

Chương 1

MỞ ĐẦU

Kỹ thuật điện tử và tin học là một ngành mũi nhọn mới phát triển. Trong một khoảng thời gian tương đối ngắn (so với các ngành khoa học khác), từ khi ra đời tranzito (1948), nó đã có những tiến bộ nhảy vọt, mang lại nhiều thay đổi lớn và sâu sắc trong hầu hết mọi lĩnh vực của đời sống, dần trở thành một trong những công cụ quan trọng nhất của cách mạng kỹ thuật trình độ cao (mà điểm trung tâm là tự động hóa từng phần hoặc hoàn toàn, tin học hóa, phương pháp công nghệ và vật liệu mới).

Để bước đầu làm quen với những vấn đề cơ bản nhất của ngành mang ý nghĩa đại cương, chương mở đầu sẽ đề cập tới các khái niệm cơ sở nhập môn và giới thiệu cấu trúc các hệ thống điện tử điển hình.

1.1. CÁC ĐẠI LƯỢNG CƠ BẢN

1.1.1 Điện áp và dòng điện

Có 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.

Khái niệm 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 có điện thế bằng 0 (điểm nói đất). Khi đó, điện thế của mọi điểm khác trong mạch có giá trị âm hay dương được mang so sánh với điểm gốc và được hiểu là điện áp tại điểm tương ứng. Tổng quát hơn, điện áp giữa hai điểm A và B của mạch (ký hiệu là U_{AB}) xác định bởi:

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

Với V_A và V_B là điện thế của A và B so với gốc (điểm nói đất hay còn gọi là nối mát).

Khái niệm 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 một gradien nồng độ hạt theo không gian. Dòng điện trong mạch có chiều chuyển động từ nơi có điện thế cao đến nơi có điện thế thấp, từ nơi có mật độ hạt tích điện dương cao đến nơi có mật độ hạt tích điện dương thấp và do vậy ngược với chiều chuyển động của điện tử.

Từ các khái niệm đã nêu trên, cần rút ra *máy nhận xét* quan trọng sau:

- a) 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.
- b) Để bảo toàn điện tích, tổng các giá trị các dòng điện đi vào một điểm của mạch luôn bằng tổng các giá trị dòng điện đi ra khỏi điểm đó (*quy tắc nút với dòng điện*). Từ đó suy ra, trên một đoạn mạch chỉ gồm các phần tử nối tiếp nhau thì dòng điện tại mọi điểm là như nhau.

c) Điện áp giữa hai điểm A và B khác nhau của mạch nếu đo theo mọi nhánh bất kỳ có điện trở khác không (xem khái niệm nhánh ở 1.1.4) nối giữa A và B là giống nhau và bằng U_{AB} . Nghĩa là điện áp giữa 2 đầu của nhiều phần tử hay nhiều nhánh nối song song với nhau luôn bằng nhau. (Quy tắc vòng đối với điện áp).

1.1.2. Tính chất điện của một phần tử

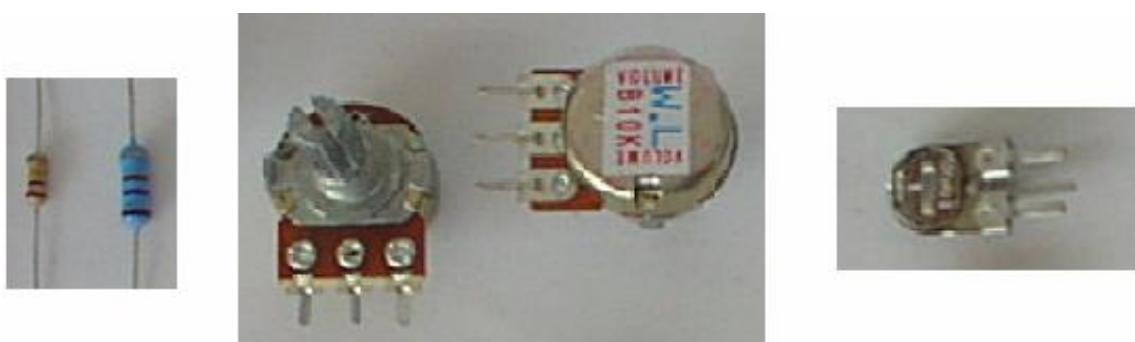
(Ghi chú: khái niệm phần tử ở đây là tổng quát, đại diện cho một yếu tố cấu thành mạch điện hay một tập hợp nhiều yếu tố tạo nên một bộ phận của mạch điện. Thông thường, phần tử là một linh kiện trong mạch)

1. Định nghĩa: Tính chất điện của một phần tử bất kì trong một mạch điện được thể hiện qua mối quan hệ tương hỗ giữa điện áp U trên hai đầu của nó và dòng điện / chạy qua nó và được định nghĩa là điện trở (hay điện trở phức - trở kháng) của phần tử. Nghĩa là khái niệm điện trở gắn liền với quá trình biến đổi điện áp thành dòng điện hoặc ngược lại từ dòng điện thành điện áp.

a) Nếu mối quan hệ này là tỉ lệ thuận, ta có định luật ôm:

$$U = R \cdot I \quad (1-1)$$

Ở đây, R là một hằng số tỷ lệ được gọi là điện trở của phần tử và phần tử tương ứng được gọi là một **điện trở thuần**.

