoặc điện áp (biến thiên theo quy luật của tín hiệu v_s nhưng với biên độ lớn hơn) đưa đến tải ở ngõ ra, để từ đó ta nhận được tín hiệu ra với năng lượng lớn hơn tín hiệu vào.

Tuỳ theo dạng của tín hiệu cần khuếch đại mà người ta phân ra: bộ khuếch đại (BKĐ) tín hiệu một chiều (tổng quát hơn: tín hiệu biến thiên chậm), bộ khuếch đại tín hiệu xoay chiều. Loại thứ hai này lại thường chia ra BKĐ tần số thấp (âm tần) và BKĐ tần số cao. Nếu dựa vào phạm vi tần số tín hiệu có thể truyền qua (tức giải thông) thì thường phân biệt: BKĐ giải hẹp, BKĐ giải rộng.

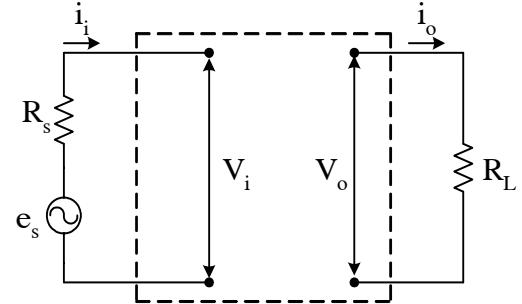
Về BKĐ tín hiệu một chiều, ta sẽ đề cập ở chương 5. Chương này chủ yếu xét các BKĐ xoay chiều, đồng thời do khuôn khổ hạn chế của giáo trình, chúng ta sẽ chỉ xét các BKĐ tần số thấp thường gặp.

Để đơn giản, giả thiết rằng tín hiệu cần khuếch đại có dạng hình sin đồng thời qua khuếch đại, tín hiệu lấy ra trên tải vẫn gần như hình sin. Trong điều kiện đó, các đại lượng xoay chiều do tín hiệu gây ra trong mạch, như điện áp vào v_i , dòng điện vào i_i , điện áp ra v_o , dòng điện ra i_o , v.v... đều là những đại lượng hình sin (hoặc gần hình sin) và do đó đều có thể biểu thị bằng những số phức tương ứng $\dot{V}_i, \dot{I}_i, \dot{V}_o, \dot{I}_o, v.v...$ Mỗi số phức có modul và argument đại diện cho biên độ và góc pha của tín hiệu tương ứng (còn tần số quay quanh gốc toạ độ của vector phức thì đại diện cho tần số góc của tín hiệu).

1) Tỷ số giữa điện áp ra v_o và điện áp vào v_i , mà viết dưới dạng phức:

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \quad (4-1-1)$$

Gọi là hệ số khuếch đại điện áp của bộ khuếch đại (hoặc độ lợi áp)



Hình 4.1.1. Mạng bốn cực đại điện cho bộ khuếch đại

$$2) \text{ Tương tự, } \dot{A}_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} \quad (4-1-2)$$

là hệ số khuếch đại dòng điện (hoặc độ lợi dòng) của BKĐ

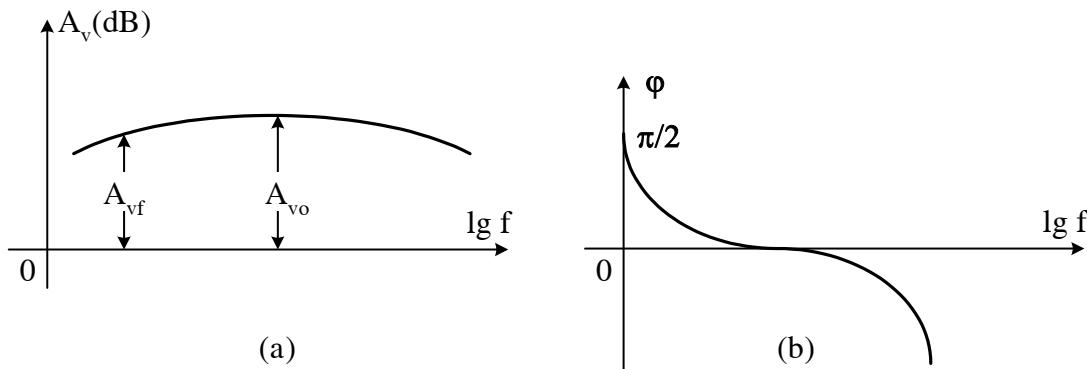
$$3) \text{ Cũng vậy: } A_P = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (4-1-3)$$

là hệ số khuếch đại công suất (hoặc độ lợi công suất) của BKĐ

Do $\dot{V}_i, \dot{I}_i, \dot{V}_o, \dot{I}_o$ là các đại lượng phức (nói cách khác: do điện áp và dòng điện ở ngõ vào và ngõ ra, mỗi số hàng đều có biên độ và góc pha riêng của mình) cho nên các độ lợi nói trên cũng được biểu thị bằng những số phức. Chẳng hạn độ lợi áp \dot{A}_v là một số phức, có modulo A_v và argument φ :

$$\dot{A}_v = A_v \exp(j\varphi) \quad (4-1-4)$$

4) Khi tần số hiệu thay đổi, nói chung cả A_v và φ đều thay đổi. Đồ thị nêu quan hệ thay đổi của modulo A_v theo tần số được gọi là đáp tuyến biên độ - tần số của độ khuếch đại (gọi tắt: đáp ứng tần số). Đồ thị nêu quan hệ giữa φ và tần số được gọi là đáp tuyến pha - tần số (gọi tắt: đáp ứng pha). Dòng điện hình của đáp ứng tần số và đáp ứng pha thường gặp ở các BKĐ như h. 4-1-2 a và b.



Hình 4.1.2. Đáp tuyến tần số (a) và đáp tuyến pha (b) của bộ khuếch đại

5) Từ đáp ứng tần số cho thấy: đối với mỗi tần số khác nhau của tín hiệu, bộ khuếch đại có độ lợi khác nhau. Thông thường, ở phạm vi tần số thấp và tần số cao, độ lợi giảm so với ở tần số trung bình.

Nếu gọi A_{vo} là giá trị của độ lợi áp tại tần số trung bình, còn A_{vf} là độ lợi áp tại một tần số f nào đó thì:

$$M = \frac{A_{vo}}{A_{vf}} \quad (4-1-5)$$

được gọi là độ méo tần số (hoặc sai dạng tần số) tại tần số f

6) Độ méo tần số cũng như modulo các độ lợi định nghĩa trên đây xác định bằng tỷ số của hai đại lượng cùng đơn vị, do đó không có thứ nguyên. Trên thực tế chúng còn có thể biểu thị theo đơn vị déciBel (viết tắt: dB).

Ví dụ độ lợi áp tính theo dB xác định như sau:

$$A_v [\text{dB}] = 20 \lg A_v \quad (4-16)$$

Bảng 4-1 minh họa một số giá trị thường gặp:

A	1	$\sqrt{2}$	10	100	1000	0,1
A_V [dB]	0	3	20	40	60	-20

Như vậy một bộ khuếch đại 2 tầng, từng tầng lần lượt có độ lợi áp $A_{V1} = 100$, $A_{V2} = 10$ thì toàn mạch sẽ có độ lợi tổng là:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = 1000 \text{ hay } A_V = 40 \text{ dB} + 20 \text{ dB} = 60 \text{ dB}$$

Nếu $A_{V1} = 100$, $A_{V2} = 0,1$ thì:

$$A_V = 100 \cdot 0,1 = 10 \text{ hay } A_V = 40 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 20 \text{ dB.}$$

7) Đối với BKĐ lý tưởng (hoàn toàn trung thực), khi ký hiệu vào là hình sin (ví dụ tần số ω) thì tín hiệu lấy ra vẫn là hình sin tần số ω . Các BKĐ trong thực tế khó lòng bảo đảm một cách tuyệt đối quan hệ tuyến tính này, nghĩa là tín hiệu qua khuếch đại không còn hoàn toàn hình sin. Hiện tượng đó được gọi là sai dạng phi tuyến (hoặc méo phi tuyến)

Như đã giới thiệu ở ch. 1, tín hiệu ở ngõ ra không hoàn toàn hình sin có thể coi như là tổng của vô số thành phần hình sin, có tần số ω , 2ω , 3ω , ..., $n\omega$ và các biên độ tương ứng V_{1m} , V_{2m} , V_{3m} , ..., V_{nm} (khai triển Fourier). Mức độ sai dạng thể hiện ở việc xuất hiện thêm các thành phần bài bậc 2, bậc 3, bậc 4, v.v... (bên cạnh sóng cơ bản tần số ω). Cho nên, để đặc trưng cho hiện tượng méo phi tuyến, người ta dùng tỷ số:

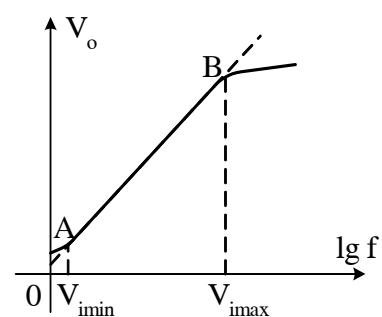
$$\gamma = \sqrt{\frac{V_{2m}^2 + V_{3m}^2 + \dots + V_{nm}^2}{V_{1m}^2}} \times 100\% \quad (2-1-7)$$

γ gọi là độ méo phi tuyến

Sở dĩ có hiện tượng méo dạng như trên là do trong bộ khuếch đại có chứa các phần tử phi tuyến (tức là những phân tử mà quan hệ giữa điện áp và dòng điện trên ngõ vào và ngõ ra của chúng không phải là hàm bậc nhất). Ví dụ các BJT, FET đều có đặc tuyến là những đường cong.

8) Độ lợi của BKĐ không chỉ phụ thuộc tần số mà còn phụ thuộc cả vào biên độ (hoặc cường độ) tín hiệu vào. Đồ thị nếu quan hệ giữa biên độ điện áp ra và biên độ điện áp vào của BKĐ (lấy ở một tần số cố định nào đó của tín hiệu) gọi là đặc tuyến biên độ BKĐ. Dạng điển hình của đặc tuyến này như h. 4-1-3.

Trong phạm vi AB, đặc tuyến gần như tuyến tính, thể hiện hệ số A_V gần như không đổi. Trong vùng bên phải điểm B, do các tham số khuếch đại như α , β của BJT (hoặc g_m của FET) bị giảm khi tín hiệu lớn nên độ lợi áp của tầng khuếch đại giảm, khiến biến áp ra tăng chậm theo điện áp vào và tiến tới bão hòa. Còn vùng bên trái điểm A, các tín hiệu ký sinh (gọi chung là nhiễu) chèn ép, lấn át mất tín hiệu hữu ích.



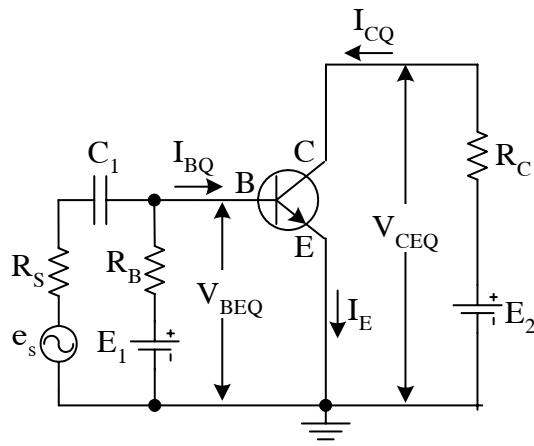
Hình 4.1.1. Đặc tuyến biên độ của bộ khuếch đại

4-2. CÁC KHÁI NIỆM CƠ BẢN VỀ MỘT TẦNG KHUẾCH ĐẠI

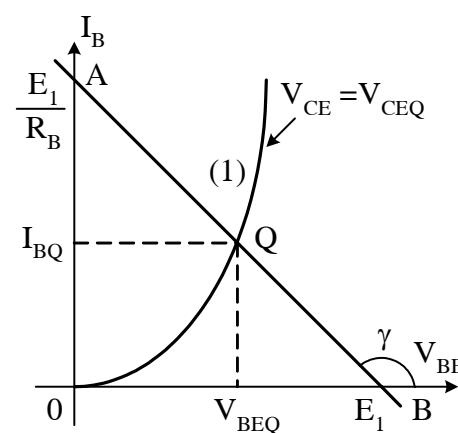
4-2-1. Điểm làm việc tĩnh và đường tải một chiều

Hãy xét một tầng khuếch đại đơn giản, chẳng hạn tầng khuếch đại dùng BJT măc emitter chung (E.C) trên hình 4-2-1. Sơ đồ này ở ngõ ra chỉ có một điện trở R_C làm kiêm nhiệm vụ của tải đối với dòng một chiều và tải đối với tín hiệu xoay chiều. Tầng khuếch đại như vậy sau này sẽ gọi là tầng khuếch đại tải thuần trő. Như đã biết từ chương 2, để BJT có khả năng khuếch đại tín hiệu, chuyển tiếp J_E của nó phải được phân cực thuận, còn chuyển tiếp J_C phải được phân cực nghịch.

Ở mạch này, nguồn E_1 cùng điện trở R_B tạo ra điện áp một chiều để làm cho chuyển tiếp J_E phân cực thuận ở một mức nhất định, nghĩa là làm cho dòng I_B và điện áp V_{BE} trong mạch vào có những giá trị xác định I_{BQ} , V_{BEQ} nào đó. Trên đặc tuyến vào của BJT (hình 4-2-2), cặp giá trị I_{BQ} , V_{BEQ} này là toạ độ của một điểm Q, gọi là điểm làm việc tĩnh ngõ vào của BJT (gọi tắt: điểm tĩnh). Tương tự, nguồn E_2 cùng điện trở R_C tạo ra điện áp một chiều làm phân cực nghịch chuyển tiếp J_C , khiến cho dòng I_C và điện áp V_{CE} ở ngõ ra có những giá trị xác định: I_{CQ} , V_{CEQ} . Trên đặc tuyến ra của BJT (hình 4-2-3), cặp giá trị I_{CQ} , V_{CEQ} này sẽ xác định trên một điểm Q, gọi là điểm làm việc tĩnh ngõ ra.



Hình 4.2.1. Tầng khuếch đại đơn giản



Hình 4.2.2. Đặc tuyến vào và đường tải của mạch vào

Như vậy, với một transistor đã cho, nguồn E_1 , E_2 cùng các điện trở phân cực R_B , R_C sẽ quyết định giá trị tức thời của dòng điện và điện áp trên BJT, nói cách khác: chúng sẽ quyết định vị trí điểm làm việc tĩnh của BJT trên đặc tuyến.

Ta có thể tìm được giá trị tức thời nói trên của dòng và áp trên nhờ phương pháp đồ thị.

Thật vậy, trong mạch vào, dòng I_B và áp V_{BE} liên hệ với nhau theo đặc tuyến vào tĩnh của BJT (h. 4-2-2, đường số 1). Mặt khác chúng phải tuân thủ định luật Ohm trong mạch đó:

$$E_1 = I_B R_B + V_{BE}$$

hay $I_B = \frac{V_{BE}}{R_B} + \frac{E_1}{R_B}$ (4-2-1)

Đồ thị của hàm này (dạng $y = ax + b$) là đường thẳng AB trên h. 4-2-2 (cắt trục hoành tại E_1 , cắt trục tung tại E_1/R_B)

Giao điểm của hai đồ thị nói trên thoả mãn đồng thời của hai quan hệ nên sẽ xác định giá trị tức thời của dòng và áp trong mạch (I_{BQ} , V_{BEQ}). Đó cũng chính là điểm làm việc tĩnh Q của ngõ vào đã định nghĩa ở trên. AB gọi là đường tải một chiều của mạch vào.

Cũng vậy, trong mạch ra, dòng I_C và áp V_{CE} có quan hệ với nhau theo đặc tuyến ra của BJT (hình 4-2-3, đường số 1, ứng với dòng $I_B = I_{BQ}$). Mặt khác chúng phải thoả mãn định luật Ohm trong mạch này:

$$E_2 = I_C R_C + V_{CE}$$

$$\text{hay } I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{E_2}{R_C} \quad (4-2-2)$$

Đường biểu diễn của hàm này là đường thẳng MN, có độ dốc $\tan \theta = -\frac{1}{R_C}$ cắt trực hoành

tại hoành độ E_2 , cắt trực tung tại tung độ $\frac{E_2}{R_C}$ (hình 4-2-3) và có tên là đường tải một chiều của mạch ra. Giao điểm của hai đồ thị trên chính là điểm làm việc tĩnh của ngõ ra, có toạ độ là dòng và áp tức thời I_{CQ} , V_{CEQ} .

Tóm lại đối với tầng khuếch đại đang xét (h. 4-2-1), các cặp giá trị của dòng I_B và áp V_{BE} (hoặc I_C và V_{CE}) thoả mãn định luật Ohm trong mạch vào (hoặc mạch ra). Giao điểm của đường tải một chiều với đặc tuyến tĩnh tương ứng của BJT chính là điểm làm việc tĩnh mà toạ độ của nó là giá trị dòng và áp tức thời trong mạch.

Ta cũng nhận xét rằng: đường tải AB của mạch vào có độ dốc là:

$$\tan \gamma = -\frac{1}{R_B} \quad (4-2-3a)$$

Đường tải MN của mạch ra có độ dốc:

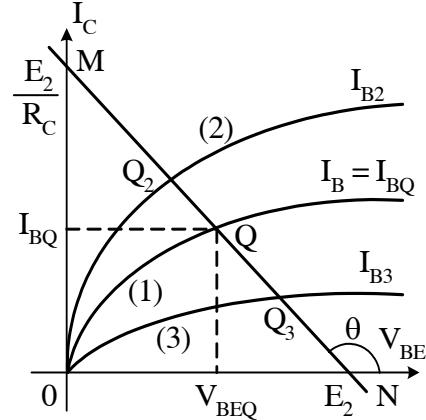
$$\tan \theta = -\frac{1}{R_C} \quad (4-2-3b)$$

Như vậy một cách tổng quát, độ dốc của đường tải một chiều có giá trị tuyệt đối bằng nghịch đảo của điện trở tải tương ứng. Điều này hoàn toàn dựa trên cơ sở của định luật Ohm.

Cuối cùng cũng cần lưu ý rằng: Mạch phân cực dùng hai nguồn E_1 , E_2 và các điện trở R_B , R_C như h. 4-2-1 chỉ là một ví dụ đơn giản. Trên thực tế, BJT còn có thể làm việc với rất nhiều dạng mạch khác. Các mạch đó thường tiết kiệm bớt một nguồn, tuy vậy vẫn đảm bảo điện áp phân cực cần thiết cho cả hai chuyển tiếp J_E , J_C , ta sẽ xét tới ở 4-3-2 về sau.

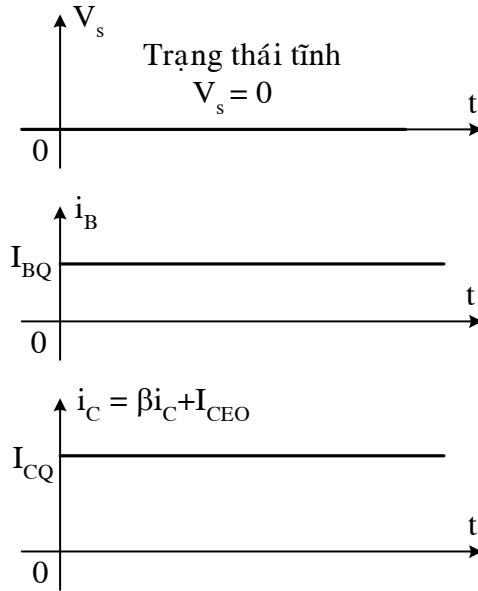
4-2-2. Trạng thái động - Đồ thị thời gian

Trạng thái làm việc của BJT (hoặc FET) khi có tín hiệu xoay chiều đưa đến ngõ vào (và do đó xuất hiện điện áp xoay chiều hoặc dòng điện xoay chiều ở ngõ ra) gọi là trạng thái động. Như đã giới thiệu ở chương 2, lúc này tín hiệu xoay chiều vs xếp chồng lên điện áp phân cực vốn có ở trạng

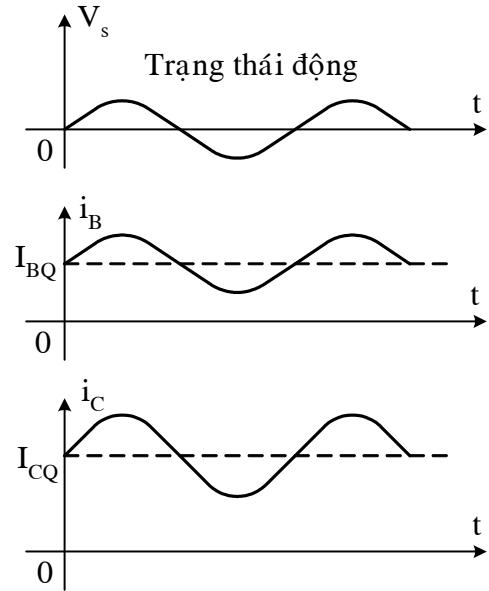


Hình 4.2.3. Đặc tuyến ra và đường tải của mạch ra

thái tĩnh, làm cho dòng và áp trong mạch vào và mạch ra bị tăng giảm theo tín hiệu. Trên hình 4-2-4 minh họa đồ thị thời gian của các dòng ở trạng thái tĩnh và trên hình (4-2-5) là các dòng tương ứng ở trạng thái động khi v_s hình sin

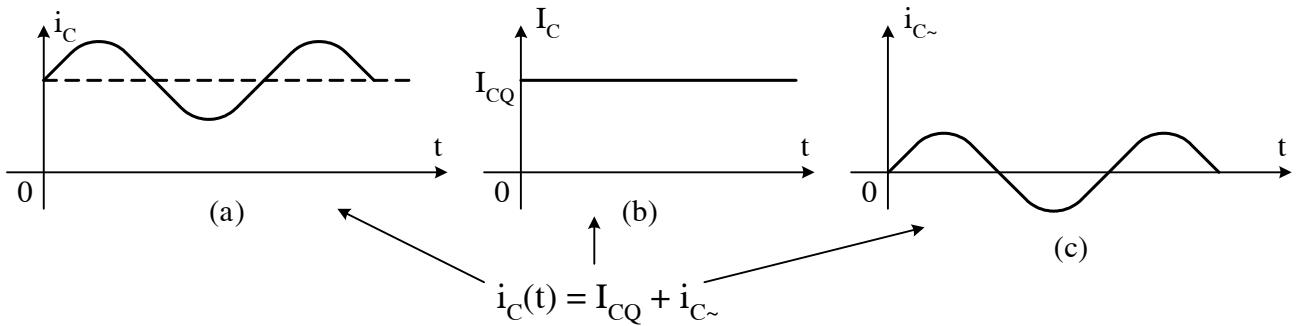


Hình 4.2.4. Các dòng điện ở trạng thái tĩnh



Hình 4.2.5. Đồ thị thời gian của các dòng điện ở trạng thái động

Ta thấy dòng điện tức thời ở trạng thái động coi như là tổng đại số của hai thành phần: Thành phần một chiều (ứng với trạng thái tĩnh) và thành phần xoay chiều do tín hiệu v_s gây ra (xem minh họa đối với trường hợp dòng collector trên hình 4-2-6).



Hình 4.2.6. Các thành phần của dòng điện tức thời

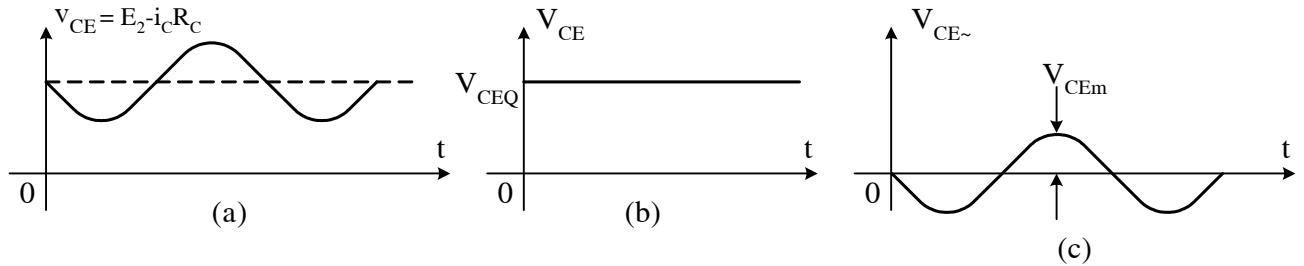
Để vẽ nên các dạng sóng trên các dòng điện i_B , i_C như trên h. 4-2-5, ta dựa vào nguyên lý hoạt động của BJT hoặc dựa theo định luật Ohm. Đồ thị thời gian của các điện áp cũng suy luận tương tự. Chẳng hạn ở mạch ra:

$$v_{CE}(t) = E_2 - i_C(t) R_C \quad (4-2-4)$$

Do đó, từ dạng sóng $i_C(t)$ ở h. 4-2-5c ta sẽ vẽ được dạng sóng $v_{CE}(t)$ như h. 4-2-7a. Cũng như trên, có thể coi điện áp $v_{CE}(t)$ này như là tổng của hai thành phần: thành phần một chiều V_{CEQ} và thành phần xoay chiều v_{CE}

$$V_{CE}(t) = V_{CEQ} + v_{CE}$$

Như hình minh họa trên h. 4-2-7b và c.


 Hình 4.2.7. Các thành phần của điện áp tức thời v_{CE}

4-2-3. Đường tải xoay chiều (còn gọi: đường tải động)

Hãy trở lại hình 4-2-3 của trạng thái tĩnh. Như đã nêu, đường tải MN là đồ thị của hàm (4-2-2), phản ánh định luật Ohm trong mạch ra. Nếu dòng một chiều ngõ vào là I_{BQ} (đặc tuyến số 1) thì giao điểm của đặc tuyến này với đường MN sẽ xác định nên điểm làm việc tĩnh Q. Khi điện áp phân cực thay đổi (ví dụ do E_1 hoặc R_B thay đổi), dòng một chiều ngõ vào trở thành I_{B2} hoặc I_{B3} , v.v... (đặc tuyến số 2 hoặc số 3, v.v...) thì điểm làm việc tĩnh tương ứng sẽ là giao điểm Q_2 hoặc Q_3 , v.v... như vậy, đường tải MN là tập hợp tất cả các vị trí có thể của điểm làm việc tĩnh. Nói cách khác mỗi điểm trên đường tải một chiều MN xác định một cặp giá trị tương ứng của dòng I_C và điện áp V_{CE} .

Đối với trạng thái động, ta cũng có khái niệm tương tự. Khi có nguồn tín hiệu xoay chiều v_s tác động, mỗi cặp giá trị tương ứng của dòng và áp tức thời $I_C(t)$, $v_{CE}(t)$ trên ngõ ra sẽ xác định nên trên đặc tuyến ra một việc làm việc động. Khi biên độ v_s thay đổi, điểm làm việc động này xê dịch ra. Nó cũng chính là đồ thị thể hiện định luật Ohm đối với các loại lượng $I_C(t)$ và $v_{CE}(t)$ trong mạch ra.

Gọi R_\sim là điện trở tải đối với tín hiệu xoay chiều của mạch ra:

$$R_\sim = \frac{V_{CE\sim}}{i_{C\sim}} \quad (4-2-6)$$

i_C và v_{CE} là thành phần xoay chiều của dòng và áp trên mạch ra (xem hình 4-2-6c và 4-2-7c).

Dựa vào nhận xét đã nêu đối với đường tải một chiều (hệ thức 4-2-3) Cũng như dựa trên cơ sở của định luật Ohm, ta suy ra: độ dốc của đường tải xoay chiều phải là:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{R_\sim} \quad (4-2-7)$$

trong đó δ là góc mà đường tải xoay chiều làm với trục hoành V_{CE} .

Mặt khác, có thể coi trạng thái tĩnh như là một trường hợp riêng (ứng với biên độ v_s bằng không) của trạng thái động. Khi biên độ v_s thay đổi, điểm làm việc động di chuyển trên đường tải xoay chiều. Khi biên độ v_s bằng không, điểm làm việc động trở về trùng với điểm làm việc tĩnh. Điều này chứng tỏ điểm làm việc tĩnh cũng chỉ là một điểm đặc biệt của đường tải xoay chiều, nằm ngay trên đường tải xoay chiều đó. Như vậy, cả đường tải một chiều lẫn xoay chiều đều chứa điểm làm việc tĩnh, hay nói cách khác: điểm làm việc tĩnh Q chính là giao điểm của hai đường tải đó.

Từ các nhận xét trên ta suy ra: đường tải xoay chiều là một đường thẳng đi qua điểm làm việc tĩnh Q và có độ dốc xác định bởi (4-2-7).

Khái niệm đường tải xoay chiều và vai trò rất quan trọng. Nó giúp ta phân tích hoạt động của tầng khuếch đại được rõ ràng, chính xác nó minh họa cách lựa chọn tải, lựa chọn biên độ biên độ tín hiệu vào, tín hiệu ra sao cho phát huy tốt nhất vai trò của phần tử khuếch đại.

Dưới đây sẽ giới thiệu đường tải xoay chiều mạch ra trong một vài trường hợp cụ thể:

1) Trường hợp tầng khuếch đại tải điện trở thuần (hình 4-2-1)

Ở mạch này, điện trở R_C vừa là tải đối với dòng một chiều, vừa là tải đối với tín hiệu xoay chiều:

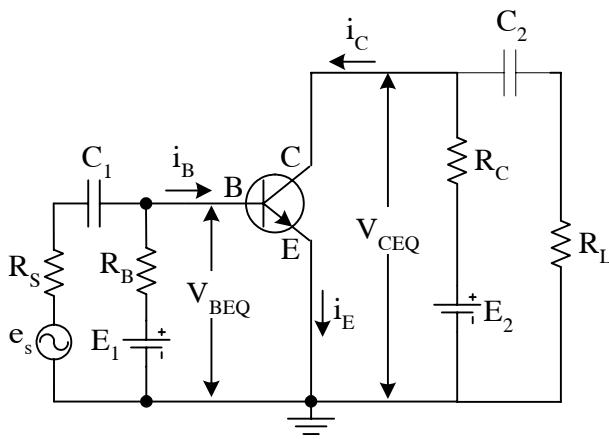
$$R_s = R_\infty = R_C$$

Vì vậy đường tải một chiều MN của mạch ra (hình 4-2-3) cũng trùng với đường tải xoay chiều của mạch ra. Độ dốc của đường tải:

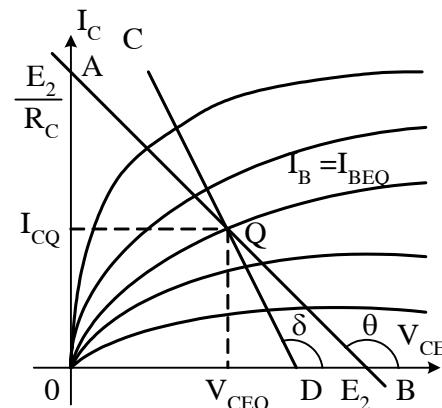
$$\tan \theta = -\frac{1}{R_\infty} = -\frac{1}{R_C}$$

2) Trường hợp tầng khuếch đại có tải phép qua tụ điện (còn gọi: tải C-R) (h 4-2-8)

Mạch này chỉ khác mạch h. 4-2-1 ở chỗ có thêm tụ C_2 nối tiếp với tải R_L ở ngõ ra. Tụ C_2 ngăn dòng một chiều I_{CQ} chạy qua tải R_L , còn đối với thành phần xoay chiều i_C thì khi điện dung C_2 khá lớn (nghĩa là trớ kháng quay chiều của tụ khá nhỏ) dòng quay chiều coi như ngắn mạch qua tụ (Vai trò tụ C_1 cũng tương tự: C_1 ngăn mạch dòng xoay chiều của tín hiệu V_S truyền vào cực base, đồng thời ngăn cản dòng một chiều I_{BQ} chạy ngược qua nguồn V_S . Do tác dụng này C_1, C_2 gọi là tụ ghép tầng hoặc tụ phân đường).



Hình 4.2.8. Tầng khuếch đại có tải ghép qua tụ



Hình 4.2.9. Đường tải một chiều và xoay chiều

Như vậy tải đối với dòng một chiều ở ngõ ra là $R_s = R_C$. Đường tải một chiều là đường thẳng AB trên hình 4-2-9. đường này cách trực hoành tại hoành độ E_2 và có độ dốc là:

$$\tan \theta = -\frac{1}{R_C} \quad (4-2-9)$$

Đối với tín hiệu xoay chiều, tụ C_2 ngắn mạch. Nguồn E_2 cũng có nội trợ không đáng kể. Vì vậy dễ dàng suy ra điện trở tải đối với tín hiệu xoay chiều ở ngõ ra là:

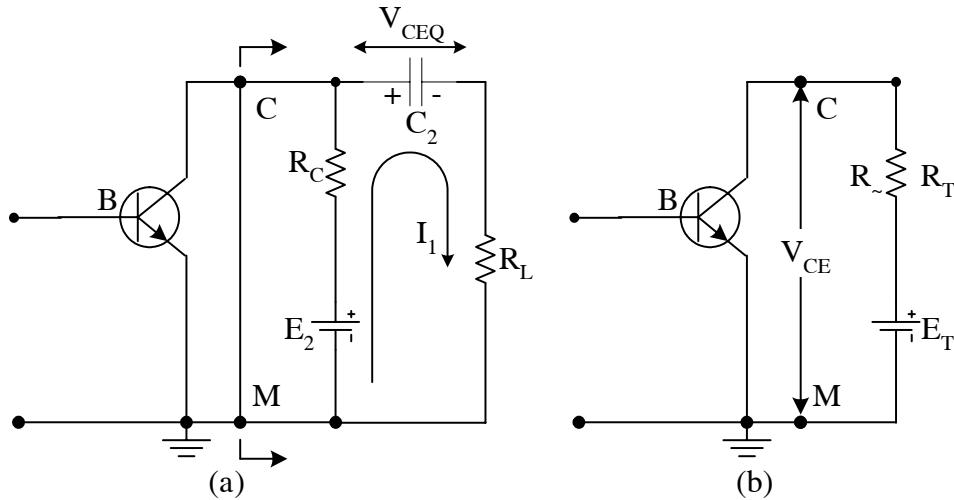
$$R_\infty = (R_C // R_L) = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (4-2-10)$$

Đường tải xoay chiều là đường thẳng CD đi qua Q và có độ dốc:

$$\tan \delta = -\frac{1}{R_\infty} = \frac{R_C + R_L}{R_C R_L} \quad (4-2-11)$$

(xem h. 4-2-9). Do trị số của R_∞ nhỏ hơn điện trở tại một chiều R_C cho nên góc δ nhỏ hơn góc θ , nghĩa là chân D của đường tải xoay chiều nằm ở phía bên trái của điểm B.

Hoành độ điểm D có thể tìm được bằng cách áp dụng định lý Thévenin thay thế bộ phận mạch giữa hai điểm C-M của hình 4-2-8 (hoặc vẽ lại trên h. 4-2-10a) bằng mạch tương đương gồm R_T và E_T như hình 4.2.10b trong đó:



Hình 4.2.10. Thay thế phần mạch ra của tầng khuếch đại bằng mạch tương đương Thevenin

$$R_T = (R_C // R_L) = R \quad (4-2-12)$$

Còn E_T bằng điện áp do đó được giữa hai điểm C-M khi nhánh colector hở mạch. Để đơn giản, giả thiết tụ C_2 rất lớn, điện áp một chiều trên hai cực của nó coi không đổi và bằng điện áp ra tĩnh V_{CEQ} . Lúc đó sẽ tính được:

$$E_T = E_2 - I_L R_C = E_2 - \frac{E_2 - V_{CEQ}}{R_C + R_L} R_C \quad (4-2-13)$$

Theo h. 4-2-10b, ta có:

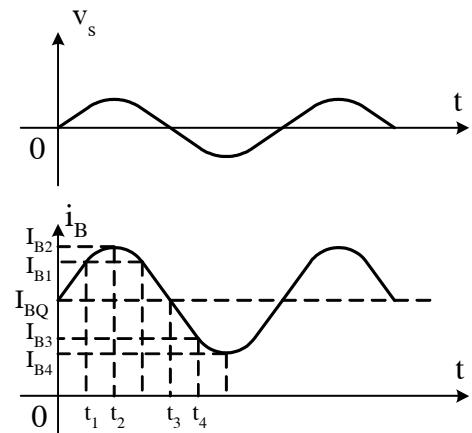
$$\begin{aligned} v_{CE}(t) &= E_T - i_C(t)R_{\sim} \\ \text{hay } i_C(t) &= \frac{-1}{R_{\sim}} v_{CE}(t) + \frac{E_T}{R_{\sim}} \end{aligned} \quad (4-2-14)$$

Đây chính là biểu thức đường tải xoay chiều CD. Rõ ràng là đường này cắt trực hoành tại hoành độ E_T [xác định theo (4-2-13)], đi qua Q và có độ dốc là $-1/R_{\sim}$.

Trên đây là trường hợp điện trở tải xoay chiều R_{\sim} nhỏ hơn điện trở tải một chiều R_{\sim} . Trong kỹ thuật, ta còn gặp cả trường hợp ngược lại, ví dụ tầng khuếch đại ghép biến áp, có $R_{\sim} > R_{\sim}$. ta sẽ kết hợp đến vấn đề này ở bài 4-7.

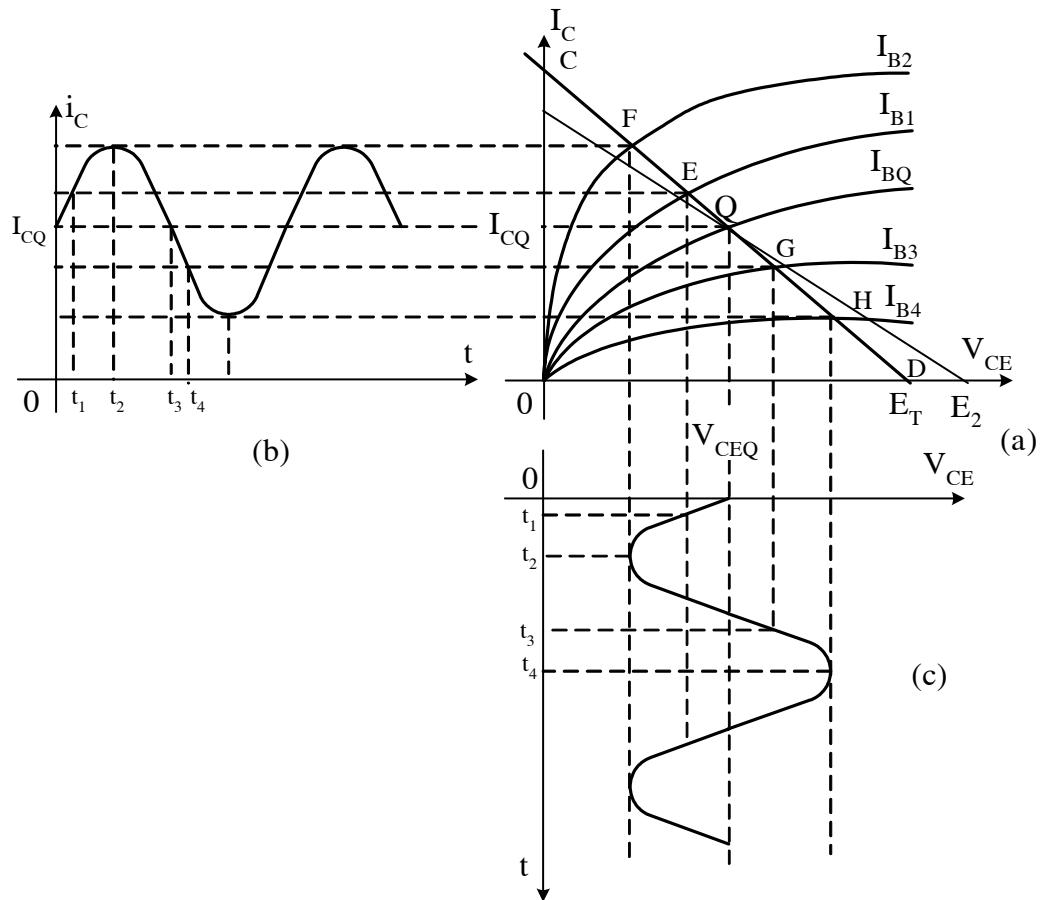
Đối với tầng khuếch đại dùng JFET hoặc MOSFET, các khái niệm về điểm làm việc, đường tải v.v... vẫn hoàn toàn tương tự.

Hình 4-2-11 và 4-2-11 minh họa một ứng dụng quan trọng của đường tải xoay chiều: vẽ dạng sóng của dòng và áp ở ngõ ra khi đã dạng sóng của ngõ vào $v_s(t)$ (xét cho tầng khuếch đại E.C ở h. 4-2-8)



Hình 4.2.11. Từ dạng sóng của tín hiệu vào suy ra dạng sóng của dòng i_B

Thật vậy, từ đồ thị của $v_S(t)$, ta có dạng sóng $i_B(t)$ như h. 4-2-11: tại các thời điểm $t_0 = 0, t_1, t_2, t_3, t_4$, i_B lần lượt có giá trị là $I_{BQ}, I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}, I_{B4}$. Giả sử các giá trị này đã xác định được, đồng thời đã có họ đặc tuyến ra của BJT ứng với các giá trị I_B đó (h. 4-2-12a). Trên hình này, AB là đường tải một chiều, CD là đường tải xoay chiều. Giao điểm của đường tải xoay chiều với đặc tuyến và ứng với các giá trị I_B nói trên theo ký tự ký hiệu là Q, E, F, G, H. ta sẽ dựa vào toạ độ các điểm này để vẽ ra dạng sóng của $i_C(t)$ và $v_{CE}(t)$.



Hình 4.2.12. Ứng dụng đường tải xoay chiều để vẽ dạng sóng của dòng i_C và điện áp v_{CE}

Như đã biết, ở trạng thái tĩnh, $i_B = I_{BQ}$ và mạch ra của BJT làm việc ở điểm tĩnh sẽ là các đường thẳng song song với trục thời gian t (vẽ nét đứt trên h. 4-2-12b và c).

Ở trạng thái động, do tác dụng của v_S tại t_1, t_2, t_3, t_4 , i_B lấy các giá trị $I_{BQ}, I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}, I_{B4}$ cho nên điểm làm việc ở ngõ ra lần lượt là E, F, G, H (h. 4-2-12a). Toạ độ của mỗi điểm này xác định giá trị i_C và v_{CE} tương ứng, vì vậy từ các điểm E, F, G, H chiếu lên hai trục, ta xây dựng được đồ thị $i_C(t)$ (h. 4-2-12b) và $v_{CE}(t)$ (h. 4-2-12c). Rõ ràng là khi $I_b(t)$ thay đổi theo quy luật hình sin, nếu chọn vị trí điểm tĩnh Q và đường tải quay chiều CD thích hợp (thường chọn Q nằm ở điểm giữa của đường AB và đường CD để khuếch đại ít méo phi tuyến, đồng thời có biên độ tín hiệu xoay chiều ở ngõ ra đủ lớn), dạng của dòng là áp ở ngõ ra tầng khuếch đại cũng sẽ gần như hình sin (Với tầng khuếch đại kiểu E.C, hình 4-2-12c cũng cho thấy: điện áp ra v_{CE} ngược pha với tín hiệu vào v_S)

4-2-4. Các chế độ làm việc của phần tử khuếch đại

Tuỳ theo vị trí điểm làm việc tĩnh trên đường tải xoay chiều, người ta phân biệt các chế độ làm việc sau đây:

1 – Chế độ A (lớp A)

Khi chọn điện áp phân cực sao cho điểm tĩnh Q nằm ở khoảng giữa đoạn MN trên đường tải xoay chiều (trong đó M và N là giao điểm của đường tải xoay chiều với đặc tuyến ra ứng với dòng cực đại I_{Bmax} và dòng cực tiểu I_{Bmin} , xem h. 4-2-13) thì ta nói phần tử khuếch đại làm việc ở chế độ A. như đã minh họa trên h. 4-2-12, đặc điểm của chế độ này là:

- Khuếch đại trung thực, ít méo khi tuyển.
- Dòng tĩnh và áp tĩnh luôn luôn khác không, nghĩa là ngay cả trạng thái tĩnh, tầng khuếch đại đã tiêu hao một năng lượng đáng kể. Biên độ dòng và áp xoay chiều lấy ra (I_{cm} , V_{CEm}) tối đa chỉ bằng dòng và áp tĩnh. Vì vậy chế độ A có hiệu suất thấp (theo định nghĩa, hiệu suất η đo bằng tỷ số giữa công suất tín hiệu xoay chiều đưa ra trên tải và tổng công suất tầng khuếch đại tiêu thụ của nguồn cấp điện). Thông thường $\eta_{Amax} = 25\%$
- Chế độ A thường dùng trong các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ.