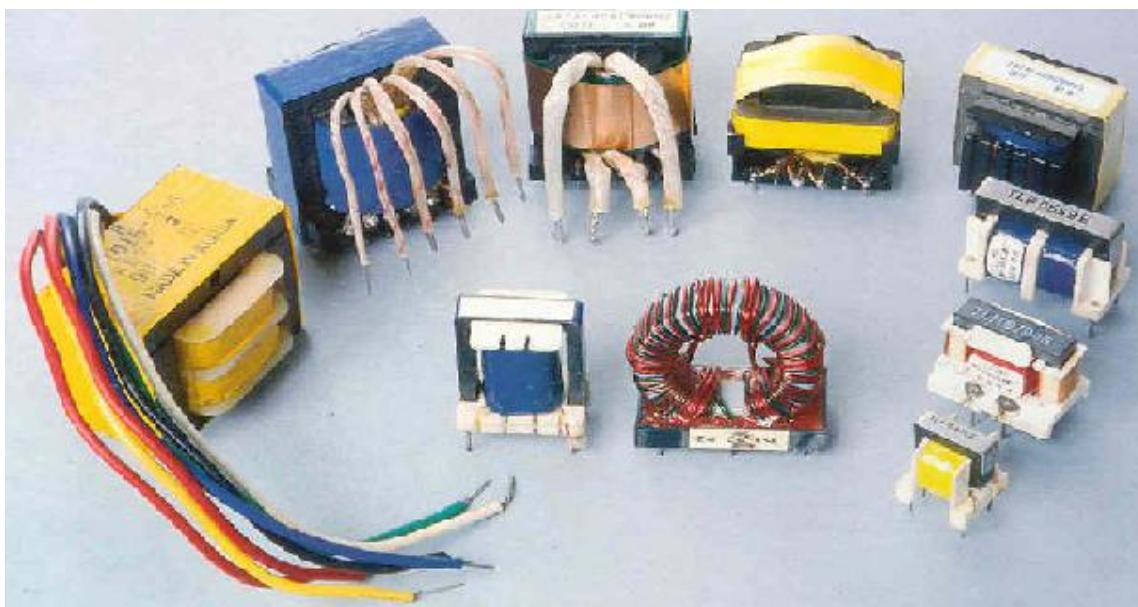


Hình 1.1. Các dạng điện trở, biến trở

b) Nếu điện áp trên phần tử tỷ lệ với tốc độ biến đổi theo thời gian của dòng điện trên nó, tức là :

$$U = L \frac{dI}{dt} \quad (\text{ở đây } L \text{ là một hằng số tỉ lệ}) \quad (1-2)$$

ta có phần tử là một **cuộn dây** có giá trị điện cảm là L.



Hình 1.3. Cuộn cảm, biến áp trong mạch điện tử

c) Nếu dòng điện trên phần tử tỉ lệ với tốc độ biến đổi theo thời gian của điện áp trên nó, tức là:

$$I = C \frac{dU}{dt} \quad (\text{ở đây } C \text{ là một hằng số tỷ lệ}) \quad (1-3)$$

ta có phần tử là một *tụ* điện có giá trị điện dung là C .

d) Ngoài các quan hệ đã nêu trên, trong thực tế còn tồn tại nhiều quan hệ tương hỗ đa dạng và phức tạp giữa điện áp và dòng điện trên một phần tử. Các phần tử này gọi chung là các phần tử không tuyến tính và có nhiều tính chất đặc biệt. Điện trở của chúng được gọi chung là các điện trở phi tuyến, điển hình nhất là đốt, tranzisto, thiristo... và sẽ được đề cập tới ở các phần tiếp sau.

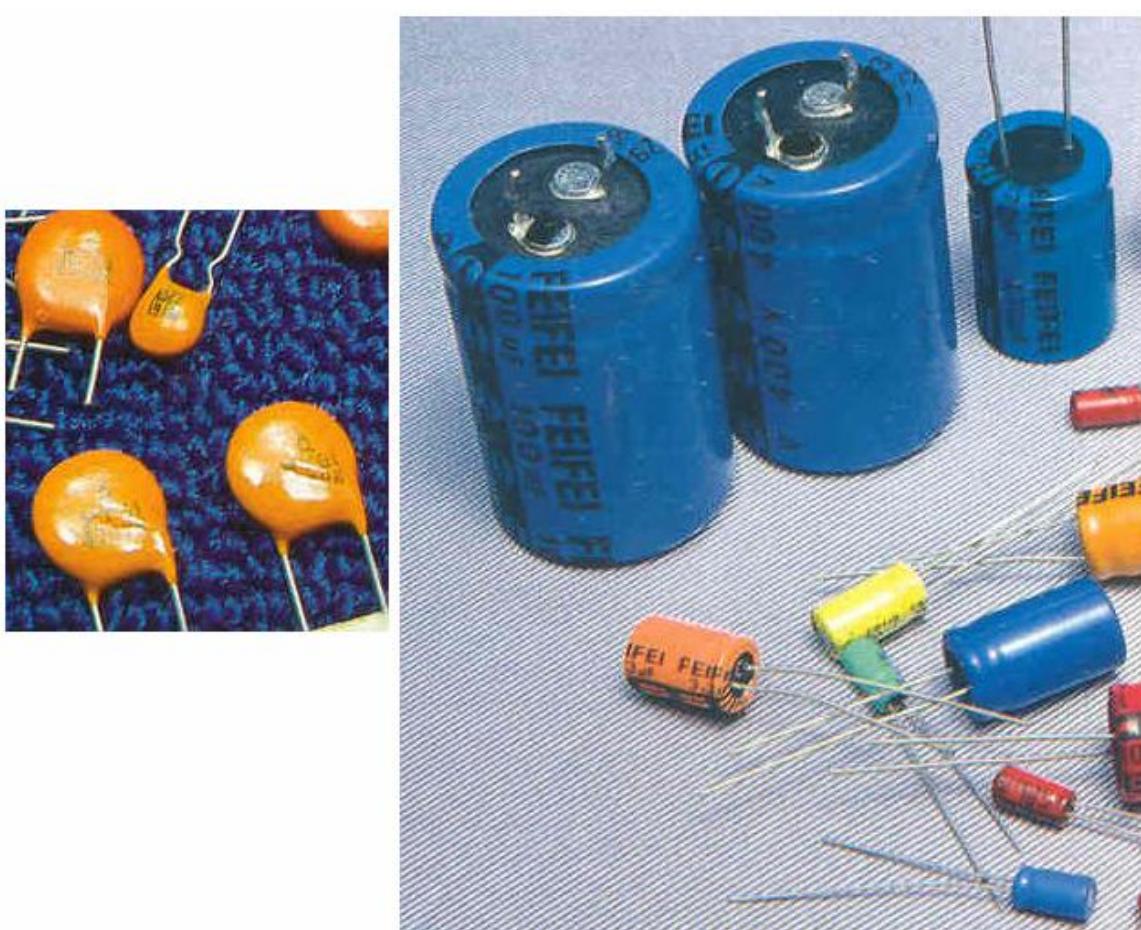
2. Các tính chất quan trọng của phần tử tuyến tính là:

- a) Đặc tuyến Vôn - Ampe (thể hiện qua quan hệ $U(I)$) là một đường thẳng.
- b) Tuân theo nguyên lý chồng chất. Tác động tổng cộng bằng tổng các tác động riêng lẻ lên nó.

Đáp ứng tổng cộng (kết quả chung) bằng tổng các kết quả thành phần do tác động thành phần gây ra.

- c) Không phát sinh thành phần tần số lạ khi làm việc với tín hiệu xoay chiều (không gây méo phi tuyến).

Đối lập với phần tử tuyến tính là *phần tử phi tuyến* có các *tính chất sau*:



Hình 1.2. Tụ điện trong thực tế

- a) Đặc tuyến VA là một đường cong (điện trở thay đổi theo điểm làm việc).
- b) Không áp dụng được nguyên lý chòng chốt.
- c) Luôn phát sinh thêm tần số lạ ở đầu ra khi có tín hiệu xoay chiều tác động ở đầu vào.

3. *Ứng dụng* - Các phần tử tuyến tính (R , L , C), có một số *ứng dụng quan trọng sau*:

- a) *Điện trở* luôn là thông số đặc trưng cho hiện tượng *tiêu hao năng lượng* (chủ yếu dưới dạng nhiệt) và là một thông số *không quán tính*. Mức tiêu hao năng lượng của điện trở được đánh giá bằng công suất trên nó, xác định bởi:

$$P = U \cdot I = I^2 R = U^2 / R \quad (1-4)$$

Trong đó, cuộn dây và tụ điện là các phần tử về cơ bản không tiêu hao năng lượng (xét lý tưởng) và có quán tính. Chúng đặc trưng cho hiện tượng tích lũy năng lượng từ trường hay điện trường của mạch khi có dòng điện hay điện áp biến thiên qua chúng. Ở đây, tốc độ biến đổi của các thông số trạng thái (điện áp, dòng điện) có vai trò quyết định giá trị trở kháng của chúng, nghĩa là chúng có *điện trở phụ thuộc*

vào tần số (vào tốc độ biến đổi của điện áp hay dòng điện tính trong một đơn vị thời gian). Với tụ điện, từ hệ thức (1-3), dung kháng của nó giảm khi tăng tần số và ngược lại với cuộn dây, từ (1-2) cảm kháng của nó tăng theo tần số.

b) Giá trị điện trở tổng cộng của nhiều điện trở nối tiếp nhau luôn lớn hơn của từng cái và có tính chất cộng tuyến tính. Điện dẫn (là giá trị nghịch đảo của điện trở) của nhiều điện trở nối song song nhau luôn lớn hơn điện dẫn riêng rẽ của từng cái và cũng có tính chất cộng tuyến tính.

Hệ quả là:

- Có thể thực hiện việc chia nhỏ một điện áp (hay dòng điện) hay còn gọi là thực hiện việc dịch mức điện thế (hay mức dòng điện) giữa các điểm khác nhau của mạch bằng cách nối nối tiếp (hay song song) các điện trở.
- Trong cách nối nối tiếp, điện trở nào lớn hơn sẽ quyết định giá trị chung của dãy. Ngược lại, trong cách nối song song, điện trở nào nhỏ hơn sẽ có vai trò quyết định.

Việc nối nối tiếp (hay song song) các cuộn dây sẽ dẫn tới kết quả tương tự như đối với các điện trở: sẽ làm tăng (hay giảm) trị số điện cảm chung. Đối với tụ điện, khi nối song song chúng, điện dung tổng cộng tăng:

$$C_{ss} = C_1 + C_2 + \dots + C_n \quad (1-5)$$

còn khi nối nối tiếp, điện dung tổng cộng giảm:

$$\frac{1}{C_{nt}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n} \quad (1-6)$$

c) Nếu nối nối tiếp hay song song R với L hoặc C sẽ nhận được một kết cấu mạch có **tính chất chọn lọc tần số** (trở kháng chung phụ thuộc vào tần số gọi là các mạch lọc tần số).

d) Nếu nối nối tiếp hay song song L với C sẽ dẫn tới một kết cấu mạch vừa có tính chất chọn lọc tần số, vừa có khả năng thực hiện quá trình trao đổi qua lại giữa hai dạng năng lượng điện - từ trường, tức là kết cấu có khả năng phát sinh dao động điện áp hay dòng điện nếu ban đầu được một nguồn năng lượng ngoài kích thích, (vấn đề này sẽ gặp ở mục 2.4).

1.1.3. Nguồn điện áp và nguồn dòng điện

a) Nếu một phần tử 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** (s.đ.đ). Hai thông số đặc trưng cho một nguồn s.đ.đ là :

- Giá trị điện áp giữa hai đầu lúc hở mạch (khi không nối với bất kì một phần tử nào khác từ ngoài đến hai đầu của nó) gọi là điện áp lúc hở mạch của nguồn kí hiệu là U_{hm}
- Giá trị dòng điện của nguồn đưa ra mạch ngoài lúc mạch ngoài dẫn điện hoàn toàn: gọi là giá trị dòng điện ngắn mạch của nguồn kí hiệu là I_{ngm} .

Một nguồn s.đ.đ được coi là lý tưởng nếu điện áp hay dòng điện do nó cung cấp cho mạch ngoài không phụ thuộc vào tính chất của mạch ngoài (mạch tải).

b) Trên thực tế, với những tải có giá trị khác nhau, điện áp trên hai đầu nguồn hay dòng điện do nó cung cấp có giá trị khác nhau và phụ thuộc vào tải. Điều đó chứng tỏ bên trong nguồn có xảy ra quá trình biến đổi dòng điện cung cấp thành giảm áp trên chính nó, nghĩa là tồn tại giá trị điện trở bên trong gọi là *điện trở trong của nguồn* kí hiệu là R_{ng}

$$R_{ng} = \frac{U_{hm}}{I_{ngm}} \quad (1-7)$$

Nếu gọi U và I là các giá trị điện áp và dòng điện do nguồn cung cấp khi có tải hữu hạn

$0 < R_t < \infty$ thì:

$$R_{ng} = \frac{U_{hm} - U}{I} \quad (1-8)$$

Từ (1-7) và (1-8) suy ra:

$$I_{ngm} = \frac{U}{R_{ng}} + I \quad (1-9)$$

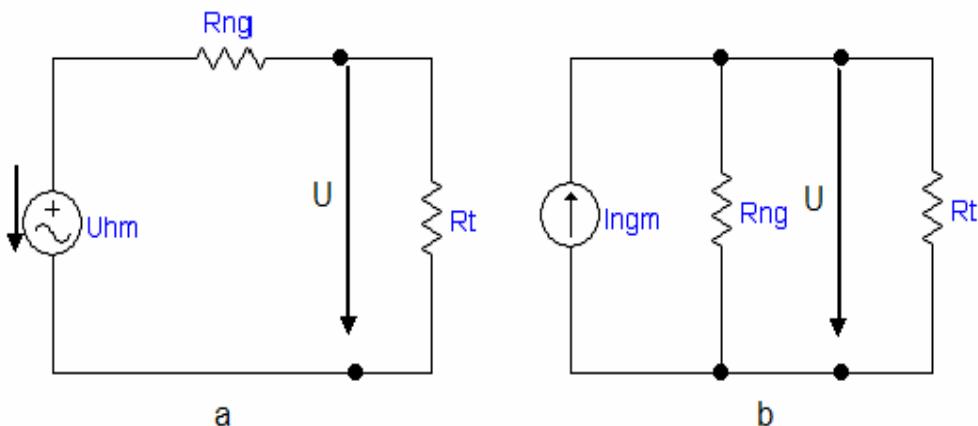
Từ các hệ thức trên, ta có các nhận xét sau:

1. Nếu $R_{ng} \rightarrow 0$, thì từ hệ thức (1-8) ta có $U \rightarrow U_{hm}$ khi đó nguồn s.d.d là một nguồn điện áp lý tưởng. Nói cách khác một nguồn điện áp càng gần lý tưởng khi điện trở trong R_{ng} của nó có giá trị càng nhỏ.

2. Nếu $R_{ng} \rightarrow \infty$, từ hệ thức (1-9) ta có $I \rightarrow I_{ngm}$ nguồn sđđ khi đó có dạng là một nguồn dòng điện lý tưởng hay một nguồn dòng điện càng gần lý tưởng khi R_{ng} của nó càng lớn.

3. Một nguồn s.d.d. trên thực tế được coi là một nguồn điện áp hay nguồn dòng điện tùy theo bản chất cấu tạo của nó để giá trị R_{ng} là nhỏ hay lớn. Việc đánh giá R_{ng} tùy thuộc tương quan giữa nó với giá trị điện trở toàn phần của mạch tải nối tới hai đầu của nguồn xuất phát từ các hệ thức (1-8) và (1-9) có hai cách biểu diễn kí hiệu nguồn (sđđ) thực tế như trên hình 1.1 a và b

4. Một bộ phận bất kì của mạch có chứa nguồn, không có liên hệ hỗ cảm với phần còn lại của mạch mà chỉ nối với phần còn lại này ở hai điểm, luôn có thể thay thế bằng một *nguồn tương đương* với một điện trở trong là điện trở tương đương của bộ phận mạch đang xét. Trường hợp riêng, nếu bộ phận mạch bao gồm nhiều nguồn điện áp nối với nhiều điện trở theo một cách bất kì, có 2 đầu ra sẽ được thay thế bằng chỉ một nguồn điện áp tương đương với một điện trở trong tương đương (định lí về nguồn tương đương của Tevornin)