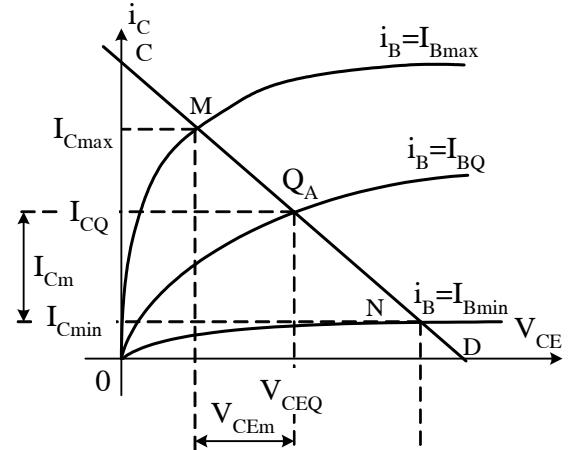
2 – Chế độ B (lớp B)

Nếu chọn điện áp phân cực sao cho vị trí điểm tĩnh Q trùng với điểm D (hoặc điểm N) thì phần tử khuếch đại làm việc ở chế độ B lý tưởng (hoặc chế độ B thực tế), xem h. 4-2-14.

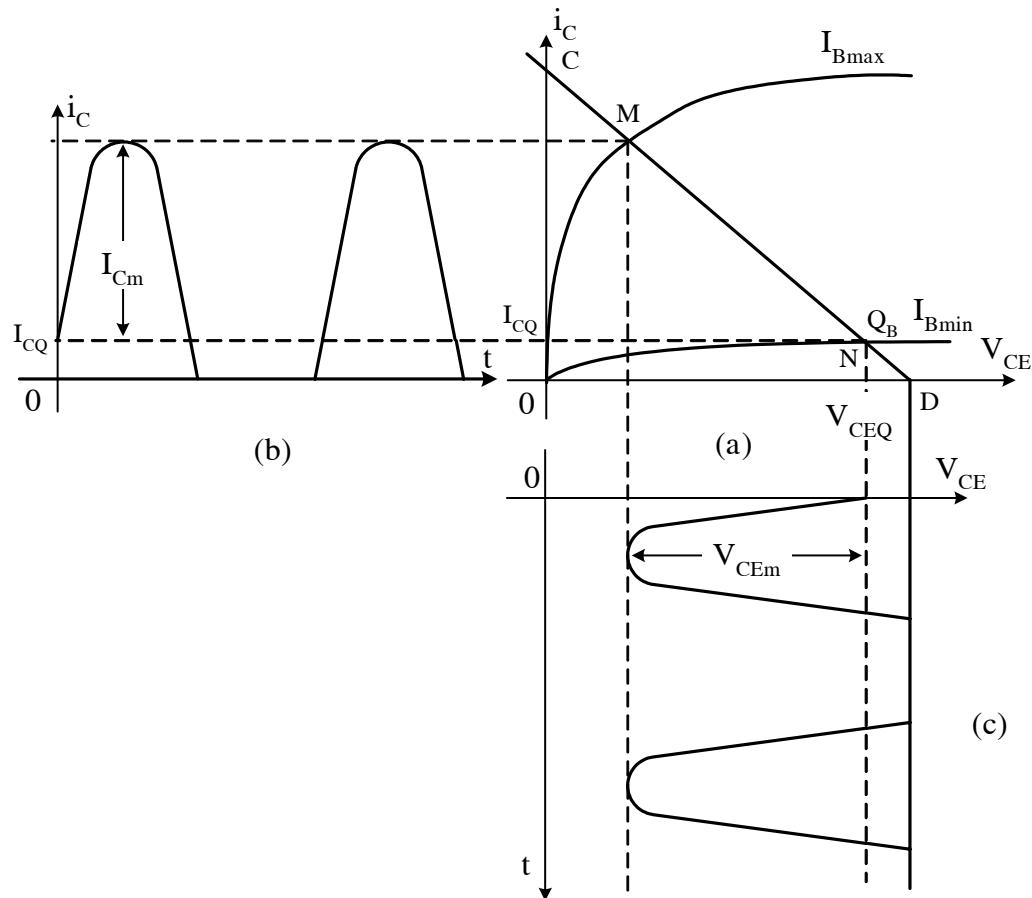
Các đặc điểm của chế độ này:

- Khi dòng điện vào (hoặc điện áp vào) là hình sin, thì dòng điện ra và điện áp ra chỉ còn nửa (hoặc già nửa) hình sin, nói cách khác : méo phi tuyến trầm trọng
- Ở trạng thái tĩnh, dòng $I_{CQ} \approx 0$, do đó năng lượng tiêu thụ bởi tầng khuếch đại rất nhỏ. Chỉ có trạng thái động, dòng điện trung bình I_C mới tăng dần theo biên độ tín hiệu vào. Do đó, năng lượng tiêu thụ cũng tỷ lệ với biến độ tín hiệu xoay chiều lấy ra. Như vậy chế độ B có hiệu suất cao ($\eta_{Bmax} = 78,5\%$)
- Chế độ B thường dùng trong các tầng khuếch đại công suất (các tầng cuối của thiết bị khuếch đại). Để khắc phục méo phi tuyến, nó đòi hỏi mạch phải có 2 vế đối xứng, thay phiên nhau làm việc trong hai nửa chu kỳ (mạch “đẩy kéo”)

Trên thực tế, người ta còn dùng chế độ AB (trung gian giữa chế độ A và chế độ B): điểm Q chọn ở phía trên điểm N và gần điểm này. Lúc đó, phát huy được ưu điểm của mỗi chế độ, giảm bớt méo phi tuyến nhưng hiệu suất kém hơn chế độ B). Ngoài ra còn có chế độ C: điểm Q nằm ở phía dưới điểm N và ở trạng thái tĩnh, chuyển tiếp J_E phân cực nghịch. Chỉ khi tín hiệu vào đủ lớn, mới có dòng điện I_C khác không. Dạng sóng ra chỉ là một phần của nửa hình sin



Hình 4.2.13. Điểm làm việc ở chế độ A



Hình 4.2.14. Điểm làm việc ở chế độ B (a) cùng dạng sóng tương ứng của dòng điện (b) và điện áp (c)

3- Chế độ khoá (còn gọi chế độ đóng mở hay chế độ D)

Như đã giới thiệu ở 2-5-2, ngoài chế độ khuếch đại, BJT (hoặc FET) còn có thể làm việc như cái đóng ngắt điện (chế độ khoá). Lúc này, tuỳ theo xung đột điện vào (hoặc điện áp vào) mà BJT làm việc ở một trong hai trạng thái đối lập: trạng thái khoá (hoặc trạng thái tắt) khi Q nằm ở dưới điểm N, trạng thái dẫn bão hoà (hoặc trạng thái mở) khi Q nằm ở phía trên điểm M (gần điểm C) trên hình 4-2-14. Đây là chế độ làm việc của transistor khi hoạt động với tín hiệu xung.

4-3. CÁC MẠCH PHÂN CỰC CHO BJT VÀ FET

4-3-1. Yêu cầu ổn định điểm làm việc và tiêu chuẩn đánh giá

Như đã trình bày ở 4-2-1, tuỳ theo giá trị của các điện áp phân cực, ở trạng thái tĩnh, mỗi dòng và áp trên điện cực của BJT (hoặc FET) có một giá trị xác định. Những tổ hợp giá trị đó, xác định nên trên họ đặc tuyến của phân tử khuếch đại một điểm hoạt động nhất định gọi là điểm làm việc tĩnh (hoặc điểm tĩnh). Vị trí của điểm tĩnh rất quan trọng. Thế nhưng do ảnh hưởng của sự biến động điện áp nguồn, của nhiệt độ môi trường và các nhân tố khác, điểm tĩnh thường bị xê dịch. Vì vậy các mạch phân cực (sẽ khảo sát dưới đây) không chỉ có nhiệm vụ xác định vị trí điểm tĩnh mà còn phải đảm bảo ổn định các điểm đó.

Trong số các nguyên nhân gây mất ổn định điện tĩnh, đáng lưu ý nhất là vai trò của nhiệt độ, thể hiện qua các tham số sau:

1) Dòng ngược collector của BJT tăng nhanh theo nhiệt độ.

Như đã nhận xét ở 2-3-2, dòng điện ngược của chuyển tiếp P-N tăng nhanh theo nhiệt độ. Nếu gọi ΔT^* là khoảng biến thiên nhiệt độ đủ làm tăng gấp đôi giá trị dòng điện ngược vốn có thì đối với chuyển tiếp collector của BJT, khi nhiệt độ vùng nghèo tăng từ T_1 lên T_2 , sẽ có:

$$\frac{T_2 - T_1}{\Delta T^*}$$

$$I_{CBO}(T_2) = I_{CBO}(T_1)2 \quad (4-3-2)$$

Thông thường $\Delta T^* = (5-8)^\circ C$ cho nên I_{CBO} tăng khá nhanh. Đối với BJT mắc theo sơ đồ E.C, dòng điện ngược I_{CEO} có giá trị lớn hơn I_{CBO} và cũng tăng nhanh theo nhiệt độ.

2) Các hệ số truyền đạt dòng điện α , β tăng theo nhiệt độ.

Người ta thường xác định theo công thức thực nghiệm:

$$\beta(T_2) = \beta(T_1) \left(1 + \frac{T_2 - T_1}{75} \right) \quad (4-3-2)$$

trong đó $\beta(T_1) = \beta(T_2)$ là giá trị của β tại nhiệt độ T_1 và T_2

3) Điện áp trên chuyển tiếp emitter V_{BE} ứng với một dòng điện $I_B = \text{const}$ (hoặc $I_E = \text{const}$) giảm khi nhiệt độ tăng:

$$\varepsilon_T = \frac{dV_{BE}}{dT} \Big|_{I_B = \text{const}} = -(2 \div 2,5) mV/^\circ C \quad (4-3-2)$$

Như vậy, khi nhiệt độ môi trường thay đổi, dòng I_{CBO} (hoặc I_{CEO}), hệ số α (hoặc β) và áp V_{BE} thay đổi, khiến cho dòng I_C thay đổi và điểm tĩnh Q bị xê dịch.

Trong 3 ảnh hưởng trên đây, đáng kể nhất là vai trò I_{CBO} . Vì vậy mức độ thay đổi của I_C theo I_{CBO} , thể hiện qua hệ số:

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \quad (4-3-4)$$

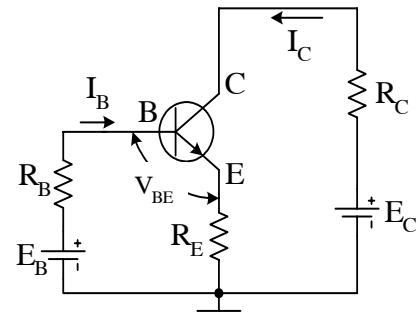
được dùng làm tiêu chuẩn đánh giá độ ổn định các mạch điện. S có tên là độ bất ổn định. Trường hợp lý tưởng: $S = 1$, mạch ổn định nhất. Nếu S càng lớn, mạch càng kém ổn định.

Hãy xác định biểu thức của hệ số S cho sơ đồ tổng quát vẽ trên h. 4-3-1. (Sau này, từng sơ đồ cụ thể sẽ được biến đổi tương đương về dạng này để áp dụng công thức tổng quát cho mỗi trường hợp riêng).

Áp dụng định luật Ohm cho mạch vào, ta có:

$$E_B - V_{BE} = I_B R_B + I_E R_E \quad (4-3-5)$$

Mặt khác: $I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$



Hình 4.3.1. Sơ đồ tổng quát về phân cực của một tầng khuếch đại

$$\text{hay } I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \quad (4-3-6)$$

$$I_B = I_E - I_C \text{ hay } I_B = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} - I_C \quad (4-3-7)$$

Thay (4-3-6) và (4-3-7) vào (4-3-5), sau một số biến đổi sẽ đến:

$$I_C = \frac{\alpha(E_B - V_{BE})}{R_E + R_B(1-\alpha)} + \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1-\alpha)} I_{CBO} \quad (4-3-8)$$

Từ đó, dựa vào định nghĩa (4-3-4), tìm được:

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1-\alpha)} \quad (4-3-9a)$$

nếu lợi dụng quan hệ $\frac{1}{1-\alpha} = \beta + 1$ [hệ quả của (2-5-6)] thì còn có thể biến đổi thành dạng mới:

$$S = (\beta + 1) \frac{R_E + R_B}{E_B + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-9b)$$

Ta sẽ dựa vào (4-3-9a) hoặc (4-3-9b) để xác định hệ số S cho từng mạch cụ thể sau này. Còn có thể xác định hệ số S theo cách sau đây: giả thiết khi nhiệt độ môi trường biến đổi, dòng I_{CBO} có lượng biến thiên ΔI_{CBO} (coi $\beta = \text{const}$) và tương ứng I_B, I_C có lượng biến thiên là $\Delta I_B, \Delta I_C$. Dựa vào hệ thức cơ bản (2-5-5) dễ dàng xác định được: $\Delta I_C = \beta \Delta I_B + (\beta+1) \Delta I_{CBO}$.

Từ đó rút ra ΔI_{CBO} sau vài phép biến đổi đơn giản, sẽ xác định được

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \Delta I_B / \Delta I_C} \quad (4-3-9c)$$

4-3-2. Các mạch phân cực cho BJT

Mạch phân cực có nhiệm vụ tạo ra điện áp thuận cần thiết cho chuyển tiếp J_E và điện áp nghịch cần thiết cho chuyển tiếp J_C (chế độ khuếch đại). Đối với BJT măc E.C, khi chỉ dùng một nguồn cấp điện (ký hiệu V_{CC}), ta thường gặp các dạng mạch phân cực sau đây:

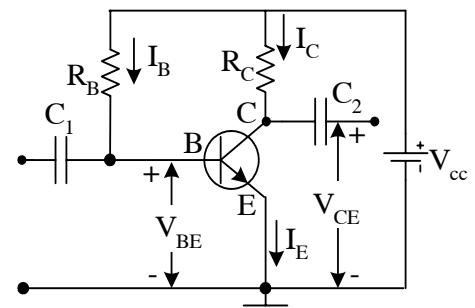
1. Phân cực kiểu định dòng base (I_B)

Dùng một điện trở R_B nối từ nguồn V_{CC} xuống cực Base như h. 4-3-2 (giả sử loại N-P-N). R_C là điện trở tải đối với dòng một chiều I_C (còn gọi là điện trở phân cực collector). Chiều các dòng điện và điện áp như hình vẽ. Áp dụng định luật Ohm cho mạch vòng chứa R_B và nguồn V_{CC} ta có:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (4-3-10)$$

điện áp trên chuyển tiếp J_E phân cực thuận thường có giá trị:

$$V_{BE} = \begin{cases} 0,6 \div 0,7V & (\text{transistor Si}) \\ 0,2 \div 0,3V & (\text{transistor Ge}) \end{cases} \quad (4-3-11)$$



Hình 4.3.2. Tầng khuếch đại dùng BJT, phân cực kiểu định dòng I_B

$$\text{Vì vậy: } I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (4-3-12)$$

Ta thấy dòng I_B có giá trị không đổi tuỳ thuộc trị số của V_{CC} và R_B . Vì vậy mạch này có tên là “định dòng base”.

Trong mạch ra:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \quad (4-3-13)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$\text{hay } I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (4-3-14)$$

Các hệ số thức (4-3-10) ÷ (4-3-14) thường dùng để xác định điểm làm việc khi đã biết V_{CC} , R_B , R_C và β .

Cũng có thể xác định điểm tĩnh theo phương pháp đồ thị (xem bài 4-2-1).

Muốn vậy, cần có họ đặc tuyến ra của BJT. Đường tải một chiều ngõ vào xây dựng theo hệ thức (4-3-10), còn hàm (4-3-14) chính là biểu thức giải tích của đường tải một chiều ngõ ra (xem minh họa trên h. 4-3-3).

So sánh mạch h. 4-3-2 với mạch tổng quát (h. 4-3-1) ta thấy: trường hợp này $R_E = 0$. Áp dụng (4-3-9) sẽ tìm được:

$$S = \beta + 1 \quad (4-3-15)$$

nghĩa là độ bất ổn định của mạch khá lớn.

Bài tập 4-1. Cho mạch điện như h. 4-3-2. biết $V_{CC} = 6V$, $R_C = 3K$, $R_B = 530K$, transistor loại N-P-N có $V_{BE} \approx 0,7V$, $\beta = 100$. Hãy xác định điểm làm việc tĩnh.

Giải

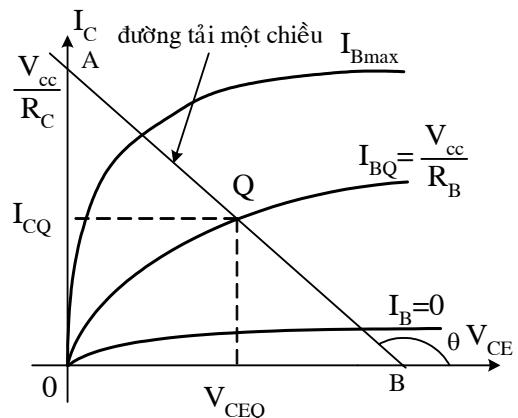
$$I_{BQ} = \frac{V_{BEQ}}{R_B} = \frac{6 - 0,7}{530} = 0,01mA \quad 0,7v;$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ} = 100 \cdot 0,01 = 1mA$$

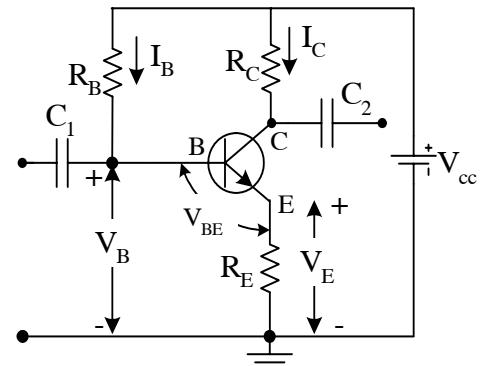
$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_C = 6 - 1 \cdot 3 = 3V$$

2. Phân cực định dòng I_B và có thêm điện trở R_E

Khi nhiệt độ môi trường tăng, do những phân tố như đã nêu ở bài 4-3-1, các dòng I_C , I_E của BJT gia tăng, làm cho điểm tĩnh Q mất ổn định. Với mạch h. 4-3-4, nhờ có thêm điện trở R_E cho nên:



Hình 4.3.3. Xác định điểm làm việc tĩnh theo phương pháp đồ thị



Hình 4.3.4. Phân cực kiểu định dòng I_B và có thêm điện trở ổn định dòng tĩnh

$$V_{BE} = V_B - V_E = V_B - I_E R_E \quad (4-3-16)$$

Vì vậy khi nhiệt độ làm I_C , I_E tăng thì đồng thời sẽ làm V_{BE} giảm. Mà điện áp phân cực này giảm sẽ làm giảm các dòng I_B , I_E , I_C nghĩa là hạn chế sự xê dịch điểm Q do nhiệt độ. Ta gọi đây là tác dụng hồi tiếp âm của R_E . R_E được gọi là điện trở ổn định dòng tĩnh (hoặc điện trở ổn định nhiệt).

Giá trị R_E càng lớn, tác dụng hồi tiếp âm càng mạnh, điểm Q càng ổn định. Tuy vậy, khi R_E lớn thì để đảm bảo V_{CE} như cũ, đòi hỏi nguồn V_{CC} phải lớn (Do vậy, trên thực tế thường chọn R_E sao cho: $V_E = (\frac{1}{5} \div \frac{1}{10})V_{CC}$). Một khía cạnh khác R_E làm giảm tín hiệu xoay chiều đưa trên chuyển tiếp J_E trong mạch vào và hại này, người ta thường dùng một tụ điện có điện dung khá lớn ($\frac{1}{\omega C} \ll R_E$) mắc song song với R_E để gán mạch dòng xoay chiều qua R_E .

Công thức xác định điểm làm việc của mạch này vẫn rút ra từ định luật Ohm:

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

Thay: $I_E = I_C + I_B \approx (\beta+1)I_B$ sẽ tìm được:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1)R_E} \quad (4-3-17)$$

Trong đó V_{BE} xác định theo (4-3-11)

$$\text{Từ đó: } I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \quad (4-3-18)$$

$$\text{Và } V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (4-3-19)$$

Ta cũng có thể xác định điểm tĩnh theo phương pháp đồ thị (xem bài 4-2-1), trong đó (4-3-17) và (4-3-19) chính là biểu thức của đường tải một chiều trên ngõ vào và ngõ ra. H. 4-3-5 minh họa phương pháp này thực hiện đối với ngõ ra.

Áp dụng (4-3-9b) sẽ tính được độ bất ổn định của mạch:

$$S = (\beta+1) \frac{R_E + R_B}{R_B + (\beta+1)R_E} \approx \frac{R_B}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \quad (4-3-20)$$

trong đó đã lưu ý điều kiện thường xảy ra:

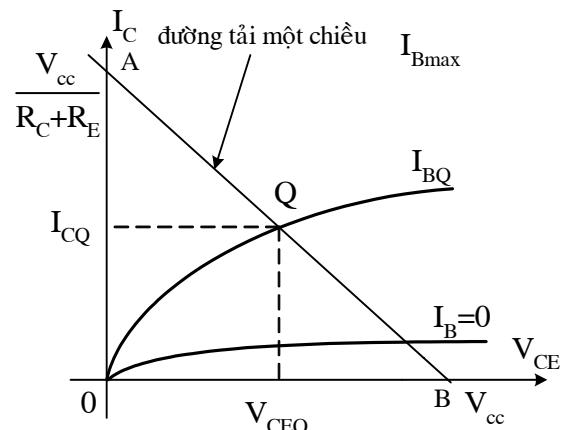
$$R_E \ll R_B$$

Rõ ràng R_E càng lớn hoặc R_B càng nhỏ thì mạch càng ổn định.

Bài tập 4-2: Cho tầng khuếch đại như h. 4-3-6. $V_{CC} = 9V$. BJT thuộc loại Silic N-P-N, có $\beta = 50$. Hãy xác định điện trở trong mạch, biết rằng ở trạng thái tĩnh $I_C = 1mA$, $V_{CE} = 5V$.

Giải

Để ổn định điểm làm việc theo nhiệt độ, chọn R_E theo điều kiện:



Hình 4.3.5. Xác định điểm làm việc tĩnh ở ngõ ra theo phương pháp đồ thị

$$V_E = I_E R_E = \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{10} \right) V_{CC}$$

Chẳng hạn chọn $V_E = 1v$.

$$\text{Do đó: } R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{1V}{1mA} = 1k\Omega$$

Dòng base ở trạng thái tĩnh:

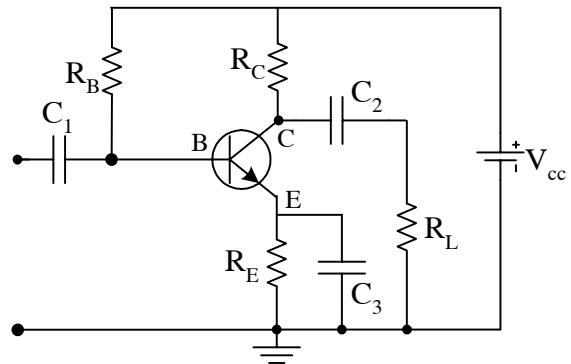
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1}{50} = 0,02mA$$

Giả thiết $V_{BE} = 0,7v$.

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1V + 0,7 = 1,7v$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{9 - 1,7}{0,02} = 365K\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{9 - 5 - 1}{1} = 3K\Omega$$



Hình 4.3.6.

Bài tập 4-3. Mạch điện vẫn như h. 4-3-6 biết $V_{CC} = 12V$, $R_C = 1 K\Omega$, $R_E = 200\Omega$, $R_L = 3K\Omega$. Giả thiết C_1 , C_2 , C_3 có điện dung vô cùng lớn. Hãy chọn điểm làm việc tĩnh của mạch sao cho khuếch đại ít méo dạng và biến độ tín hiệu ra tương đối lớn. Vẽ đường tải xoay chiều trong trường hợp này.

Giải

Dựa vào (4-3-19) ta suy ra:

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} C_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Đây chính là hệ thức của đường tải một chiều trong mạch ra. Đường này cắt trực hoành tại hoành độ $V_{CC} = 12v$, cắt trực tung tại tung độ:

$$\frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12v}{1,2K} = 10mA \quad (\text{đường AB trên})$$

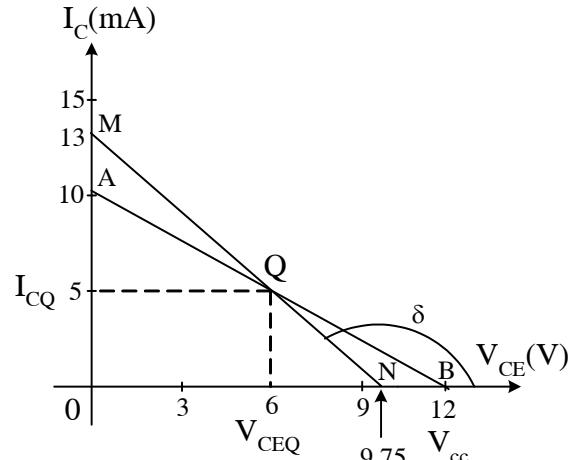
(hình 4-3-7)

Để khuếch đại ít méo dạng và biến độ tín hiệu ra tương đối lớn, ta chọn điểm tĩnh Q nằm ở trung điểm đường tải một chiều:

$$V_{CEQ} = 6V; \quad I_{CQ} = 5mA$$

Tải đối với tín hiệu xoay chiều do R_C và R_L song song nhau đảm nhiệm (R_E bị tụ C_3 ngắn mạch):

$$R_s = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = \frac{1.3}{1+3} = \frac{3}{4} K\Omega$$



Hình 4.3.7.

Đường tải xoay chiều (đường MN trên h. 4-3-7) đi qua Q và làm với trục hoành một góc
 $\delta = \arctg\left(-\frac{1}{R_{\sim}}\right) = \arctg\left(-\frac{4}{3}\right)$.

3. Phân cực kiểu phân áp (h. 4-3-8)

Mạch này dùng hai điện trở R_{B1} , R_{B2} tạo thành bộ phận áp để phân cực cho ngõ vào. R_E vẫn đóng vai trò ổn định điểm tĩnh (nhờ hồi tiếp âm dòng một chiều). Còn ở ngõ ra, nguồn V_{CC} cung cấp điện áp phân cực V_{CE} qua điện trở R_C và R_E .

Áp dụng định lý Thévenin, biến đổi tương đương phần mạch nằm phía bên trái 2 điểm B – M, ta có h. 4-3-9, trong đó:

$$R_{BB} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (4-3-21)$$

$$E_{BB} = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (4-3-22)$$

đối với sơ đồ này:

$$E_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E \quad (4-3-23)$$

Thay I_E theo (4-3-16) sẽ tìm được:

$$I_B = \frac{E_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-14)$$

trong đó V_{BE} vẫn xác định theo (4-3-11)

Dạng của hệ thức (4-3-24) cho phép ta mô phỏng mạch tương đương đối với dòng I_B trong ngõ vào như h. 4-3-10. Ta thấy: điện trở R_E ở h. 4-3-9 [mà dòng qua nó là $I_E = (\beta + 1) I_B$] đã được quy đổi thành điện trở $(\beta + 1) R_E$ ở h. 4-3-10 với dòng điện chạy qua là I_B . Nhận xét này về sau sẽ được áp dụng cả cho các trường hợp khác.

Ở mạch ra:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B = \beta \frac{E_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-25)$$

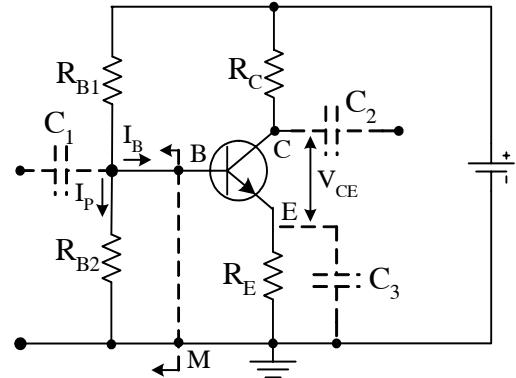
$$\text{và } V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (4-3-26a)$$

$$\text{hay } I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (4-3-26b)$$

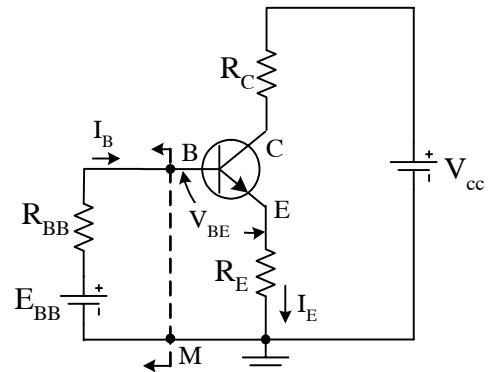
Về phương diện ổn định điểm làm việc, so sánh h. 4-3-9 với mạch tổng quát (h. 4-3-1) áp dụng công thức (4-3-9b) sẽ tính được độ bất ổn định của mạch phân cực kiểu phân áp:

$$S = (\beta + 1) \frac{R_E + R_{BB}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-27)$$

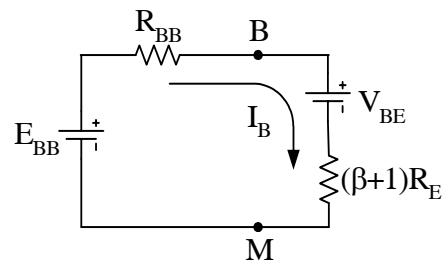
Nếu R_{BB} thoả mãn điều kiện:



Hình 4.3.8. Mạch phân cực cho BJT
kiểu phân áp



Hình 4.3.9. Mạch tương đương của h.4.3.8



Hình 4.3.10. Mạch tương đương của
ngõ vào tầng khuỷu khéch đại h.4.3.8

$$R_{bb} \ll (\beta+1)R_E \quad (4-3-28a)$$

hay viết dưới dạng khác:

$$R_{BB} \ll \frac{R_E}{1-\alpha} \quad (4-3-28b)$$

thì (4-3-27) trở thành:

$$S = 1 + \frac{R_{BB}}{R_E} \quad (4-3-29)$$

Ta thấy R_E càng lớn, R_{BB} càng nhỏ, mạch sẽ càng ổn định.

Điều này (4-3-28a) được giải thích như sau. Số hạng $(\beta+1) R_E$ chính là điện trở đối với dòng I_B giữa hai điểm B – M (h. 4-3-10). Nó đại diện cho điện trở cào của tamsistor trên h. 4-3-8 hoặc h. 4-3-9. Khi $(\beta+1)R_E$ rất lớn so với R_{BB} có nghĩa là dòng I_B chạy trên ngõ vào của BJT chỉ rất nhỏ so với dòng phân cực I_P (và vì vậy do giá trị R_{B1}, R_{B2}) quyết định, còn bản thân transistor ít gây ảnh hưởng. Nhờ đó điện áp phân cực V_{BM} khá ổn định là điểm làm việc Q ít bị xê dịch (Cũng trên cơ sở giải thích này mà về sau, ở các tầng khuếch đại phân cực kiểu phân áp, để đảm bảo ổn định điểm tĩnh, người ta thường chọn R_{B1}, R_{B2} sao cho $I_P = (5 \div 10) I_B$. Điều này hoàn toàn tương hợp với điều kiện (4-3-29a). Trong thực tế, để thỏa mãn (4-3-28a), người ta chọn: $R_{BB} = \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{10}\right)(\beta+1)R_E$)

Trở lại các công thức xác định điểm tĩnh, khi có điều kiện (4-3-28), các hệ thức (4-3-23), (4-3-24) trở thành:

$$E_{BB} = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \approx V_{BE} + I_E R_E \quad (4-3-23a)$$

$$I_B \approx \frac{E_{BB} - V_{BE}}{(\beta+1)R_E} \quad (4-3-24a)$$

$$\text{do đó: } I_C = \beta I_B \approx \frac{E_{BB} - V_{BE}}{R_E} \quad (4-3-25a)$$

nghĩa là dòng I_C hầu như không phụ thuộc gì vào β và sự biến động của tham số đó

Các hệ thức (4-3-24) ÷ (4-3-26) thường dùng để xác định điểm làm việc của BJT khi đã biết $V_{CC}, R_C, R_E, R_{B1}, R_{B2}, \beta \dots$ Trong thiết kế mạch, nhiều khi người ta lại cho trước (hoặc chọn trước) điểm tĩnh Q rồi cần tìm các điện trở phân cực. Lúc đó, giá trị R_{B1}, R_{B2} được tính theo công thức sau đây, rút ra từ hệ phương trình (4-3-21), (4-3-22):

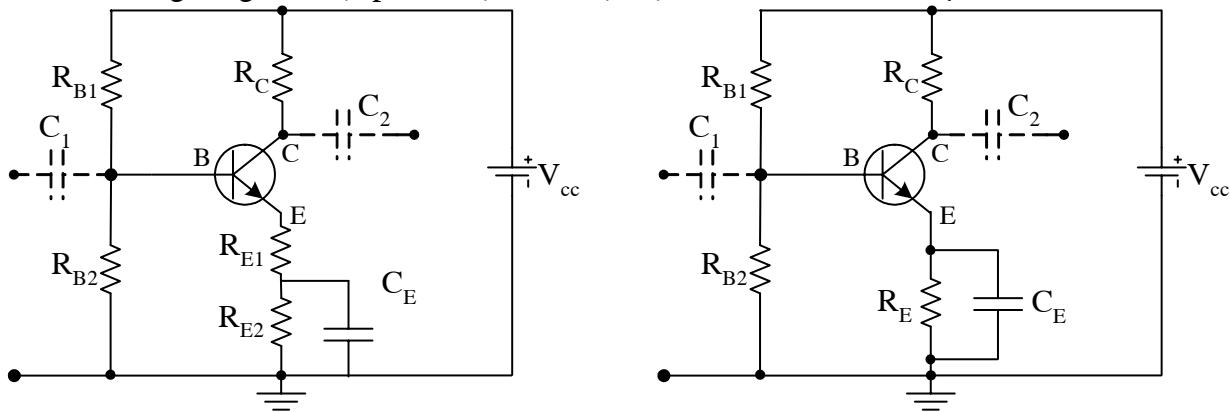
$$R_{B1} = R_{BB} \frac{V_{CC}}{E_{BB}} \quad (4-3-30)$$

$$R_{B2} = \frac{R_{BB}}{1 - \frac{E_{BB}}{V_{CC}}} \quad (4-3-31)$$

trong đó giá trị R_{BB} và E_{BB} chọn theo (4-3-28) và (4-3-23a)

Ta vẫn có thể xác định điểm làm việc theo phương pháp đồ thị bằng cách dùng đặc tuyến tĩnh và các đường tải, xây dựng theo (4-3-24a) (hoặc 4-3-24b) và (4-3-26b).

Các công thức (4-3-4), (4-3-29) trên đây thể hiện vai trò điện trở R_E trong việc ổn định làm việc. Đây là tác dụng hồi tiếp âm dòng điện một chiều mà R_E đã gây ra cho tầng khuếch đại. Cũng như mạch ở h. 4-3-4, để tránh mất mát tín hiệu xoay chiều, người ta dùng tụ và có điện dung khá lớn mắc song song với một phân hoặc toàn bộ điện trở R_E như minh họa trên h. 4-3-11a và b.



Hình 4.3.11. Dùng tụ C_E để triệt hiđen hồi tiếp âm tín hiệu xoay chiều do R_E gây ra

Bài tập 4-4: Tầng khuếch đại E.C phân cực kiểu phân áp như h. 4-3-8. BJT thuộc loại N-P-N có $\beta = 100$, $I_{CBO} \approx 0$. $V_{CC} = 15V$. Biết $R_{B1} = 32K$, $R_{B2} = 6,8 K$, $R_E = 1,5K$, $R_C = 3K$, hãy xác định điểm làm việc tĩnh.

Giải

Lập sơ đồ tương đương thévenin cho bộ phận mạch ở bên trái hai điểm B-M ta có h. 4-3-9, trong đó:

$$R_{BB} = 32K//6,8K = 5,6K; \quad E_{BB} = 15V \cdot \frac{6,8}{32+6,8} = 2,60V$$

$$\text{Áp dụng (4-3-24) tính được } I_{BQ} = \frac{2,6 - 0,7}{5,6 + 101 \cdot 1,5} = 0,012mA$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 1,2mA; \quad V_{CEQ} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 15 - 1,2 (3+1,5) = 9,6v$$

Có thể giải gần đúng như sau:

Coi I_{BQ} rất nhỏ (tức là bỏ qua tác dụng măc song song của điện trở vào BJT so với R_{B2}) nên $V_B = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 2,6v$. Do đó $V_E = V_B - V_{BE} = 2,6 - 0,7 = 1,9v$. từ đó

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_E}{R_E} = 1,26mA, \quad I_{BQ} = \frac{I_C}{\beta} = 0,012mA, \quad V_{CE} = 9,3v.$$

Bài tập 4-5. Cho mạch điện như H. 4-3-8, $V_{CC} = 9v$, BJT thuộc loại Silic có $\beta = 60$, làm việc ở điểm tĩnh Q ($V_{CE} = 4,5v$, $I_C = 3mA$). Hãy xác định các điện trở trong mạch, và dựng đường tải một chiều trên đặc tuyến ra

Giải

Để ổn định điểm tĩnh theo nhiệt độ, chọn:

$$V_E = I_E R_E = \frac{1}{10} V_{CC} = 0,9v$$

$$\text{Do đó: } R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{0,9}{3\text{mA}} = 0,300\text{k}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE}}{I_C} = \frac{9 - 0,9 - 4,5}{3} = 1,2\text{k}\Omega$$

Dựa vào sơ đồ tương đương h. 4-3-9, coi I_B rất nhỏ, ta có:

$$E_{BB} = V_{BE} + I_E R_E = 0,7 + 0,9 = 1,6\text{V}$$

Để thoả mãn điều kiện (4-3-28a), chọn

$$R_{BB} = \frac{1}{10}(\beta + 1)R_E = 0,1 \cdot 61 \cdot 0,3 \approx 1,8\text{k}\Omega$$

Áp dụng (4-3-30) và (4-3-31) tính ra:

$$R_{B1} = 10,125\text{k}\Omega, R_{B2} = 2,197\text{k}\Omega$$

Chọn các điện trở tiêu chuẩn: $R_{B2} = 2,2\text{k}\Omega, R_{B1} = 10\text{k}\Omega$

Tính lại giá trị R_{BB} tương ứng:

$$R_{BB} = \frac{2,2 \times 10}{22 + 10} = 1,803\text{k}\Omega \text{ (xấp xỉ giá trị cũ)}$$

Như vậy dòng tĩnh ngõ vào là:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{3}{60} = 0,05\text{mA}$$

Đường tải một chiều cắt trực hoành tại hoành độ 9V , cắt trực tung tại tung độ $\frac{E_C}{R_C + R_E} = 6\text{mA}$ (xem h. 4-3-12)

4 – Phân cực nhờ hồi tiếp từ collector (h. 4-3-13)

Ở mạch này, điện trở R_B dẫn điện áp ngõ ra (cực collector) đưa ngược về ngõ vào (cực base):

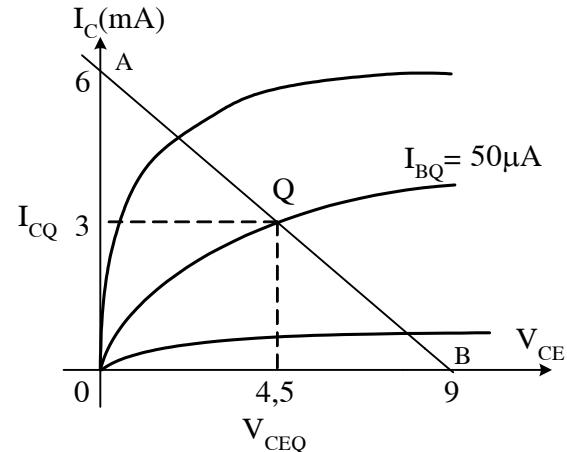
$$V_{BE} = V_{CE} - I_B R_B = V_{CC} - (I_C + I_B) R_C - I_B R_B \quad (4-3-32)$$

Vì vậy khi nhiệt độ làm tăng lên thì ảnh hưởng đó sẽ tác động ngược về ngõ vào, làm V_{BE} giảm và từ đó làm giảm I_C , nghĩa là bù trừ lại sự biến động điểm làm việc do nhiệt độ.

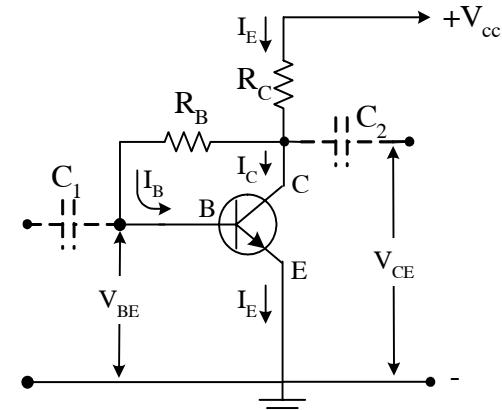
Áp dụng định luật Ohm cho vòng kín chứa R_C, R_B, V_{BE} , đồng thời lưu ý $I_C \approx \beta I_B$, ta dễ dàng xác định được.

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_B + (\beta + 1)R_C} \quad (4-3-33)$$

$$\text{Từ đó: } I_C = \beta I_B + I_{CBO} \approx \beta I_B$$



Hình 4.3.12.



Hình 4.3.13. Phân cực kiểu hồi tiếp từ Collector

$$(4-3-34)$$

$$\text{và: } V_{CE} = V_{CC} - I_E R_C \quad (4-3-35a)$$

$$\text{hay: } V_{CE} = I_B R_B + V_{BE} \approx I_B R_B \quad (4-3-35b)$$

Để tính hệ số bất ổn định S, ta áp dụng định lý thévenin, biến đổi tương đương mạnh h. 4-3-13 về dạng tổng quát (h. 4-3-1), kết quả có:

$$S = (\beta + 1) \frac{R_C + R_B}{R_B + (\beta + 1)R_C} = \frac{R_C + R_B}{R_B + (1 - \alpha)R_B} \quad (4-3-36)$$

Ta thấy: R_B càng nhỏ thì S càng tiến gần về giá trị 1, mạch càng ổn định. Tuy vậy, ngoài nhiệm vụ tạo điện áp phân cực V_{BE} , R_B còn dẫn tín hiệu xoay chiều ở ngõ ra (V_{CE}) đưa ngược về ngõ vào (hồi tiếp âm về điện áp) gây sút giảm hệ số khuếch đại của tầng. R_B càng bé tác dụng hồi tiếp âm càng mạnh, hệ số khuếch đại càng giảm. Để giảm bớt ảnh hưởng này, người ta mắc mạch như h. 4-3-14. Tụ C_B ngăn mạnh tín hiệu xoay chiều xuống đất, không hồi tiếp về cực base nữa.

Bài tập 4-6. Cho mạch điện như h. 4-3-15a. transistor N-P-N Silic có $\beta = 50$. $E = 9V$, $R_1 = 220K$, $R_2 = 300\Omega$, $R_3 = 1,7k\Omega$. hãy xác định điểm làm việc tĩnh.

Giải

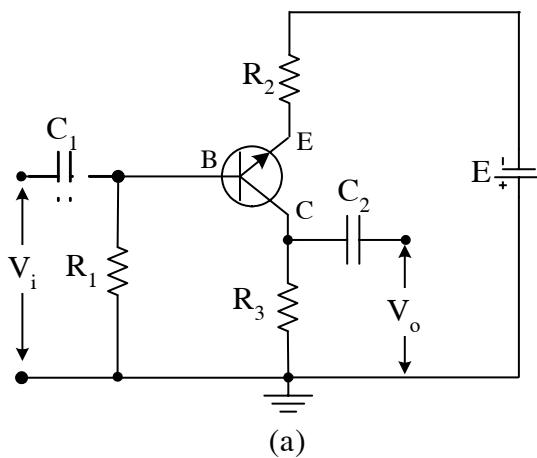
Thực chất đây vẫn là tầng khuếch đại E.C phân cực kiểu định dòng base, chỉ khác ở chỗ đã chọn cực dương của nguồn E làm điểm đất chung (masse) cho tần mạch. Ta sẽ lại mạch như h. 4-3-15b.