Hình 1.4. a) Biểu diễn tương đương nguồn điện áp; b) nguồn dòng điện

1.1.4. Biểu diễn mạch điện bằng các kí hiệu và hình vẽ (sơ đồ)

Có nhiều cách biểu diễn một mạch điện tử, trong đó đơn giản và thuận lợi hơn cả là cách biểu diễn bằng sơ đồ gồm tập hợp các kí hiệu quy ước hay kí hiệu tương đương của các phần tử được nối với nhau theo một cách nào đó (nối tiếp, song song, hỗn hợp nối tiếp song song hay phối ghép thích hợp) nhờ các đường nối có điện trở bằng 0. Khi biểu diễn như vậy, xuất hiện một vài yếu tố hình học cần làm rõ khái niệm là:

- *Nhánh* (của sơ đồ mạch) là một bộ phận của sơ đồ, trong đó chỉ bao gồm các phần tử nối tiếp nhau, qua nó chỉ có một dòng điện duy nhất
- *Nút* là một điểm của mạch chung cho từ ba nhánh trở lên.
- *Vòng* là một phần của mạch bao gồm một số nút và nhánh lập thành một đường kín mà dọc theo nó mỗi nhánh và nút phải vẫn chỉ gặp một lần (trừ nút được chọn làm điểm xuất phát).
- *Cây* là một phần của mạch bao gồm toàn bộ số nút và nhánh nối giữa các nút đó nhưng không tạo nên một vòng kín nào. Các nhánh của cây được gọi là *nhánh cây*, các nhánh còn lại của mạch không thuộc cây được gọi là *bù cây*.

Các yếu tố nêu trên được sử dụng đặc biệt thuận lợi khi cần phân tích tính toán mạch bằng sơ đồ.

Người ta còn biểu diễn mạch gọn hơn bằng một sơ đồ gồm nhiều *khối* có những đường liên hệ với nhau. Mỗi khối bao gồm một nhóm các phần tử liên kết với nhau để cùng thực hiện một nhiệm vụ kĩ thuật cụ thể được chỉ rõ (nhưng không chỉ ra cụ thể cách thức liên kết bên trong khối). Đó là cách biểu diễn mạch bằng *sơ đồ khối* rút gọn, qua đó dễ dàng hình dung tổng quát hoạt động của toàn bộ hệ thống mạch điện tử.

1.2. TIN TỨC VÀ TÍN HIỆU

Tin tức và tín hiệu là hai khái niệm cơ bản của kĩ thuật điện tử tin học, là đối tượng mà các hệ thống mạch điện tử có chức năng như một công cụ vật chất kĩ thuật nhằm tạo ra, gia công xử lí hay nói chung nhằm chuyển đổi giữa các dạng năng lượng để giải quyết một mục tiêu kĩ thuật nhất định nào đó.

1.2.2. Tin tức được hiểu là nội dung chứa đựng bên trong một sự kiện, một biến cố hay một quá trình nào đó (gọi là nguồn tin). Trong hoạt động đa dạng của con người, đã từ lâu hình thành nhu cầu trao đổi tin tức theo hai chiều: về không gian biến cố xảy ra tại nơi A thì cần nhanh chóng được biết ở những nơi ngoài A và về thời gian: biến cố xảy ra vào lúc t_0 cần được lưu giữ lại để có thể biết vào lúc $t_0 + T$ với khả năng $T \rightarrow \infty$, nhu cầu này đã được thỏa mãn và phát triển dưới nhiều hình thức và bằng mọi phương tiện vật nhất phù hợp với trình độ phát triển của xã hội (kí hiệu, tiếng nói, chữ viết hay bằng các phương tiện tải tin khác nhau). Gần đây, do sự phát triển và tiến bộ nhanh chóng của kĩ thuật điện tử, nhu cầu này ngày càng được thỏa mãn sâu sắc trong điều kiện của một sự bùng nổ thông tin của xã hội hiện đại.

Tính chất quan trọng nhất của tin tức là nó mang ý nghĩa *xác suất thống kê*, thể hiện ở các mặt sau:

a) Nội dung chứa trong một sự kiện càng có ý nghĩa lớn (ta nói sự kiện có lượng tin tức cao) khi nó xảy ra càng *bất ngờ*, càng ít được chờ đợi. Nghĩa là lượng tin có độ lớn tỉ lệ với độ bất ngờ hay *tỉ lệ ngược với xác suất xuất hiện* của sự kiện và có thể dùng xác suất là mức đo lượng tin tức.

b) Mặc dù đã nhận được "nội dung" của một sự kiện nào đó, trong hầu hết mọi trường hợp, người ta chỉ khẳng định được tính chắc chắn, xác thực của nó với một độ tin cậy nào đó. Mức độ chắc chắn càng cao khi cùng một nội dung được lặp lại (về cơ bản) nhiều lần, nghĩa là tin tức còn có tính chất trung bình thống kê phụ thuộc vào mức độ hỗn loạn của nguồn tin, của môi trường (kênh) truyền tin và cả vào nơi nhận tin, vào tất cả khả năng gây sai lầm có thể của một hệ thống thông tin. Người ta có thể dùng Entropy để đánh giá lượng tin thông qua các giá trị entropy riêng rẽ của nguồn tin, kênh truyền tin và nơi nhận tin.

c) Tin tức không tự nhiên sinh ra hoặc mất đi mà chỉ là một biểu hiện của các quá trình chuyển hóa năng lượng hay quá trình trao đổi năng lượng giữa hai dạng vật chất và trường. Phần lớn các quá trình này là mang tính ngẫu nhiên tuân theo các quy luật phân bố của lí thuyết xác suất thống kê. Tuy nhiên có thể thấy rằng, nếu một hệ thống có năng lượng ổn định, mức độ trật tự cao thì càng khó thu thập được tin tức từ nó và ngược lại.

Cơ sở toán học để đánh giá định lượng các nhận xét trên được trình bày trong các giáo trình chuyên ngành về lí thuyết thông tin.

1.2.3. Tín hiệu là khái niệm để mô tả các *biểu hiện vật lý* của tin tức. Các biểu hiện này đa dạng và thường được phân chia thành hai nhóm: có bản chất điện tử và không có bản chất điện tử. Tuy nhiên, dạng cuối cùng thường gặp trong các hệ thống điện tử, thể hiện qua thông số trạng thái điện áp hay dòng điện, là có bản chất điện tử.

- Có thể coi tín hiệu nói chung (dù dưới dạng nào) là một đại lượng vật lý biến thiên theo thời gian và biểu diễn nó dưới dạng một hàm số hay đồ thị theo thời gian là thích hợp hơn cả.

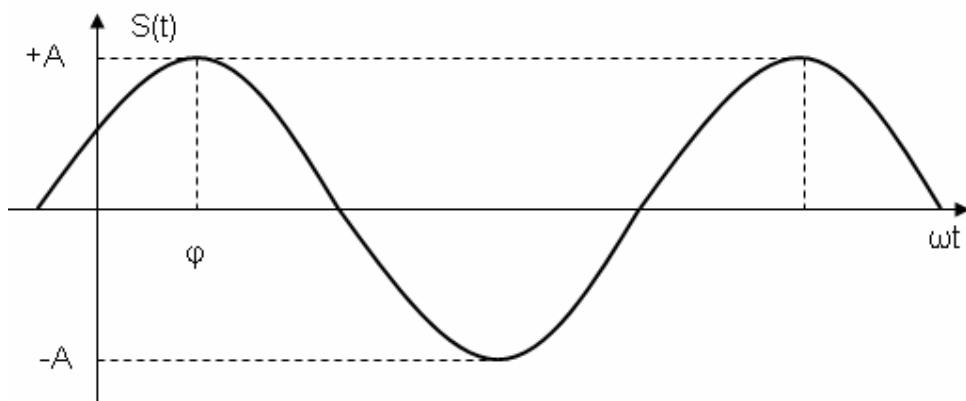
- Nếu biểu thức theo thời gian của một tín hiệu là $s(t)$ thỏa mãn điều kiện:

$$s(t) = s(t + T) \quad (1-10)$$

Với mọi t và ở đây T là một hằng số thì $s(t)$ được gọi là một tín hiệu tuần hoàn theo thời gian. Giá trị nhỏ nhất trong tập $\{T\}$ thỏa mãn (1-10) gọi là chu kỳ của $s(t)$. Nếu không tồn tại một giá trị hữu hạn của T thỏa mãn (1-10) thì ta có $s(t)$ là một tín hiệu không tuần hoàn.

Đạo động hình sin (h.1.2) là dạng đặc trưng nhất của các tín hiệu tuần hoàn, có biểu thức dạng

$$s(t) = A \cos(\omega t - \varphi) \quad (1-11)$$



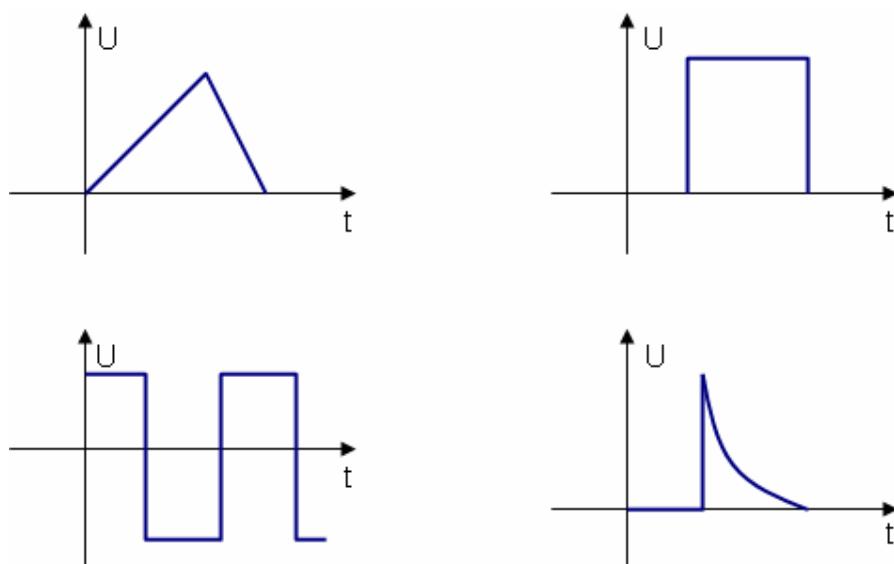
Hình 1.5. Tín hiệu hình sin và các tham số

trong (1-11) A , ω , φ là các hằng số và lần lượt được gọi là biên độ, tần số góc và góc pha ban đầu của $s(t)$, có các mối liên hệ giữa ω , T và f như sau :

$$\omega = \frac{2\pi}{T}; f = \frac{1}{T} \quad (1-12)$$

- Cũng có thể chia tín hiệu theo cách khác thành hai dạng cơ bản là biến thiên liên tục theo thời gian (tín hiệu tương tự - analog) hay biến thiên không liên tục theo thời gian (tín hiệu xung số - digital). Theo đó, sẽ có hai dạng mạch điện tử cơ bản làm việc (gia công xử lí) với từng loại trên.