Giả thiết: $V_{BE} = 0,7v$ và coi dòng $I_{CBO} \approx 0$. Áp dụng (4-3-17):

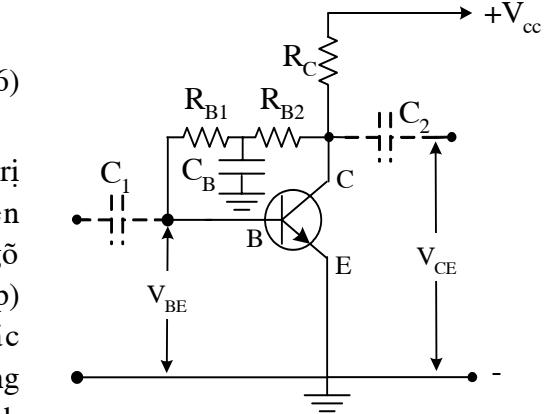
$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_1 + (\beta + 1)R_2} = \frac{9 - 0,7}{220 + 51 \cdot 0,3} = 0,035mA$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \cdot 0,035 = 1,75 mA$$

$$V_{CE} = E - I_C (R_2 + R_3) = 9v - 1,75 (1,7 + 0,3) = 5,50V$$



Hình 4.3.15.



Hình 4.3.14. Dùng tụ C_B để tránh hiện tượng hồi tiếp tín hiệu xoay chiều

Bài tập 4-7. Cho mạch điện như h. 4-3-16. transistor thuộc loại P-N-P chế độ bắng Ge có $\beta = 40$. biết $R_1 = 120 \text{ k}$, $R_2 = 3\text{k}$, $E = 12\text{v}$. Hãy xác định điểm tĩnh.

Giải

Đây là mạch khuếch đại kiểu collector chung (C.C) giả thiết $V_{BE} = 0,3\text{v}$.

$$I_B = \frac{|E| - V_{EB}}{R_1 + (\beta + 1)R_2} = \frac{12 - 0,3}{120 + 41.3} = 0,048\text{mA}$$

$$I_C \approx I_E \approx \beta I_B = 40.0,048 = 1,9\text{mA}$$

$$V_{EC} = 12\text{v} - 1,9.3 = 6,3\text{v}$$

$$\text{hay } V_{CE} = -6,3\text{v}$$

4-3-3. Phân cực cho JFET

1 – Phân cực cho JFET kiểu tự cấp

Các JFET thường được tự phân cực nhờ điện trở R_S mắc giữa cực nguồn và đất (hình 4-3-17, vẽ cho trường hợp JFET kênh N). Dòng máng I_D sẽ hạ trên điện trở đó một điện áp $V_{SM} = I_D R_S$. Chính điện áp này phân cực nghịch cho chuyển tiếp P-N giữa cực của kênh dẫn, bởi vì dòng qua R_G xấp xỉ bằng không cho nên điểm G gần như đẳng thế với điểm M.

$$V_{GS} = - I_D R_S \quad (4-3-37)$$

Ở ngõ ra, điện áp V_{DS} tạo bởi nguồn E_D giảm áp qua R_D và R_S :

$$V_{DS} = E_D - I_D(R_D + R_S) \quad (4-3-38)$$

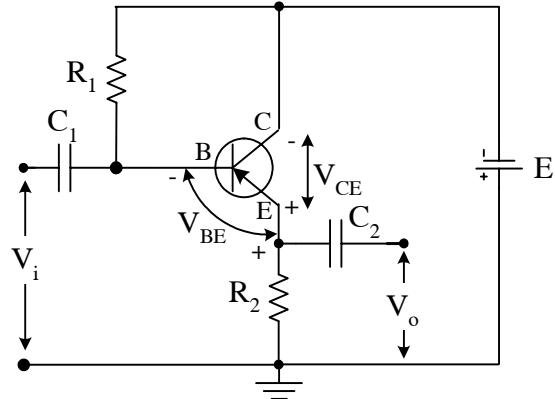
Các điện áp V_{GS} , V_{DS} này sẽ quyết định dòng điện trên các cực, nói cách khác: xác định nêu điểm làm việc tĩnh.

Ta có thể xác định điểm làm việc tĩnh Q bằng đồ thị. Thật vậy, giả sử đã có đặc tuyến truyền đạt $I_D = f(V_{GS})$ của JFET như ở hình 4-3-18 (đường số 1). Đặc tuyến này thường được mô phỏng bằng biểu thức:

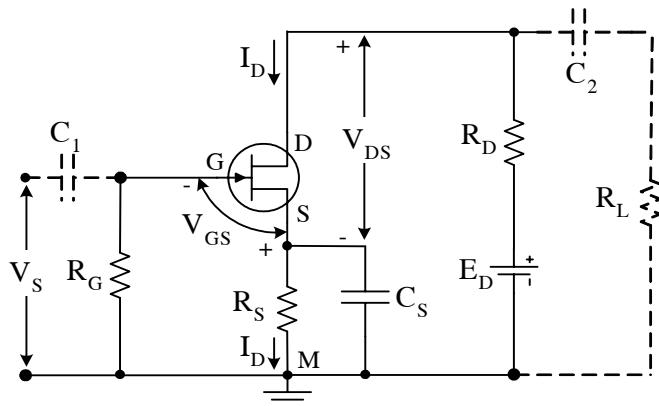
$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (4-3-39)$$

Mặt khác, từ (4-3-37) rút ra:

$$I_D = - \frac{1}{R_S} V_{GS} \quad (4-3-37a)$$

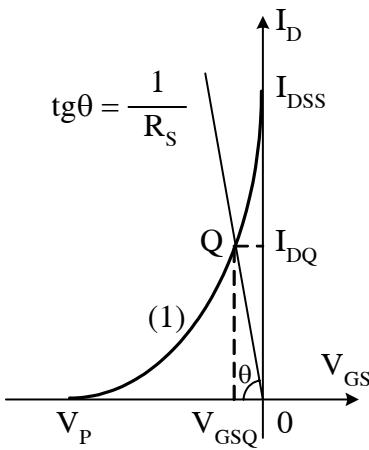


Hình 4.3.16

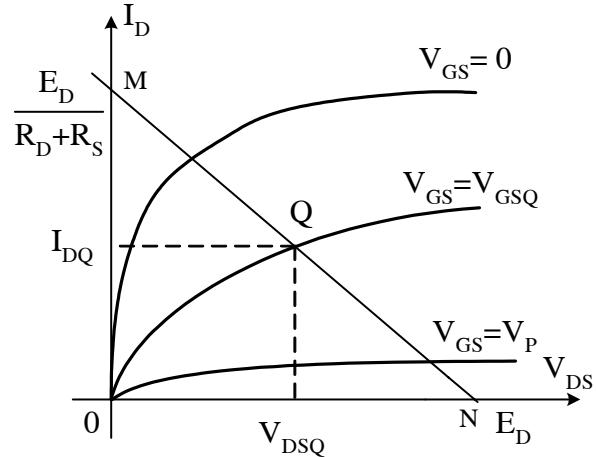


Hình 4.3.17. Phân cực cho JFET kiểu tự cấp

Đồ thị biểu diễn quan hệ này là đường thẳng OL trên h. 4-3-18. Giao điểm Q của hai đồ thị nối trên xác định cặp giá trị cần tìm : V_{GSQ} và I_{DQ} .



Hình 4.3.18. Xác định điểm tĩnh bằng đồ thị



Hình 4.3.19. Xác định điểm tĩnh ở ngõ ra theo phương pháp đồ thị

Ở ngõ ra, giả sử đã có họ đặc tuyến máng của JFET như h. 4-3-19. Mặt khác, từ (4-3-38) suy ra hàm giải tích của đường tải:

$$I_D = -\frac{1}{R_D + R_S} V_{DS} + \frac{E_D}{R_D + R_S} \quad (4-3-28a)$$

Thể hiện bằng đường MN, trên hình vẽ. Giao điểm của đường này với đặc tuyến tĩnh ứng với $V_{GS} = V_{GSQ}$ sẽ xác định trị số dòng và áp tĩnh trong mạch ra.

Người ta cũng có thể xác định điểm tĩnh Q theo phương pháp giải tích, khi đã biết các tham số V_P , I_{DSS} , R_D , R_S v.v...

Thật vậy, thay (4-3-37) vào biểu thức giải thích (4-3-29) của đặc tuyến, sau vài biến đổi đơn giản, sẽ đi đến:

$$\left(\frac{R_S}{V_P}\right)^2 I_{DSS} I_D^2 - \left(2 \cdot \frac{R_S I_{DSS}}{|V_P|} + 1\right) I_D + I_{DSS} = 0 \quad (4-3-40)$$

Đây là phương trình bậc hai đối với I_D . Nghiệm của nó chính là I_{DQ} (Nếu I_D đã cho thì (4-3-40) lại là phương trình bậc hai đối với R_S). Người ta thường giải phương trình này để tìm R_S khi dùng JFET như một nguồn dòng, tạo ra dòng $I_D = \text{const}$). Từ đó, áp dụng (4-3-37) (4-3-38) sẽ xác định được V_{GSQ} và V_{DSQ} .

Bài tập 4-8: Xác định điểm làm việc tĩnh của JFET kênh N mắc theo mạch nguồn chung, phân cực tự cấp (h.4-3-17) biết rằng $V_P = -4v$, $I_{DSS} = 8mA$, $R_D = 1,5k$, $R_S = 1k$, $E_D = 15v$, ($R_G = 1M\Omega$).

Giải

Dùng phương pháp giải thích, áp dụng phương trình (4-3-40), sau khi thấy các giá trị bằng số ta có:

$$0,5 \cdot 10^3 I_D^2 - 1I_D + 8 \cdot 10^{-3} = 0 \text{ (đơn vị mA)}$$

Phương trình bậc hai này có hai nghiệm là 8mA và 2mA, trong đó chỉ có nghiệm $I_{DQ} = 2mA$ là thích hợp.

$$\text{Ta có: } V_{GSQ} = -R_S I_{DQ} = -10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = -2V$$

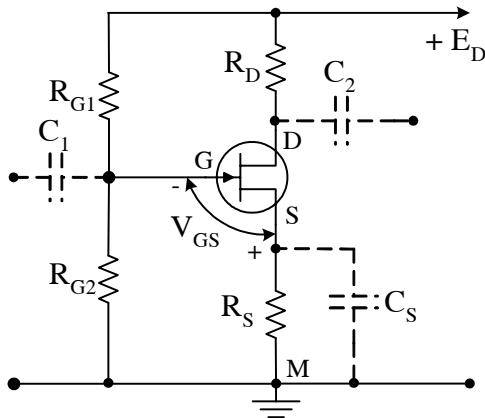
$$V_{DSQ} = E_D - I_{DQ} (R_S + R_D) = 15 - 2 (1,5 + 1) = 10V$$

2 – Phân cực cho JFET (hoặc MOSFET) kiểu phân áp (h. 4-3-20)

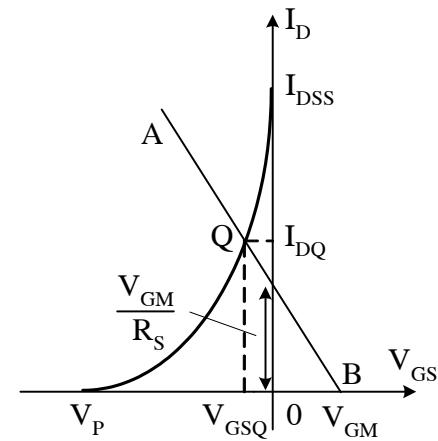
Hai điện trở R_{G1} , R_{G2} tạo nên bộ phận áp. Do $I_G \approx 0$ cho nên:

$$V_{GM} = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = \text{const} \quad (4-3-41)$$

Mặt khác $V_{SM} = I_D R_S$ (4-3-42)



Hình 4.3.20. Phân cực cho JFET kiểu phân áp



Hình 4.3.21. Xác định điểm tĩnh bằng đồ thị

Vì vậy điện áp phân cực ở ngõ vào xác định bởi:

$$V_{GS} = V_{GM} - I_D R_S \quad (4-3-43)$$

Và ở ngõ ra:

$$V_{DS} = E_D - I_D (R_D + R_S) \quad (4-3-44)$$

Muốn xác định điểm làm việc tĩnh bằng đồ thị, từ (4-3-43) ta rút ra:

$$I_D = -\frac{1}{R_S} V_{GS} + \frac{V_{GM}}{R_S}$$

Quan hệ này (dạng $y = ax + b$) thể hiện bằng đường thẳng AB trên h. 4-3-21 (cắt trục hoành tại hoành độ V_{GM} , cắt trục tung tại tung độ $\frac{V_{GM}}{R_S}$). Giao điểm của đường này với đặc tuyến truyền đạt $I_D = f(V_{GS})$ sẽ là điểm tĩnh Q.

4-4. SƠ LƯỢC VỀ HỒI TIẾP VÀ ẢNH HƯỞNG CỦA CHÚNG

4-4-1 Định nghĩa

Hồi tiếp là hiện tượng đưa tín hiệu từ ngõ ra của bộ khuếch đại (hoặc tầng khuếch đại) ngược trở về ngõ vào, nghĩa là trái với đường truyền thông thường của quá trình khuếch đại.

Sơ đồ khối của khuếch đại có hồi tiếp như hình 4-4-1, trong đó mạch hồi tiếp được đại diện bằng mạng bốn cực với hệ số truyền đạt β (gọi là hệ số hồi tiếp).

$$\beta = \frac{V_F}{V_o} \quad (4-4-1)$$

Còn bản thân bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại điện áp (hoặc độ lợi áp) là:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \quad (4-4-2)$$

Một cách tổng quát, các đại lượng điện áp vào, điện áp ra và điện áp hồi tiếp là những đại lượng hình sin, có biên độ và góc pha thay đổi theo tần số (do trong mạch chứa các linh kiện không thuần trو), cho nên chúng được biểu thị bằng các số phức.

Từ đó A_v và β cũng được biểu thị bằng các số phức:

$$\dot{A}_v = A_v \exp(j\varphi_k) \quad (4-4-3)$$

$$\dot{\beta} = \beta \exp(j\varphi_\beta) \quad (4-4-4)$$

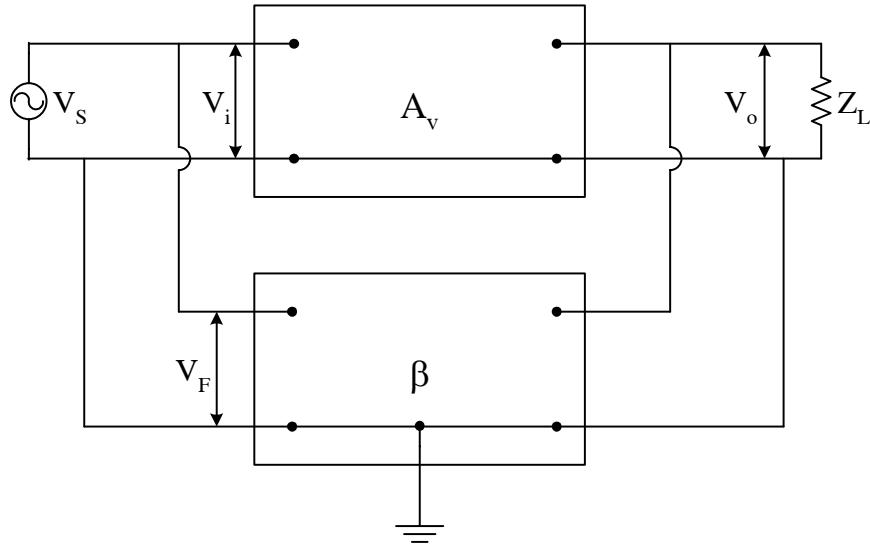
Trường hợp riêng, khi bộ khuếch đại chỉ làm việc ở tần số trung bình, góc lệnh pha φ_k và φ_β là không đáng kể thì mới xem A_v , β là những số thực. Dưới đây trong các tính toán, để đơn giản ta thường giả thiết A , β là các số thực.

4-4-2. Phân loại

Để phân loại hồi tiếp, người ta thường dựa vào ba cơ sở:

- Tùy theo điện áp hồi tiếp (V_F) tỷ lệ với điện áp ra (V_o), dòng điện ra (I_o) hay tỷ lệ với cả hai mà hồi tiếp hỗn hợp. Thông thường, để phân biệt 3 trường hợp này, người ta làm phép thử: lần lượt cho tải ở ngõ ngắn mạch hoặc hở mạch, rồi xét xem trong trường hợp đó điện áp V_F bằng không hay khác không. Ví dụ nếu ngắn mạch tải mà $V_F = 0$ thì đó là hồi tiếp điện áp. Nếu hở mạch tải, $V_F = 0$ thì đó là hồi tiếp dòng điện.
- Mặt khác, tùy theo điện áp hồi tiếp đưa về ngõ vào mắc nối tiếp hay song song với nguồn tín hiệu vào mà phân biệt hồi tiếp nối tiếp hay hồi tiếp song song.
- Ngoài ra, nếu tín hiệu hồi tiếp đồng pha với nguồn tín hiệu ở ngõ vào (do đó làm tăng điện áp vào độ khuếch đại) thì gọi là hồi tiếp dương, nếu tín hiệu hồi tiếp ngược pha với nguồn tín hiệu ban đầu (do đó làm giảm điện áp vào) thì gọi là hồi tiếp âm.

Ví dụ ở mạch h. 4-3-13, R_B gây hồi tiếp âm - điện áp - song song, còn ở h. 4-3-11a, R_{E1} gây hồi tiếp âm - dòng điện - nối tiếp (đối với thành phần một chiều thì cả R_{E1} , R_{E2} gây hồi tiếp âm - dòng điện - nối tiếp).



Hình 4.4.1. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp

Hồi tiếp âm rất thông dụng trong các mạch khuếch đại. Nó cải thiện nhiều tính năng của mạch. Trái lại, hồi tiếp dương thường làm bộ khuếch đại giảm sút chất lượng, thậm chí phá hỏng trạng thái ổn định của nó, do đó rất cần tránh. Hồi tiếp dương chỉ được dùng trong các mạch tạo dao động mà thôi (xem chương 6).

4-4-3. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến các tham số của bộ khuếch đại

1 - Ảnh hưởng đối với độ lợi áp.

Xét sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp điện áp nối tiếp (h. 4-4-2) và hãy xác định độ lợi áp của mạch khi có hồi tiếp A_{vf}

Theo định nghĩa:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} \quad (4-4-5)$$

Do có hồi tiếp nên:

$$V_i = V_s \pm V_F \quad (4-4-6)$$

Dấu cộng lúc V_F đồng pha với V_s (hồi tiếp dương), dấu trừ khi V_F ngược pha với V_s (hồi tiếp âm).

Thay V_o theo (4-4-2), V_i theo (4-4-6) đồng thời chú ý đến quan hệ (4-4-1) thì trong trường hợp hồi tiếp âm, ta sẽ có:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \quad (4-4-7a)$$

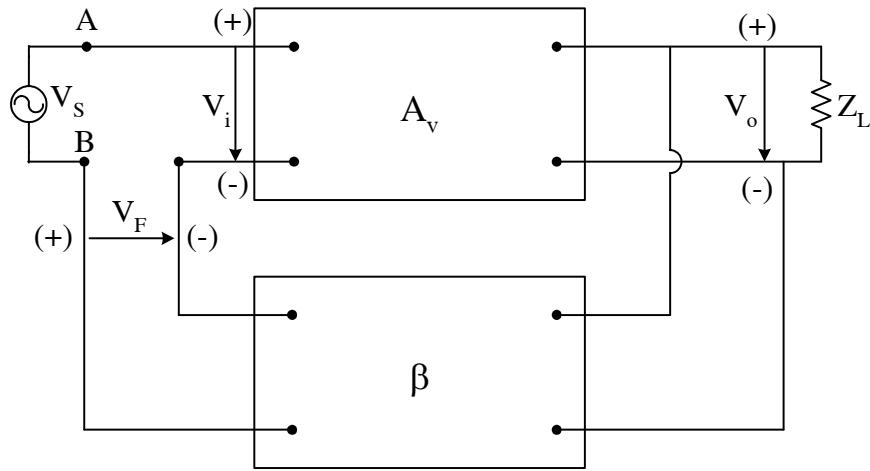
Nếu hồi tiếp dương thì :

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 - \beta A_v} \quad (4-4-7b)$$

Như vậy hồi tiếp âm đã làm giảm độ lợi áp của bộ khuếch đại. Hồi tiếp dương làm tăng độ lợi áp, nhưng nếu xảy ra điều kiện:

$$\dot{\beta} \dot{A}_v = 1 \quad (4-4-8)$$

thì $A_{vf} \rightarrow \infty$. Điều này có nghĩa là: chỉ cần một biến động nhỏ của điện áp hoặc dòng điện trên ngõ vào (khả năng này thường xảy ra) thì lượng biến động đó sẽ được tăng cường lên mãi, trở thành một dao động tồn tại thường xuyên ở ngõ ra, mặc dù không có tín hiệu hữu ích đưa đến ngõ vào. Ta gọi đó là dao động tự kích, hoặc tự dao động. Đây là trạng thái cần tránh ở các bộ khuếch đại. Thông thường, hồi tiếp dương làm cho mạch làm việc kém ổn định và dễ dàng dẫn tới điều kiện (4-4-8).



Hình 4.4.2. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp điện áp nối tiếp

Đối với bộ khuếch đại có hồi tiếp âm song song (h. 4-4-3), biểu diễn tín hiệu vào dưới dạng nguồn dòng I_S , gọi hệ số hồi tiếp là:

$$\beta_f = \frac{I_f}{V_o} \quad (4-4-9)$$

bằng chứng minh tương tự, ta cùng tìm được hàm truyền thuận $A_f = \frac{V_o}{I_s}$ có dạng tổng quát:

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A}{1 + \beta_f A} \quad (4-4-10)$$

Trong đó $A = \frac{V_o}{I_i}$ là hàm truyền thuận của bản thân bộ khuếch đại (chưa hồi tiếp).

Trong công thức (4-4-7), $\frac{dA}{dV_o} = \frac{1}{1 + \beta A} \approx \frac{1}{\beta A}$ thường gọi là độ sâu hồi tiếp

Trường hợp A_v rất lớn và $\beta A_v \gg 1$ (gọi là hồi tiếp rất sâu) thì (4-4-7a) trở thành:

$$A_{vf} \approx \frac{1}{\beta} \quad (4-4-11)$$

Nghĩa là đội lợi của mạch chỉ do bộ phận hồi tiếp quyết định, không phù thuộc gì vào bản thân tầng khuếch đại và nhân tố gây mất ổn định trong tầng đó.

2. Ảnh hưởng đối với sự mất ổn định của độ lợi áp

Các tham số của transistor thường thay đổi theo nhiệt độ môi trường và theo thời gian làm việc (quá trình giá hoá), vì vậy độ lợi áp (hoặc độ lợi dòng) của bộ khuếch đại thường bị biến động.

$\frac{dA_v}{A_v}$ đặc trưng cho lượng thay đổi tương đối của độ lợi áp, còn gọi là hệ số bất ổn định của A_v

Đối với bộ khuếch đại có hồi tiếp âm, độ lợi áp xác định theo (4-4-7a). Lấy vi phân hệ thức này theo lượng biến đổi dA_v ta có:

$$dA_{vf} = \frac{1}{(1 + \beta A_v)^2} dA_v$$

Từ đó xác định được lượng biến đổi tương đối (tức là hệ số bất ổn định) của A_{vf}

$$\frac{dA_{vf}}{A_{vf}} = \frac{dA_v / A_v}{1 + \beta A_v} \quad (4-4-12)$$

Rõ ràng hồi tiếp âm đã làm giảm sự mất ổn định của độ lợi áp.

Hồi tiếp âm cũng làm cho độ lợi Av ít bị thay đổi theo tần số nghĩa là giảm méo tần số mà mở rộng giải thông của bộ khuếch đại. Điều này có thể giải thích sơ lược như sau. Thông thường, trị số Av bị sụt ở tần số thấp và tần số cao. Ở bộ khuếch đại có hồi tiếp âm, Av sụt làm điện áp ra V_O giảm thì điện áp hồi tiếp V_F = βV_O cũng giảm, do đó, theo (4-4-6), điện áp vào V_i sẽ tăng và làm điện áp ra tăng. Kết quả là điện áp ra ít bị thay đổi hơn so với khi không có hồi tiếp.

Ngoài ra hồi tiếp âm còn làm giảm méo phi tuyến, giảm nhiễu cho bộ khuếch đại.

3) Ảnh hưởng đối với điện trở vào

a) Trường hợp hồi tiếp nối tiếp (xem h. 4-4-2). Gọi Z_i là trở kháng vào của bản thân bộ khuếch đại (chưa có hồi tiếp):

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (4-2-13)$$

Còn Z_{if} là trở kháng vào khi đã hồi tiếp (trở kháng vào nhìn từ hai điểm A-B):

$$Z_{if} = \frac{V_s}{I_i} \quad (4-4-14)$$

Do: $V_i = V_s - V_F$ (khi hồi tiếp âm)

Hay: $V_s = V_i + V_F = V_i + \beta V_O = V_i (1 + \beta A_v)$

Nên (4-4-14) trở thành:

$$Z_{if} = Z_i + (1 + \beta A_v) = F Z_i \quad (4-4-15)$$

Như vậy hồi tiếp âm nối tiếp đã làm tăng trở kháng vào bộ khuếch đại lên F lần.

b) Trường hợp hồi tiếp âm song song (xem h. 4-4-3), dùng nguồn dòng I_S và các đại lượng A, B_f như đã ghi trên hình này ta dễ dàng xác định được trở kháng vào khi có hồi tiếp:

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{Z_i}{1 + \beta_f A} \quad (4-4-16)$$

Nghĩa là hồi tiếp âm song song đã làm giảm trở kháng vào.

Lưu ý rằng nghịch đảo của trở kháng Z là dẫn nạp cho nên đảo ngược 2 vế của (4-4-16) ta có:

$$Y_{if} = \frac{I_s}{V_i} = \frac{1}{Z_i} + \frac{\beta_f A}{Z_i} = \frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_i / (\beta_f A)} \quad (4-4-17)$$

Biểu thức này cho thấy: khi có hồi tiếp âm song song, mạch vào của bộ khuếch đại bị phân dòng (tức là bị mắc song song) bởi một điện trở có một giá trị nhỏ hơn trở kháng vào β_f A lần. Do đó ta có thể viết.

$$Z_{if} = \left(Z_i // \frac{Z_i}{\beta_f A} \right) \quad (4-4-16a)$$

Ví dụ mạch ở hình 4-3-13, dòng hồi tiếp I_f chính là dòng qua R_B, xác định từ hiệu điện thế ở hai đầu điện trở này, điện áp ra là V_{CE}. Do đó khi áp dụng (4-4-16),

Ta có :

$$\beta_f = \frac{I_f}{V_o} = \frac{V_{BE} - V_{CE}}{R_B \cdot V_{CE}}$$

$$A = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_{CE}}{I_B}.$$

Nghĩa là : $B_f A = \frac{1}{R_B} \cdot \frac{V_{BE} - V_{CE}}{I_B}$

Như đã nhận xét từ h. 4-2-12c trước đây, tầng khuếch đại Emitter chung có điện áp ra ngược pha với điện áp vào $V_{CE} = -A_v V_{BE}$, vì vậy:

$$V_{BE} - V_{CE} = V_{BE} - (-A_v V_{BE}) = V_{BE} (1 + A_v)$$

Từ đó: $B_f A = \frac{1}{R_b} Z_i (1 + A_v)$ hay $\frac{Z_i}{\beta_f A} = \frac{R_b}{1 + A_v}$

Thay vào (4-4-16a) sẽ có:

$$Z_{if} = Z_i // \left(\frac{R_b}{1 + A_v} \right)$$

Rõ ràng điện trở $\frac{R_b}{1 + A_v}$ đã làm phân nhánh điện trở vào của tầng khuếch đại.

4) Ảnh hưởng đối với điện trở ra

Ảnh hưởng này chỉ tùy thuộc cách lấy tín hiệu hồi tiếp ở ngõ ra (nghĩa là tùy thuộc điện áp hay hồi tiếp dòng điện) mà không phụ thuộc cách đưa tín hiệu hồi tiếp về ngõ vào (song song hay nối tiếp).

Xét mạch hồi tiếp âm điện áp hồi tiếp như trên hình 4-4-4. Bản thân bộ khuếch đại vốn có trở kháng là Z_o , độ lợi áp là A_v , cho nên giữa hai cực ra (điểm E-F) sẽ tương đương như có một sức điện động $A_v V_i$ nối tiếp với trở kháng Z_o . Khi có hồi tiếp, trở kháng ra (tức trở kháng giữa hai điểm C-D nhìn về phía bộ khuếch đại) sẽ được ký hiệu Z_{of} .

Để xác định Z_{of} , ta giả thiết $V_s = 0$ mà có nguồn tín hiệu V_o đặt vào giữa hai điểm C-D, gây ra dòng I_o trong mạch ra.

Theo sơ đồ: $V_o = I_o Z_o + A_v V_i$ (4-4-18)

Nhưng $V_S = 0$ nên $V_i = -V_F = -\beta V_o$ (hồi tiếp âm).

Thay vào (4-4-18), sau vài phép tính đơn giản sẽ tìm được:

$$Z_{of} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_v} \quad (4-4-19)$$

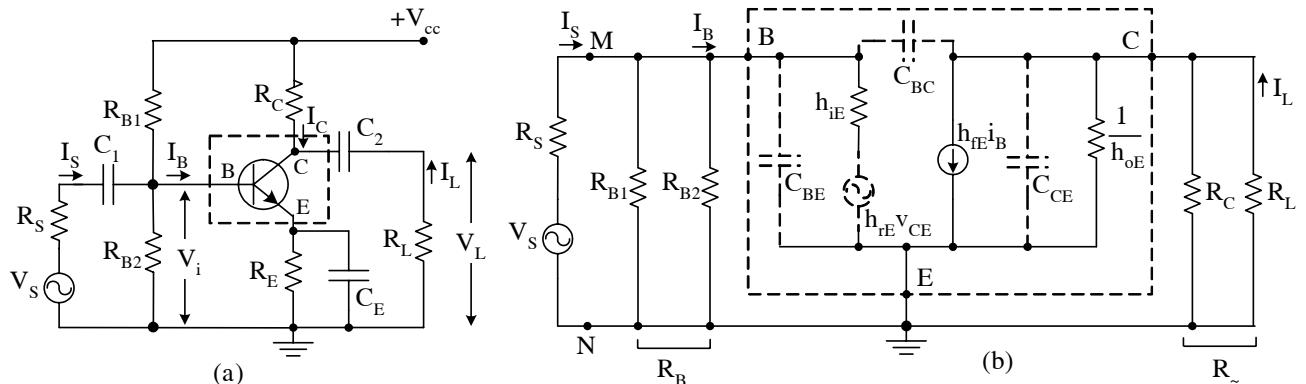
Hồi tiếp âm điện áp đã làm giảm trở kháng ra của bộ khuếch đại.

Tương tự, người ta cũng chứng minh được hồi tiếp âm dòng điện sẽ làm tăng trở kháng ra bộ khuếch đại.

4-5 CÁC TẦNG KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG BJT HOẶC FET

Một thiết bị khuếch đại thường bao gồm nhiều tầng kế tiếp nhau. Các tầng ở phía đầu làm nhiệm vụ khuếch đại điện áp với biên độ tín hiệu còn chưa lớn nên được gọi chung nên được gọi chung là tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ. Chúng làm việc ở chế độ A. Các tầng phía cuối có nhiệm vụ đưa ra trên tải một tín hiệu công suất lớn, ít méo dạng và hiệu suất cao, thường gọi là tầng khuếch đại công suất. Dưới đây, chúng ta khảo sát một tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ theo phương pháp thông dụng và phương pháp giải tích: thay thế mạch cụ thể bằng sơ đồ tương đương xoay chiều, rồi tiến hành đơn giản hóa, sau đó tính ra các thông số đặc trưng của mạch. Đó là các thông số: độ lợi áp, độ lợi dòng, điện trở vào, điện trở ra đối với tín hiệu xoay chiều.

4-5-1. Tầng khuếch đại dùng BJT mắc E.C (h. 4-5-1a).



Hình 4.5.1. Tầng khuếch đại EC (a) và sơ đồ tương đương của nó (b)

Như đã nêu ở phần 4-3-3, trong tầng này R_E là điện trở ổn định làm việc, các điện trở R_{B1} , R_{B2} , R_C tạo điện áp phân cực cho ngõ vào và ngõ ra, R_L đại diện cho tải ở ngõ ra (hoặc điện trở vào của tầng tiếp theo), V_S và R_S là sức điện động và nội trợ của nguồn tín hiệu cần khuếch đại. Các tụ điện C_1 , C_2 là tụ phân đường (hoặc tụ nối tầng). Tụ C_E tránh hiện tượng hồi tiếp âm dòng điện xoay chiều do R_E gây ra (gọi là tụ thoát emittter)

Để xác định điểm làm việc tĩnh của tầng khuếch đại này, ta có thể dùng phương pháp đồ thị [xem bài 4-2-1 với các đường tải xây dựng theo (4-3-24a) và (4-3-26b)] hoặc dùng phương pháp giải tích [dựa vào các hệ thức (4-3-21) ÷ (4-3-26)]

Dưới đây ta khảo sát các tham số xoay chiều của mạch.

Giả thiết tín hiệu vào có dạng hình sin, ở miền tần số trung bình. Các tụ điện C_1 , C_2 , C_E có điện dung khá lớn và do đó trở kháng rất nhỏ, coi như ngắn mạch các tín hiệu xoay chiều qua chúng. Còn

các điện dung liên cực và tụ kí sinh, ở miền tần số trung bình, coi như không đáng kể. Trong các điều kiện đó, Thay BJT bằng sơ đồ tương đương dùng tham số h (xem h. 2-5-15b hoặc h. 2-5-15c), mạch đã cho sẽ có dạng h. 4-5-1b, với:

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2}) = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (4-5-1)$$

$$R_\sim = (R_C // R_L) = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (4-5-2)$$

Các điện áp và dòng điện ghi trên sơ đồ là các giá trị hiệu dung. Các nhánh vẽ nét đứt là tương ứng với các đại lượng đã được bỏ qua.

a) Điện trở vào

Điện trở vào của tầng khuếch đại EC xác định được từ sơ đồ tương đương:

$$R_{iE} = (R_B // h_{iE}) \quad (4-5-3)$$

Ở đây h_{iE} là điện trở vào của BJT măc EC (khi ngõ ra ngắn mạch tín hiệu xoay chiều) xác định tại điểm làm việc. Nó đồng nhất với tham số r_{iE} ở mạch tương đương vật lý, xác định bởi hệ thức (2-5-29):

$$h_{iE} = r_{iE} = r_E + (\beta + 1)r_E \approx \beta r_E \quad (4-5-4)$$

Trong đó r_E xác định gần đúng theo (2-5-24b) ở nhiệt độ thường. Nếu có:

$$R_B \gg h_{iE} \quad (4-5-5)$$

$$\text{thì} \quad R_{iE} \approx h_{iE} \quad (4-5-3a)$$

Thông thường tầng khuếch đại E.C có điện trở vào cỡ $600\Omega \rightarrow 2k\Omega$

b) Điện trở ra

Điện trở ra của tầng khuếch đại (điện trở nhìn từ hai đầu tải R_L về phía trước, khi $V_S = 0$)

$$R_{OE} = \left(R_C // \frac{1}{h_{OE}} \right) \approx R_C \quad (4-5-6)$$

c) Độ lợi dòng

Độ lợi dòng xác định bởi tỷ số giữa dòng qua tải I_L và dòng tín hiệu ngõ vào I_S :

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} \quad (4-5-7)$$

ở ngõ ra điện áp trên tải có thể xác định theo dòng I_L hoặc theo nguồn dòng $h_{fE} I_B$:

$$V_L = - I_L R_L = - h_{fE} I_B R_\sim$$

$$\text{Do đó: } I_L = h_{fE} I_B \frac{R_\sim}{R_L} \quad (4-5-8)$$

Tương tự, điện áp giữa hai điểm M-N trong ngõ vào cũng có thể xác định theo hai cách:

$$V_{MN} = I_S R_{iE} = I_B h_{iE}$$

Do đó:

$$I_S = I_B \frac{h_{iE}}{R_{iE}} \quad (4-5-9)$$

Thay (4-5-8) và (4-5-9) và (4-5-7):

$$A_{iE} = h_{fE} \cdot \frac{R_{iE}}{h_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-10)$$

Nếu thoả mãn điều kiện (4-5-5) thì điện áp (4-5-3a) sẽ có:

$$A_{iE} = h_{fE} \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-10a)$$

Để A_i lớn, trị số R_{\sim} không được quá nhỏ so với R_L . Muốn vậy R_C phải đủ lớn. Thực tế thường chọn $R_C = (3 \div 5) R_L$

d) Độ lợi áp

Độ lợi áp xác định bằng tỷ số giữa điện áp và điện tải và điện áp vào.

$$A_{vE} = \frac{V_L}{V_i} \quad (4-5-11)$$

Theo hình vẽ:

$$V_L = h_{fE} I_B R_{\sim} \quad (4-5-12)$$

$$V_i = h_{iE} I_B \quad (4-5-13)$$

Do đó:

$$A_{vE} = -h_{fE} \frac{R_{\sim}}{h_{iE}} \quad (4-5-14)$$

Dấu trừ biểu thị điện áp ra của mạch E.C ngược pha với điện áp vào (như đã nhận xét ở h. 4-2-12)

So sánh (4-5-14) với (4-5-10) sẽ có quan hệ:

$$A_{vE} = -A_{iE} \cdot \frac{R_L}{h_{iE}} \quad (4-5-15)$$

Nếu thoả mãn điều kiện (4-5-5), ứng dụng (4-5-10a) và chú ý đến (4-5-4) sẽ biểu thị gần đúng:

$$A_{vE} \approx -A_{iE} \cdot \frac{R_L}{h_{iE}} \quad (4-5-15a)$$

Cũng gần, lấy gần đúng (4-5-4) sẽ có dạng khác:

$$A_{vE} \approx -\frac{R_{\sim}}{r_E} \quad (4-5-15b)$$

(Trường hợp không có tụ C, điện trở R_E sẽ gây hồi tiếp âm làm giảm độ lợi áp. Một cách gần đúng, để tính A_{VE} , ta vẫn dùng (4-5-14) nhưng thay h_{iE} ở mẫu số [h_{iE} xác định theo (4-5-4)] bởi величин $r_B + (\beta + 1)(r_E + R_E) \approx \beta(r_E + R_E)$. cũng có thể dùng công thức suy diễn từ (4-5-15b):

$$A_{VE} \approx \frac{-R_{\sim}}{r_E + R_E} \quad (4-5-15c)$$

trong đó:

$$R_E \approx \frac{25(mV)}{I_E(mA)} \text{ (ở nhiệt độ thường)} \quad (4-5-16)$$

Trên thực tế, các tầng khuếch đại E.C có độ lợi áp từ 20 đến 200

e) Độ lợi áp toàn phần

Người ta còn định nghĩa độ lợi áp toàn phần:

$$A_{tp} = \frac{V_L}{V_S} \quad (4-5-17)$$

Áp dụng định luật Ohm cho mạch vào:

$$V_S = I_S(R_S + R_{iE})$$

Thay I_S theo (4-5-9), V_L theo (4-5-12), kết quả tính được:

$$A_{tp} = -h_{fE} \frac{R_{iE}}{h_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_S + R_{iE}} \quad (4-5-18)$$

Nếu $R_B \gg h_{iE}$ thì:

$$A_{tp} \approx -h_{fE} \frac{R_{\sim}}{R_S + h_{iE}} \quad (4-5-19)$$

Bài tập 4-9. Cho tầng khuếch đại E.C, phân cực kiểu phân áp, như h. 4-5-1a. biết $R_{B1} = 10k$, $R_{B2} = 2,2k$, $R_C = 1,2k$, $R_E = 300\Omega$, $R_L = 3k\Omega$. BJT có $h_{fE} \approx \beta = 60$, $h_{iE} = 600\Omega$, $h_{rE} \approx h_{OE} \approx 0$. Nộn trở nguồn tín hiệu $R_S = 100\Omega$. Hãy xác định các thông số cơ bản của tầng khuếch đại.

Giải

(Điểm làm việc tĩnh của mạch này đã xác định ở bài tập 4-5)

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 1,8K \quad ; \quad R_{\sim} = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 850\Omega$$

Vì vậy điện trở vào của tầng khuếch đại là:

$$R_B = (R_B // h_{iE}) = (1,8K // 600\Omega) = 450\Omega$$

- Điện trở ra:

$$R_{OE} = R_C = 1,2 k$$

Trị số h_{iE} lấy từ cẩm nang về BJT hoặc có thể tính gần đúng theo hệ thức (4-5-4): $h_{iE} = r_B + (\beta+1)r_E \approx \beta r_E = \beta \frac{25}{I_E}$ chặng hạn ở chế độ tĩnh đã xác định $I_E = 3\text{mA}$ thì: $h_{iE} \approx 60 \cdot \frac{25}{3} \approx 500\Omega$

$$\text{- Độ lợi áp } A_{VE} = -h_{fE} \frac{R_{\sim}}{h_{iE}} = -60 \frac{850}{600} = -85$$

$$\text{- Độ lợi dòng } A_{iE} = h_{fE} \frac{R_{\sim}}{R_L} \cdot \frac{R_{iE}}{h_{iE}} = 60 \cdot \frac{850}{3000} \cdot \frac{450}{600} = 13,25$$

- Độ lợi toàn phần

$$A_{tp} = -h_{fE} \frac{R_{iE}}{h_{iE}} \frac{R_{\sim}}{R_s + h_{iE}} = -60 \frac{450}{600} \cdot \frac{850}{100 + 600} = -54,6$$

Trên đây là phân tích mạch dựa vào sơ đồ tương đương vật lý (h. 2-5-17b), với cách làm tương tự, ta sẽ đi đến mạch tương đương như h. 4-5-2. kết quả:

a) Điện trở vào:

$$R_{IE} = (R_B // r_{iE}) \quad (4-5-3a)$$

trong đó

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

r_{iE} là điện trở vào của BJT măc E.C, xác định theo (2-5-29) và đồng nhất với h_{iE} nếu $R_B \gg r_{iE}$ thì: $R_{iE} \approx r_{iE}$ (4-5-5a)

b) Điện trở ra

$$R_{OE} = (R_C // r_{CE}) \approx R_C$$

c) Độ lợi dòng:

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-11a)$$

Trong đó β là hệ số khuếch đại dòng điện xoay chiều của măc E.C (đồng thời với h_{fE})

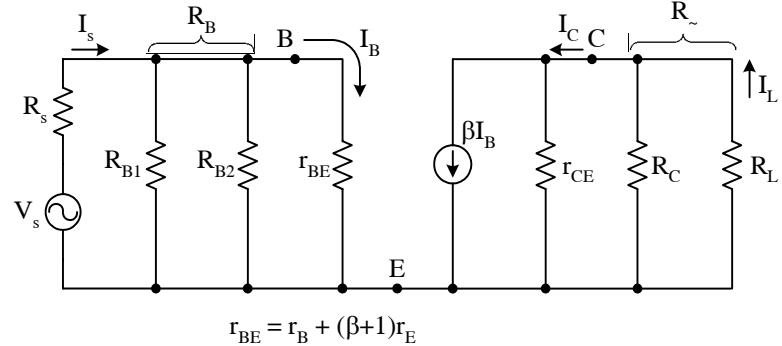
d) Độ lợi áp:

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}} \quad (4-5-15a)$$

e) Độ lợi áp toàn phần:

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}} \quad (4-5-19a)$$

Cũng cần lưu ý thêm rằng: nếu tín hiệu khuếch đại có tần số tương đối



Hình 4.5.2. Mạch tương đương vật lý của tầng khuếch đại

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

$$r_{BE} = r_B + (\beta+1)r_E$$

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE})$$

$$R_{iE} \approx r_{iE}$$

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L}$$

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}}$$

$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_s + R_{iE}}$$

thấp, thì không thể coi trở kháng các tụ: C_1 , C_2 , C_E là bằng không (ngắn mạch), do đó một phần tín hiệu sẽ mất mát trên trở kháng của các tụ này. Đặc biệt, điện trở R_E không còn bị C_E ngắn mạch nên sẽ gây hồi tiếp âm dòng điện. Kết quả là độ lợi áp của tầng bị giảm và điện áp ra trên tải sẽ giảm.

Trái lại, nếu tín hiệu có tần số khá cao thì vai trò các điện dung liên cực của BJT cùng các điện dung ký sinh khác sẽ không thể bỏ qua được nữa (vẽ nét đứt trên h. 4-5-1b). Mặt khác, theo đặc tính của BJT, hệ số h_{fE} (hoặc β) bị giảm ở tần số cao. Kết quả là ở vùng tần số cao, điện áp trên tải cũng bị giảm.

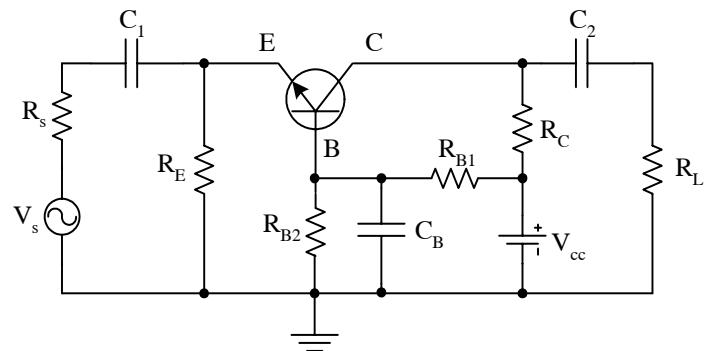
Các hiện tượng vừa nêu chính là nguyên nhân khiến đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại bị giảm ở phạm vi tần số thấp và tần số cao (h. 4-5-3)

4-5-2. Tầng khuếch đại dùng BJT mắc B.C

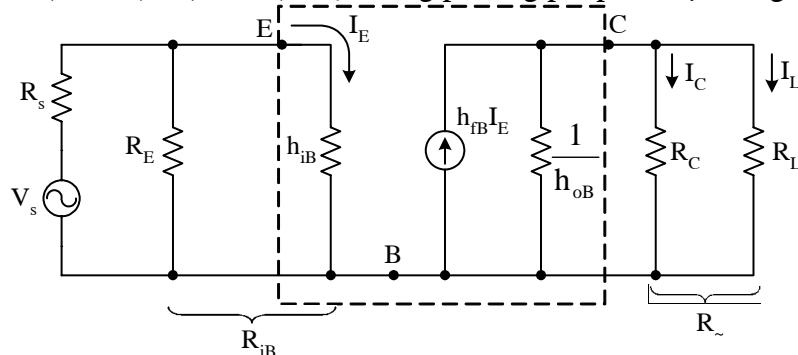
Trên hình 4-5-4 là tầng khuếch đại B.C chỉ dùng một nguồn cấp điện, phân cực kiểu phân áp (mạch base chung dùng hai nguồn cấp điện xem h. 2-5-2, hoặc 2-5-3).

Vai trò của điện trở, điện dung tương tự như ở mạch E.C. ở đây có thêm tụ C_B để ngăn mạch cực B xuống đất đối với tín hiệu xoay chiều.

Chế độ tính của tầng này vẫn tính toán theo các hệ thức (4-3-21) \div (4-3-26) hoặc dùng phương pháp đồ thị, tương tự như mạch E.C.



Hình 4.5.4. Tầng khuếch đại B.C



Hình 4.5.5. Mạch tương đương đối với tín hiệu xoay chiều

Sơ đồ tương đương xoay chiều có dạng như h. 4-5-5. Từ hình này ta xác định được:

a) Điện trở vào của tầng khuếch đại B.C:

$$R_{ib} = (R_E // h_{ib}) \quad (4-5-20)$$

$$\text{Thông thường: } R_E \gg h_{ib} \quad (4-5-21)$$

$$\text{Cho nên: } R_{ib} \approx h_{ib} \quad (4-5-22)$$

Thông thường h_{ib} bé (cỡ mấy chục Ω). Vì vậy tầng khuếch đại B.C có điện trở vào bé.

- b) Điện trở ra của tầng khuếch đại B.C (điện trở nhin từ hai đầu tải R_L về phía trước, khi $V_S = 0$):

$$R_{OB} = \left(R_C // \frac{1}{h_{OB}} \right) \approx R_C \quad (4-5-23)$$

- c) Độ lợi dòng: $A_{iB} = \frac{I_L}{I_s}$ (4-5-24)

mà điện áp trên tải ngõ ra xác định bởi:

$$V_L = I_L = h_{FB} I_E R_\sim \quad (4-5-25)$$

Cho nên $I_L = h_{FB} I_E \frac{R_\sim}{R_L}$ (4-5-26)

Tương tự, điện áp giữa 2 điểm E.B trong ngõ vào xác định bằng:

$$V_{EB} = I_S R_{ib} = I_E h_{ib} \quad (4-5-27)$$

Dó đó: $I_S = I_E \frac{h_{ib}}{R_{ib}}$ (4-5-28)

Thay (4-5-26), (4-5-28), vào (4-5-24) sẽ có:

$$A_{iB} = h_{FB} \frac{R_{ib}}{h_{ib}} \cdot \frac{R_\sim}{R_L} \quad (4-5-29)$$

Nếu áp dụng (4-5-21) thì:

$$A_{iB} = h_{FB} \frac{R_\sim}{R_L} \quad (4-5-30)$$

Trường hợp $R_L \ll R_C$ (và trường hợp riêng: tải ngắn mạch, $R_L = 0$) thì $R_\sim = R_L$ nên:

$$A_{iB} = A_{ibmax} = h_{FB} \quad (4-5-31)$$

Nghĩa là h_{FB} là giá trị lớn nhất có thể của độ lợi dòng tầng B.C

- d) Độ lợi áp của tầng khuếch đại base chung:

$$A_{VB} = \frac{V_L}{V_{EB}} \quad (4-5-32)$$

Thay (4-5-25) và (4-5-27) vào sẽ có:

$$A_{VB} = h_{FB} \frac{R_\sim}{h_{ib}} \quad (4-5-33)$$

Hệ số này dương, thể hiện điện áp ra của mạch B.C đồng pha với điện áp vào.

- e) Độ lợi áp toàn phần:

$$A_{tp} = \frac{V_L}{V_S} = h_{FB} \frac{R_\sim}{R_S + R_{ib}} \quad (4-5-34)$$

Nếu dùng sơ đồ tương đương vật lý ta sẽ có mạch tương đương như h. 4-5-6 và các kết quả tương tự:

a) Điện trở vào

$R_{iB} = (R_E // r_{iB}) \approx r_{iB}$ (4-5-22a) với r_{iB} là điện trở vào của BJT măc B.C (xem h. 2-5-16a) đồng nhất với h_{iB} . Từ hình này dễ dàng xác định được:

$$r_{iB} = r_E + (1+\alpha) r_B \approx r_E \quad (4-5-35)$$

nghĩa là điện trở vào của BJT măc B.C (r_{iB} hoặc h_{iB}) chỉ rất bé. Do đó R_{iB} bé.

b) Điện trở ra

$$R_{OB} \approx (R_C // r_C) \approx R_C \quad (4-5-23a)$$

c) Độ lợi dòng :

$$A_{iB} = \frac{I_L}{I_S} = \alpha \cdot \frac{R_{iB}}{r_{iB}} \cdot \frac{R_L}{R_L} \approx \alpha \cdot \frac{R_L}{R_L} \quad (4-5-30a)$$

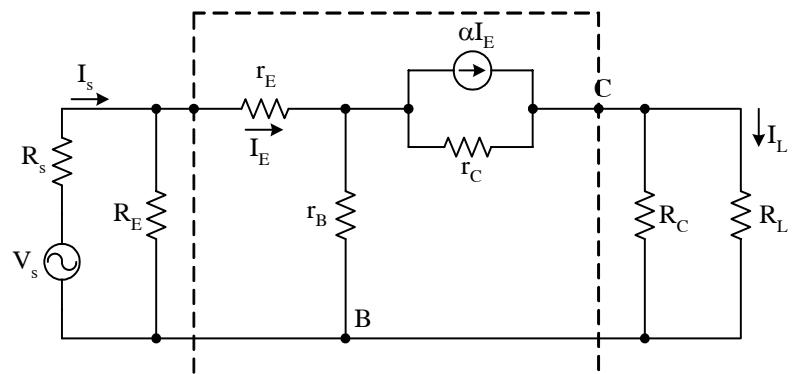
trong đó α là hệ số khuếch đại dòng điện xoay chiều của mạch B.C (đồng nhất với h_{fB})

d) Độ lợi áp:

$$A_{VB} = \frac{V_L}{V_{EB}} = \alpha \cdot \frac{R_L}{r_E} \quad (4-5-33a)$$

So sánh về phái của (4-5-33) hoặc (4-5-33a) với giá trị A_{VE} xác định theo (4-5-15) hoặc (4-5-15b) đồng thời chú ý đến (4-5-4) ta dễ dàng nhận thấy trị số độ lợi áp tầng khuếch đại B.C và E.C là xấp xỉ bằng nhau.

Về quan hệ phụ thuộc tần số của các độ lợi áp và dòng ở tầng khuếch đại B.C, ta vẫn có nhận xét tương tự như ở mạch EC (phạm vi tần số thấp: các tụ C_1 , C_2 , C_B không thể coi là ngắn mạch, R_{B2} gây hồi tiếp âm; phạm vi tần số cao: điện dung liên cực của BJT và hệ số h_{fB} giảm theo tần số gây ảnh hưởng). Vì vậy áp tuyến tần số của mạch B.C vẫn bị giảm ở vùng tần số thấp và vùng tần số cao, chỉ có điều như đã thấy ở (2-5-33), tần số giới hạn của mạch B.C cao hơn của mạch E.C.



Hình 4.5.6. Mạch tương đương vật lý của tầng khuếch đại B.C

4-5-3. Tầng khuếch đại C.C

Trên hình 4-5-7 giới thiệu tầng khuếch đại dùng BJT măc C.C, làm việc với một nguồn cấp điện. Điện trở phân cực cho mạch vào là R_{B1} , R_{B2} (thường ít dùng R_{B2} để không làm giảm nhiều điện trở vào của tầng). Tải R_L măc giữa cực E và đất. Điện trở R_E là tải đối với dòng một chiều

(đồng thời thực hiện hồi tiếp âm dòng một chiều để ổn định điểm tĩnh). Cực C coi như nối đất về phuong diện tín hiệu xoay chiều.

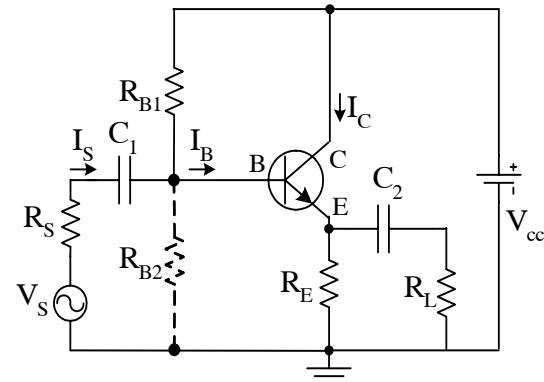
Việc xác định điểm làm việc tĩnh tiến hành tương tự như tầng E.C, theo phương pháp giải tích hoặc đồ thị.

Để tính toán các tham số xoay chiều, thay BJT bằng sơ đồ tương đương (xem h. 2-5-15b), kết quả có mạch như h. 4-5-8a hoặc vẽ lại trên h. 4-5-8b. Từ đây ta xác định được các tham số xoay chiều:

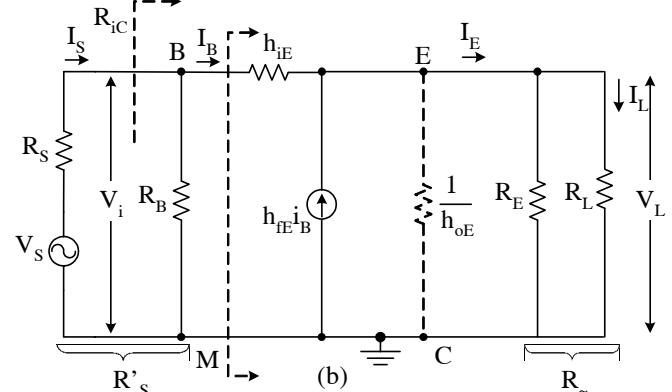
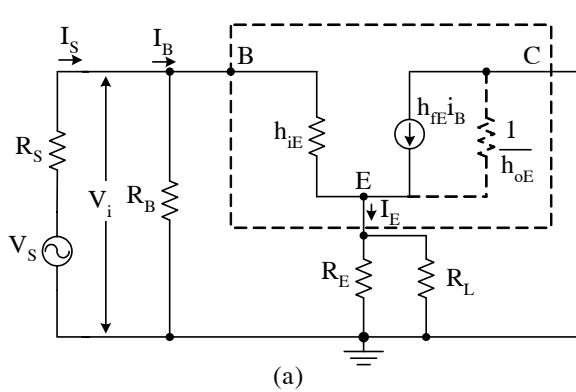
a) Điện trở vào của tầng:

$$R_{iC} = (R_B // r_{iC}) \quad (4-5-36)$$

Trong đó r_{iC} là điện trở vào của BJT măc C.C (điện trở nhin từ hai điểm B-M trên h. 4-5-8b). cung theo hình này:



Hình 4.5.7. Tầng khuếch đại Collector chung



Hình 4.5.8. Mạch tương của tầng khuếch đại Collector chung

$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} = I_B \cdot h_{IE} + (h_{FE} + 1) I_B R_{\sim} \quad (4-5-37)$$

với $R_{\sim} = (R_E // R_L)$

do đó:

$$r_{iC} = \frac{V_{BC}}{I_B} = h_{IE} + (h_{FE} + 1) R_{\sim} \quad (4-5-38)$$

thay h_{IE} theo (4-5-4), đồng thời lưu ý rằng hệ số β ở đây thống nhất với h_{FE} thì còn có dạng khác:

$$r_{iC} = r_B + (h_{FE} + 1) (r_E + R_{\sim}) \approx h_{FE} R_{\sim} \quad (4-5-39)$$

Hệ thức (4-5-38) và (4-5-39) chứng tỏ điện trở vào của BJT măc C.C có giá trị rất lớn (thường hàng chục đến hàng trăm kΩ). Vì vậy, theo (4-5-36):

$$R_{iC} = (R_B // r_{iC}) \approx R_B \quad (4-5-40)$$

Để R_{iC} lớn, phải chọn R_B lớn và như trên đã nói, thường chỉ dùng một điện trở R_{B1} đảm nhận vai trò phân cực.

Như vậy, so với tầng E.C, tầng khuếch đại C.C có điện trở vào lớn hơn rất nhiều. Đây là ưu điểm của tầng này là thường được sử dụng làm tầng đầu tiên của các thiết bị cần có nội trở lớn.

b) Điện trở ra của tầng C.C (điện trở nhin từ hai đầu tải R_L về phía trước, Khi $V_S = 0$) theo h. 4-5-8b:

$$R_{OC} = (R_E // r_{EC}) \quad (4-5-41)$$

Với r_{EC} là điện trở nhin từ hai điểm E-C về phía trước. Theo hình vẽ:

$$R_{EC} = \frac{V_{EC}}{I_E} = \frac{h_{iE} I_B + R'_S I_B}{I_E} = \frac{h_{iE} + R'_S}{h_{fE} + 1} \quad (4-5-42)$$

chú ý đến quan hệ (4-5-4) thì (4-5-42) còn có thể viết dưới dạng: $r_{EC} = r_E + \frac{R'_S}{h_{fE} + 1}$ (4-5-42a)

$$\text{trong đó } R'_S = (R_S // R_B) \quad (4-5-53)$$

giá trị r_{EC} rất nhỏ, vì vậy R_{OC} thường chỉ cở măt chục Ω . Điện trở ra rất nhỏ cũng là một đặc điểm đáng lưu ý của tầng khuếch đại C.C.

c) Độ lợi dòng điện

$$A_{iC} = \frac{I_L}{I_S} \quad (4-5-44)$$

ở ngõ ra điện áp ra xác định bởi:

$$V_L = I_L R_L = I_E R_\sim = (h_{fE} + 1) I_B R_\sim \quad (4-5-45)$$

$$\text{với } R_\sim = \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L} \quad (4-5-46)$$

(bỏ qua vai trò h_{OE})

$$\text{Do đó: } I_L = (h_{fE} + 1) I_B \frac{R_\sim}{R_L} = (h_{fE} + 1) I_B \frac{R_E}{R_E + R_L} \quad (4-5-47)$$

Tương tự, điện áp vào xác định theo I_S hoặc I_B :

$$V_i = I_S R_{iC} = I_B r_{iC} \quad (4-5-48)$$

Do đó:

$$I_S = I_B \frac{r_{iC}}{R_{iC}} = \frac{R_B + r_{iC}}{R_B} I_B \quad (4-5-49)$$

Thay (4-5-47), (4-5-49) sẽ có :

$$A_{iC} = (h_{fE} + 1) \frac{R_{iC}}{r_{iC}} \frac{R_\sim}{R_L} \quad (4-5-50)$$

Nếu có điều kiện $R_B \gg r_{iC}$ thì $R_{iC} \approx r_{iC}$ và:

$$A_{iC} \approx (h_{fE} + 1) \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-51)$$

Như vậy mạch khuếch đại C.C có độ lợi dòng khá lớn. Dạng của (4-5-50) và (4-5-51) gần giống dạng của (4-5-10) và (4-5-10a) của mạch E.C.

d) Độ lợi áp:

$$A_{VC} = \frac{V_L}{V_i} \quad (4-5-52)$$

Thay (4-5-45), (4-5-48), đồng thời chú ý đến quan hệ (4-5-38) sẽ có:

$$A_{VC} = \frac{(h_{fE} + 1)R_{\sim}}{r_{iC}} = \frac{(h_{fE} + 1)R_{\sim}}{h_{iE} + (h_{fE} + 1)R_{\sim}} = \frac{R_{\sim}}{R_{\sim} + \frac{h_{iE}}{h_{fE} + 1}} \approx 1 \quad (4-5-53)$$

Điều này có nghĩa là ở tầng C.C, điện áp ra đồng pha và xấp xỉ trị số với điện áp vào. Bởi lý do này, tầng khuếch đại C.C còn gọi là tầng lặp lại điện áp hoặc tầng bám theo emitter (emitter follower).

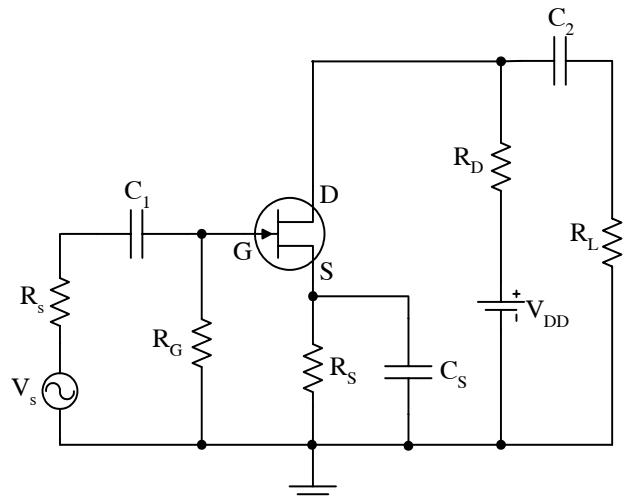
Tóm lại, tầng khuếch đại C.C có điện trở vào rất lớn, điện trở ra rất nhỏ, độ lợi dòng lớn, còn độ lợi áp xấp xỉ bằng 1. Nó thường được dùng làm tầng vào (có R_s lớn), làm tầng đệm (để phối hợp với tầng phía trước có điện trở ra lớn, và tầng phía sau có điện trở vào nhỏ) hoặc dùng làm tầng khuếch đại công suất phép tải trực tiếp (không qua biến áp).

Đặc tính tần số của tầng C.C cũng xấp xỉ như tầng E.C. Các nguyên nhân gây giảm điện áp ra ở vùng tần số thấp và vùng tần số cao vẫn tương tự.

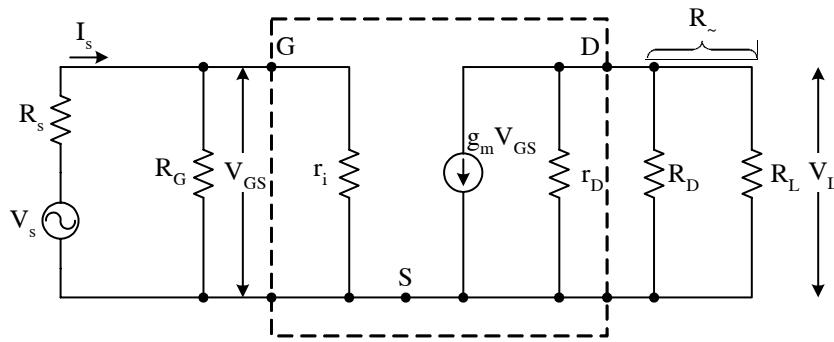
4-5-4. Tầng khuếch đại dùng JFET mắc nguồn chung (S.C)

Trên h. 4-5-9 là tầng khuếch đại dùng JFET kênh N mắc S.C, phân cực theo kiểu tự cấp (nhờ R_s). Vai trò của các tụ C_1 , C_2 , C_S cũng tương tự như các mạch ở khuếch đại E.C của BJT và ở phạm vi tần số không quá thấp, coi như chúng ngăn mạch đối với dòng xoay chiều.

Chế độ tĩnh của tầng có thể xác định theo phương pháp đồ thị hoặc giải tích (xem bài 4-3-4). Đối với tín hiệu xoay chiều biên độ nhỏ, ta thay thế JFET bằng sơ đồ đồ tương đương (h. 2-6-7), do đó ở mạch như h. 4-5-10. Từ đó sẽ xác định được các tham số đặc trưng cho tầng khuếch đại.



Hình 4.5.9. Tầng khuếch đại dùng JFET kiểu nguồn chung



Hình 4.5.10. Mạch tương đương của tầng khuếch đại dùng JFET kiểu S.C

a) **Điện trở vào**

$$R_{IS} = (R_G // r_i) \approx R_G \quad (4-5-54)$$

Trong đó, r_i là điện trở vào của JFET (tức điện trở của chuyển tiếp P-N giữa cửa và nguồn) thường rất lớn vì chuyển tiếp này phân cực nghịch ($I_G \approx 0$)

Trên thực tế, R_{IS} thường cỡ một vài $M\Omega$

b) **Điện trở ra** (điện trở nhin từ hai đầu tải R_L về phía trước)

$$R_{OS} = (R_D // r_D) \approx R_D \quad (4-5-55)$$

Với r_D là điện trở vi phân ngõ ra của JFET, thường có giá trị cỡ $(0,5 \div 1) M\Omega$

c) **Độ lợi áp**

$$A_{VS} = \frac{V_L}{V_{GS}} = -g_m (R_D // R_L // r_D) \quad (4-5-56)$$

Nếu $r_D \gg R_D$ thì:

$$A_{VS} \approx -g_m (R_D // R_L) = -g_m R_\sim \quad (4-5-57)$$

Dấu trừ thể hiện điện áp ra của mạch S.C ngược pha với điện áp vào.

Nếu xét hoạt động của mạch ở phạm vi tần số thấp thì, cũng giống như tầng khuếch đại E.C, không thể coi C_1, C_2, C_S là ngắn mạch, trên trở kháng của các tụ này sẽ có sự mất mát tín hiệu hữu ích. Mặt khác, Điện trở R_s gây hồi tiếp âm dòng điện xoay chiều. Kết quả là điện áp ra bị giảm, nghĩa là gây sai dạng tần số thấp.

Tương tự, ở phạm vi tần số cao, các điện dung liên cực C_{GS}, C_{DS} , nhất là C_{DG} , cùng các điện dung ký sinh khác sẽ gây ảnh hưởng, đồng thời hệ số g_m bị giảm theo tần số và hậu quả là điện áp ra giảm.

Như vậy đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại dùng JFET (hoặc MOSFET) sẽ bị giảm ở phạm vi tần số thấp và tần số cao (giống như h. 4-5-3).

Nếu JFET mắc theo sơ đồ máng chung (D.C) hoặc cửa chung (G.C) ta vẫn phân tích theo phương pháp tương tự. Tầng D.C vẫn có đặc điểm và ứng dụng gần như mạch C.C của BJT: điện trở vào lớn, điện trở ra nhỏ độ lợi áp xấp xỉ bằng 1 và tín hiệu ra đồng pha với tín hiệu vào.

Bài tập 4-10. Tầng khuếch đại dùng JFET kênh N măc S.C, phân cực tự cấp. JFET có $V_p = -4V$, $I_{DSS} = 12mA$ làm việc với nguồn $E_D = 22V$, $R_D = 5k\Omega$, $R_S = 680\Omega$, $R_G = 1M\Omega$, $R_L = 5k\Omega$. Hãy xác định hố dẫn của JFET và các tham số xoay chiều của tầng khuếch đại.

Giải

Dùng phương pháp giải tích hoặc đồ thị xác định làm việc của tầng (xem 4-3-3). Giả thiết, tìm được:

$$I_{DQ} = 3mA, V_{GSQ} = -2V, V_{DSQ} = 5V$$

Từ đó áp dụng (2-6-4) và (2-6-5) sẽ tính được:

$$g_{m,\max} = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_p|} = 2 \cdot \frac{12}{4} = 4 \text{ mA/V}$$

$$g_m \approx g_{m,\max} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p}\right) = 6 \left(1 - \frac{2}{4}\right) = 3 \text{ mA/V}$$

Độ lợi áp của tầng (giả thiết $r_D \gg R_D$) xác định theo (4-5-57)

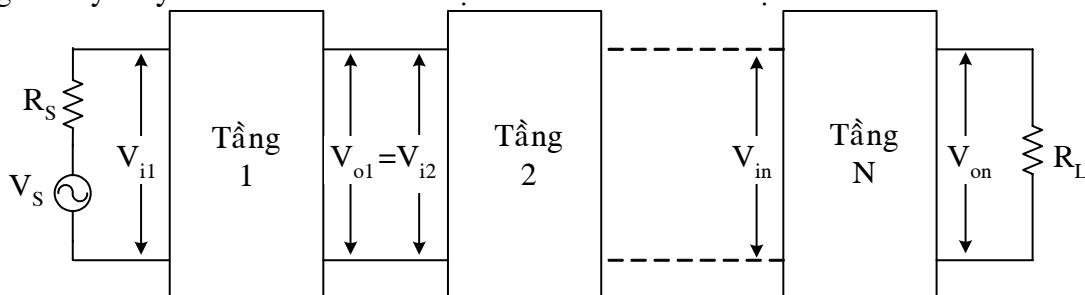
$$A_{SV} = -g_m (R_D // R_L) = -3.(5K // 5K) = -7,5$$

Điện trở vào của tầng $R_i \approx R_G = 1M\Omega$

Điện trở ra: $R_o \approx R_D = 3K\Omega$

4-6. CÁC DẠNG GHÉP TẦNG

Ở tiết trên, chúng ta đã làm quen với một số tầng khuếch đại. Hình thức mạch điện của các tầng này có thể không giống nhau, sử dụng linh kiện khác nhau, ..., nhưng một cách tổng quát, ta luôn coi chúng như những mạng 4 cực (hai cực vào và hai cực ra). Mỗi mạng được đặc trưng bởi các thông số cơ bản: trở kháng vào, trở kháng ra, độ lợi dòng, độ lợi áp, v.v... và thông thường, các thông số này thay đổi theo điểm làm việc và theo tần số tín hiệu.



Hình 4.6.1. Bộ khuếch đại nhiều tầng

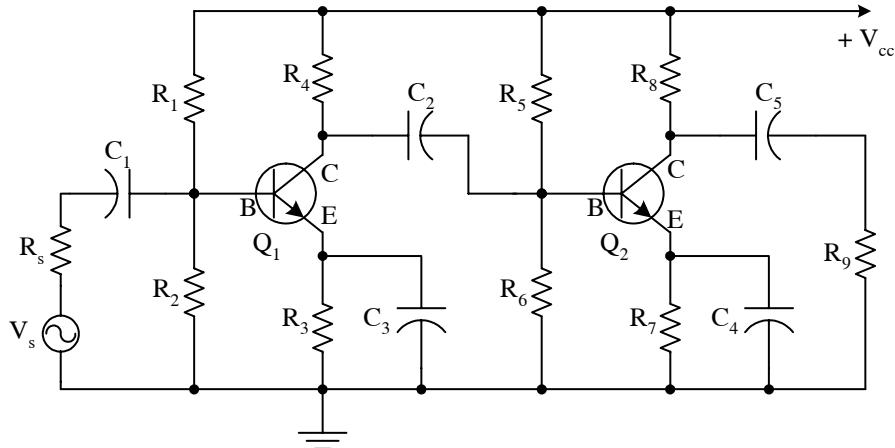
Một thiết bị khuếch đại bao gồm nhiều tầng khuếch đại. Việc ghép nối giữa các tầng thường thực hiện một cách liên tiếp: ngõ ra của tầng này đối với ngõ vào của tầng sau (h. 4-6-1). Như vậy tín hiệu ra của tầng trước đóng vai trò tín hiệu vào của tầng sau, điện trở vào của tầng sau làm nhiệm vụ tải của tầng trước. Độ lợi chung toàn thiết bị sẽ là tích của độ lợi từng tầng:

$$A_V = \frac{V_{ON}}{V_{i1}} = \frac{V_{O1}}{V_{i1}} \cdot \frac{V_{O2}}{V_{O1}} \cdot \frac{V_{O3}}{V_{O2}} \cdots \frac{V_{on}}{V_{on-1}} = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdots A_{vn} \quad (4-6-1)$$

Linh kiện thực hiện sự ghép tầng có thể là tụ điện, điện cảm, biến áp, v.v... Dưới đây sẽ khảo sát từng dạng ghép.

4-6-1 Ghép điện trở - điện dung (ghép RC)

Hình 4-6-2 giới thiệu hai tầng khuếch đại ghép với nhau qua tụ C_2 tương tự, nguồn tín hiệu V_s ghép với tầng thứ nhất qua tụ C_1 , còn tầng Q_2 ghép với tải R_9 qua tụ C_5 . Kiểu ghép như vậy gọi là R.C.



Hình 4.6.2. Bộ khuếch đại hai tầng ghép R.C

Loại ghép này có chế độ là chế độ tĩnh của các tầng cách biệt nhau, không ảnh hưởng lẫn nhau. Khi các tụ ghép có điện dung khá lớn (tức trở kháng đủ nhỏ) tín hiệu xoay chiều truyền qua chúng một cách dễ dàng.

Việc khảo sát bộ khuếch đại nhiều tầng (xác định điểm tĩnh, tính các thông số cơ bản v.v...) sẽ tiến hành lần lượt cho từng tầng, theo tự từ sau ra trước. Để tính toán thông số xoay chiều của các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, ta vẫn dùng phương pháp quen thuộc: đầu tiên, xét ở phạm vi tần số trung bình, lập sơ đồ tương đương đơn giản hóa (coi các tụ nối tầng như ngắn mạch, bỏ qua các điện dung ký sinh...) rồi tính ra các thông số cần thiết. Sau đó xét cho phạm vi tần số thấp (trở kháng các tụ không còn lớn) và phạm vi tần số cao (xét với vai trò các tụ ký sinh và sự thay đổi theo tần số của các tham số transistor như α , β ...)

Đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại nhiều tầng ghép RC là tổng hợp các đặc tuyến tần số của từng tầng (ví dụ xem h. 4-5-3). Nguyên nhân làm sụt đặc tuyến này ở tần số thấp và tần số cáo vẫn tương tự. Điều đáng lưu ý là: do có nhiều tầng, nhiều nhân tố gây ảnh hưởng cho nên đặc tuyến tần số của toàn thiết bị sẽ xấu hơn (bị giảm sút nhiều hơn) so với đặc tuyến của mỗi tầng thành viên.

Ngoài ảnh hưởng đến đặc tuyến tần số, các tụ điện và điện cảm chứa trong mạch (kể cả tụ ký sinh) còn gây nên sự lệch pha giữa điện áp ra và điện áp vào, đặc trưng với độ méo pha

Bài tập 4-11. Bộ khuếch đại hai tầng ghép R.C như h. 4-6-2. Biết Q_1 có $h_{FE1} = 50$, $h_{iE1} = k\Omega$, $h_{OE1} \approx h_{rE1} \approx 0$; Q_2 có $h_{FE2} = 40$, $h_{iE2} = 700\Omega$, $h_{OE2} \approx h_{rE2} \approx 0$.

Giá trị các điện trở như sau: $R_1 = 33k$, $R_2 = 4,7k$, $R_3 = 680\Omega$, $R_4 = 2k$, $R_5 = 20k$, $R_6 = 5k$, $R_7 = 300\Omega$, $R_8 = 2k$, $R_9 = 3k$, $V_{CC} = 12$. tụ $C_1 \div C_5$ coi như rất lớn.

Hãy tính R_i , R_o , A_i , A_v của toàn mạch ở phạm vi tần số trung bình.

Giải

Trước hết xét tầng Q_2 . Ở phạm vi tần số trung bình (bỏ qua các điện dung ký sinh và coi h_{fE} chưa thay đổi theo tần số), lập sơ đồ tương đương (tương tự h. 4-5-1b) và vận dụng các công thức (4-5-1) ÷ (4-5-14) sẽ tính được tham số:

$$R_{B2} = (R_5 // R_6) = (20k // 5k) = 4k; \quad R_{\sim 2} = (R_8 // R_9) = (2k // 3k) = 1,2k$$

Điện trở vào tầng Q_2 : $R_{i2} = (R_{B2} // h_{iE2}) = (4K // 0,7K) \approx 600\Omega$

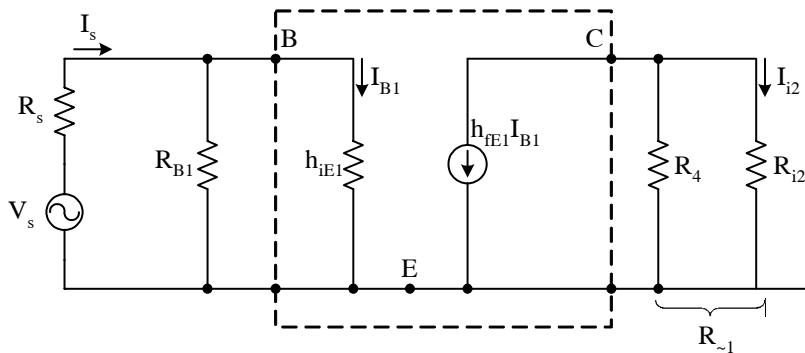
Điện trở ra của tầng Q_2 (cũng là điện trở ra chung của bộ khuếch đại):

$$R_O = R_{02} = R_8 = 2K$$

Độ lợi của dòng tầng Q_2 (tỷ số giữa dòng qua tải và dòng qua tụ C_2)

$$A_{i2} = \frac{I_L}{I_{i2}} = h_{fE2} \frac{R_{i2}}{h_{iE2}} \cdot \frac{R_L}{R_L} = |A_{V2}| \cdot \frac{R_{i2}}{R_L} = 68 \cdot \frac{600}{3000} = 13,6$$

Sơ đồ tương đương của tầng Q_1 , kể cả điện trở vào tầng Q_2 , ở phạm vi tần số trung bình sẽ như h. 4-6-3, trong đó:



Hình 4.6.3. Sơ đồ tương đương tầng Q_1

$$R_{B1} = (R_1 // R_2) = (33k // 4,7 k) \approx 4,1k$$

$$R_{\sim 1} = (R_4 // R_{i2}) = (2k // 0,6k) = 460 \Omega$$

Điện trở vào của tầng Q_1 (cũng là điện trở vào của bộ khuếch đại):

$$R_i = R_{i1} = (R_{B1} // h_{iE1}) = (4,1K // 1K) \approx 800\Omega$$

$$\text{Độ lợi áp tầng } Q_1: A_{V1} = -h_{fE1} \frac{R_{\sim 1}}{h_{iE1}} = -50 \frac{460}{1000} = -23$$

Độ lợi dòng tầng Q_1 (tỷ số giữa dòng qua tụ C_2 và dòng tín hiệu I_S):

$$A_{i1} = \frac{I_{i2}}{I_S} = h_{fE1} \frac{R_{i1}}{h_{iE1}} \cdot \frac{R_{\sim 1}}{R_{i2}} = |A_{V1}| \cdot \frac{R_{i1}}{R_{i2}} = 23 \cdot \frac{800}{600} \approx 31$$

Như vậy bộ khuếch đại hai tầng có:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = 23 \cdot 68 = 1564$$

$$A_i = A_{i1} \cdot A_{i2} = 31 \cdot 13,6 \approx 420$$

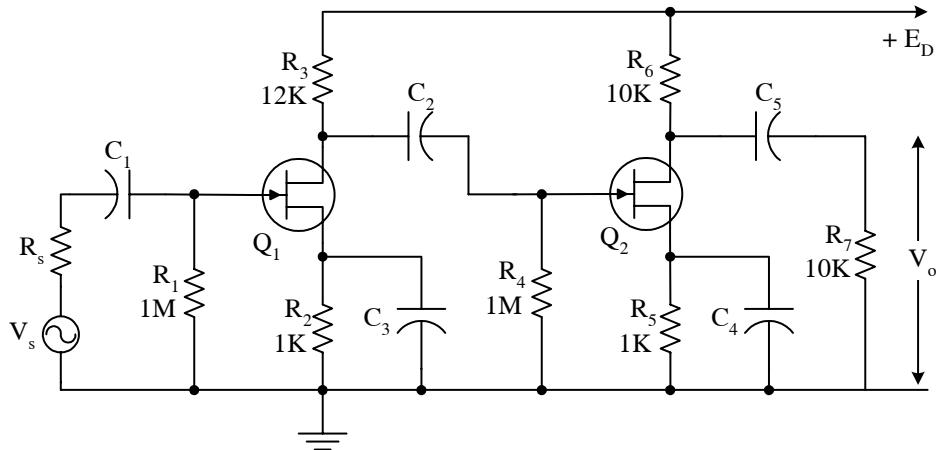
$$R_i = 800 \Omega$$

$$R_O = 2 K$$

Các số liệu trên đây chỉ đúng cho trườngh hợp tín hiệu thuộc phạm vi tần số trung bình (không quá thấp hoặc quá cao)

Bài tập 4-12. Bộ khuếch đại hai tầng dùng JFET kênh N, măc S.C (nguồn chung) phân cực tự cấp như h. 4-6-4. Biết tham số của JFET: $g_m = 3 \text{ mA/V}$, $r_D = 30 K\Omega$

Các điện trở có giá trị như ghi trên hình vẽ. Các tụ điện coi như rất lớn. Hãy xác định các thông số xoay chiều (R_i , R_o , A_V) của mạch ở tần số trung bình.

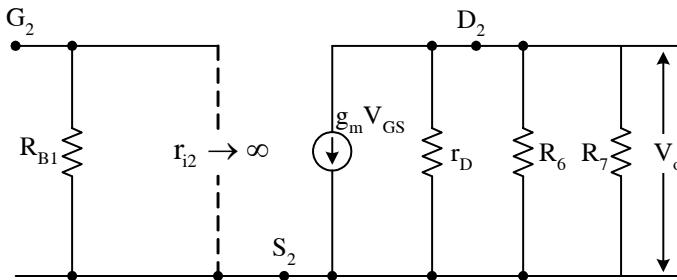


Hình 4.6.4. Bộ khuếch đại hai tầng dùng JFET

Giải:

Mạch tương đương đối với tín hiệu xoay chiều (tần số trung bình) của tầng Q₂ như h. 4-6-5. Độ lợi áp của tầng này:

$$A_{V2} = -g_m (r_D // R_6 // R_7) = -3 (30K // 10K // 10K) \approx -13$$



Hình 4.6.5. Mạch tương đương tầng Q₂

Điện trở vào của tầng Q₂ (coi chuyển tiếp P-N phân cực nghịch có điện trở rất lớn)

$$R_{i2} \approx R_4 = 1M\Omega$$

Điện trở ra tầng Q₂ và cũng là của bộ khuếch đại:

$$R_o = R_{o2} = (R_6 // r_D) = (10K // 30K) = 7,5K$$

Mạch tương đương của tầng Q_1 (kể cả vai trò điện trở vào tầng Q_2) như h. 4-6-6.

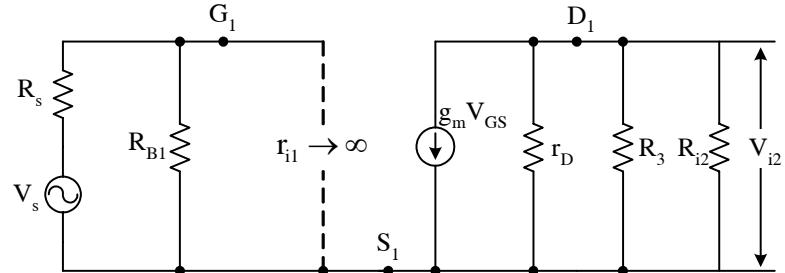
Điện trở vào của tầng này (đồng thời là điện trở vào của bộ khuếch đại) sẽ là:

$$A_{V1} = -g_m (r_D // R_3 // R_{i2}) = -3 (30K // 12K // 1M) = -25,7$$

Độ lợi áp chung toàn bộ khuếch đại.

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = 25,7 \cdot 13 = 334$$

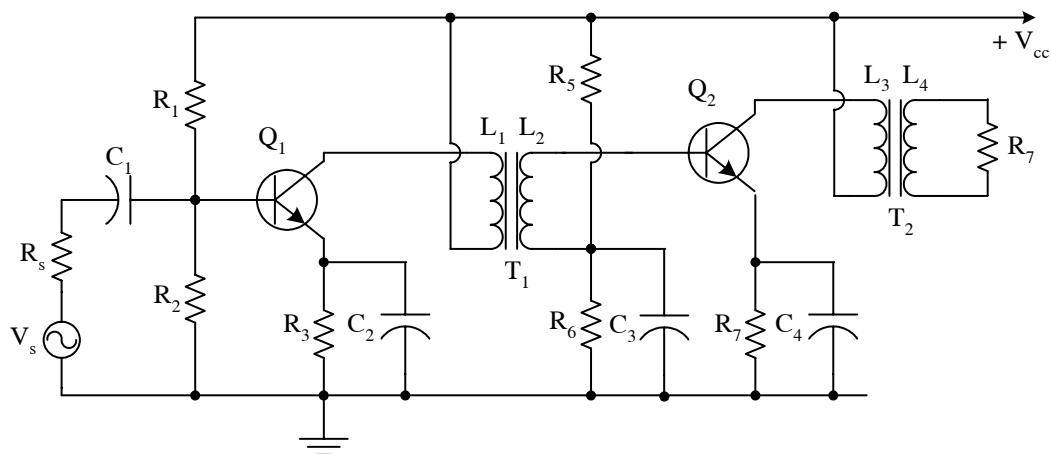
Nếu tín hiệu có số tần thấp, không thể bỏ qua trở kháng các tụ $C_1 \div C_5$ và tác dụng hồi tiếp âm của R_2, R_5 , khiến độ lợi A_V và điện áp ra V_o sẽ giảm (gây méo tần số thấp). Ngược lại nếu tín hiệu có tần số cao thì trên sơ đồ tương đương phải bổ sung thêm các điện dung liên cực C_{GS}, C_{GD} , và điện dung ký sinh của các gãy nối, đồng thời chú ý cả các hiện tượng hổ dãn g_m giảm theo tần số. C_{GD} còn gây hồi tiếp âm điện áp. Kết quả là điện áp ra giảm ở phạm vi tần số cao (méo tần số cao). Các tụ nối tầng và tự liên cực cũng gây cả méo pha cho bộ khuếch đại.



Hình 4.6.6. Mạch tương đương tầng Q_1

4-6-2. Ghép biến áp

Hình 4-6-7 giới thiệu một bộ khuếch đại hai tầng, ghép bằng biến áp T_1 . Tương tự, tầng Q_2 ghép với tải (hoặc với tầng sau) qua biến áp T_2 . Mỗi tầng đều được phân cực kiểu phân áp (dùng R_1, R_2, R_3, R_4, R_5) có ổn định dòng điện tĩnh (nhờ R_3, R_6). Tín hiệu V_s , sau khi được Q_1 khuếch đại, đưa đến cuộn sơ cấp L_1 của biến áp T_1 và hổ cảm sang cuộn thứ cấp L_2 . Điện áp này lại dẫn tới hai cực B-E của Q_2 để khuếch đại tiếp (tụ C_3 và C_4 ngăn mạch phần tín hiệu xoay chiều hạ trên R_5, R_6 , nhờ đó toàn bộ điện áp thu được trên L_2 đều được đặt vào Q_2).



Hình 4.6.7. Bộ khuếch đại hai tầng ghép biến áp

Như vậy, điện áp trở R_7 là tải của Q_2 thông qua biến áp T_2 , điện trở vào của tầng Q_2 đóng vai trò tải của tầng Q_1 thông qua biến áp T_1 .