Các dạng tín hiệu vừa nêu trên, nếu có biểu thức $s(t)$ hay đồ thị biểu diễn xác định, được gọi là loại tín hiệu xác định rõ ràng. Ngoài ra, còn một lớp các tín hiệu mang tính ngẫu nhiên và chỉ xác định được chúng qua các phép lấy mẫu nhiều lần và nhờ các quy luật của phân bố xác suất thống kê, được gọi là các tín hiệu ngẫu nhiên.



Hình 1.6. Các dạng xung thường gặp

1.2.4. Các tính chất của tín hiệu theo cách biểu diễn thời gian t

a) Độ dài và trị trung bình của một tín hiệu

Độ dài của tín hiệu là khoảng thời gian tồn tại của nó (từ lúc bắt đầu xuất hiện đến lúc mất đi). Độ dài mang ý nghĩa là khoảng thời gian mắc bận với tín hiệu của một mạch hay hệ thống điện tử. Nếu thiệu $s(t)$ xuất hiện lúc t_0 có độ dài là τ thì giá trị trung bình của $s(t)$, ký hiệu là $\bar{s}(t)$ được xác định bởi:

$$\bar{s}(t) = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0+\tau} s(t) dt \quad (1-13)$$

b) Năng lượng, công suất và trị hiệu dụng:

Năng lượng E_s của tín hiệu $s(t)$ được xác định bởi

$$E_s = \int_{t_0}^{t_0+\tau} S^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt \quad (1-14)$$

Công suất trung bình của $s(t)$ trong thời gian tồn tại của nó được định nghĩa bởi:

$$\bar{s}(t) = \frac{1}{\tau} \int_{t_0}^{t_0+\tau} s(t) dt = \frac{E_s}{\tau} \quad (1-15)$$

Giá trị hiệu dụng của $s(t)$ được định nghĩa là:

$$S_{hd} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s^2(t) dt} = \sqrt{\overline{s^2(t)}} = \sqrt{\frac{E_s}{T}} \quad (1-16)$$

c) *Dải động* của tín hiệu là tỷ số giữa các giá trị lớn nhất và nhỏ nhất của công suất tức thời của tín hiệu. Nếu tính theo đơn vị logarit (dexibel), dải động được định nghĩa là :

$$D_{dB} = 10 \lg \frac{\max\{s^2(t)\}}{\min\{s^2(t)\}} = 20 \lg \frac{\max s(t)}{\min s(t)} \quad (1-17)$$

thông số này đặc trưng cho khoảng cường độ hay khoảng độ lớn của tín hiệu tác động lên mạch hoặc hệ thống điện tử.

d) *Thành phần một chiều và xoay chiều* của tín hiệu:

Một tín hiệu $s(t)$ luôn có thể phân tích thành hai thành phần một chiều và xoay chiều sao cho:

$$s(t) = s_{\sim} + s_{=}$$
 (1-18)

với s_{\sim} là thành phần biến thiên theo thời gian của $s(t)$ và có giá trị trung bình theo thời gian bằng 0 và $s_{=}$ là thành phần cố định theo thời gian (thành phần 1 chiều).

Theo các hệ thức (1-13) và (1-18) có :

$$\overline{s(t)} = s_{=} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+\tau} s(t) dt \quad (1-19)$$

lúc đó : $s_{\sim} = s(t) - \overline{s(t)}$

$$\text{và } \overline{s_{\sim}} = \overline{s(t)} - \overline{\overline{s(t)}} = 0 \quad (1-20)$$

e) *Các thành phần chẵn và lẻ* của tín hiệu

Một tín hiệu $s(t)$ cũng luôn có thể phân tích cách khác thành hai thành phần chẵn và lẻ được xác định như sau

$$s_{ch}(t) = S_{ch}(-t) = \frac{1}{2} [s(t) + s(-t)] \quad (1-21)$$

$$s_{le}(t) = -s_{le}(-t) = \frac{1}{2} [s(t) - s(-t)]$$

từ đó suy ra:

$$s_{ch}(t) + s_{le}(t) = s(t)$$

$$\overline{s_{ch}(t)} = \overline{s(t)}; \overline{s_{le}} = 0 \quad (1-22)$$

f) Thành phần thực và ảo của tín hiệu hay biểu diễn phức của một tín hiệu

Một tín hiệu $s(t)$ bất kì có thể biểu diễn tổng quát dưới dạng một số phức :

$$\overrightarrow{s(t)} = \overrightarrow{Re(s(t))} - j\overrightarrow{Im(s(t))} \quad (1-23)$$

Ở đây $\overrightarrow{Re(s(t))}$ là phần thực và $\overrightarrow{Im(s(t))}$ là phần ảo của $\overrightarrow{s(t)}$ là:

Theo định nghĩa, lượng liên hợp phức của $\overrightarrow{s(t)}$ là:

$$\overrightarrow{s^*(t)} = \overrightarrow{Re(s(t))} + j\overrightarrow{Im(s(t))} \quad (1-24)$$