Gọi số vòng dây của các cuộn biến áp L_1, L_2, L_3, L_4 là W_1, W_2, W_3, W_4

$$n_1 = \frac{W_2}{W_1} \quad (4-6-2)$$

$$n_2 = \frac{W_4}{W_3} \quad (4-6-3)$$

là hệ số biến áp của T_1 và T_2

Xét biến áp T_1 làm ví dụ (h. 4-6-8)

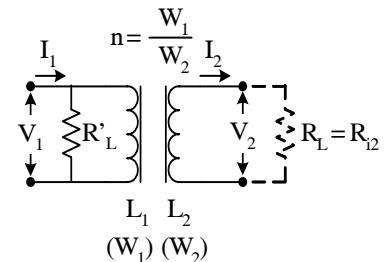
$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{1}{n_1} \quad (4-6-4)$$

Tải R_L mắc vào cuộn L_2 chính là do điện áp trở vào tầng Q_2 tạo nên (R_{i2}). Nếu biến áp và lý tưởng (không tổn hao) thì có quan hệ:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{n_1} \quad (4-6-5)$$

Công suất tiêu thụ trên tải ở cuộn thứ cấp L_2 :

$$P_2 = V_2 I_2 = \frac{V_2^2}{R_L} \quad (4-6-6)$$



Hình 4.6.8. Biến áp T_1 và tải phản ánh về sơ cấp R'_L

Năng lượng này lấy từ bên sơ cấp, cho nên việc mắc tải R_L vào thứ cấp tương đương với hiện tượng mắc thêm điện trở R'_L vào cơ cấp, sao cho công suất tiêu thụ trên R'_L đúng bằng P_2 :

$$\frac{V_1^2}{R'_L} = P_2 \quad (4-6-7)$$

R'_L gọi là điện trở phản ánh về sơ cấp của R_L . Từ (4-6-7), thay P_2 theo (4-6-6) sẽ rút ra

$$R'_L = R_L \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2 = \frac{R_L}{n_1^2} \quad (4-6-8)$$

Công thức này cho thấy: với một điện trở tải R_L đã cho, ta có thể thay đổi điện áp n_1 (bằng cách thay đổi số vòng dây W_1, W_2 của biến áp) để cho giá trị tải phản ánh về sơ cấp R'_L đạt giá trị ngoài ý muốn. Người ta lợi dụng tính chất này để dùng điện áp biến đổi điện trở vào của tầng sao cho bằng với điện trở tải tối ưu của tầng phía trước (gọi là: phối hợp trở kháng giữa tầng sau và tầng trước). Lý thuyết mạch và chứng minh rằng: trong điều kiện phối hợp trở kháng như vậy thì công suất tín hiệu truyền từ tầng trước tới tầng sau sẽ đạt được cực đại.

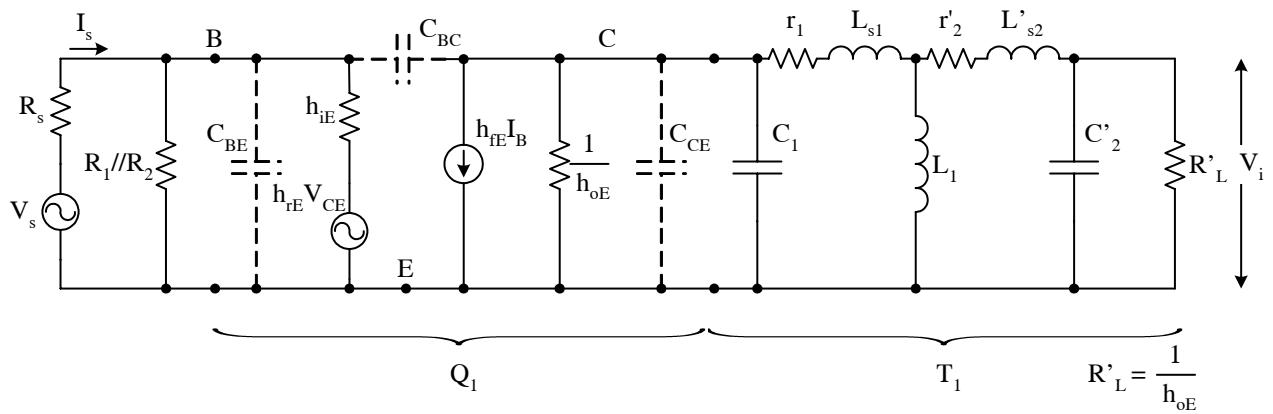
Chẳng hạn với mạch ở h. 4-6-7, Dựa vào đặc tuyến tĩnh của BJT ta biết transistor Q_1 đòi hỏi một giá trị tải tối ưu nào đó, ký hiệu là R_{Lopt} . Mặt khác, từ hai đầu cuộn sơ cấp L_1 nhìn về phía sau sẽ có điện trở phản ánh R'_L xác định theo (4-6-8) (R'_L mắc song song với trở kháng cuộn sơ cấp ωL_1 , nhưng do $\omega L_1 \gg R'_L$ nên vai trò ωL_1 được bỏ qua). Nếu chọn hệ số n_1 sau cho hai điện trở nếu trên bằng nhau:

$$R_{Lopt} = R'_L \quad (4-6-9)$$

thì như vậy đã thực hiện được sự phối hợp trở kháng, tầng khuếch đại Q_1 đã có được giá trị tải tối ưu đúng như nó đòi hỏi và công suất tín hiệu truyền từ Q_1 qua Q_2 đặt được lớn nhất.

Ngoài ưu điểm trên đây, cách ghép biến áp vẫn thể hiện được sự cách ly chế độ tĩnh giữa các tầng (tương tự ghép RC). Điện trở các cuộn sơ cấp, thứ cấp đối với dòng một chiều (ký hiệu r_1, r_2) thường rất nhỏ, hạ áp một chiều trên chúng là không đáng kể, vì vậy ghép biến áp tận dụng được điện áp nguồn đưa vào cực C (hoặc cực B) của transistor. Tuy nhiên dùng biến áp cũng có nhược điểm là công kềnh, đáp tuyến tần số thường không bằng phẳng, dễ gây méo tần số thấp, méo tần số cao và cả méo phi tuyến.

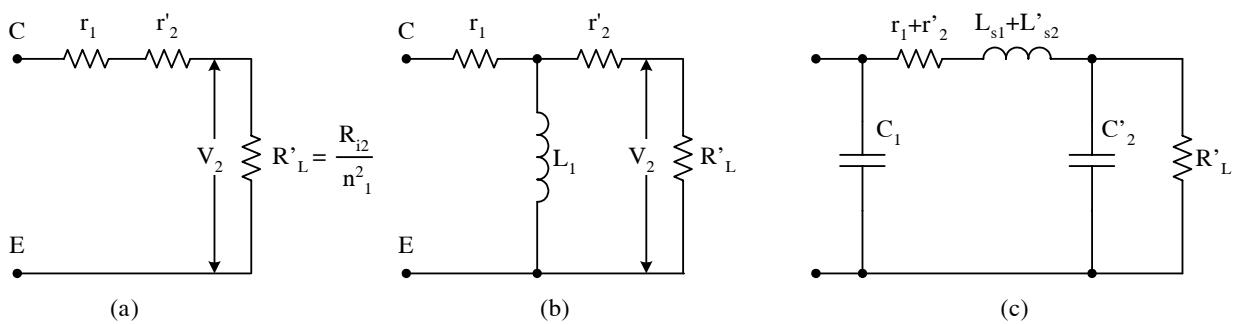
Sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ của tầng Q_1 , kể cả biến áp T_1 , như h. 4-6-9. Phần mạch tương đương của biến áp đã được quy về bên sơ cấp. R_s , L_1 là điện trở tổn hao và điện cảm của cuộn sơ cấp. C_{BE} là điện dung kỵ sinh và L_{s1} là điện cảm rò của nó (tương ứng cho các từ thông rò rỉ ra môi trường xung quanh) R'_{L} là điện trở phản ánh về bên sơ cấp của điện trở vào tầng Q_2 . Tương tự, r'_2 , L'_{s2} và C'_2 là điện trở tổn hao, điện cảm rò và điện dung kỵ sinh của cuộn thứ cấp phản ánh về bên sơ cấp.



Hình 4.6.9. Mạch tương đương của tầng Q_1

Ở phạm vi tần số trung bình, người ta thường bỏ qua vai trò của L_{s1}, L_{s2}, C_1, C_2 (cũng như bỏ qua vai trò C_{BE}, C_{BC}, C_{CE} ở transistor) đồng thời coi trở kháng ωL_1 là vô cùng lớn (do đó bỏ qua vai trò mắc song song của L_1). Vì vậy phản ánh tương đương của biến áp sẽ như h. 4-6-10a, trong đó $R'_{L} \gg r_1 + r'_2$

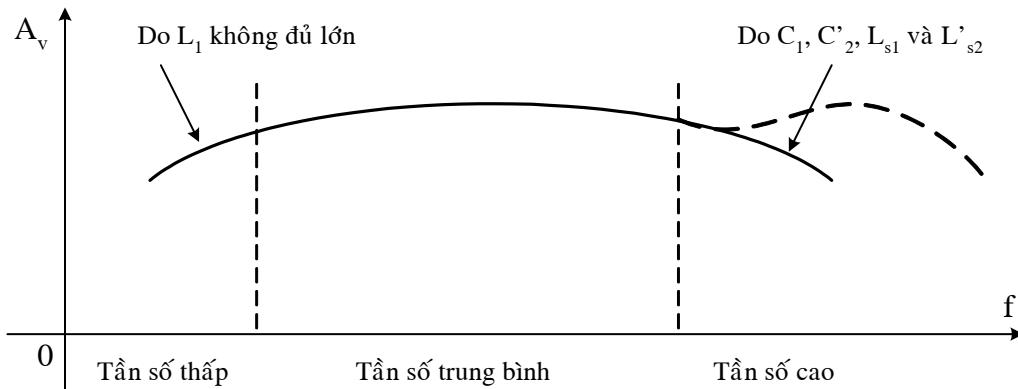
Ở phạm vi tần số cao, vai trò mắc song song của ωL_1 có giá trị hữu hạn, không thể bỏ qua vai trò mắc song song của nó, mạch tương đương của biến áp sẽ như h. 4-6-10b. Rõ ràng là tần số càng thấp, trở kháng ωL_1 càng nhỏ nên điện áp ra V_2 càng giảm. Như vậy do giá trị của L_1 không đủ lớn nên đã gây méo tần số trong phạm vi tần số thấp.



Hình 4.6.10. Mạch tương đương của biến áp ở tần số trung bình (a), ở tần số thấp (b) và ở tần số cao (c)

Ở phạm vi tần số cao, vai trò mắc song song của ωL_1 có thể bỏ qua, nhưng vai trò mắc song song nối tiếp của ωL_1 và $L's_2$, cũng như các trở kháng song song do C_1 , C'_2 (và C_{BE} , C_{CE} , C_{BC} của BJT) gây nên không thể không để ý tới. Mạch tương đương sẽ như h. 4-6-10c. Tần số càng cao, tác dụng phân nhánh của các tụ điện càng rõ rệt, khiến điện áp ra càng giảm (méo tần số cao).

Đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại ghép biến áp, như h. 4-6-11. trong trường hợp giá trị $R'L$ lớn, tụ C'_2 còn có thể cộng hưởng với điện áp rò ($L_{s1} + L's_2$) tại một tần số khá cao nào đó, khiến cho đáp tuyến tần số vòng lên tại vùng này (vẽ nét nứt trên h. 4-6-11).



Hình 4.6.11. Đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại ghép biến áp

Bài tập 4-13. Bộ khuếch đại hai tầng khuếch biến áp như h. 4-6-7. $V_{CC} = 12V$. biết Q_1 , Q_2 có $h_{FE1} = 50$, $h_{FE2} = 40$, $h_{iE1} = 1K$, $h_{iE} = 500\Omega$, $h_{rE1} \approx 0$, $h_{OE1} = 10^{-2} mA/V$, $h_{OE2} = 2.10^{-2} mA$, $R_1 = 33K\Omega$, $R_2 = 4,7K\Omega$, $R_3 = 680\Omega$, $R_4 = 27K\Omega$, $R_5 = 6,8K\Omega$, $R_6 = 330\Omega$. Hệ số điện áp $n_1 = 0,2$, $n_2 = 0,1$. Tính độ lợi áp toàn mạch ở tần số trung bình.

Giải

Các điện trở phản ứng cực dùng cho việc xác định điểm làm việc tĩnh. Dưới đây chỉ tính toán hệ số khuếch đại điện áp xoay chiều.

Điện trở phản ánh về sơ cấp của tải R_7 là:

$$R'7 = \frac{R_7}{n_2^2} = \frac{8}{(0,1)^2} = 800\Omega$$

Như vậy, tải xoay chiều của tầng Q_2 là:

$$R_2 = \left(\frac{1}{h_{OE2}} // R'7 \right) = (50k // 0,8k) \approx 800\Omega$$

Độ lợi áp của tầng Q_2 , xác định theo (4-5-14):

$$A_{V2} = -h_{FE2} \frac{R_2}{h_{iE2}} = -40 \frac{800}{500} = -64$$

Điện trở vào của tầng Q_2 (cũng là tải ở thứ cấp biến áp T_1):

$$R_{i2} = h_{iE2} = 500\Omega$$

(Với cách măc của trên hình 4-6-7, và R_4 và R_5 không song song với R_{i2} và bị C_3 ngắn mạch). Điện trở tải phản ánh về sơ cấp biến áp T_1 :

$$R'_{i2} = \frac{R_{i2}}{n_1^2} = \frac{0,500K\Omega}{(0,2)^2} = 12,5K\Omega$$

Độ lợi áp của tầng Q_1 :

$$A_{v1} = -h_{fe1} \frac{\left(\frac{1}{h_{oe1}} // R_2 \right)}{h_{ie1}} = -50 \frac{(100K // 12,5K)}{1} = -550$$

Như vậy độ lợi chung của toàn bộ khuếch đại, kể từ cực B của Q_1 cho đến tải R_7 sẽ là:

$$A_V = A_{v1} \cdot n_1 \cdot A_{v2} \cdot n_2 = 64 \cdot 0,2 \cdot 550 \cdot 0,1 = 704$$

4-6-3. Ghép trực tiếp

Để khuếch đại các tín hiệu một chiều hoặc tần số rất thấp (tín hiệu biến thiên chậm) không thể ghép tầng bằng tụ điện hoặc biến áp mà người ta nối trực tiếp ngõ ra tầng trước với ngõ vào tầng sau. Trên h. 4-6-12 là một ví dụ về kiểu ghép này.

Với cách ghép trực tiếp, chế độ tĩnh của các tầng liên quan mật thiết với nhau. Hiện tượng không ổn định điểm làm việc của tầng này sẽ gây ra sự xê dịch điểm làm việc của tầng kia và do đó làm thay đổi điện áp ra. Vì vậy người ta thường thực hiện hồi tiếp để hạn chế “sự trôi điểm tĩnh” vừa nêu.

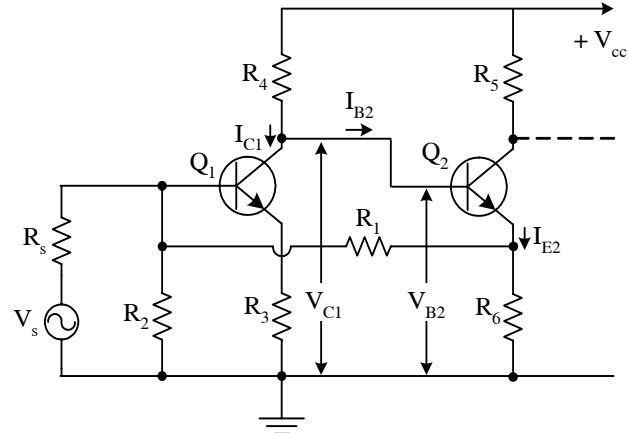
Trên mạch ở h. 4-6-12, R_3 R_6 là các điện trở ổn định dòng tĩnh của từng transistor (hồi tiếp âm dòng điện nối tiếp). Dòng emitter của Q_2 gây nên điện áp một chiều trên R_6 . Chính điện áp này phân cực cho Q_1 (thông qua bộ phận áp $R_1 - R_2$).

Cách phân cực nhờ hồi tiếp từ Q_2 về Q_1 như vậy sẽ tự động ổn định dòng tĩnh của các transistor. Thật vậy, do bản chất của transistor, khi nhiệt độ môi trường tăng thì các tham số I_{CEO} , I_{CBO} , α , β , ... sẽ tăng khiến dòng I_C , I_E tăng và điểm làm việc mất ổn định. Đối với h. 4-6-12, nếu nhiệt độ làm việc I_{E2} tăng thì điện áp trên R_6 tăng, do đó (thông qua nhánh áp $R_1 - R_2$) điện áp phân cực cho Q_1 sẽ tăng và dòng I_{C1} tăng. Nhưng do ghép trực tiếp:

$$V_{B2} = V_{C1} = V_{CC} - (I_{C1} + I_{B2}) R_4 \quad (4-6-10)$$

cho nên khi I_{C1} tăng thì V_{B2} giảm. Điện áp phân cực này giảm sẽ làm I_{E2} và I_{C2} giảm, nghĩa là hạn chế sự tăng dòng tĩnh của Q_2 do nhiệt độ gây ra.

Như vậy mạch ghép trực tiếp có hồi tiếp trên đây có điểm làm việc khá ổn định. Độ lợi áp của mạch cũng khá cao. Để dàng chứng minh được rằng:



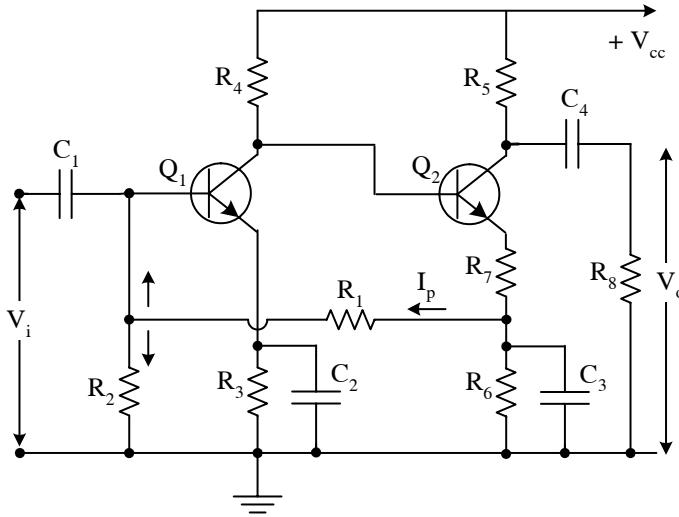
Hình 4.6.12. Bộ khuếch đại hai tầng ghép trực tiếp

Khi $R_4 \gg R_{i1}$ thì:

$$A_V \approx h_{fE1} h_{fE2} \frac{R_{L2}}{R_{i1}} \quad (4-6-11)$$

Trong đó R_{L2} là tải của tầng Q_2 , R_{i1} là điện trở vào của tầng Q_1 .

Bài tập 4-14. Cho bộ khuếch đại tần số thấp ($f = 1000$ Hz), hai tầng ghép trực tiếp h. 4-6-13. $V_{CC} = 12V$. Q_1 có $\beta_1 = 50$, làm việc với $I_{C1} = 1$ mA, $V_{CE1} = 4V$. Q_2 có $\beta_2 = 40$, $I_{C2} = 1,5$ mA, $V_{CE2} = 4V$. tải $R_8 = 5K$. Hãy xác định các điện trở trong mạch và tính độ lợi áp của bộ khuếch đại.



Hình 4.6.13.

Giải

Xuất phát từ yêu cầu ổn định điểm làm việc; chọn điện thế cực emitter của Q_1 (so với đất) là $V_{E1} = 1V$.

Giả sử Q_1, Q_2 đều có $V_{BE} = 0,7V$. do đó:

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = 1 + 0,7 = 1,7V$$

$$V_{C1} = V_{E1} + V_{CE1} = 1 + 4 = 5V$$

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = 5V - 0,7V = 4,3V$$

$$V_{C2} = V_{E2} + V_{CE2} = 4,3 + 4 = 8,3V$$

$$R_5 = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{I_{C2}} = \frac{12 - 8,3}{1,5} \approx 2,5k\Omega$$

Giả thiết dòng I_p qua R_1 là rất nhỏ so với dòng I_{E2} (bỏ qua tác dụng rẽ dòng của R_1) thì:

$$E_6 + R_7 \approx \frac{V_{E2}}{I_{E2}} \approx \frac{V_{E2}}{I_{C2}} = \frac{4,3}{1,5} = 2,86k\Omega$$

Tụ C_3 ngắn mạch điện áp xoay chiều trên R_6 , chỉ còn R_7 có tác dụng hồi tiếp tín hiệu xoay chiều. Chọn $R_7 = 60\Omega$ (R_7 càng lớn, tác dụng hồi tiếp âm càng mạnh, các tính năng như độ ổn định

điểm làm việc, độ méo phi tuyến v.v...càng được cải thiện, nhưng độ lợi áp càng giảm). Do đó $R_6 \approx 2,8 \text{ k}\Omega$

Điện áp hạ trên R_6 :

$$V_{R6} = I_{E2} \cdot R_6 = 1,5 \cdot 2,8 = 4,2 \text{ V}$$

Dòng

$$I_{B1} = \frac{I_{Cl}}{\beta_1} \frac{1 \text{ mA}}{50} = 0,02 \text{ mA}$$

Để đảm bảo Q_1 làm việc ổn định, thường chọn dòng qua R_1, R_2

$$I_P = (5 \div 10)I_{B1} \quad \text{chẳng hạn chọn } I_P = 0,2 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{V_{B1}}{I_P - I_{B1}} \approx \frac{V_{B1}}{I_P} = \frac{1,7}{0,2} = 8,5 \text{ k}\Omega$$

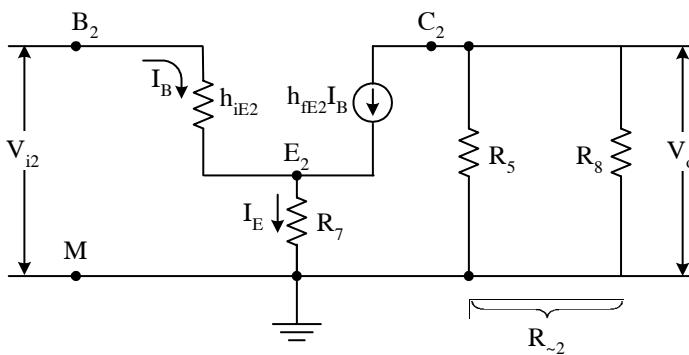
$$R_1 = \frac{V_{R6} - V_{B1}}{I_P} = \frac{4,2 - 1,7}{0,2} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{E1}}{I_{E1}} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Nếu coi dòng $I_{B2} \ll I_{O1}$ thì:

$$R_4 \approx \frac{V_{CC} - V_{Cl}}{I_{Cl}} = \frac{12 - 5}{1} = 7 \text{ k}\Omega$$

Để xác định tham số xoay chiều, Trước hết vẽ mạch tương đương xoay chiều của tầng (h. 4-6-14). Tụ C3, C4 coi như ngắn mạch đối với thành phần xoay chiều.



Hình 4.6.14. Mạch tương đương của tầng Q₂

Điện trở vào của tầng này:

$$R_{i2} = \frac{V_{B2M}}{I_B} = h_{iE2} + (h_{fE2} + 1)R_7$$

Trong đó:

$$h_{iE2} = r_{B2} + (h_{fE2} + 1)r_{E2} \approx (\beta_2 + 1) \frac{25}{I_{E2}} = 41 \frac{25}{1,5} \approx 680 \Omega$$

Vậy:

$$R_{i2} = 680 + 41.60 = 680 + 2460 = 3140\Omega$$

Tải xoay chiều ủa tầng Q₂:

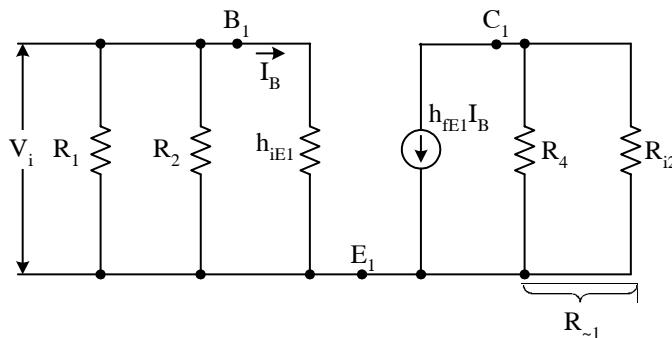
$$R_{\sim 2} = (R_5 // R_8) = (2,5 // 5) = 1,6K\Omega$$

Độ lợi áp tầng Q₂:

$$A_{V2} = -h_{fE2} \frac{R_{\sim 2}}{R_{i2}} = -40 \frac{1,6}{3,14} = -20,3$$

(Đối với tầng khuếch đại có r_E mắc ở emitter (trường hợp h. 4-6-14 là R₇) khí tính toán gần đúng thường coi: (h_{fE} + 1) R_E >> h_{iE}. Do đó tính điện trở vào theo công thức: R_i ≈ h_{fE} kết quả A_V = -h_{fE} $\frac{R_{\sim}}{R_i} \approx \frac{R_{\sim}}{R_E}$. Áp dụng cho hình 4-6-14: A_{V2} = - $\frac{R_{\sim 2}}{R_7} = - \frac{1,6}{0,06} = -26$)

Sơ đồ tương đương của tầng Q₁ như h. 4-6-15.



Hình 4.6.15. Mạch tương đương của tầng Q₁

Tải xoay chiều của tầng này:

$$R_{\sim 1} = (R_4 // R_{i1}) = (7K\Omega // 3,14K\Omega) = 2,16K\Omega$$

Độ lợi áp Av₁:

$$A_{V1} = -h_{fE1} \frac{R_{\sim 1}}{h_{iE1}} = -50 \frac{2,16}{1,25} = -86$$

$$\text{Trong đó } h_{iE1} \approx (\beta_1 + 1) \frac{25}{I_{E1}} = 50 \frac{25}{1} = 1,25k$$

Vậy độ lợi áp của toàn bộ khuếch đại: A_V = A_{V1} . A_{V2} = 86. 20,3 = 1745

Điện trở vào của tầng Q₁ (cũng là của toàn mạch):

$$R_i = (R_1 // R_2 // h_{iE1}) = (12,5 // 8,5 // 1,25) \approx 1$$

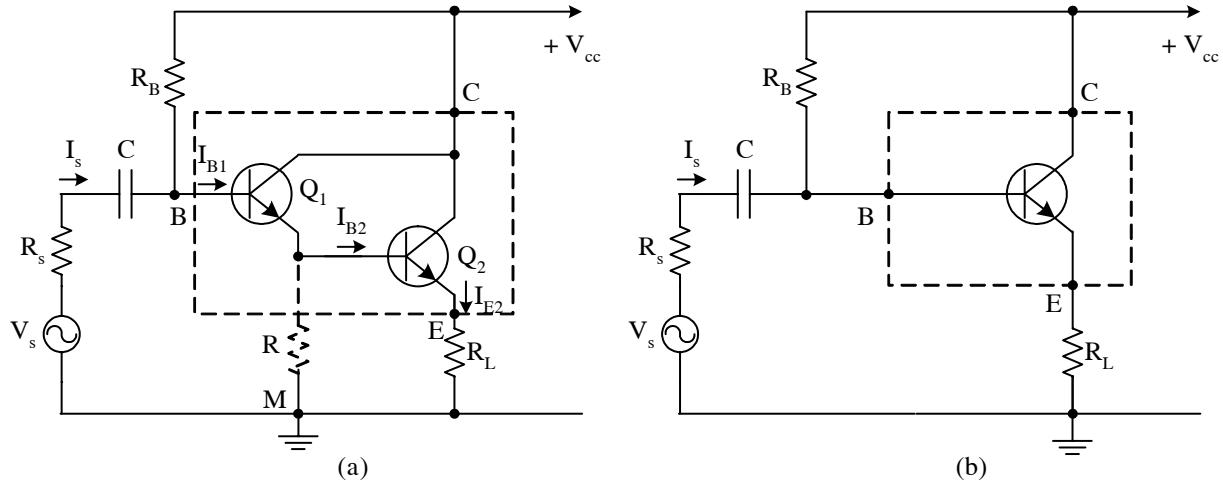
Nếu không có tụ C₂, R₃ sẽ gây hồi tiếp dòng điện. Tính toán tương tự như đã làm đối với tầng Q₂ sẽ thấy: A_{V1} ≈ $-\frac{R_{\sim 1}}{R_3} = -2,16$; A_V = 43,8; Điện trở vào của Q₁ (chưa kể vai trò R₁, R₂) r_{i1} ≈ β₁R₃ = 50K, còn điện trở vào chung của bộ khuếch đại:

$$R_i = (R_1 // R_2 // r_{i1}) = (12,5 // 8,5 // 50) \approx 5\text{K}\Omega$$

Như vậy vai trò hồi tiếp âm của R_3 tuy làm giảm độ lợi áp nhưng đã tăng điện trở vào của tầng.

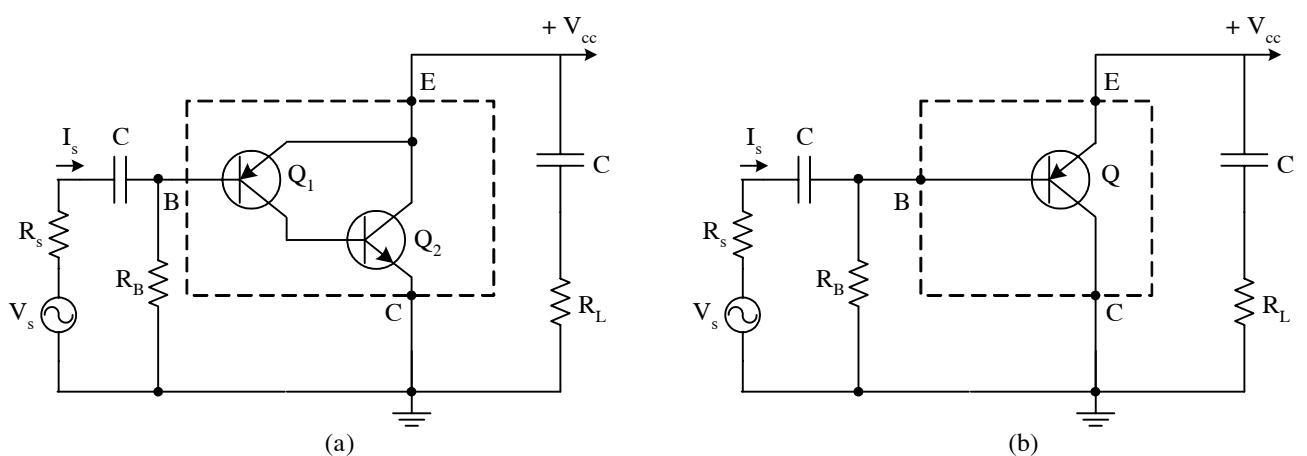
4-6-4. Ghép phức hợp (ghép Darlington)

Để nâng cao hệ khuếch đại và điện trở vào, nhiều khi người ta ghép hai (hoặc ba) transistor như h. 4-6-16a. Tổ hợp này đóng vai trò như một transistor N-P-N (h. 4-6-16b), gọi là transistor phức hợp hoặc transistor ghép Darlington. Tải R_L thường mắc ở cực E và do đó, trên h. 4-6-16, transistor phức hợp hoạt động như một tầng khuếch đại mắc C.C.



Hình 4.6.16. Tầng khuếch đại dùng BJT ghép phức hợp

Người ta cũng có thể ghép trên transistor P-N-P với một transistor N-P-N như h. 4-6-17a. Tổ hợp này đóng vai trò như một transistor loại P-N-P (h.4-6-17b). Như vậy, trong cách ghép phức hợp, transistor Q₁ đóng vai trò quyết định loại dẫn điện (N-P-N hay P-N-P) của transistor phức hợp, còn Q₂ chỉ làm nhiệm vụ khuếch đại dòng ra.



Hình 4.6.17. Ghép phức hợp để tạo transistor P-N-P

Hãy xét mạch h. 4-6-16a làm ví dụ. Tầng Q₂, mắc C.C, có điện trở vào khá lớn:

$$R_{i2} = h_{iE2} + (1+h_{fE2}) R_L \approx h_{fE2} R_L \quad (4-6-12)$$

Độ lợi dòng :

$$A_{i2} = \frac{I_{E2}}{I_{B2}} = 1 + h_{fE2} \approx h_{fE2} \quad (4-6-13)$$

Áp dụng mạch tương đương của BJT mắc C.C (h. 4-5-8b) ta vẽ được một sơ đồ tương đương xoay chiều của tầng Q₁ như h.4-6-18. Điện trở vào của transistor phức hợp (nhìn từ cực B₁), xác định theo (4-5-38):

$$r_i = h_{iE1} + (h_{fE1} + 1) \left(\frac{1}{h_{OE1}} // R_{i2} \right) \approx h_{fE1} \left(\frac{1}{h_{OE1}} // R_{i2} \right) = h_{fE1} \frac{R_{i2}}{1 + R_{i2} h_{OE1}}$$

Ở đây do R_{i2} khá lớn nên không thể bỏ qua vai trò mắc song song của $\frac{1}{h_{OE1}}$ thay giá trị gần đúng của của R_{i2} theo (4-6-12) ta có:

$$r_i \approx h_{fE1} \cdot h_{fE2} \frac{R_L}{1 + h_{fE2} \cdot h_{OE1} R_L} \quad (4-6-14a)$$

Khi $h_{fE2} \cdot h_{OE1} \ll R_L$

$$R_i \approx h_{fE1} \cdot h_{fE2} \cdot R_L \quad (4-6-14b)$$

Điện trở vào của mạch h. 4-6-16, kể đến cả vai trò R_B:

$$R_i = (R_B // r_i) \quad (4-6-15)$$

Do r_i rất lớn nên trị số R_B đóng vai trò quyết định.

Độ lợi dòng của tầng Q₁

$$A_{i1} = \frac{I_{E1}}{I_s} \quad (4-6-16)$$

Trong đó:

$$I_{E1} = (1 + h_{fE1}) I_{B1} \quad (4-6-17)$$

Còn I_S xác định từ điện áp vào:

$$V_i = I_S (R_B // r_i) = I_{B1} R_i$$

$$\text{Cho nên: } I_S = \frac{I_{B1} r_i}{(R_B // r_i)} = I_{B1} \cdot \frac{R_B + r_i}{R_B} \quad (4-6-18)$$

Thay (4-6-17) và (4-6-18) vào (4-6-16)

$$A_{i1} = \frac{(1 + h_{fE1}) R_B}{R_B + r_i} \quad (4-6-19)$$

Do đó độ lợi dòng cả toàn mạch:

$$A_i = A_{i1} \cdot A_{i2} = (1 + h_{fE2}) \frac{R_B}{R_B + r_i} \approx h_{fE1} \cdot h_{fE2} \frac{R_B}{R_B + r_i} \quad (4-6-20)$$

Nếu bỏ qua tác dụng phân dòng của R_B thì độ lợi dòng của transistor phức hợp sẽ là:

$$A_i \approx h_{FE1} h_{FE2} \quad (4-6-21)$$

Độ lợi áp xác định tương tự như BJT mắc C.C:

$$A_v \approx 1 \quad (4-6-22)$$

4.7. TẦNG KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

Khuếch đại công suất là tầng cuối cùng của thiết bị khuếch đại. Nó có nhiệm vụ cung cấp cho tải một tín hiệu trung thực (ít méo phi tuyến và méo tần số), đạt công suất mong muốn và có hiệu suất hợp lý (càng cao càng tốt).

Phản tử khuếch đại dùng trong tầng KĐCS có thể là BJT hoặc FET. Chúng phải có khả năng làm việc với điện áp và dòng điện tương đối lớn để đưa ra tải một tín hiệu xoay chiều năng lượng lớn, thoả mãn nhu cầu. Các transistor này thường gắn kèm phiến toả nhiệt, làm việc ở chế độ A,B hoặc AB.

Việc ghép giữa tầng KĐCS với tải có thể là ghép trực tiếp, ghép R.C hoặc ghép biến áp.

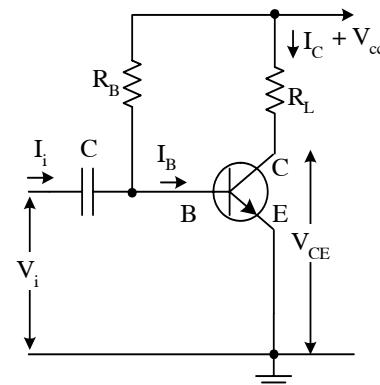
4-7-1. Tầng khuếch đại công khuếch đơn, tải ghép trực tiếp

Trên h. 4-7-1 là một ví dụ thuộc loại này.

Chúng thường đặc trưng dùng trong các bộ khuếch đại công suất nhỏ, transistor làm việc ở chế độ A. Điểm làm việc tĩnh của mạch h. 4-7-1 xác định theo các hệ thức (4-3-10), ..., (4-3-14).

Để xác định các đại lượng xoay chiều, ta sử dụng họ đặc tuyến ra của BJT, đường tải một chiều AB (cũng trùng với đường tải xoay chiều trong trường hợp này) cắt trực hoành tại hoành độ V_{CC} , cắt trực tung tại tung độ $\frac{V_{CC}}{R_L}$ và có độ

$$\text{đốc } \tan \theta = -\frac{1}{R_L}$$



Hình 4.7.1. Tầng KĐCS đơn tải ghép trực tiếp

$$\text{đốc } \tan \theta = -\frac{1}{R_L}$$

Khi chưa có tín hiệu vào, tầng KĐCS làm việc ở điểm tĩnh Q (thường chọn Q ở khoảng giữa đường tải xoay chiều để biên độ tín hiệu ra đủ lớn). Khi tín hiệu vào tăng dần, điểm làm việc xê dịch hai bên điểm Q, dọc trên đoạn thẳng MN. Vị trí điểm M và điểm N do biên độ tín hiệu vào quyết định.

Như vậy, dựa vào đồ thị, ta xác định được biên độ dòng điện I_{cm} và biên độ điện áp V_{CEm} mà tầng KĐCS tạo ra (V_{CEm} cũng là biên độ điện áp trên tải R_L)

Từ đó tín ra được công thức tín hiệu hữu ích trên tải:

$$P_s = \frac{1}{2} V_{CEm} I_{cm} \quad (4-7-1)$$

Còn công thức suất tầng KĐCS tiêu thụ của nguồn cấp điện:

$$P_o = V_{CC} I_{C,tb} \approx V_{CC} I_{CQ} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (4-7-2)$$

Trong đó $I_{C,tb}$ là giá trị trung bình của dòng qua mạch collector, đã lấy bằng I_{CQ} vì giả thiết dòng collector có dạng hình sin, đối xứng qua giá trị I_{CQ}

Trong trường hợp lý tưởng (có thể sử dụng toàn bộ đường tải xoay chiều từ A tới B) thì:

$$V_{CEm} = V_{CEQ} = \frac{1}{2} V_{CC} \quad (4-7-3)$$

$$I_{Cm} = I_{CQ} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (4-7-4)$$

Và công suất đưa ra trên tải sẽ đạt giá trị lớn nhất có thể:

$$P_{\sim max} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} V_{CC} \right) \left(\frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{R_L} \right) = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (4-7-5)$$

Trong trường hợp đó, hiệu suất của tầng KĐCS chế độ A đạt giá trị cực đại.

$$\eta_{max} = \frac{P_{\sim max}}{P_0} = \frac{1}{4} = 25\% \quad (4-7-6)$$

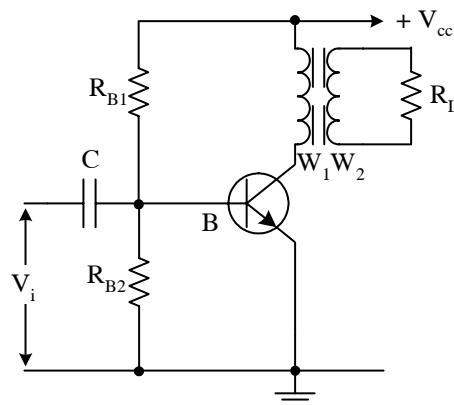
Tương ứng, công suất tiêu tán trên BJT sẽ là:

$$P_{t.t} = P_0 - P_{\sim max} = 75\% P_0 \quad (4-7-7)$$

Trên thực tế, như đã thấy (và xem nhận xét từ h. 2-5-18) không thể đạt được các biên độ ghi ở (4-7-3) và (4-7-4), cho nên KĐCS đơn tải ghép trực tiếp có công suất ra bé hơn giá trị xác định bởi (4-7-5) và hiệu suất thường chỉ đạt: $(15 \div 20)\%$

4.7.2 Tầng KĐCS đơn, ghép biến áp

Mạch điển hình như h. 4-7-2. BJT phân cực kiểu phân áp, làm việc ở chế độ A.



Hình 4.7.2. Tầng KĐCS đơn tải ghép biến áp

Đối với dòng điện một chiều I_C , điện trở cuộn sơ cấp r_1 đóng vai trò tải. Giá trị rất nhỏ, vì vậy đường tải một chiều CD có độ dốc:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{1}{r_1} \quad (4-7-8)$$

sẽ gần như dốc đứng (h. 4-7-4). Hoành độ của điểm làm việc tĩnh Q có giá trị:

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} \quad (4-7-9)$$

Như đã trình bày ở hình 4-6-2 và 4-6-8, tải R_L phản ánh về bên sơ cấp biến áp thành giá trị:

$$R'_L = \frac{R_L}{n^2} \quad (4-7-10)$$

Với $n = \frac{W_2}{W_1}$: hệ số biến áp

Do đó, tại phạm vi tần số trung bình, khi bỏ qua vai trò các điện trở r_1, r'_2 của cuộn dây biến áp đồng thời coi ωL_1 rất lớn thì tải xoay chiều mạch collector sẽ là:

$$R_\sim \approx R'_L = \frac{R_L}{n^2} \quad (4-7-11)$$

Đường tải xoay chiều đi qua điểm tĩnh Q và có độ dốc:

$$\operatorname{tg} \partial = -\frac{1}{R_\sim} \quad (4-7-12)$$

Để tín hiệu xoay chiều lấy ra có biên độ lớn, người ta thường chọn Q nằm ở trung điểm của đường tải này, Vì vậy hoành độ điểm B xấp xỉ giá trị $2V_{CC}$, và I_{Bmax} cắt đường tải xoay chiều tại N và M. Ở trạng thái động, điểm làm việc ức thời của BJT sẽ di chuyển trong phạm vi MN này. Từ đó xác định được biên độ điện áp (V_{CEm}) và biên độ dòng điện (I_{cm}) lấy ra trên sơ cấp biến áp như biểu thị trên hình vẽ. Ta nhận thấy:

$$V_{CEm} < V_{CEQ} \approx V_{CC} \quad (4-7-13)$$

$$I_{cm} = \frac{V_{CEm}}{R_\sim} < I_{CQ} \quad (4-7-14)$$

Công suất tín hiệu đưa ra trên sơ cấp biến áp:

$$P_S = \frac{1}{2} V_{CEm} I_{cm} \quad (4-7-15)$$

Công suất tín hiệu nhận được trên tải ở thứ cấp:

$$P_L = \eta_T P_S \quad (4-7-16)$$

Trong đó η_T là hiệu suất của biến áp, có giá trị khoảng $0,8 \rightarrow 0,9$.

Công suất tầng KĐCS tiêu thụ của nguồn:

$$P_o = V_{CC} I_{CQ} \quad (4-7-17)$$

Hiệu suất của tầng KĐCS ghép biến áp, chế độ A:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CEm} \cdot I_{Cm}}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} \quad (4-7-18)$$

Công suất tiêu tán trên transistor:

$$P_{tt} = P_o - P_{\sim} \quad (4-7-19)$$

Công suất này sẽ lớn nhất khi $P_{\sim} = 0$ nghĩa là ở trạng thái tĩnh. Transistor dùng trong tầng KĐCS cần phải chịu đựng nỗi trướng hợp xấu nhất này.

Trong trường hợp lý tưởng (tận dụng toàn bộ đường tải xoay chiều từ A tới B):

$$V_{CEm} = V_{CEQ} \approx V_{CC}, I_{Cm} = I_{CQ}$$

Công suất đưa ra trên sơ cấp (và trên tải) sẽ cực đại:

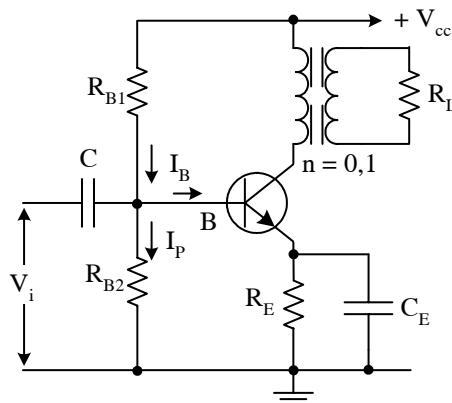
$$P_{\sim\max} = \frac{1}{2} V_{CC} I_{CQ} \quad (4-7-20)$$

$$\text{Và } \eta_{\max} = \frac{P_{\sim\max}}{P_o} = 50\% \quad (4-7-21)$$

Như vậy biến áp, đạt hiệu suất cao hơn ghép trực tiếp. Tuy vậy, ghép biến áp cũng đòi hỏi transistor khắc nghiệt hơn: khi điểm làm việc nằm ở vị trí N trên tải, điện áp đặt vào giữa cực C và cực E mà transistor phải chịu đựng gấp đôi điện áp nguồn:

$$V_{CEmax} \approx 2V_{CC} \quad (4-7-22)$$

Bài tập 4-15. Tầng KĐCS đơn, ghép biến áp như h. 4-7-3. Biết $V_{CC} = 9V$, $R_E = 66\Omega$, $R_L = 6\Omega$. Hệ số biến áp $n = 0,1$. BJT có dòng tĩnh $I_{CQ} = 15mA$, $\beta = 50$. Hãy xác định công suất ra trên tải.



Hình 4.7.3.

Giải

Điện áp hạ trên R_E :

$$V_E = I_E R_E = 15 \text{ mA} \cdot 0,066k\Omega \approx 1V$$

Coi điện trở cuộn sơ cấp đối với dòng một chiều là không đáng kể nên $V_{CEQ} \approx V_{CC} - V_E = 9 - 1 = 8V$. Như vậy điểm tĩnh Q có toạ độ 8V, 15 mA

Tải phản ánh về sơ cấp:

$$R'_L = \frac{R_L}{n^2} = \frac{6}{(0,1)^2} = 600\Omega = 0,6K\Omega$$

Ta biết rằng đường tải xoay chiều đi qua Q và có độ dốc là $\tan \theta = \frac{-1}{R'_L} = \frac{-1}{0,6}$. Vì vậy để vẽ đường tải xoay chiều, cần xác thêm vị trí điểm A (hoặc điểm B). Xét tam giác AGQ:

$$GA = GQ \tan \gamma = 8V \cdot \frac{1}{0,6k\Omega} = 13,3mA$$

Như vậy tung độ điểm A là: $15 + 13,3 = 28,3$ mA. Chọn giá trị $V_{CEmin} = 1,5V$. Từ hoành độ này xác định được điểm M trên đường tải và do đó xác định đoạn HM:

$$\begin{aligned} HM &= HQ \tan \gamma \\ &= (8V - 1,5V) \cdot \frac{1}{0,6} \\ &= 10,83 \text{ mA} \end{aligned}$$

Diện tích tam giác MHQ phản ánh công suất tín hiệu đưa ra trên sơ cấp biến áp:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} V_{CEm} \cdot I_{CM} = \frac{1}{2} \cdot 6,5 \cdot 10,83 \text{ mA} = 35,2 \text{ mW}$$

Giả sử hiệu suất biến áp $\eta = 0,9$. Vậy công suất ra trên tải R_L :

$$P_L = \eta P_{\sim} = 31,6 \text{ mW}$$

Về các điện trở phân cực, có thể tính gần đúng như sau:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{15}{50} = 0,3 \text{ mA}$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 + 1 = 1,7V$$

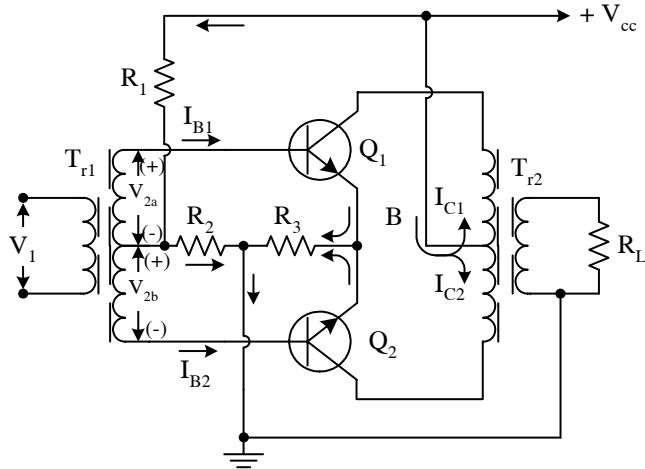
Để đảm bảo cho BJT có V_B tương đối ổn định, chọn dòng điện qua R_{B2} là:

$$I_P = (5 \div 10) I_{BQ}, \text{ ví dụ chọn } I_p = 1,5 \text{ mA}$$

$$\text{Như vậy: } R_{B2} = \frac{V_B}{I_p} = \frac{1,7}{1,5} = 1,13k\Omega, \text{ chặng hạn chọn } R_{B2} = 1,2K$$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_B}{I_p + I_B} = \frac{9 - 17}{1,8} \approx 4k\Omega$$

4.7.3. Tầng KĐCS đẩy kéo ghép biến áp (h. 4-7-4)



Hình 4.7.4. Tầng KDCS đẩy kéo ghép biến áp

Q_1 Q_2 là hai transistor cùng loại, tham số giống hệt nhau. Biến áp vào T_{r1} đưa tín hiệu xoay chiều tới Q_1 Q_2 , còn biến áp ra T_{r2} truyền tín hiệu đã khuếch đại qua tải R_L . Cuộn thứ của T_{r1} và cuộn sơ của T_{r2} đều gồm hai nửa đối xứng. Như vậy ở trạng thái tĩnh, dòng I_C của Q_1 Q_2 chạy qua hai nửa cuộn sơ cấp biến áp T_{r2} theo chiều ngược nhau (do đó từ thông do chúng gây ra trong lõi biến áp T_{r2} sẽ triệt tiêu lẫn nhau, không có điện áp hõ cảm sang thứ cấp) Dòng I_E của Q_1 Q_2 thì chạy cùng chiều qua R_3 (điện trở ổn định dòng tĩnh) xuống đất. Mặt khác, dòng chạy qua R_1 , R_2 tạo nên trên R_2 một điện áp một chiều. Chính điện áp này phân cực cho Q_1 Q_2 (thông qua điện trở rất bé của hai nửa cuộn thứ T_{r1}). Thông thường, điện áp phân cực này có trị số nhỏ, khiến cho Q_1 Q_2 làm việc ở chế độ AB (trung gian giữa chế độ B và chế độ A, nhưng gần chế độ B hơn (Nếu điện trở R_1 vô cùng lớn (hở mạch) điện áp phân cực cho Q_1 , Q_2 bằng không, Q_1 và Q_2 sẽ làm việc ở chế độ B lý tưởng có hiệu suất cao hơn, nhưng méo dạng trầm trọng hơn)

Khi có tín hiệu xoay chiều đặt vào (ở hình vẽ ký hiệu là V_1), trên tải nửa cuộn thứ của T_{r1} sẽ có các điện áp V_{2a} , V_{2b} có giá trị bằng nhau. Giả sử trong nửa chu kỳ đầu, V_{2a} sẽ có cực tính làm cho chuyển tiếp emitter của Q_1 phân cực thuận thì V_{2b} sẽ có cực tính làm cho chuyển tiếp emitter của Q_2 phân cực nghịch. Do đó dòng I_{C1} tăng lên (so với trạng thái tĩnh), còn dòng I_{C2} giảm. Từ thông do I_{C1} và I_{C2} gây ra trong biến áp T_{r2} , không còn triệt tiêu nữa, trên cuộn thứ cấp và trên tải R_L sẽ có điện áp cảm ứng, tỷ lệ với I_{C1}

Như vậy mạch đẩy kéo gồm hai vế đối xứng. Q_1 , Q_2 thay phiên nhau dẫn điện trong hai dẫn chu kỳ.

Đường tải một chiều, đường tải xoay chiều và dạng sóng của một vế trong thời gian nửa chu kỳ. Nửa chu kỳ kia, vế còn lại làm việc hoàn toàn tương tự. Ta thấy:

$$I_{Cm} = I_{Cmax} - I_{CQ} \approx I_{Cmax}$$

$$V_{CEm} = V_{CEQ} - V_{CEmin} \approx V_{CC} \quad (4-7-23)$$

Công suất tín hiệu đưa ra trên sơ cấp biến áp T_{r2} (do cả hai transistor cung ứng):

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} V_{CEm} I_{Cm} \approx \frac{1}{2} V_{CC} I_{Cm} = \frac{V_{CC}^2}{2R_{\sim}} \quad (4-7-24)$$

Công suất này thể hiện bằng diện tích tam giác MHQ

Công suất cả hai transistor tiêu thụ của nguồn:

$$P_O = V_{CC} I_{tb} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{Cm} \quad (4-7-25)$$

Trong đó dòng điện trung bình xác định được từ dạng sóng của I_C (coi $I_{CQ} \approx 0$):

$$I_{tb} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Cm} \sin \omega t d\omega t = \frac{2}{\pi} I_{Cm} \quad (4-7-26)$$

Như vậy hiệu suất của tầng KĐCS đẩy kéo ghép biến áp:

$$\eta = \frac{P_L}{P_O} = \eta_T \frac{P_{\sim}}{P_O} = \eta_T \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CEm}}{V_{CC}} \quad (4-7-27)$$

Trong trường hợp lý tưởng ($\eta_T = 100\%$, $V_{CEm} = V_{CC}$) thì có:

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (4-7-28)$$

nghĩa là tầng đẩy kéo, chế độ B có hiệu suất khá cao. Tuy vậy, trong thực tế $V_{CEm} < V_{CC}$, $I_{CQ} \neq 0$ cho nên hiệu suất chỉ đạt được cỡ $60 \div 70\%$

Về phương diện tổn hao, công suất tiêu tán trên cả hai transistor là:

$$P_T = P_O P_{\sim} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{Cm} - \frac{1}{2} V_{CEm} I_{Cm}$$

Thay $I_{Cm} = \frac{V_{CEm}}{R_{\sim}}$ vào sẽ có:

$$P_T = \frac{2}{\pi} V_{CC} \frac{V_{CEm}}{R_{\sim}} - \frac{1}{2} \frac{V_{CEm}^2}{R_{\sim}} \quad (4-7-29)$$

Công thức này chứng tỏ suất tiêu tán phụ thuộc vào biên độ tín hiệu ra V_{CEm} . Lấy đàò hàm theo V_{CEm} , đặt bằng không, ta sẽ tìm được:

$$\text{Tại giá trị } V_{CEm} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0,64 V_{CC} \quad (4-7-30)$$

Thì công suất tiêu tán trên cả hai transistor đặt cực đại:

$$P_{Tmax} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \approx 0,2 \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \quad (4-7-31)$$

Hoặc tính cho mỗi transistor:

$$P_{t.tmax} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \approx 0,1 \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \quad (4-7-32)$$

Transistor dùng trong tầng KĐCS cần phải chịu đựng được trường hợp xấu nhất này.

(Khi thiết kế ta thường phải chọn transistor sao cho đảm bảo được giá trị P_{\sim} cần thiết, đồng thời chịu đựng được $P_{t, \text{max}}$. So sánh (4-7-32) với (4-7-24), ta có quan hệ: $\frac{P_{t, \text{max}}}{P_{\sim}} \approx 0,2$ (4-7-32a). Như vậy, muốn có công suất ra là 25W thì mỗi transistor phải có công suất tiêu tán cho ghép ít nhất là 5W).

Ngoài ra, về phương diện áp, cũng giống như tầng KĐCS đơn, BJT còn phải chịu nổi giá trị lớn nhất trong mỗi chu kỳ, xác định bởi (4-7-22).

Tầng KĐCS kiểu đẩy kéo, ngoài ưu điểm hiệu suất cao, còn khắc phục được một cách đáng kể hiện tượng méo phi tuyến do các thành phần hài bậc cáo gây ra.

Thật vậy, do đặc tuyến của transistor không tuyến tính nên khi tín hiệu vào hình sin, tín hiệu ra không còn trung thực hình sin, nghĩa là xuất hiện thêm các thành phần hài (bậc 2, bậc 3 v.v...) Nếu hai vế hoàn toàn đối xứng, các thành phần hài bậc chẵn (2,4,6,...) trong dòng collector của Q_1 , Q_2 (chạy ngược chiều nhau qua hai nửa cuộn sơ cấp Tr_2) sẽ tự triệt tiêu nhau, nhờ đó vắng mặt trong điện áp ra.

Hiện tượng thường gặp là dòng điện (hoặc điện áp) bị méo dạng ở vùng giá trị bé, nơi chuyển đổi từ giá trị dương sang giá trị âm (hoặc từ âm sang dương), do đặc tuyến vào của BJT bị công trong phạm vi dòng điện nhỏ gây nên (gọi là: “méo xuyên tâm” hoặc “méo dạng điểm qua”). Để khắc phục dạng méo này, phải chọn điện áp phân cực cho Q_1 , Q_2 có giá trị thích hợp (chế độ AB)

Trên thực tế, khó lòng bảo đảm hay vẽ thật sự đối xứng. Thêm vào đó, biến áp là linh kiện vừa cồng kềnh, vừa dễ gây méo phi tuyến và méo tần số. Vì vậy KĐCS ghép biến áp thường có chất lượng không cao.

4-7-4. Tầng KĐCS đẩy kéo không biến áp

1. Mạch dùng hai transistor cùng kiểu dẫn điện

Q_1 , Q_2 đều thuộc loại N-P-N có tham số y hệt nhau, phân cực kiểu phân áp. Nguồn V_{CC} có thêm ra giữa, phân thành hai nguồn $\frac{V_{CC}}{2}$ cung cấp riêng cho từng BJT. Tải R_L mắc trực tiếp vào điểm giữa của nguồn (điểm G trên hình vẽ) và điểm nối cực E_1 với cực C_2 (điểm F). Điện áp phân cực có giá trị nhỏ, sao cho Q_1 , Q_2 làm việc ở chế độ AB. Ở trạng thái tĩnh dòng I_{E1} và I_{C2} chạy qua tải theo chiều ngược nhau, và gần nhau như triệt tiêu nhau, khiến điện áp trên R_L xấp xỉ bằng không.

Hai tín hiệu xoay chiều V_{i1} , V_{i2} ngược pha nhau (lấy từ tầng đảo pha phía trước) đưa đến ngõ vào, khiến Q_1 , Q_2 thay phiên nhau dẫn điện trong từng nửa chu kỳ. Trên tải R_L ta nhận được điện áp xoay chiều, do dòng của Q_1 , Q_2 lần lượt tạo nên trong bán kỳ dẫn điện của chúng.

Để tránh khó khăn nguồn cấp điện phải có đầu ra giữa, có thể mắc tải như h. 4-7-10. Tụ C_L có điện dung rất lớn để trở kháng của tụ là không đáng kể so với R_L

Ở trạng thái tĩnh, tụ C_L được nạp điện đến điện thế điểm F, nghĩa là $V_{CL} \approx \frac{V_{CC}}{2}$. Trong bán kỳ

Q_2 dẫn điện, Q_1 khoá (điện trở giữa cực C_1 và E_1 rất lớn, dòng $I_{E1} \approx 0$), điện áp trên tụ C_L đóng vai trò nguồn cấp điện cho Q_2 và tải R_L ... còn trong bán kỳ Q_1 dẫn điện, Q_2 khoá (điện trở giữa cực C_2 và cực E_2 rất lớn, dòng $I_{C2} \approx 0$), nguồn V_{CC} (cùng điện áp trên tụ C_L) cấp điện cho Q_1 và tải. Dòng

I_{E1} nạp điện bổ sung cho tụ C_L để bù lại phần năng lượng đã tiêu hao trong bán kỵ trước. Nhờ vậy trong bán kỵ Q_2 dẫn điện, điện áp trên C_L đảm đương vai trò như một bộ nguồn $\frac{V_{CC}}{2}$

Mạch trên đây có vài nhược điểm:

- Q_1 hoạt động theo mạch C.C, còn Q_2 theo mạch E.C, vì vậy hai vế không đối xứng.
- Đòi hỏi có thêm tầng đảo pha phía trước

2 – Mạch dùng hai transistor khác kiểu dẫn điện (mạch bổ phụ)

Q_1 thuộc loại N-P-N, còn Q_2 : P-N-P, có tham số đối xứng nhau. Một cặp transistor như vậy thường gọi là một cặp bổ phụ (complementary).

Nguồn V_{CC} tạo dòng điện qua R_1, R_2, R_3, R_4 . Điện áp trên Q_1, Q_2 làm việc ở chế độ AB. Ở trạng thái tĩnh, dòng I_{E1} và I_{E2} chạy ngược chiều nhau qua tải, khiến điện áp trên tải bằng không. Ở trạng thái động, tín hiệu xoay chiều V_i thông qua R_2, R_3 đặt vào giữa cực base B_1, B_2 và đất. Vì vậy trong bán kỵ dương của V_i , Q_1 dẫn, Q_2 khoá, còn trong bán kỵ âm: Q_1 khoá, Q_2 dẫn. Dòng emitơ I_{E1} hoặc I_{E2} lần lượt chạy qua tải R_L trong từng bán kỵ tương ứng, tạo nên điện áp xoay chiều trên tải, như vậy thực chất Q_1, Q_2 làm việc theo mạch C.C.

Cũng như mạch trên đây, tải R_L vẫn có thể mắc qua tụ C_L (h. 4-7-12). Vai trò tụ C_L vẫn tương tự. Trên h. 4-7-12 cũng kết hợp giới thiệu cả cách dùng điện áp thuận trên diốt D_1, D_2 làm điện áp phân cực (thay cho vai trò của R_2, R_3). Khi nhiệt độ môi trường tăng, điện áp thuận trên diốt giảm [xem (2-3-14)] khiến Q_1, Q_2 được phân cực ít hơn, nghĩa là dòng điện tịnh giảm, nhờ đó tự động ổn định điểm làm việc theo nhiệt độ. Đối với tín hiệu xoay chiều điện trở động của diốt (phân cực thuận) chỉ rất nhỏ, vì vậy gần như toàn bộ điện áp V_i đều được đưa đến cực base, không bị hao hụt như khi truyền qua các điện trở R_2, R_3 . Khi cần tăng công suất ra, người ta thay Q_1, Q_2 bằng các transistor phức tạp.

Giới thiệu tầng khuếch đại Q_0 ghép với tầng đẩy kéo dùng transistor phức hợp. $Q_1 – Q_3$ đóng vai trò như một trnsistor N-P-N còn $Q_2 – Q_4$ như một transistor P-N-P. Cặp bổ phụ này thay nhau làm việc trong hai bán kỵ, tương tự như Q_1, Q_2 .

Mạch thường dùng trong thực tế. So với mạch nguyên lý, mạch này có một vài cải tiến.

1) Vai trò tụ C_2 :

Như đã biết, tín hiệu vào V_i , sau khi được Q_0 khuếch đại, sẽ đưa đến cực base của Q_1, Q_2 . Ở bán kỵ âm của V_i , dòng collector của Q_0 giảm, điện thế điểm B_1 tăng, nghĩa là tín hiệu vào Q_1 ở bán kỵ dương, khiến Q_1, Q_3 dẫn mạch hơn và trên tải R_L sẽ có bán kỵ dương có điện áp ra V_L . Do tụ C_L khá lớn, điện áp một chiều trên hai đều tụ gần như không đổi $V_{CL} \approx \frac{V_{CC}}{2}$ cho nên tại thời điểm

V_L đạt cực đại dương, điện thế điểm F (so với đất) tăng lên khá cao. Ở mạch h. 4-7-13, do tần tại các điện áp hạ trên R_4, V_{BE1}, V_{BE3} cho nên tại thời điểm đó, sự dẫn điện của Q_1, Q_3 bị hạn chế, dòng I_{B1}, I_{B3} không thể tăng nhiều và kết quả là điện áp ra V_L không đủ lớn.

Mạch h. 4-7-14 có thêm tụ C_2 với điện dung khá lớn. Ở trạng thái tĩnh, điện áo một chiều trên C_2 có giá trị đáng kể. Khi có tín hiệu xoay chiều V_i , trong quá trình điện áp ra V_L tăng dần từ không đến giá trị cực đại dương thì, thông qua tụ C_2 , điện thế điểm P (và do đó cả điện thế điểm B₁) cũng tăng

theo. Nhờ Q_1, Q_3 được kích dẫn đầy đủ, dòng I_E qua tải R_L không còn bị hạn chế nữa. Như vậy tụ C_2 góp phần tầng biên độ điện áp ra trong bán kỵ dương (C_2 gây hồi tiếp dương).

2) *Vai trò điện trở R_5 :*

Khi đã có C_2 , điện thế xoay chiều của điểm P và điểm F sẽ giống nhau, nghĩa là đối với tín hiệu xoay chiều, điện trở R_5 xem như mắc song song với tải R_L . Vì vậy, để không làm giảm điện áp ra, trị số R_5 phải đủ lớn. Do đó không thể nối R_4 trực tiếp tới nguồn V_{CC} như truờng hợp h. 4-7-13. Ngoài ra, Q_1, Q_3 mắc theo sơ đồ collector chung, vốn có điện trở vào rất lớn. Ở h. 4-7-14, R_4 chỉ mắc song song giữa cực B_1 và điểm F mà không mắc song song với toàn bộ vào của tầng khuếch đại (tính từ cực B_1 đến masse) như truờng hợp h. 4-7-13. Nhờ vậy, R_4 không làm giảm nhiều điện trở vào tầng $Q_1 - Q_3$, nói cách khác: làm tăng điện áp ra cho tầng Q_0 .

3) *Vai trò hồi tiếp của R_1 :*

Trong mạch h. 4-7-14, đầu trên của R_1 nối tới điểm F. Vì vậy R_1 vừa làm điện trở phân cực cho Q_0 , vừa làm nhiệm vụ hồi tiếp tín hiệu từ ngõ ra tầng KĐCS về ngõ vào (hồi tiếp âm – điện áp – song song). Hồi tiếp này cải thiện nhiều tính năng của tầng KĐCS như giảm méo phi tuyến, giảm điện trở ra, tăng độ ổn định có độ làm việc tinh và cho hệ số khuếch đại. Thay đổi vị trí R_1 sẽ thay đổi điểm làm việc tinh cho cả hệ thống và thay đổi độ lợi áp của tầng. Chính vì vậy R_1 thường dùng một biến trở.

Khi điều chỉnh, cần chọn giá trị R_1 sao cho điện thế tĩnh điểm F bằng $\frac{V_{CC}}{2}$, bảo đảm làm việc cho hai vế đối xứng.

Trên h. 4-7-14, các điện trở R_6, R_7, R_8, R_9 có tác dụng ổn định điểm tĩnh và hạn chế dòng điện.

Chương 4

KHUẾCH ĐẠI MỘT CHIỀU VÀ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

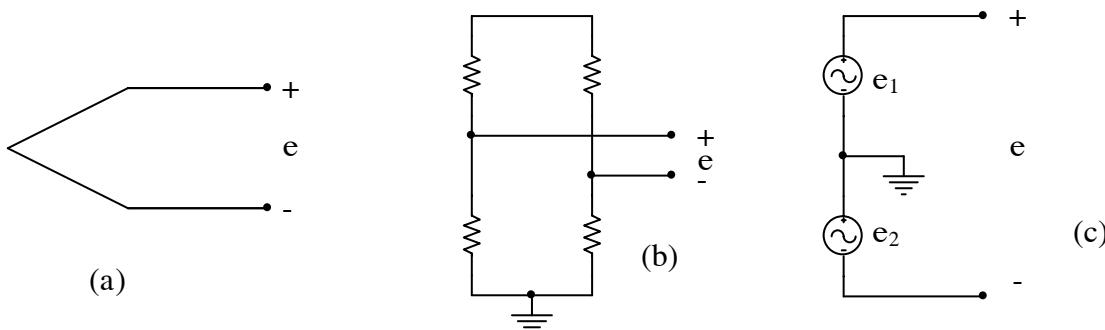
5.1. KHÁI NIỆM VỀ KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU BIẾN THIÊN CHẬM

Các dạng mạch khuếch đại ghép RC, biến áp mà ta đã khảo sát ở các chương trước được ứng dụng trong các mạch khuếch đại tín hiệu xoay chiều, tần số thấp cung trên 1 Hz. Trong thực tế còn có những tín hiệu tần số dưới 1Hz, gọi là tín hiệu biến thiên chậm, như: tín hiệu cảm biến từ sự biến thiên nhiệt độ, biến thiên độ ẩm, biến thiên mực chất lỏng, biến thiên cường độ ánh sáng, phản ứng hoá điện, dòng điện sinh học ... Các tín hiệu biến thiên chậm có thể xem như tín hiệu một chiều (DC).

Bộ khuếch đại tín hiệu biến thiên chậm nói chung có những đặc điểm sau:

- Tín hiệu có tần số thấp nhất, xem như tín hiệu DC.
- Có ngõ vào đối xứng (các nguồn phát tín hiệu biến thiên chậm thường có dạng đối xứng – Hình 5.1.1)
- Hệ số khuếch đại rất cao (nguồn phát tín hiệu biến thiên chậm thường có biên độ rất bé, từ vài μV đến vài chục μV)
- Khả năng chống nhiễu tốt.
- Áp phân cực ngõ vào và ngõ ra bằng không để dễ chuẩn hóa (khi chưa có tín hiệu, điện áp tĩnh bằng zéro)
- Phân cực phải rất ổn định, không bị trôi theo nhiệt độ (nếu không sẽ gây sai số ở ngõ ra). Đây là điều kiện rất quan trọng của mạch khuếch đại DC.

Với những đặc điểm trên, nhất là về phương diện tần số, rõ ràng là khuếch đại ghép RC và ghép



Hình 5.1.1 a,b Các cảm biến nhiệt tạo tín hiệu đối xứng. (c) Mô hình mạch điện nguồn tín hiệu đối xứng

biến áp không đáp ứng được với tín hiệu DC. Ta có thể dùng mạch khuếch đại ghép trực tiếp, nhưng cũng bị hạn chế số tầng khuếch đại, vì tính toán phân cực khá phức tạp. Hơn nữa, khả năng ổn định phân cực và chống nhiễu sẽ kém khi số tầng khuếch đại càng tăng, hoặc không có ngõ vào đối xứng.

Trong chương này, ta sẽ khảo sát hai dạng khuếch đại DC (khuếch đại vi sai và khuếch đại thuật toán) hoàn toàn đáp ứng được các đặc điểm trên.

5.2. KHUẾCH ĐẠI VI SAI

5.2.1. Dạng mạch cơ bản và hoạt động

Khuếch đại vi sai là một khuếch đại DC đối xứng, có hai ngõ vào và hai ngõ ra. Hình 5.2.1. mô tả dạng mạnh của nó. Ngõ vào có thể chọn bất đối xứng: V_{i1} , V_{i2} (so với đất) hay đối xứng: $V_i = V_{i1} - V_{i2}$.

Tương tự, ngõ ra có thể chọn đối xứng: V_{o1} , V_{o2} (so với đất), hay đối xứng: $V_o = V_{o1} - V_{o2}$. Hai cực E của hai BJT ghép chung với nhau và được phân cực bồi nguồn dòng $I_k = \text{const}$. Điện trở nội của nguồn dòng xem như rất lớn, $R_K \rightarrow \infty$. Nguồn âm $-V_{EE}$ nhằm tạo điểm có điện thế một chiều bằng không cho ngõ vào hoặc ngõ ra theo yêu cầu chung của khuếch đại DC.

Ta có:

$$I_{E1} + I_{E2} = I_k \quad (5.2.1)$$

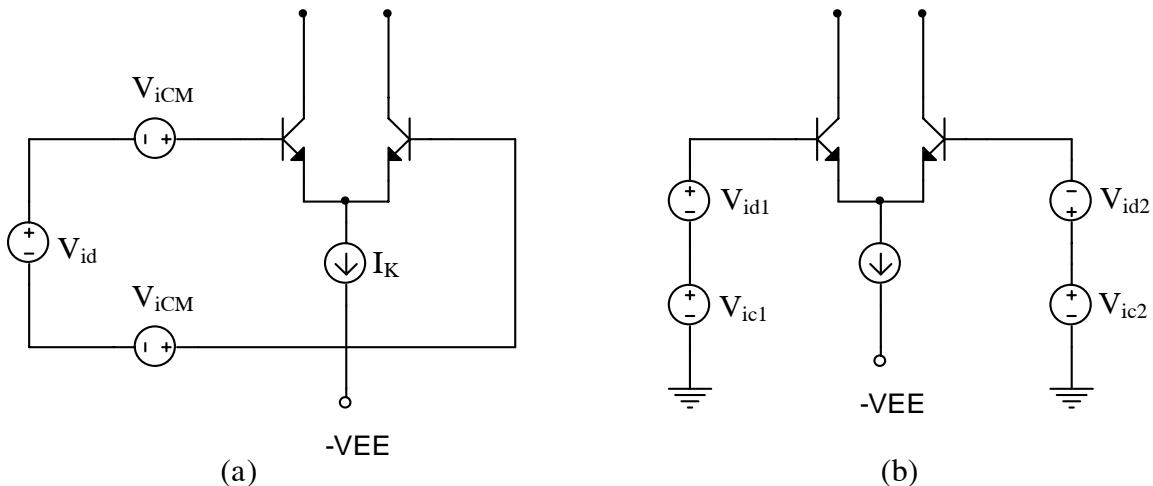
Ở trạng thái tĩnh: $V_{i1} = V_{i2} = 0$, Q_1 và Q_2 hoàn toàn đối xứng:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2} I_k \quad (5.2.2)$$

Vì $I_B \ll I_C$ nên bỏ qua dòng I_B :

$$I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{1}{2} I_k \quad (5.2.3)$$

- Tín hiệu vào bộ khuếch đại vi sai được phân loại thành hai dạng (hình 5.2.2)



Hình 5.2.2. Tín hiệu vào vi sai và tín hiệu vào cách chung

- **Tín hiệu vào sai** (Differential input signal): là các hiệu ngược pha ở hai ngõ vào. Đây là tín hiệu có ích cần khuếch đại:

$$V_{id_1} = -V_{id_2} = \frac{V_{id}}{2}$$

- **Tín hiệu vào cách chung** (common mode signal) còn gọi: tín hiệu vào đồng pha trên hai ngõ vào. Chúng thường là các nhiễu, Ví dụ điện áp trôi theo nhiệt độ, lượng biến động của nguồn cung cấp v.v...

$$V_{ic1} = V_{ic2} = V_{icM} \quad (5-2-5)$$

Như vậy, ở ngõ vào ta có:

$$V_{i1} = V_{id1} + V_{ic1} = \frac{V_{id}}{2} + V_{icM} \quad (5-2-6)$$

$$V_{i2} = V_{id2} + V_{ic2} = -\frac{V_{id}}{2} + V_{icM} \quad (5-2-7)$$

Với tín hiệu vi sai, nếu ta có biến thiên điện áp ngõ vào là ΔV_{id1} và $\Delta V_{id2} = -\Delta V_{id1}$, dẫn đến dòng I_{C1} tăng một lượng ΔI_{C1} và dòng I_{C2} giảm một lượng ΔI_{C2} . Do $I_K = \text{const}$ nên $\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}$, tín hiệu được khuếch đại ở ngõ ra.

Do tín hiệu cách chung, do hai tín hiệu vào và đồng pha:

$$\Delta V_{ic1} = \Delta V_{ic2}$$

nên dòng I_{C1}, I_{C2} cũng biến thiên cùng pha:

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}$$

Nhưng do dòng điện tổng $I_K = \text{const}$ nên các lượng này phải triệt tiêu:

$$\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2} = 0$$

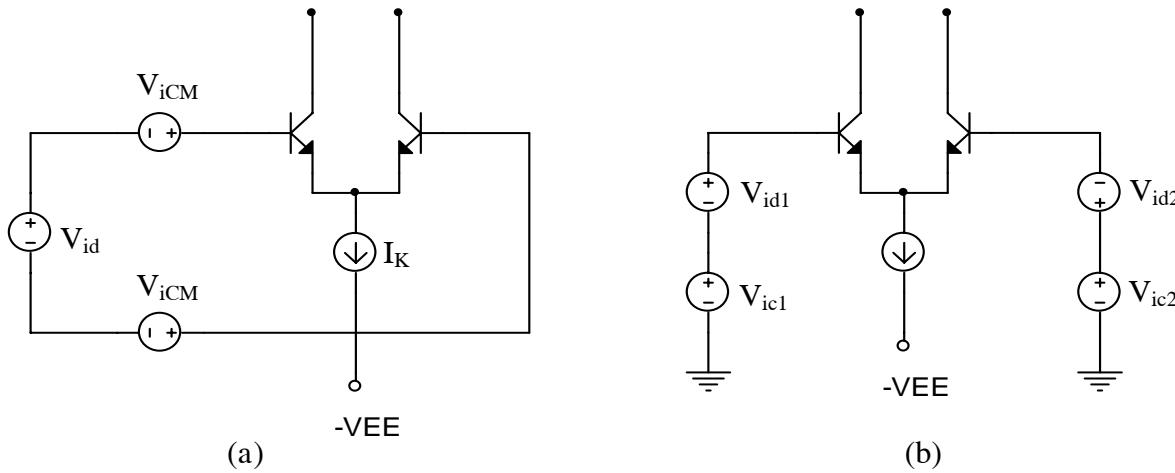
nghĩa là tín hiệu đồng pha không được khuếch đại ở ngõ ra.

Từ trên, ta thấy mạch khuếch đại vi sai có tác dụng chống nhiễu đồng pha rất tốt, phân cực rất ổn định, không bị trôi theo biến thiên nhiệt độ và nguồn cung cấp.

Nguồn dòng I_K càng ổn định, R_K càng lớn thì khả năng chống nhiễu và ổn định phân cực của mạch càng cao hay dùng BJT, như ta sẽ thấy ở phần sau.

5.2.2. Chế độ DC của mạch khuếch đại vi sai

Sơ đồ mạch phân cực thuận thực tế cho độ khuếch đại vi sai như hình 5.2.3a, trong đó R_E đóng



Hình 5.2.2. Tín hiệu vào vi sai và tín hiệu vào cách chung

(a) Biểu thi tổng quát; (b) Tách riêng từng loại tín hiệu cho mỗi ngõ vào

, ta cần tính toán phân cực cho một vế. Do dòng qua R_E là $2I_E$, nên khi đưa về một vế, R_E được thay bằng $2R_E$ như hình 5.2.3 b).

Từ hình 5.2.3b, viết phương trình cho hai vòng kín BE và CE ta được:

$$B_B I_{BQ} + V_{BEQ} + 2R_E (\beta + 1) I_{BQ} - V_{EE} = 0 \quad (5.2.8)$$

$$- V_{CC} + I_{CQ} R_C + V_{CEQ} + 2R_E (I_{CQ} + I_{BQ}) - V_{EE} = 0 \quad (5.2.9)$$

$$\text{và: } I_{CQ} = \beta I_{BQ} \quad (5.2.10)$$

Từ các phương trình trên, ta suy ra trị số dòng và áp ở trạng thái tĩnh. Ngược lại, khi đã biết các điện áp và dòng ở trạng thái tĩnh, các hệ thức này giúp ta xác định giá trị các điện trở phân cực. Chẳng hạn từ (5.2.9) suy ra:

$$R_C + 2R_E \approx \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{EQ}}{I_{CQ}} \quad (5.2.11)$$

Ta có thể chọn trước R_C theo điều kiện hê số khuếch đại, hoặc chọn trước R_E theo yêu cầu chống nhiễu hay chọn theo yêu cầu cụ thể về giá trị điện áp phân cực ngõ vào ngõ ra, từ đó suy ra các giá trị còn lại.

Tương tự, từ (5.2.8), ta tính được R_B :

$$R_B = \frac{V_{EE} - V_{BEQ} - 2R_E(\beta + 1)I_{BQ}}{I_{BQ}}$$

$$\text{Hay } R_B = \frac{(V_{EE} - V_{BEQ})\beta}{I_{CQ}} - 2R_E(\beta + 1) \quad (5.2.12)$$

- Ví dụ 5.1.** Mạch khuếch đại vi sai như hình 5.2.3 a có dạng thông số

$V_{CC} = +12V$, $-V_{EE} = -12V$, $R_C = 2K$, $R_E = 5K$, $R_B = 50K$, $Q_1 = Q_2$ (Si)

Có $\beta = 100$; $V_{BEQ} = 0,6$ V. Tính các giá trị dòng, áp trên các cực B,C,E của mạch»

Giải

Từ (5.2.8) suy ra:

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{R_B + 2R_E(\beta + 1)} = \frac{12 - 0,6}{50 + 2.5(100 + 1)} = 0,01 \text{ mA.}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 0,01 = 1 \text{ mA}$$

$$I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ} = 1 + 0,01 = 1,01 \text{ mA}$$

Từ (5.2.9) suy ra:

$$V_{CEQ} = V_{CC} + V_{EE} - I_{CQ}R_C - 2R_E(I_{CQ} + I_{BQ})$$

$$= 12 + 12 - 1 \times 2 - 2 \times 5 \times 1,01 = 11,9 \text{ V}$$

$$V_{EQ} = 2R_EI_{EQ} - V_{EE} = 2 \times 5 \times 1,01 - 12 = -1,9 \text{ V}$$

$$V_{CQ} = V_{CEQ} + V_{EQ} = 11,9 - 1,9 = 10 \text{ V}$$

$$V_{BQ} = V_{BEQ} + V_{EQ} = 0,6 - 1,9 = -1,3 \text{ V}$$

- Ví dụ 5.2.** Cho mạch khuếch đại vi sai như hình 5.2.3.a.

$V_{CC} = 12 \text{ V}$, $-V_{EE} = -12 \text{ V}$, BJT có $\beta = 100$ yêu cầu phân cực mạch với các thông số sau: $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$, $V_{CEQ} = 4 \text{ V}$, $V_{BEQ} = 0,6 \text{ V}$, $V_{CQ} = 0 \text{ V}$.

Tính R_C , R_E , $R_B \gg$

Giải

Từ yêu cầu phân cực $V_{CQ} = 0 \text{ V}$, ta tìm được R

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CQ}}{I_{CQ}} = \frac{12 - 0}{1} = 12 \text{ k}\Omega$$

Từ (5.2.11) suy ra:

$$R_E = \frac{1}{2} \left[\frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} - R_C \right] = \frac{1}{2} \left[\frac{12 + 12 - 4}{1} \right] = 4 \text{ k}\Omega$$

Từ (5.2.12) suy ra:

$$R_B = \frac{(V_{EE} - V_{BEQ}) \times \beta}{I_{CQ}} - 2R_E(\beta + 1) = \frac{12 - 0,6}{1} \times 100 - 2 \times 4(100 + 1) = 339 \text{ k}\Omega$$

5.2.3. Chế độ AC của mạch khuếch đại vi sai

1) Hệ số khuếch đại Ta hãy khảo sát lại sơ đồ hình 5.2.3 a. xét tín hiệu vi sai ở ngõ vào cực B_1 $V_{id_1} = \frac{V_{id}}{2}$ và cực B_2 là $V_{id_2} = -\frac{V_{id}}{2}$. Trên cực E_1 và E_2 lần lượt có các điện áp V_{id_1} và V_{id_2} . Do

$V_{id_1} = -V_{id_2}$, nên áp AC trên E_1 và E_2 bị triệt tiêu. Như vậy, về mặt AC, có thể xem E_1 , E_2 như điểm đất (đất xoay chiều) đối với tín hiệu vi sai. Từ đó có các mạch tương đương như hình 5.2.4 a.

Lý luận tương tự đối với tín hiệu cách chung, điện áp tin hiệu tổng trên E_1 và E_2 là $2V_{icM}$, khi tín hiệu vào B_1 , B_2 lần lượt là $V_{ic_1} = V_{ic_2} = V_{icM}$.

Trong trường hợp này R_E vẫn xuất hiện trong sơ đồ tương đương như điện trở hồi tiếp âm, và khi phản ánh về một vế mạch, nó sẽ tương đương với giá trị $2R_E$.

Hình 5.2.4 b là sơ đồ tương đương đối với tín hiệu cách chung, trong đó R_E được phản ánh từ mạch cực E về mạch cực B và có giá trị tương đương $R_E (h_{fE} + 1)$. Từ hình 5.2.4a tính được hệ số khuếch đại đối với tín hiệu vi sai:

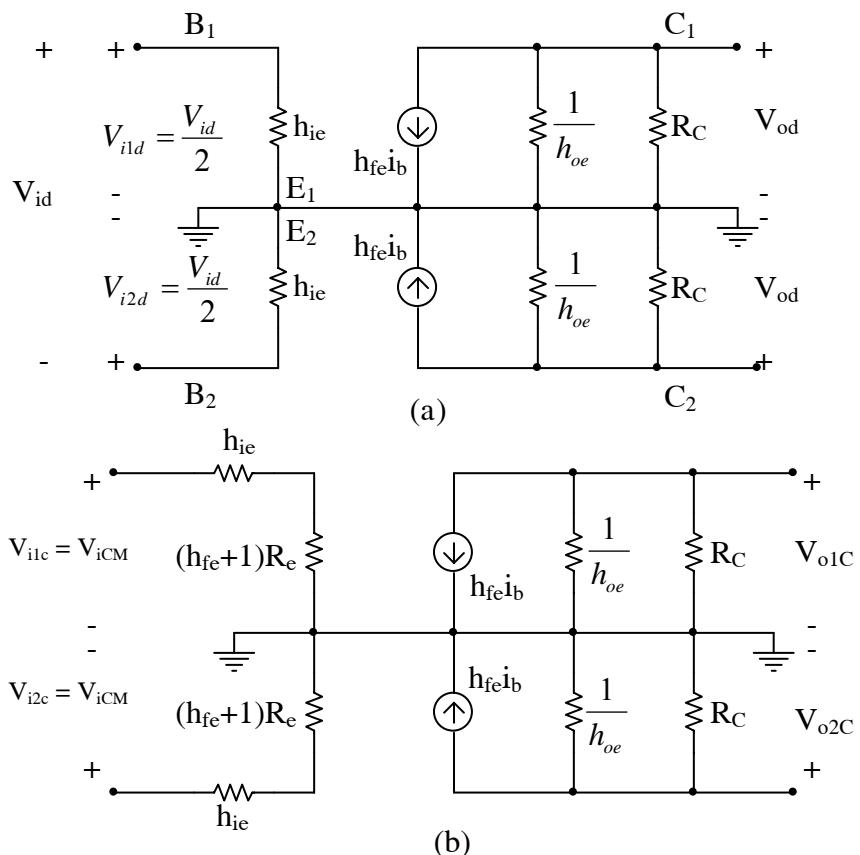
$$A_{v1d} = \frac{V_{O1d}}{V_{id}} = -\frac{1}{2} \frac{h_{fE}}{h_{iE}} \left(R_C // \frac{1}{h_{OE}} \right) \approx -\frac{1}{2} \frac{h_{fE} R_C}{h_{iE}} \quad (5.2.13a)$$

$$A_{v2d} = \frac{V_{O2d}}{V_{id}} = \frac{1}{2} \frac{h_{fE}}{h_{iE}} \left(R_C // \frac{1}{h_{OE}} \right) \approx \frac{1}{2} \frac{h_{fE} R_C}{h_{iE}} \quad (5.2.13b)$$

Như vậy:

$$A_{v1d} = -A_{v2d} = A_{vd} = -\frac{1}{2} \frac{h_{fE} R_C}{h_{iE}} \quad (5.2.13c)$$

Ta thấy hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại vi sai bằng với hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại đơn EC, hệ số $\frac{1}{2}$ là do tín hiệu vào tầng khuếch đại vi sai chỉ bằng phân nửa biên độ so với tín hiệu vào tầng khuếch đại đơn EC.



Hình 5.2.4. Sơ đồ tương đương tham số h của mạch khuếch đại vi sai (a) và đối với tín hiệu cách chung (b)

Từ hình 5.2.14 b, ta có:

$$A_{v1c} = A_{v2c} = \frac{V_{O1c}}{V_{icM}} = \frac{V_{O2c}}{V_{icM}} = -h_{fE} \times \frac{\left(R_C // \frac{1}{h_{OE}} \right)}{h_{iE} + 2(h_{fE} + 1)R_E} \quad (5.2.14)$$

Thực tế, $h_{fE} >> 1$ và $(h_{fE} + 1) R_E >> h_{iE}$, $\frac{1}{h_{OE}} >> R_C$ nên

$$A_{VCM} = A_{v1C} = A_{v2C} \approx -\frac{1}{2} \frac{R_C}{R_E} \quad (5.2.15)$$

Như vậy điện áp ở ngõ ra:

$$\begin{aligned} V_{o1} &= A_{vd} \times \frac{V_{id}}{2} + A_{vCM} V_{iCM} \\ V_{o2} &= - A_{vd} \times \frac{V_{id}}{2} + A_{vCM} V_{iCM} \end{aligned} \quad (5.2.16)$$

2) Tỉ số nén tín hiệu cách chung (CMRR: Common – Mode Rejection Ratio)

Để đánh giá mức độ triệt nhiễu tín hiệu cách chung hay nhiễu đồng pha, người ta đưa ra thông số CMRR được định nghĩa như sau:

$$CMRR = 20 \lg \frac{A_{vd}}{A_{vCM}} (\text{dB}) \quad (5.2.17)$$

Từ (5.2.13) và (5.2.15) suy ra:

$$CMRR \approx 20 \lg \frac{h_{fE} x R_E}{h_{iE}} = 20 \lg (g_m R_E) \quad (5.2.18)$$

Tỉ số CMRR càng cao, mạch có tính triệt nhiễu đồng pha càng tốt

3) Tổng trở vào, tổng trở ra

- Từ hình 5.2.4 a, nhìn từ giữa hai cực B_1 và B_2 , ta có:

Tổng số vào si sai:

$$R_{id} = 2h_{iE} \quad (5.2.19)$$

Tương tự, từ hình 5.2.4 b, sau khi quy về một vế, sẽ suy ra:

Tổng số vào cách chung:

$$R_o = (R_C // 1/h_{oE}) \approx R_C \quad (5.2.20)$$

Còn tổng trở ra giữa một trong hai cực collec và đất:

$$R_o = (R_C // 1/h_{OE}) \approx R_C \quad (5.2.21)$$

- Ví dụ 5.3:** Từ các thông số ở ví dụ 5.2. và cho $h_{fE} = \beta$, $\frac{1}{h_{oE}} \rightarrow \infty$ tính:

- hệ số khuếch đại vi sai A_{vd} và hệ số khuếch đại cách chung $A_{vCM} \gg$
- Tổng số vào vi sai R_{id} , tổng trở vào cách chung R_{iCM} , tổng trở ra \gg
- Tỉ số CMRR \gg

Giải

- Trước tiên, ta tìm h_{iE} :

$$h_{iE} = r_B + (h_{fE} + 1)r_E \approx h_{fE}r_E = \frac{25h_{fE}}{I_{CQ}(\text{mA})} = \frac{25 \times 100}{1} = 2,5K$$

$$A_{vd} = -\frac{1}{2} \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie}} = -\frac{1}{2} \times \frac{100 \times 12}{2,5} = -240$$

$$A_{vCM} \approx -\frac{1}{2} \frac{R_C}{R_E} = -\frac{1}{2} \times \frac{12}{4} = -1,5$$

b) $R_{id} = 2h_{ie} = 2 \times 2,5 = 5K$

$$R_{iCM} = h_{ie} + 2(\beta + 1)R_E = 2,5K + 2 \times 101 \times 4K = 810,5K$$

$$R_o = R_C = 12K$$

c) $CMRR = 20 \lg \frac{A_{cd}}{A_{vCM}} = 20 \lg \frac{-240}{-1,5} = 44dB$

hay có thể tính theo (5.2.18)

$$CMRR \approx 20 \lg \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie}} = 20 \lg \frac{100 \times 4}{2,5} = 44 dB$$

4) Nguồn dòng dùng BJT

Từ (5.2.18) ta thấy nếu R_E càng lớn, tỷ số CMRR càng cao và khả năng chống nhiễu càng tốt. Tuy nhiên, nếu tăng R_E quá lớn thì không đảm bảo được điều kiện phân cực cho mạch. Để thỏa mãn phân cực DC và đồng thời tăng CMRR, ta thay R_E bằng nguồn dùng Q_3 cùng lao 5 bán dẫn với Q_1 và Q_2 (h. 5.2.5)

Về mặt DC, ta phân cực sao cho $V_{CE3} + V_{R2}$ bằng với áp hạ trên R_E ở hình 5.2.3 a. Về mặt AC, điện trở tương đương giữa hai cực C-E của Q_3 có giá trị khá lớn (bằng $\frac{1}{h_{oe}}$ và vào cỡ vài trăm $K\Omega$) do đó tăng CMRR rất cao.

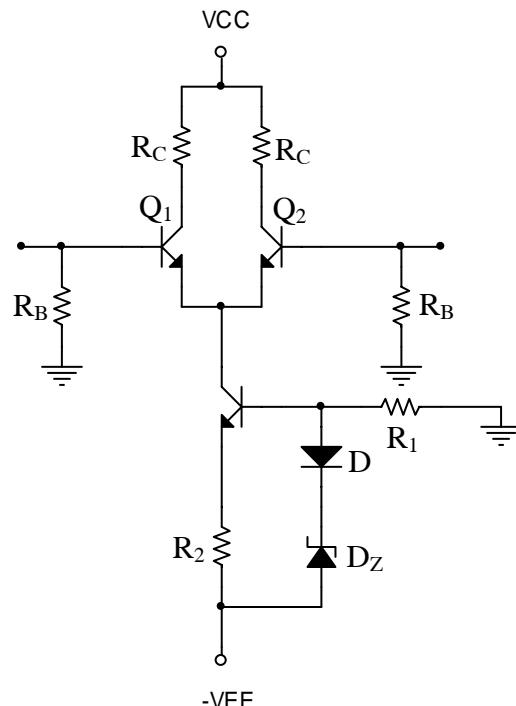
$$I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{V_z + V_D - V_{BE3}}{R_2}$$

nếu chọn diode cùng loại bán dẫn với Q_3 : $V_D = V_{BE3}$ thì :

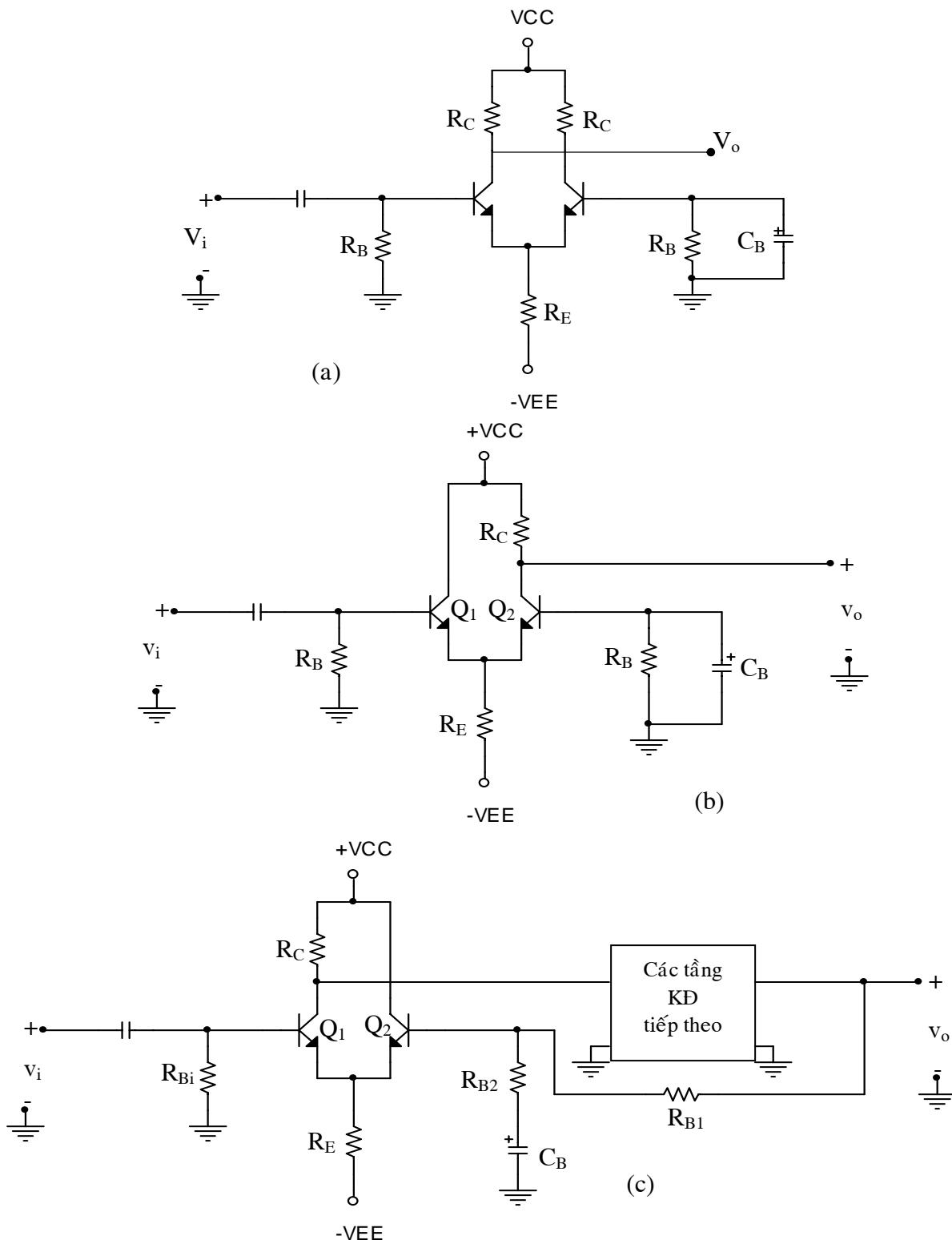
$$I_{C3} = \frac{V_z}{R_2} = \text{const} \quad (5.2.22)$$

5.2.4. Các ứng dụng khác của khuếch đại vi sai

Ngoài ứng dụng khuếch đại tính hiệu DC ngõ vào đối xứng, do đặc tính ổn định phân cực và chống nhiễu tốt, mạch khuếch đại vi sai còn được dùng rộng rãi trong khuếch đại AC, ngõ vào bất đối xứng như: khuếch đại đảo pha (h. 5.2.6a), khuếch đại đồng pha (h. 5.2.6b), khuếch đại có hồi tiếp (hình 5.2.6 c)



Hình 5.2.5. Dùng Q_3 làm nguồn dòng thay cho R_E



Hình 2.5.6. Các ứng dụng khác của khuếch đại vi sai
 (a) Khuếch đại đảo pha
 (b) Khuếch đại đồng pha (c) Khuếch đại có hồi tiếp

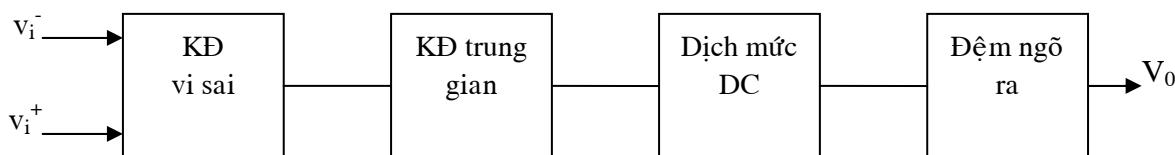
5.3. KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN VÀ ỨNG DỤNG

5.3.1 Giới thiệu chung về bộ khuếch đại thuật toán:

Khuếch đại thuật toán (KDTT), còn gọi là OPAMP (viết tắt từ Operational Amplifier), là một khuếch đại DC có hệ khuếch đại A_v rất cáo và thường được chế tạo dưới dạng tích hợp (IC: Integrated Circuit). Các dạng vỏ ngoài và sơ đồ chân chức năng của nó minh họa trên h. 5.3.1.

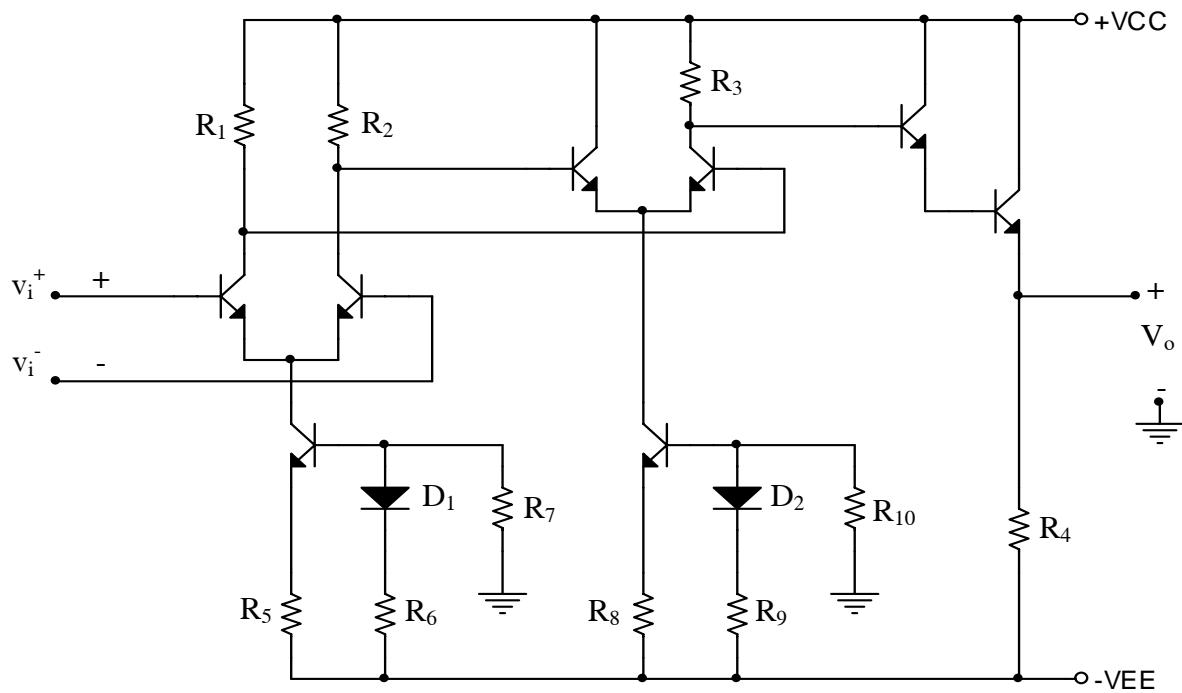
KDTT vốn được dùng để thực hiện các thuật toán trong máy tính tương tự cho nên có tên gọi như vậy. Ngày nay, KDTT được ứng dụng trong rất nhiều lãnh vực khác nhau, với tầm tần số rất rộng từ DC đến hàng GHz .

Cấu trúc cơ bản của một bộ KDTT như hình 5.3.2. Ngõ vào là tầng khuếch đại vi sai; tiếp theo là tầng khuếch đại trung gian (có thể là tầng đệm hoặc khuếch đại vi sai), tầng dịch mức DC để đặt mức phân cực DC ở ngõ ra; cuối cùng là tầng đệm để khuếch đại dòng và có trở kháng ra thấp, tạo tín hiệu bất đối xứng ở ngõ ra. Các tầng khuếch đại đều ghép trực tiếp với nhau.



Hình 5.3.2. Sơ đồ khối của một bộ khuếch đại thuật toán

Hình 5.3.3 giới thiệu về chi tiết của một bộ khuếch đại thuật toán. Cặp transistor Q_1 và Q_2 tạo thành một khuếch đại vi sai ở ngõ vào. Tín hiệu ra từ cực C của Q_1 và Q_2 được đưa đến cực B của Q_3 và Q_4 . Cặp transistor này tạo thành mạch khuếch đại vi sai thứ hai. Tín hiệu ra lấy từ trên cực C Q_4 , đưa vào cực B Q_5 . Q_5 và Q_6 tạo thành mạch ghép Darlington để dịch mức DC, tăng hệ số khuếch đại dòng và với kiểu măc C chung để có trở kháng ra thấp. Tín hiệu ra lấy trên R_4 , điện trở phân cực E của Q_6 Q_7 là nguồn dòng cho cặp vi sai Q_1 và Q_2 . R_7 , R_6 , D_1 và R_5 tạo thành mạch phân cực và ổn định nhiệt cao Q_7 . Tương tự, mạch phân cực và ổn định nhiệt cho Q_8 gồm R_{10} , R_9 , D_2 và R_8

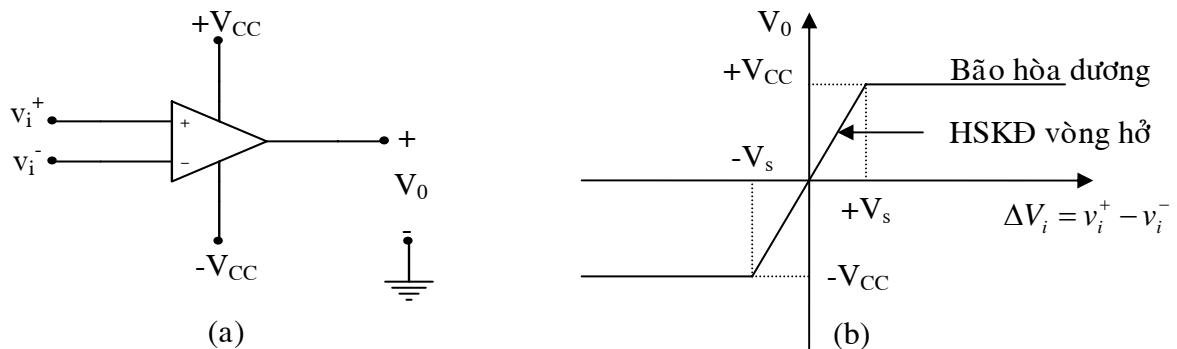


Hình 5.3.3. Mạch cụ thể của một bô KĐTT

Điện áp ra V_o cùng dấu (hoặc cùng pha) với điện áp vào trên điện cực B Q₂. Vì vậy hai ngõ vào này theo thứ tự gọi là ngõ vào không đảo (hoặc ngõ vào thuận, ký hiệu :dấu +) và ngõ vào đảo (ký hiệu: dấu -)

5.3.2. Đặc tính và các thông số của một bô KĐTT lý tưởng:

Hình 5.3.4. a minh họa ký hiệu của một bô KĐTT thông dụng. Ta thấy có hai ngõ vào (ngõ vào đảo có điện áp V_i^- , ngõ vào không đảo có điện áp V_i^+) một ngõ ra (có điện áp V_o), và nguồn cung điện $\pm V_{CC}$. Trạng thái ngõ ra không có mạch hối tiếp về ngõ vào như ở h. 5.3.4 a gọi là trạng thái vòng hở. Hệ số khuếch đại điện áp của KĐTT trong trạng thái đó, ký hiệu A_{vo} , được gọi là hệ số khuếch đại vòng hở (Opened – loop gain).



Hình 5.3.4. Ký hiệu và đặc tính truyền đạt điện áp vòng hở của một bô KĐTT (a)

Ta có đáp ứng tín hiệu ra V_o theo các cách đưa tín hiệu vào như sau:

- Đưa tín hiệu vào ngõ vào đảo: $V_o = -A_{vo} V_i^-$
- Đưa tín hiệu vào ngõ vào không đảo: $V_o = A_{vo} V_i^+$ (5.3.1)
- Đưa tín hiệu vào đồng thời cả hai ngõ (gọi là tín hiệu vào vi sai)

$$V_o = A_{vo} (V_i^+ - V_i^-) = A_{vo} \Delta V_i. Ở trạng thái tĩnh, V_i^+ = V_i^- = 0, suy ra V_o = 0.$$

Hình 5.3.4 b minh họa đặc tuyến truyền đạt điện áp vòng hở của KĐTT. Theo đặc tuyến này, có 3 vùng làm việc:

- Vùng khuếch đại: $V_o = A_{vo} \Delta V_i$,
 $\Delta V_i = V_i^+ - V_i^-$ nằm trong khoảng $\pm V_s$
- Vùng bão hòa dương: $V_o = +V_{CC}$, $\Delta V_i > V_s$
- Vùng đảo hòa âm: $V_o = -V_{CC}$, $\Delta V_i < -V_s$

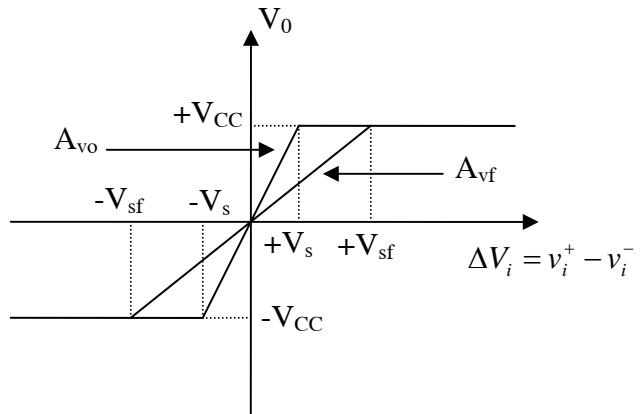
$\pm V_s$ là các mức ngưỡng của điện áp vào, giới hạn phạm vi mà quan hệ $V_o (\Delta V_i)$ còn là tuyến tính. Các KĐTT thường có V_s khoảng từ vài chục μV đến vài trăm μV

Trong thực tế, người ta ít sử dụng KĐTT ở trạng thái vòng hở vì tuy A_{vo} rất lớn nhưng tầm điện áp vào bị giới hạn quá bé (trong khoảng $\pm V_s$) Chỉ cần trôi nhiệt, hoặc nguồn không ổn định, hoặc nhiều biến độ rất bé cũng đủ tạo được ΔV_i vượt ra ngoài tầm $\pm V_s$ làm ngõ ra bão hòa dương hoặc bão hòa âm. Mạch khuếch đại vòng hở thường chỉ sử dụng trong chế độ xung. Trong chế độ khuếch đại tuyến tính, người ta phải dùng hối tiếp âm để tạo ra sự làm việc ổn định cho khuếch, đồng thời vùng làm việc của tín hiệu vào tương ứng sẽ được mở rộng hơn. (hình 5.3.5). trạng thái KĐTT có thêm mạch hối tiếp âm như vậy được gọi là trạng thái vòng kín

Một bộ KĐTT lý tưởng có các thông số cơ bản như sau:

- Hệ số khuếch đại vòng hở: $A_{vo} \rightarrow \infty$ (thực tế $A_{vo} > 10.000$)
- Tổng trở vào $R_i \rightarrow \infty$ (loại BJT $R_i > 1 M\Omega$, loại FET $R_i > 10^9 \Omega$)
- Tổng trở ra $R_o \approx 0$ (thường $R_o < 1 \Omega$)
- Dòng phân cực ngõ vào: $I_{ib} = 0$ (thực tế I_{ib} từ vài chục nA đến hàng trăm nA)

Để đơn giản trong việc lập các công thức tính toán ở phần sau, ta xem bộ KĐTT là lý tưởng. Các công thức tính chỉ là gần đúng nhưng kết quả khá chính xác, thường được áp dụng trong thực tế.



Hình 5.3.5. Đặc tính bộ KĐTT khi có hối tiếp âm

5.3.3. Các mạch ứng dụng cơ bản của KĐTT

1) khuếch đại đảo (đảo pha)

Tín hiệu ra đảo pha với tín hiệu vào (h. 5.3.6)
Do $R_i \rightarrow \infty$, $I_i \approx 0$ nên $V_i^+ = V_i^- \approx 0$.

Từ đó, dòng qua R_1 :

$$I = \frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2}$$

- hệ số khuếch đại:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.3.2)$$

- Tổng số trở vào:

$$Z_i = \frac{V_i}{I} \approx R_1 \quad (5.3.3)$$

- Ví dụ 5.4:** Mạch khuếch đại đảo pha có các thông số như hình 5.3.7a

Tính:

- Điện áp ngõ ra khi KDTT là tí tuồng.
- Tổng trở vào.
- Điện áp ngõ rakh KDTT có $A_{VO} = 20.000$. Từ đó suy ra sai số ở kết quả a).

Giải

a) $V_o = A_v V_i$
 $A_v = \frac{-R_2}{R_i} = -\frac{100}{10} = -10$

$$V_o = -10 \times 0,2 = -2V$$

b) $Z_i = R_i = 10K$

c) Theo công thức (4.4.7)về hệ số khuếch đại của mạch số hối tiếp.

$$A_{vf} = \frac{A_{vo}}{1 - \beta A_{vo}}$$

A_{vo} : hệ số khuếch đại vòng hở (A_{vo} đồng thời với ký hiệu A_v ở chương 4. Ở đây thêm chỉ số “0” để nhấn mạnh ý nghĩa dòng hở (chưa có hối tiếp))

β : hệ số hối tiếp:

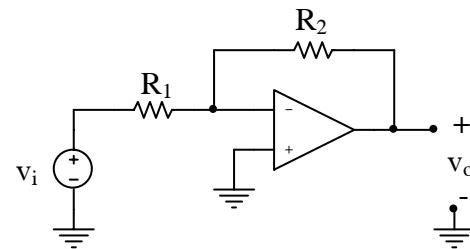
A_{vf} : hệ số khuếch đại có hối tiếp

Ở đây là hối tiếp âm (mạch khuếch đại đảo pha) nên ta thấy dấu + trước βA_{vo} và thêm dấu - trước biểu thức A_{vf} .

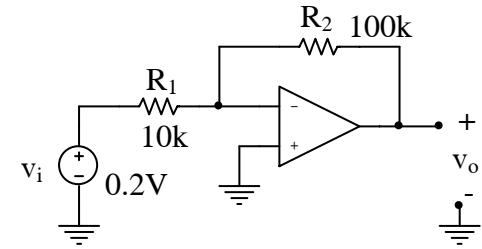
$$A_{vf} = -\frac{A_{vo}}{1 + \beta_f A_{vo}}$$

Trong mạch trên, hối tiếp thuộc dạng hối tiếp âm điện áp song song. Ta có thể xác định hệ số hối tiếp β dựa vào hình 5.3.7 b

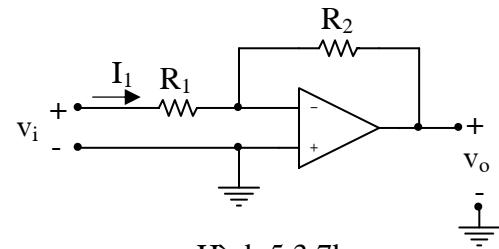
$$\Delta V_i = V_i - I_i R_1$$



Hình 5.3.6. Tầng khuếch đại đảo pha



Hình 5.3.7a



Hình 5.3.7b

$$I_1 \approx I_2 \approx \frac{-V_o}{R_2}$$

$$V_o = A_{vo} \Delta V_i = A_{vo} (V_i - I_1 R_1)$$

Thay thế trị I_1 vào và sao vài biến đổi sẽ có.

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_{vo}}{1 - \frac{R_1}{R_2} A_{vo}}$$

So với công thức tổng quát ở trên, suy ra $\beta = \frac{R_1}{R_2}$

Từ đó ta tính được:

$$A_{vf} = -\frac{20.000}{1 + \frac{10}{100} \times 20.000} = -9,995$$

$$V_o = A_{vf} V_i = -9,995 \times 0,2 = -1,999V$$

Sai số điện áp ngõ ra của KĐTT lý tưởng so với thực tế:

$$\epsilon = 2 - 1,999 = 0,001 V = 1mV$$

$$\epsilon \% = \frac{0,001}{2} \times 100 = 0,05\%$$

2. Khuếch đại không đảo (đồng pha)

Tín hiệu ra đồng pha với tín hiệu vào

- Hệ số khuếch đại:

Do nội trợ $R_i \rightarrow \infty$, $I_i \approx 0$ nên dòng qua R_1 , R_2 là bằng nhau

$$I = \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o}{R_1 + R_2}$$

Mặt khác, coi $V_i^- \approx V_i^+ = V_i$. Từ đó rút ra:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.3.4)$$

- Tổng trớ vào: Để tính Z_i vẽ lại mạch như h. 5.3.9

$$V_i = \Delta V_i + \beta V_o,$$

$$\text{Với } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{A_v}$$

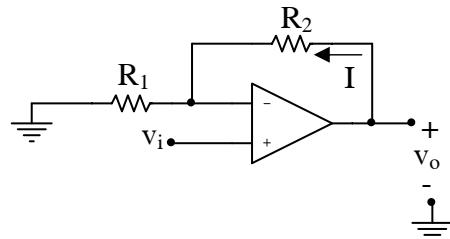
$$V_o = A_{vo} \Delta V_i$$

$$\Delta V_i = I_i R_i.$$

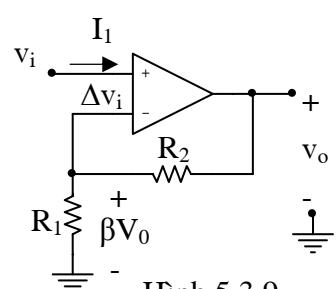
R_i : Tổng trớ số bộ KĐTT

Thay vào biểu thức V_i

$$V_i = I_i R_i + \frac{A_{vo}}{A_v} I_i R_i$$



Hình 5.3.8. Tầng khuếch đại không đảo



Hình 5.3.9

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = R_i \left(1 + \frac{A_{vo}}{A_v} \right) \quad (5.3.5)$$

Vậy mạch này có tổng số rất lớn.

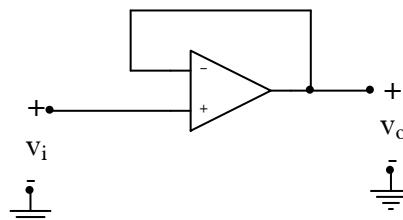
3. Mạch khuếch đại theo điện áp – voltage follower

- Hệ số khuếch đại: Với mạch điện áp (hình 5.3.10), ta có hồi tiếp âm điện áp 100%: $V_o = V_i$. Do đó:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = 1 \quad (5.3.6)$$

- Tổng trớ vào: Từ (5.3.5) ta suy ra

$$Z_i = R_i (1 + A_{vo}) \quad (5.3.7)$$



Hình 5.3.10. Tầng khuếch đại theo điện áp

4. Mạch cộng đảo dấu

Dùng phương pháp xếp chồng, lần lượt tính V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} theo các kích thích ngõ vào độc lập I_1 , I_2 , I_3 do V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} tạo ra như khuếch đại đảo dấu.

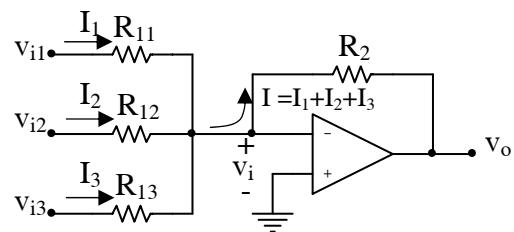
$$V_{o1} = -\frac{R_2}{R_{11}} V_{i1}$$

$$V_{o2} = -\frac{R_2}{R_{12}} V_{i2}$$

$$V_{o3} = -\frac{R_2}{R_{13}} V_{i3}$$

Từ đó:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} = - \left(\frac{R_2}{R_{11}} V_{i1} + \frac{R_2}{R_{12}} V_{i2} + \frac{R_2}{R_{13}} V_{i3} \right) \quad (5.3.8)$$



Hình 5.3.11. Mạch cộng đảo dấu

Nếu chọn $R_{11} = R_{12} = R_{13} = R_1$ thì:

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} (V_{i1} + V_{i2} + V_{i3}) \quad (5.3.9)$$

Các công thức (5.3.8) và (5.3.9) có thể được mở rộng đến n ngõ vào tùy ý.

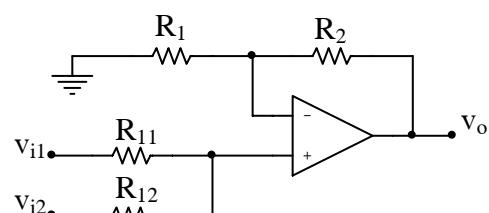
5. Mạch cộng không đảo dấu

Tương tự như mạch khuếch đại không đảo, V_i là xếp chồng hai tín hiệu V_{i1} và V_{i2} .

Giả sử $V_{i2} = 0$, ta tìm được điện áp ra V_{o1} tương ứng với V_{i1} :

$$V_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \times \left(\frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \right) V_{i1}$$

Tương tự, khi $V_{i1} = 0$ ta tìm được V_{o2} tương ứng với V_{i2} :



Hình 5.3.12. Mạch cộng không đảo dấu

$$V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}\right) V_{i2}$$

Vậy khi có cả V_{i1} , V_{i2} và giả thiết $R_{11} = R_{12}$ thì:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}\right) \quad (5.3.10a)$$

Nếu có $R_{11} = R_{12} = R_1 = R_2$ thì:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = V_{i1} + V_{i2} \quad (5.3.10b)$$

Công thức (5.3.10) có thể được mở rộng đến n ngõ vào tùy ý.

6. Mạch khuếch đại vi sai (mạch trừ)

Theo hình 5.3.13, V_{i1} áp ngõ vào đảo, V_{i2} áp vào ngõ vào không đảo, Áp dụng phương pháp xếp chồng cho từng kích thích ngõ vào, ngắn mạch ngõ vào còn lại, ta được:

$$V_{o1} = -\frac{R_4}{R_3} V_{i1}$$

$$V_{o2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_{i2}$$

$$V_o = V_{o2} + V_{o1} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_{i2} - \frac{R_4}{R_3} V_{i1} \quad (5.3.11)$$

Nếu ta chọn $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ thì:

$$V_o = V_{i2} - V_{i1} \quad (5.3.12)$$

- Ví dụ 5.5.** Mạch đo nhiệt độ dùng KDTT như hình 5.3.14.

r_t là một cảm biến nhiệt thay đổi giá trị điện trở theo nhiệt độ: $R_T = R_0 + \Delta R_T$, với R_0 : điện trở ở nhiệt độ T_0 , ΔR_T : biến thiên điện trở theo nhiệt độ, $\Delta R_T = \alpha T$ ($T: {}^\circ C$, $\alpha = \text{const}$). Chứng minh rằng điện áp ngõ ra là một hàm tuyến tính theo T

Giải

Theo (5.3.11), ta có:

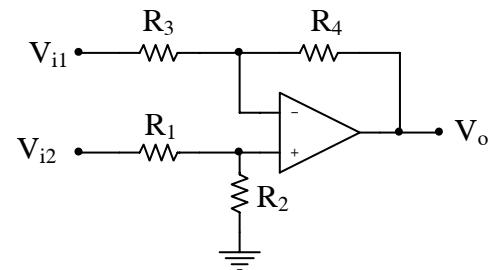
$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \left(1 + \frac{R_T}{R_3}\right) E - \frac{R_T}{R_3} E$$

Nếu chọn $R_1 = R_2 = R_3 = R_0$, ta được:

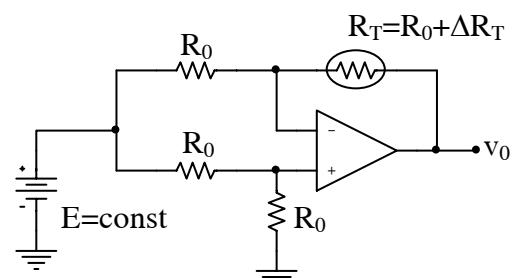
$$V_o = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_0 + \Delta R_T}{R_0}\right) E - \frac{R_0 + \Delta R_T}{R_0} E$$

$$V_o = -\frac{1}{2} \frac{\Delta R_T}{R_0} E$$

Thay $\Delta R_T = \alpha T$ vào biểu thức trên:



Hình 5.3.13. Mạch khuếch đại vi sai (mạch trù)



Hình 5.3.14

$$V_o = -\frac{1}{2} \alpha \frac{T}{R_o} E = KT$$

Với

$$K = -\frac{1}{2} \alpha \frac{E}{R_o} = \text{const}$$

Vậy điện áp ngõ ra V_o tỉ lệ tuyến tính với nhiệt độ.

5.3.4. Các ứng dụng tạo hàm của KĐTT

1) Mạch tích phân

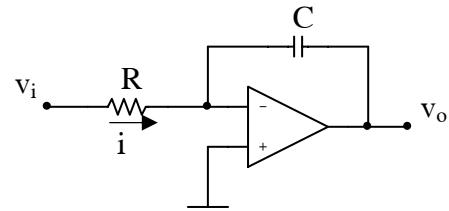
Coi điện thế tại điểm A xấp xỉ bằng không. Do đó điện áp đặt lên hai đầu tụ C là $-V_o$. từ đó:

$$i = -C \frac{dV_o}{dt}$$

mặt khác: $i = \frac{V_i}{R}$

Suy ra: $V_o = -\frac{1}{C} \int i dt$

Hay $V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt$ (5.3.13)



Hình 5.3.15. Mạch tích phân

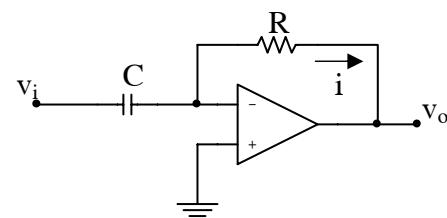
2) Mạch vi phân

Do điện thế điểm A xấp xỉ bằng không nên

$$i = C \frac{dV_i}{dT}$$

Mặt khác: $i = \frac{V_o}{R}$

Suy ra: $V_o = -RC \frac{dV_i}{dT}$ (5.3.14)



Hình 5.3.16. Mạch vi phân

- Ví dụ 5.6.** mạch vi phân như hình 5.3.16 có $R = 10$ K, $C = 0,001\mu F$. V_i có dạng sóng như hình 5.3.17.a.

Vẽ dạng sóng ngõ ra $V_o(t) \gg$

Giải

Ta chỉ cần xét trong một chu kỳ $T = 4$ ms.

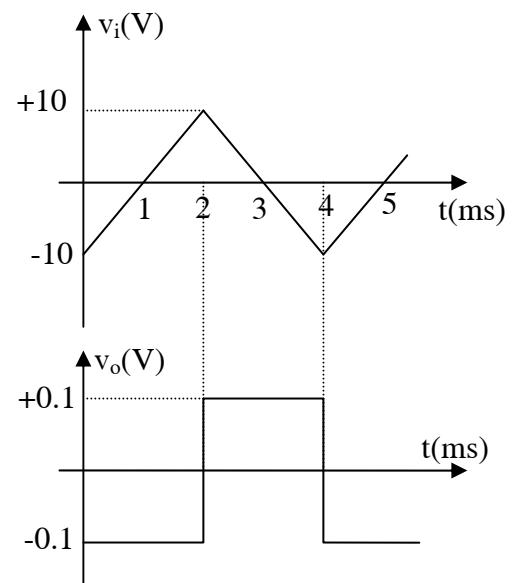
- $0 \leq t < 2$ ms : $V_i = 10(t - 1)$ (t tính theo đơn vị ms) $= 10^4(t - 1)$ (t tính theo đơn vị s)

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} = -10^4 \times 10^{-9} \times 10^4 = 0,1 \text{ V}$$

- $2 \text{ ms} \leq t < 4 \text{ ms}$: $V_i = -10(t - 3)$ (t:ms) $= -10^4(t - 3)$ (t:s)

$$V_o = -RC \frac{dV_i}{dt} = -10^4 \times 10^{-9} \times (-10^4) = +0,1 \text{ V}$$

Dạng sóng $V_o(t)$ như hình 5.3.17b.



Hình 5.3.17

3) Mạch tạo hàm mũ

Ta biết rằng dòng điện qua diot phân cực thuận xác định bởi (2.3.12)

$$I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{V_D}{m\varphi_T}\right) - 1 \right] \approx I_S \exp\frac{V_D}{m\varphi_T}$$

I_D : Dòng thuận qua D

V_D : Áp suất trên D từ hình 5.3.18, ta có:

$$I = I_D = I_S \exp\left(\frac{V_D}{m\varphi_T}\right) = I_S \exp\left(\frac{V_i}{m\varphi_T}\right)$$

$$\text{Mặt khác } I = -\frac{V_o}{R}$$

$$\text{Do đó: } V_o = -RI_S \exp\left(\frac{-V_o}{m\varphi_T}\right) = A \exp(BV_i) \quad (5.3.15)$$

4) Mạch tạo hàm loga:

$$I = \frac{V_i}{R}$$

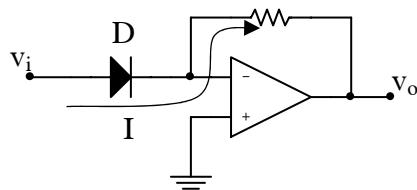
$$\text{Mặt khác } I = I_S \exp\left(\frac{-V_o}{m\varphi_T}\right)$$

Do đó:

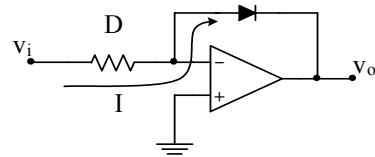
$$V_o = -m\varphi_T \ln\left(\frac{I}{I_S}\right)$$

$$V_o = -m\varphi_T \ln \frac{V_i}{RI_S}$$

$$= -m\varphi_T \ln V_i + m\varphi_T \ln(RI_S)$$



Hình 5.3.18. Mạch tạo hàm mũ



Hình 5.3.19. Mạch tạo hàm loga

$$\text{hay } V_o = A \ln V_i + B \quad (5.3.16)$$

5.3.5. Hiệu tượng trôi điểm 0

1) Điện áp lệch không (offset voltage)

Với 1 bộ KĐTT lý tưởng, khi tín hiệu vào vi sai $\Delta V_i = V_i^+ - V_i^- = 0$, thì điện áp ra $V_o = 0$. Nhưng trong thực tế, do các linh kiện bên trong mạch không hoàn toàn đối xứng, nhất là ở mạch khuếch đại vi sai ngõ vào nên ngõ ra vẫn xuất hiện một điện áp nhỏ khác không, gọi là điện áp lệch không ngõ ra (output offset voltage).

Để điều chỉnh điện áp ngõ ra bằng không trở lại, ta phải đặt một điện áp nhỏ giữa hai ngõ vào $\Delta V_i = V_{i0} \neq 0$.

V_{i0} gọi là điện áp lệch ngõ vào (input offset voltage). Trong thực tế các IC KĐTT thường có hai chân đưa ra (kí hiệu là null hoặc offset) cho 5.3.20 a. Hoặc ta có thể mắc thêm mạch chỉnh không bên ngoài gồm một biến trở VR (đầu giữa hai nguồn $\pm V_{CC}$) và điện trở R đưa đến một ngõ vào như hình 5.3.20 b). R phải có giá trị rất lớn hơn R_1 để tránh phân dòng qua R.

2) Dòng điện phân cực ngõ vào và dòng điện lệch không

Với KDTT lý tưởng, điện trở vào $R_I \rightarrow \infty$, nên dòng ngõ vào bằng không. Trong KDTT thực tế, ở ngõ vào đảo và không đảo có dòng phân cực tương ứng là I_{ib}^- và I_{ib}^+ khá nhỏ (hàng trăm nA) gọi là dòng phân cực ngõ vào (input bias current).

Do hai vế không hoàn toàn đối xứng, các dòng này không bằng nhau và lượng chênh lệch giữa chúng gọi là dòng chênh lệch ngõ vào (input offset current), ký hiệu I_{io}

Xét mạch hình 5.3.22 a, giả sử tổng trở ra KDTT R_o rất nhỏ so với R_2 .

Dòng phân cực tại ngõ đảo (điểm A) gây ra điện thế tại điểm A là:

$$V_A = I_{ib}^- \left(R_1 // R_2 \right) = I_{ib}^- \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Suy ra dòng qua R_1 và R_2 là:

$$I_1 = \frac{V_A}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_{ib}^-$$

$$I_2 = \frac{V_A}{R_2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I_{ib}^-$$

I_1 tạo điện áp ngõ ra V_{o1} qua mạch khuếch đại đảo:

$$V_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} \times (R_1 I_1) = -\frac{R_2^2}{R_1 + R_2} I_{ib}^-$$

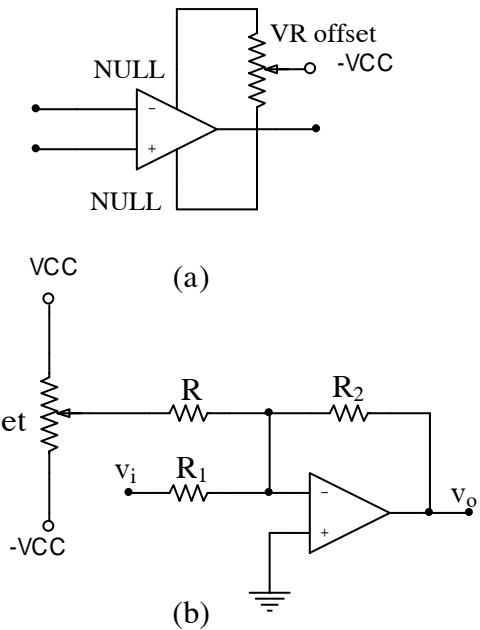
I_2 tạo điện áp ngõ ra V_{o2} :

$$V_{o2} = -R_2 I_2 = -\frac{R_2 \times R_1}{R_1 + R_2} I_{ib}^-$$

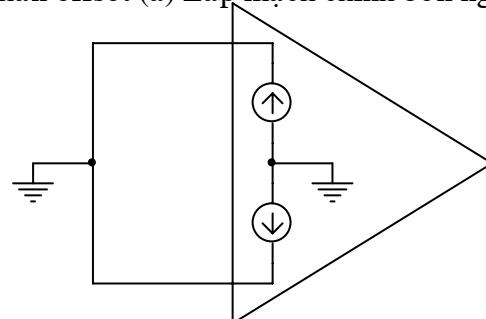
Điện ngõ ra tạo bởi I_{ib}^- là tổng của hai giá trị trên:

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = -\frac{R_2^2}{R_1 + R_2} I_{ib}^- - \frac{R_2 \times R_1}{R_1 + R_2} I_{ib}^- = -R_2 I_{ib}^- \quad (5.3.17)$$

Điện áp ngõ ra tạo bởi I_{ib}^- (và do đó điện thế V_A) đã gây ra sự lệch không ở ngõ ra. Để bù điện áp lệch không này ta lợi dụng phần điện áp ra do dòng phân cực I_{ib}^+ gây nên. Thật vậy khi mắc thêm điện trở R_3 ở ngõ vào không đảo dòng phân cực vào I_{ib}^+ tạo ra trên R_3 một điện áp là $V_B = R_3 I_{ib}^+$. Chính điện áp này se làm lệch ngõ ra theo chiều ngược lại. Chọn R_3 sao cho $V_A = V_B$, ta sẽ bù được áp lệch không ở ngõ ra. Giả sử $I_{ib}^- = I_{ib}^+$, từ (5.3.18) dễ dàng chọn được:



Hình 5.3.20. Chính điểm không ở ngõ ra đối với IC có chân offset (a) Lắp mạch chỉnh bên ngoài (b)



Hình 5.3.21. Dòng phân cực ngõ vào KDTT

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.3.19)$$

Trong thực tế, $I_{ib}^+ \neq I_{ib}^-$ nên dù thêm điện trở R_3 , vẫn còn còn điện áp lệch không do dòng chênh lệch ngõ vào $I_{io} = |I_{ib}^+ - I_{ib}^-|$. Lúc đó, điện áp lệch không ngõ ra sẽ là:

$$|V_o| = I_{io} R_2 \quad (5.3.20)$$

- **Ví dụ 5.7:** Vi mạch KDTT LM741C có các thông số như sau:
 - Dòng điện phân cực ngõ vào $I_{iomax} = 500$ nA
 - Dòng điện chênh lệch ngõ vào $I_{iomax} = 200$ nA
 - a) Mạch được mắc như hình 5.3.22 a với $R_2 = 100$ K, $R_1 = 10$ K. Tính điện áp lệch không ngõ ra do I_{ib} gây nên.
 - b) Tính giá trị R_3 thêm vào như hình 5.3.22b để bù lệch không do I_{ib}
 - c) Tính giá trị điện áp lệch không ngõ ra sau khi thêm R_3 .

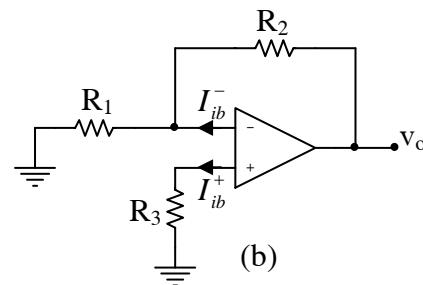
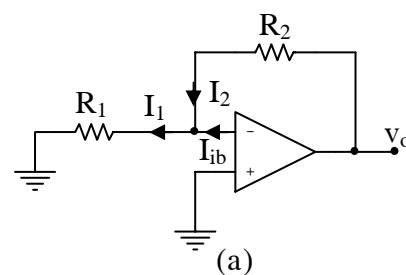
Giải

$$a) |V_o| = R_2 I_{ib}^- = 100 \times 10^3 \times 500 \times 10^{-9} = 50 \text{ mV}$$

$$b) R_3 = \frac{R_2 \times R_1}{R_2 + R_1} = \frac{100 \times 10}{100 + 10} = 9091 \Omega$$

$$c) |V_o| = R_2 I_{io} = 100 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-9} = 50 \text{ mV}.$$

Sau khi thêm R_3 bù lệch không do I_{ib} , điện áp lệch không ngõ ra giảm từ 50 mV xuống còn 20 mV.



Hình 5.3.22. (a) Áp lệch không ngõ ra do I_{ib} gây nên (b) Bù lại áp lệch không ngõ ra

Chương 5

MẠCH TẠO SÓNG HÌNH SIN

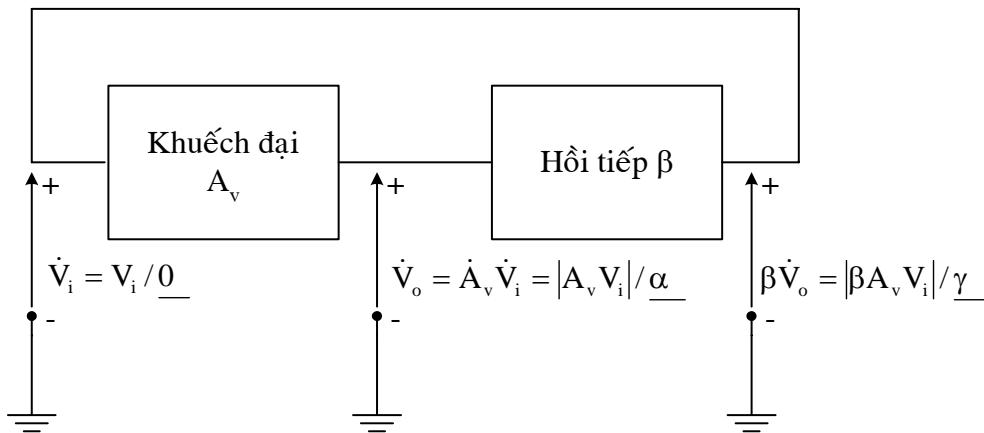
Mạch tạo sóng hình sin tạo ra tín hiệu sin chuẩn về biên độ và tần số, thường dùng làm nguồn tín hiệu để kiểm tra đặc tính của các linh kiện, các mạch khuếch đại và các thiết bị điện tử khác. Tín hiệu hình sin còn dùng làm sóng mang, sóng điều chế trong kỹ thuật thu phát vô tuyến điện ...

Dựa theo đặc tuyến về linh kiện và tần số dao động, ta có thể phân loại các dạng tạo sóng hình sin như sau:

- Dao động RC: linh kiện quyết định tần số dao động là RC, tần số làm việc từ dưới 1 Hz đến 1 KHz, gồm mạch dao động dời pha, dao động cầu Wien, dao động cầu T đôi ...
- Dao động LC: linh kiện quyết định tần số dao động là LC, tần số làm việc từ 100 KHz đến hàng GHz, gồm mạch dao động điều hợp LC, dao động ColpiHz, Hartley, dao động dùng tinh thể áp điện ...

6.1. NGUYÊN LÝ TẠO DAO ĐỘNG VÀ DUY TRÌ DAO ĐỘNG

Hãy khảo sát lại nguyên lý hối tiếp trong sơ đồ khối mạch khuếch đại như hình 6.1.1.



Hình 6.1.1. Hồi tiếp dương tạo dao động

Khi mới cấp điện cho mạch, do sự biến thiên nguồn điện, sẽ cho một biến thiên điện áp ngõ vào V_i . Qua mạch khuếch đại sẽ tạo áp ngõ ra $V_o = A_v V_i$ với góc lệch pha α so với áp ngõ vào. Điện áp ngõ ra V_o lại qua mạch hồi tiếp cho tín hiệu vào. Nếu là hồi tiếp âm, tín hiệu hồi tiếp về sẽ ngược pha với tín hiệu ban đầu ở ngõ vào và làm suy giảm biên độ tín hiệu vào, do đó biên độ tín hiệu ngõ ra của mạch khuếch đại cũng bị giảm theo ... Kết quả là khi nguồn điện ổn định, sự biến thiên tín hiệu vào bị triệt tiêu và biến thiên tín hiệu ở ngõ ra cũng bị triệt tiêu, mạch sẽ ổn định ở mức phân cực DC. Nếu là hồi tiếp dương, tín hiệu hồi tiếp về sẽ đồng pha với tín hiệu ban đầu ở ngõ vào và làm tăng biên độ tín hiệu vào. Biên độ tín hiệu ngõ ra của mạch khuếch đại cũng tăng theo. Kết quả là ở ngõ ra của mạch luôn xuất hiện tín hiệu AC (gọi là tín hiệu dao động) trong khi ở ngõ vào không cần tín hiệu kích thích đưa từ bên ngoài vào. Tín hiệu vào có được do mạch hồi tiếp cung cấp từ ngõ ra trở về.

Khối hồi tiếp dương đóng vai trò quyết định trong việc tạo tín hiệu dao động. Khối khuếch đại khuếch đại tín hiệu dao động đã bị suy giảm sau khi truyền qua khối hồi tiếp, duy trì biên độ dao động ổn định ở ngõ ra. Nếu khối hồi tiếp β không có tín chọn lọc tần số, mạch sẽ tạo tín hiệu xung vuông ở ngõ ra. Nếu β có tín chọn lọc tần số, chẳng hạn β là mạch cộng hưởng ở tần số f_o , thì chỉ có tín hiệu tần số f_o được chọn lọc đưa vào mạch khuếch đại, và ở ngõ và của mạch chỉ xuất hiện tín hiệu dao động hình sin tần số f_o .

Hãy tìm điều kiện tổng quát để xuất hiện dao động.

Từ hình 6.1.1, để có tín hiệu dao động ở ngõ ra, điện áp hồi tiếp tiếp trở về phải có biên độ và pha trùng với biên độ và pha của điện áp ngõ vào:

$$V = \beta V_o = \beta A_v V_i$$

suy ra: $|\beta A_v| = 1$ (6.1.1)

là điều kiện về biên độ

$$\text{và: } \arg(\beta \cdot A_v) = 0 \quad (6.1.2)$$

là điều kiện về pha.

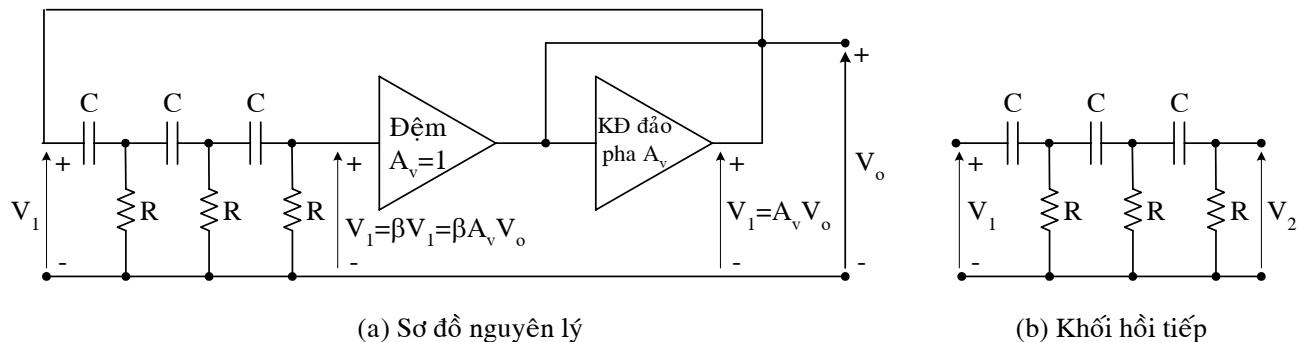
(6.1.1) và (6.1.2) là các điều kiện tổng quát để tạo vào duy trì dao động.

Trong thực tế, điều kiện $|\beta \cdot A_o| = 1$ rất khó đạt, người ta thường cho $|\beta \cdot A_v|$ hơi lớn hơn 1 để dễ dao động và thực hiện ổn định biên độ tín hiệu dao động ngõ ra bằng cách thêm mạch hồi tiếp âm vào bộ khuếch đại. Khi đó đại lượng A_v trong (6.1.1), phải hiểu là hệ khuếch đại của mạch có hồi tiếp âm.

6.2. MẠCH TẠO SÓNG RC

6.2.1 Mạch dao động dời pha

Hình 6.2.1 a là sơ đồ nguyên lý của mạch dao động dời pha. Khối hồi tiếp gồm 3 mạch RC tạo ra sự lệch pha giữa áp ngõ ra và áp ngõ vào là 180° , qua tầng đệm có tổng trở nhập cao để tránh ảnh hưởng đến đặc tính khối hồi tiếp. Tín hiệu sau đó được đưa qua mạch khuếch đại đảo pha có hệ khuếch đại A_v và đưa trở về ngõ vào khối hồi tiếp.



Hình 6.2.1. Mạch dao động dời pha

Để tính toán định lượng (xác định tần số dao động và giá trị tối thiểu cần có của hệ số khuếch đại A_v) ta xét sơ đồ của mạch hồi tiếp (h. 6.2.1 b), viết các phương trình dòng điện vòng rồi tìm ra giá trị hệ số hồi tiếp $\beta = \frac{V_2}{V_1}$. Kết quả có:

$$\beta = \frac{V_2}{V_1} = \frac{-j(\omega RC)^3}{1 - 6(\omega RC)^2 + j\omega RC[5 - (\omega RC)^2]} \quad (6.2.1)$$

từ đó ta có:

$$\beta A_v = \frac{-j(\omega RC)^3 \times A_v}{1 - 6(\omega RC)^2 + j\omega RC[5 - (\omega RC)^2]} \quad (6.2.2)$$

Để thỏa mãn điều kiện về pha (6.1.2), góc pha của biểu thức (6.2.2) phải bằng không. Suy ra:

$$1 - 6(\omega RC)^2 = 0$$

Tần số thoả mãn hệ thức này chính là tần số dao động:

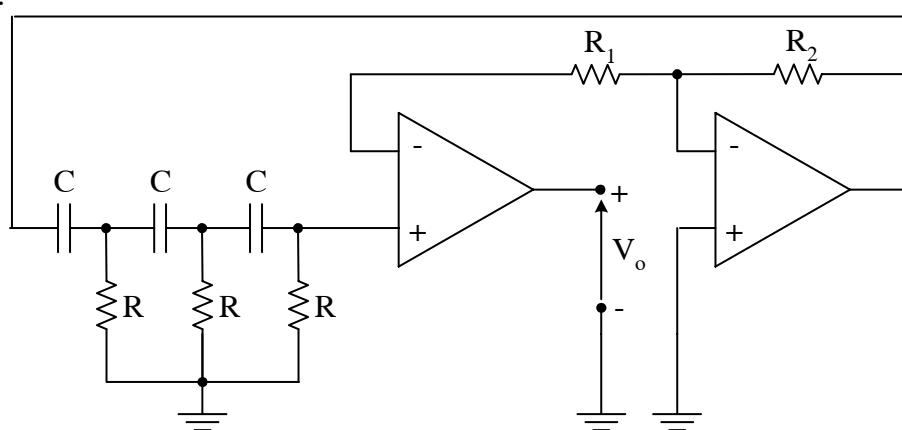
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{6RC}} \text{ hay } f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} \quad (6.2.3)$$

Tương tự, để thỏa mãn điều kiện về biên độ (6.1.1), modul của biểu thức (6.2.2) phải bằng 1. Suy ra:

$$\begin{aligned} \rightarrow |A_v| &= \left| \frac{1}{\beta(\omega_o)} \right| = \frac{\sqrt{[1 - 6(\omega_o RC)^2]^2 + (\omega_o RC)^2 [5 - (\omega_o RC)^2]^2}}{(\omega_o RC)^3} \\ \rightarrow |A_v| &= \frac{\sqrt{\frac{1}{6} \left(5 - \frac{1}{6} \right)^2}}{\left(\frac{1}{\sqrt{6}} \right)^3} = 29 \end{aligned} \quad (6.2.4)$$

Đây là giá trị tối thiểu của A_v để đảm bảo duy trì dao động.

- Ví dụ 6.1:** Mạch dao động dời pha dùng KĐTT như hình 6.2.2.
tính các giá trị R, C, R_1 , R_2 sao cho tín hiệu dao động ở ngõ ra có tần số $f_o = 1$ KHz. Cho KĐTT có $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $R_o \approx 0$.



Hình 6.2.2

Giải

Từ (6.2.3) ta tìm được

$$RC = \frac{1}{2\pi f_o \sqrt{6}} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \sqrt{6}} = 6,5 \times 10^{-5} \text{ s}$$

Chọn $R = 10 \text{ K}$, tìm được C :

$$C = \frac{6,5 \times 10^{-5}}{R} = \frac{6,5 \times 10^{-5}}{10^4} = 6,5 \times 10^{-9} \text{ F}$$

Chọn $C = 0,0068 \mu\text{F}$, từ (6.2.4), ta có:

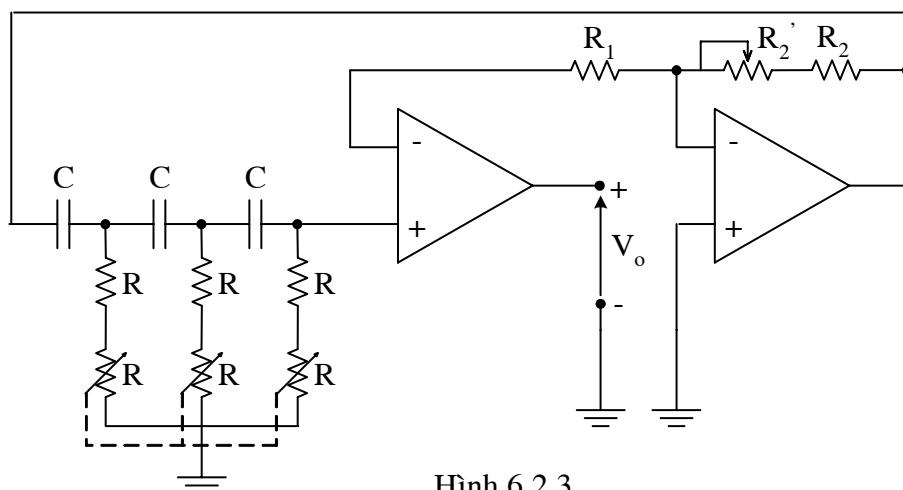
$$\frac{R_2}{R_1} = 29 \rightarrow R_2 = 29R_1$$

Chọn $R_1 \ll R_i$ để tránh ảnh hưởng của tổng trở vào bộ KDTT lên hệ thức tính hệ số khuếch đại.

Ta chọn $R_1 = 10 \text{ K}$

$$R_2 = 29 \times 10 = 290 \text{ K}$$

Trong thực tế, R_2 là 1 biến trở nối tiếp với một điện trở để cần chỉnh sao cho $|A_v| = 29$, lúc đó dạng sóng ngõ ra sẽ hoàn toàn sin (không bị méo). Ngoài ra, để điều chỉnh được tần số dao động, ta thay ba điện trở R bằng ba biến trở đồng trực như hình 6.2.3

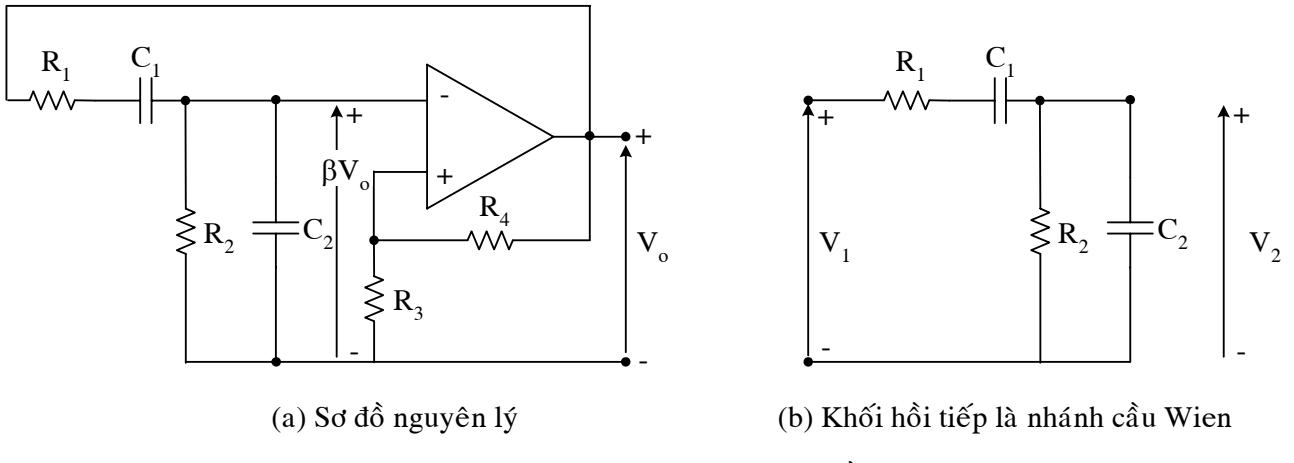


Hình 6.2.3

6.2.2. Mạch dao động cầu Wien

Ta khảo sát mạch dao động cầu Wien như hình 6.2.4:

Nhánh cầu Wien $R_1C_1R_2C_2$ tạo thành khối tiếp dương, còn R_3 , R_4 là nhánh hồi tiếp âm để ổn định biên độ tín hiệu dao động ở ngõ ra.



Hình 6.2.4. Mạch dao động cầu Wien

Hãy xác định hàm truyền khối hồi tiếp dương (hình 6.2.4 b)

$$\beta = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\left(R_2 // \frac{1}{j\omega C_2} \right)}{\left(R_2 // \frac{1}{j\omega C_2} \right) + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_2 / (1 + j\omega R_2 C_2)}{R_2 / (1 + j\omega R_2 C_2) + R_1 (1 + 1 / (j\omega R_1 C_1))}$$

Sau vài biến đổi đơn giản sẽ có:

$$\beta = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right) + j \left(\omega R_2 C_2 - \frac{1}{\omega R_1 C_1} \right)} \quad (6.2.5)$$

Mạch khuếch đại không đảo có:

$$A_V = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (6.2.6)$$

Từ đó xác định được tích βA_V

Để thỏa mãn điều kiện về pha phải có

$$\omega R_2 C_2 - \frac{1}{\omega R_1 C_1} = 0 \rightarrow \omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

hay: $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6.2.7)$

Tương tự, để thỏa mãn điều kiện về biên độ phải có $|A_V| = \frac{1}{|\beta|}$ Suy ra:

$$1 + \frac{R_4}{R_3} = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (6.2.8)$$

Thực tế, để đơn giản, ta thường chọn: $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$

Từ (6.2.7) và (6.2.8) suy ra:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R C} \quad (6.2.9)$$

và $R_4 = 2R_3$ (6.2.10)

Để điều chỉnh tần số dao động, ta dùng biến trở kép thay cho R_1R_2 , còn điều chỉnh hệ số khuếch đại, ta thay R_4 bằng biến trở như ở mạch dao động dời pha.

Một phương pháp khác tự động ổn định biên độ tín hiệu ra qua việc điều chỉnh hệ số khuếch đại, bằng cách thêm linh kiện phi tuyến vào nhánh hồi tiếp âm R_3, R_4 . Chẳng hạn như hình 6.2.5, ta thêm điện trở nhiệt (thermistor) vào nhánh hồi tiếp âm.

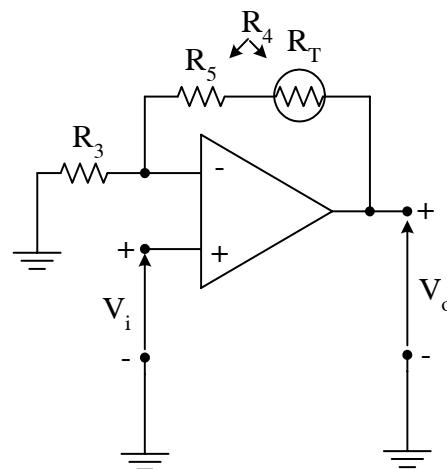
Theo (6.2.10), để mạch dao động, ta phải có:

$$R_4 = 2R_3$$

$$R_5 = R_T = 2R_3$$

$$R_T + 2R_3 - R_5 \quad (6.2.11)$$

$$A_v = 1 + \frac{R_5 + R_T}{R_3}$$



Hình 6.2.5. Ổn định biên độ dao động bằng linh kiện phi tuyến

Khi biên độ tín hiệu ra tăng, thì dòng qua R_T tăng làm R_T nóng lên. Kết quả là R_T giảm, kéo theo A_v giảm và biên độ ngõ ra giảm trở lại. Tương tự khi V_o giảm, R_T tăng làm A_v tăng, V_o tăng trở lại. Đương nhiên, hệ số nhiệt của R_T phải được chọn thích hợp mới ổn định được biên độ tín hiệu dao động ngõ ra.

6.3. MẠCH TẠO SÓNG LC

6.3.1 Mạch dao động điều hợp LC

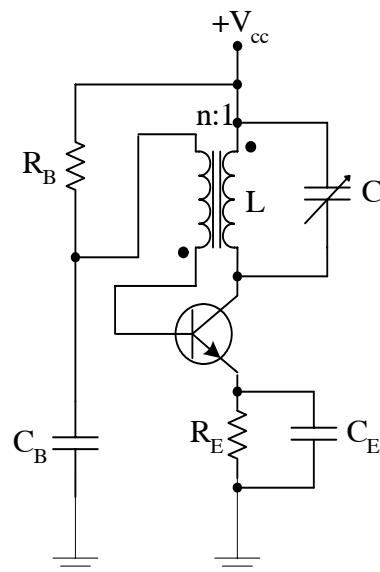
Hình 6.3.1. là một dạng mạch dao động điều hợp LC. Q đóng vai trò mạch khuếch đại E.C. khung cộng hưởng LC quyết định tần số dao động và tạo hồi tiếp dương qua biến áp đưa tín hiệu về cực B. Cực tính hay chiều quấn các cuộn dây phải được chọn thích hợp (thể hiện qua các dấu chấm trên hình vẽ) mới có hồi tiếp dương.

Hình 6.3.2 a là mạch tương đương của hình 6.3.1. Để đơn giản, ta bỏ qua $1/h_{OE}$, điện dung vào và ra của Q, điện cảm rò và điện dung ký sinh của biến áp. Hình 6.3.2 b là mạch tương đương phản ánh h_{iE} về sơ đồ cấp biến áp.

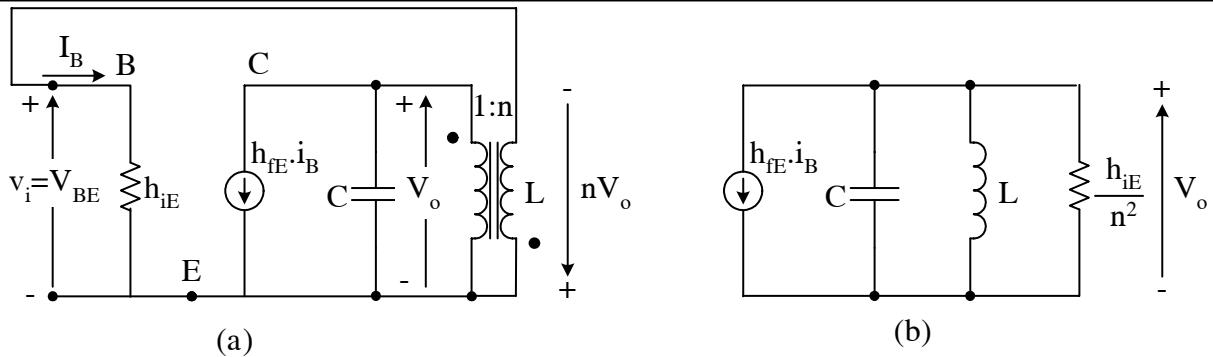
Từ hình 6.3.2 a, ta tính được hệ số hồi tiếp: $\beta = -n$

Từ hình 6.3.2 b, ta có:

$$V_o = -h_{fE} I_B \times \left(\frac{h_{iE}}{n^2} // j\omega L // 1/j\omega C \right)$$



Hình 6.3.1. Mạch dao động điều hợp LC



Hình 6.3.2. Mạch tương đương h.6.3.1 (a) Mạch tương đương phản ánh h_{IE} về sơ cấp biến áp (b)

Sau vài biến đổi đơn giản sẽ đi đến:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_{be}} = -h_{fE} \frac{1/n^2}{1 + j \frac{h_{IE}}{n^2} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)}$$

Để thỏa mãn điều kiện dao động: $\arg(A_v \beta) = 0 \rightarrow \omega C - \frac{1}{\omega L} = 0$

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ f_o &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \end{aligned} \tag{6.3.1}$$

$$|A_v \beta| = 1 \rightarrow \frac{h_{fE}}{n} = 1$$

$$n = h_{fE} \tag{6.3.2}$$

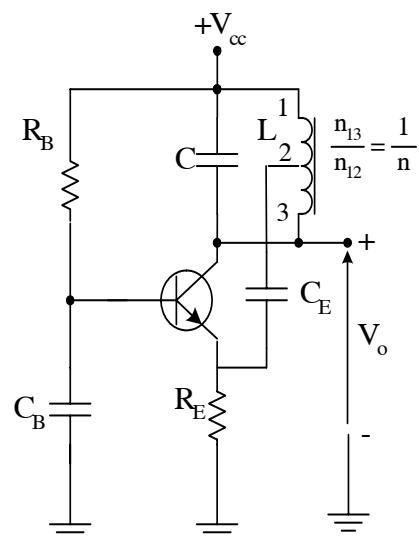
Trong thực tế, do ảnh hưởng của điện dung ngõ vào và ngõ ra của mạch khuếch đại, tần số dao động f_o sẽ bị thay đổi chút ít. Để điều chỉnh f_o , ta có thể chỉnh C , hoặc chỉnh lối cuộn dây để thay đổi L .

6.3.2. Mạch dao động Hartley

Dao động Hartley còn gọi là dao động ba điểm điện cảm, dạng mạch tương tự như dao động điều hợp LC, chỉ có điểm khác biệt là biến áp hồi tiếp dương được thay bằng biến áp tự ngẫu, lấy từ cuộn dây dao động L .

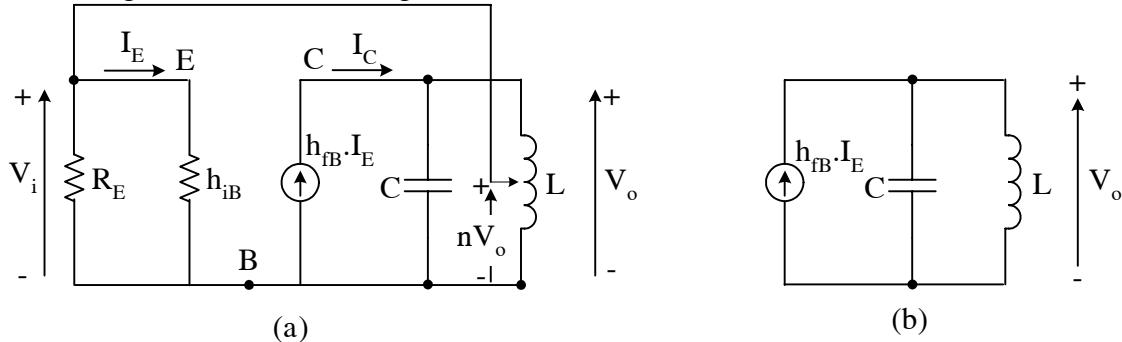
Hình 6.3.3. là dạng mạch dao động Hartley trong đó tầng khuếch đại măc B chung. Tụ C_B nối cực B xuống masse về mặt AC, tạo cách ghép B chung (tín hiệu vào ở cực E, tín hiệu ra ở cực C). Mạch cộng hưởng LC măc ở ngõ ra. Cuộn L có 3 đầu ra, hình thành biến áp tự ngẫu:

Cuộn 31 tham gia vào mạch cộng hưởng, cuộn 21 tạo tín hiệu hồi tiếp đưa về ngõ vào cực E. Do phân bố điện thế trên cuộn L, điện thế điểm 2 (so với đất) luôn luôn



Hình 6.3.3. Mạch dao động Hartley

cùng pha với điện thế điểm 3 (tức ngõ ra), nghĩa là hồi tiếp thuộc loại hồi tiếp dương. Như vậy tụ C_E dẫn tín hiệu hồi tiếp đồng thời ngăn DC giữa mạch C và E. Giá trị C_E được chọn đủ lớn hơn C để không ảnh hưởng đến tần số dao động.



Hình 6.3.4. Mạch tương đương h.6.3.3 (a) Mạch tương đương phản ánh $h_{ib} // R_E$ về sơ cấp biến áp (b)

Để tính A_v , ta phản ánh $(R_E // h_{ib})$ về sơ cấp biến áp như hình 6.3.4b

Từ đó:

$$V_o = h_{fb} I_E \times \frac{(h_{ib} // R_E) / n^2}{1 + j \frac{(h_{ib} // R_E)}{n^2} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)}$$

$$\text{Mà } I_E = \frac{V_i}{h_{ib}}$$

Thay I_E vào biểu thức trên, ta tìm được:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{h_{fb}}{h_{ib}} \times \frac{(h_{ib} // R_E) n^2}{1 + j \frac{(h_{ib} // R_E)}{n^2} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)}$$

Mặt khác, từ hình (6.3.3 a) , ta có hệ số hồi tiếp $\beta = n$

$$\text{Do đó } A_v \beta = \frac{h_{fb}}{h_{ib}} \times \frac{(h_{ib} // R_E)}{1 + j \frac{(h_{ib} // R_E)}{n^2} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right)}$$

để thỏa điều kiện dao động:

$$\arg (A_v \beta) = 0 \rightarrow \omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.3.3)$$

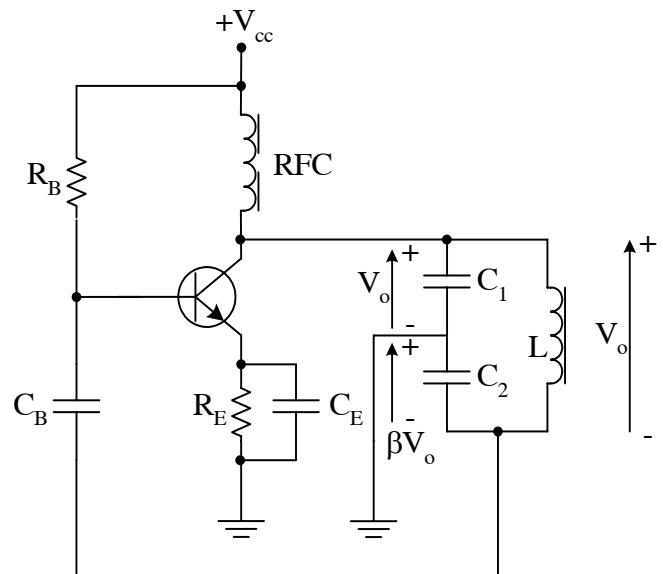
$$|A_v \beta| = 1 \rightarrow \frac{h_{fb}}{h_{ib}} \times \frac{(h_{ib} // R_E)}{n} = 1$$

$$n = \frac{h_{fb} \cdot R_E}{R_E + h_{ib}} \quad (6.3.4)$$

6.3.4. Mạch dao động Colpitts

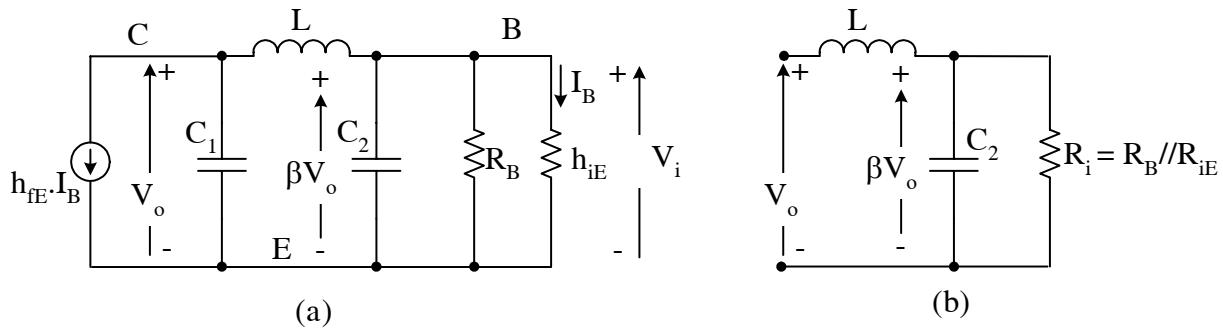
Dao động Colpitts còn gọi là dao động ba điểm điện dung. Mạch hồi tiếp dương được tạo bởi 2 tụ điện nối tiếp trong khung cộng hưởng, hình thành 2 điện áp đảo pha nhau trên hai tụ điện.

Hình 6.3.5 là dạng mạch dao động colpitts mắc E chung. Mạch cộng hưởng gồm L, C₁, C₂ mắc ở ngõ ra (cực collector). Theo sự phân bố điện thế trên cuộn L, điện áp trên tụ C₂ (cũng chính là điện áp hồi tiếp về cực B thông qua tụ C_B) ngược pha với điện áp trên tụ C₁ (cũng là điện áp ra V_o) tầng khuếch đại E.C vốn có V_o ngược pha với V_i, vì vậy hồi tiếp ở đây là hồi tiếp dương. Cuộn RFC tại cực C là cuộn cảm cao tần (radio frequency choke), có điện cảm rất lớn trong vùng tần số dao động. Vì vậy, về mặt AC, xem như cuộn RFC hở mạch.



Hình 6.3.5. Mạch dao động Colpits

Hình 6.3.6 a là mạch tương đương của h. 6.3.5. và hình 6.3.6 b là phần mạch tương đương để tính hệ số hồi tiếp



Hình 6.3.6. Mạch tương đương h.6.3.5 (a) Mạch tương đương tính β_f (b)

Hệ số khuếch đại của tầng xác định bởi:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{I_B} \times \frac{I_B}{V_{BE}}$$

Theo h. 6.3.6 a:

$$\frac{V_o}{I_B} = -h_{IE} \times \frac{R_i(1 - \omega^2 LC_2) + j\omega L}{1 - \omega^2 LC_1 + j\omega R_i(C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2)}$$

với $R_i = (h_{IE} // R_B)$

$$\text{Mặt khác } \frac{I_b}{V_{BE}} = \frac{1}{h_{IE}}$$

Vậy $A_v = -\frac{h_{IE}}{h_{iE}} \times \frac{R_i(1 - \omega^2 LC_2) + j\omega L}{1 - \omega^2 LC_1 + j\omega R_i(C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2)}$

Từ hình 6.3.6 b, ta tính được hệ số hồi tiếp

$$\beta = \frac{R_i}{R_i(1 - \omega^2 LC_2) + j\omega L}$$

nhiều vậy: $A_v \beta = \frac{-R_i}{1 - \omega^2 LC_1 + j\omega R_i(C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2)}$

để thỏa mãn điều kiện dao động: $\arg(A_v \beta) = 0$ phải có

$$C_1 + C_2 - \omega^2 LC_1 C_2 = 0 \rightarrow \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

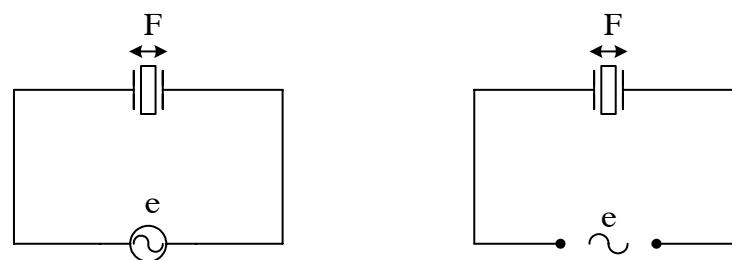
Hay $f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$ (6.3.5)

Tương tự, muốn cho $|A_v \beta| = 1$ phải có: $1 - \omega_o^2 LC_1 = -R_i$

Hay $\frac{C_1}{C_2} = R_i = (h_{IE} // R_B)$ (6.3.6)

6.3.4. Mạch tạo sóng dùng tinh thể thạch anh

Các mạch dao động LC ở trên có nhược điểm là tần số dao động không ổn định do các giá trị L và C biến thiên theo nhiệt độ, và phải cân chỉnh L hoặc C mới đạt tần số yêu cầu. Để có được tần số dao động chính xác, ổn định do các giá trị L và C mới đạt tần số yêu cầu. Để có được tần số dao động chính xác, ổn định, không phải cân chỉnh, người ta thay thế khung cộng hưởng LC bằng tinh thể áp điện, như thạch anh (quartz) chẳng hạn.



(a) Chuyển đổi điện cơ

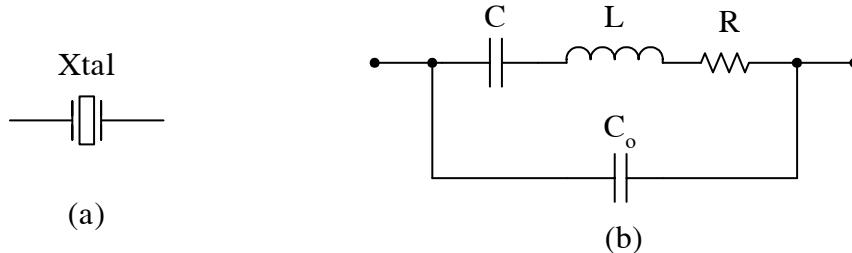
(b) Chuyển đổi cơ điện

Hình 6.3.7. Đặc tính chuyển đổi năng lượng điện cơ của tinh thể điện áp

Đặc tính của tinh thể áp điện có thể tóm tắt như sau (hình 6.3.7): Khi ta áp lên bề mặt tinh thể một dao động điện, tinh thể sẽ rung và tạo dao động cơ học hoặc nếu tác động lên bề mặt tinh thể một áp lực, trên bề mặt sẽ xuất hiện một sức điện động. Tùy thuộc vào kích thước, bề dày, mắt cắt (do nhà sản xuất chế tạo), mỗi phiến tinh thể áp điện có một tần số cộng hưởng cơ nhất định, từ đó

sinh ra một dao động điện, cộng hưởng ở tần số tương ứng. Điều cần lưu ý là tinh thể áp điện hoàn toàn cách điện, chỉ có dao động điện áp xuất hiện trên bề mặt của tinh thể

Do đặc tính hoạt động như mạch cộng hưởng của tinh thể áp điện, ta có thể mô phỏng “mạch điện tương đương” của tinh thể áp điện để dễ giải thích, như hình 6.3.8.



Hình 6.3.8. Ký hiệu tinh thể thạch anh (a) và mạch điện tương đương của nó (b)

C,L: Điện dung và điện cảm tương đương của tinh thể thạch anh, trị số phụ thuộc vào đặc tính cơ của nó; R: đặc trưng cho tồn tại hao năng lượng khi chuyển từ cơ sang điện hoặc ngược lại; C_o: điện dung hình thành do bản cực và dây nối. Chẳng hạn, một tinh thể thạch anh có tần số cộng hưởng ở 4 MHz, có các tham số tương đương tiêu chuẩn như sau: L = 100mH, R = 100Ω, C = 0,015 pF, C_o = 5 pF. Do đó hệ số phảm chất của mạch cộng hưởng thạch anh có giá trị rất lớn:

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} = 26000$$

Từ hình 6.3.8 b ta tính được tổng trở tương đương của mạch:

$$Z_p = \frac{1}{\omega} \times \frac{\omega^2 LC - 1}{C_o + C - \omega^2 CC_o} \quad (6.3.7)$$

Hệ thức (6.3.7) cho thấy có 2 tần số cộng hưởng đối với tinh thể thạch anh:

- Một tần số cộng hưởng làm cho Z_q = 0, gọi là tần số cộng hưởng nối tiếp.

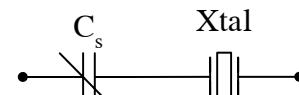
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6.3.8)$$

- Một tần số cộng hưởng làm cho Z_q = ∞, gọi là tần số cộng hưởng nối song song:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_o}} \quad (6.3.9)$$

Tần số cộng hưởng nối tiếp hơi nhỏ hơn tần số cộng hưởng song song. Tần số cộng hưởng của tinh thể thạch anh có thể được điều chỉnh đôi chút bằng cách măc thêm một tụ điện vi chỉnh C_s nối tiếp (hình 6.3.9)

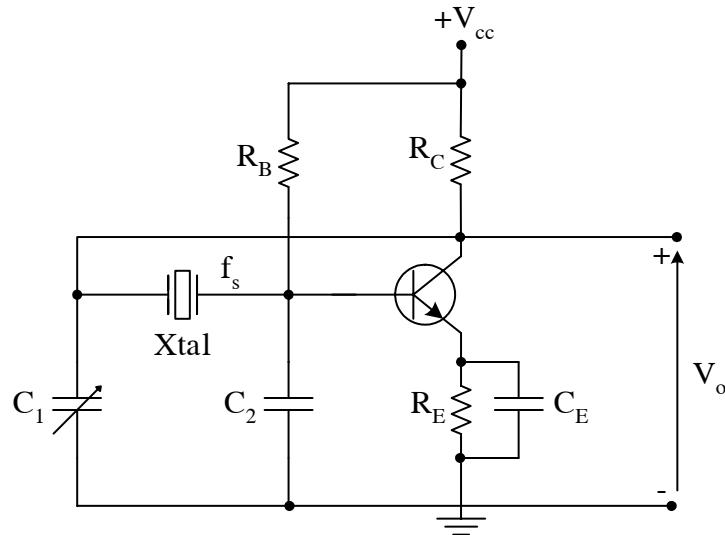
Cách măc trên chỉ thay đổi được tần số cộng hưởng nối tiếp, không thay đổi được tần số cộng hưởng song song.



Hình 6.3.9. Điều chỉnh tần số cộng hưởng nối tiếp của tinh thể thạch anh

Hình 6.3.10 là một dạng mạch dao động dùng tinh thể áp điện ở tần số cơ bản. Đây là dạng dao động Colpitts, trong đó cuộn dây L được thay bằng thạch anh (Xtal). Mạch dao động ở tần số cộng hưởng nối tiếp của Xtal; ở tần số này tổng trở của Xtal cực tiểu, điện áp hồi tiếp dương đưa từ cực C về cực B đặt cực đại. Còn ở các tần số khác tổng

trở của Xtal rất lớn, tín hiệu hồi tiếp dương đưa về bị suy giảm rất nhiều nên mạch không thể dao động ở các tần số này được.



Hình 6.3.10. Mạch dao động dùng tinh thể thạch anh