Khi đó các thành phần thực và ảo của $\overrightarrow{s(t)}$ theo (1-23) và (1-24) được xác định bởi:

$$Re(\overrightarrow{s(t)}) = \frac{1}{2}[\overrightarrow{s(t)} + \overrightarrow{s^*(t)}]$$

$$Im(\overrightarrow{s(t)}) = \frac{1}{2}[\overrightarrow{s(t)} - \overrightarrow{s^*(t)}] \quad (1-25)$$

1.3. CÁC HỆ THỐNG ĐIỆN TỬ ĐIỀN HÌNH

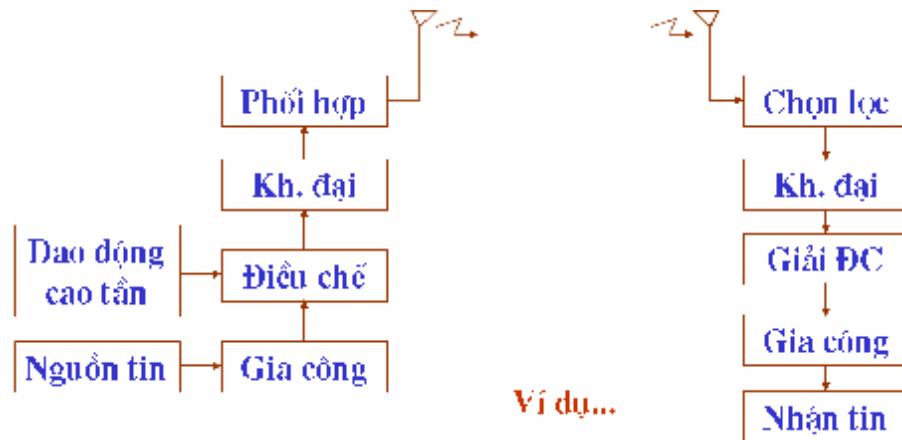
Hệ thống điện tử là một tập hợp các thiết bị điện tử nhằm thực hiện một nhiệm vụ kỹ thuật nhất định như gia công xử lý tin tức, truyền thông tin dữ liệu, đo lường thông số điều khiển tự chỉnh...

Về cấu trúc một hệ thống điện tử có hai dạng cơ bản: dạng hệ kín, ở đó thông tin được gia công xử lý theo cả hai chiều nhằm đạt tới một điều kiện tối ưu định trước hay hệ hở ở đó thông tin được truyền chỉ theo một hướng từ nguồn tin tới nơi nhận tin.

1.3.2. Hệ thống thông tin thu - phát

Có nhiệm vụ truyền một tin tức dữ liệu theo không gian (trên một khoảng cách nhất định) từ nguồn tin tới nơi nhận tin.

- 1. Cấu trúc sơ đồ khái:
- 2. Các đặc điểm chủ yếu
 - a) Là dạng hệ thống hở.
 - b) Bao gồm 2 quá trình cơ bản.



Hình 1.7. Sơ đồ khái niệm hệ thống thông tin dân dụng

Quá trình gắn tin tức cần gửi đi vào một tải tin tần số cao bằng cách bắt đầu với một thông số biến thiên theo quy luật của tin tức gọi là *quá trình điều chế* tại thiết bị phát. Quá trình tách 'tin tức' khỏi tải tin để lấy lại nội dung tin tức tần số thấp tại thiết bị thu gọi là *quá trình dài điều chế*.

c) Chất lượng và hiệu quả cũng như các đặc điểm của hệ do 3 yếu tố quy định: Đặc điểm của thiết bị phát, đặc điểm của thiết bị thu và môi trường thực hiện quá trình truyền tin (địa hình, thời tiết, nhiễu...)

Ba yếu tố này được đảm bảo nâng cao chất lượng một cách riêng rẽ để đạt hiệu quả thông tin cao, trong đó tại nguồn tin là các điều kiện chủ động, hai yếu tố còn lại là yếu tố bị động.

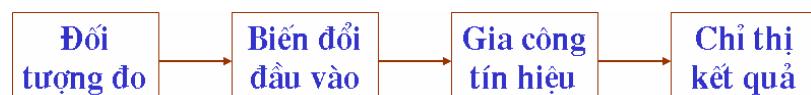
d) Các chỉ tiêu quan trọng nhất của hệ:

Dạng điều chế (AM, FM, analog, digital), công suất bức xạ của thiết bị phát, khoảng cách và điều kiện môi trường truyền, độ nhạy và độ chọn lọc của thiết bị thu.

1.3.3. Hệ đo lường điện tử

Hệ loại này có nhiệm vụ thu thập tin tức dữ liệu về một đối tượng hay quá trình nào đó để đánh giá thông số hoặc trạng thái của chúng.

1. Cấu trúc khái:



Hình 1.8. Hệ thống đo lường

2. Các đặc điểm cơ bản:

a) Là hệ cấu trúc dạng hở

b) Có hai phương pháp cơ bản thực hiện quá trình đo: phương pháp tiếp xúc (thiết bị đầu vào tiếp xúc trực tiếp với đối tượng đo là nguồn tin) và phương pháp không tiếp xúc.

Bộ biến đổi đầu vào là quan trọng nhất, có nhiệm vụ biến đổi thông số đại lượng cần đo (thường ở dạng một đại lượng vật lý) về dạng tín hiệu điện tử có tham số tỷ lệ với đại lượng cần đo. (Ví dụ: áp suất biến đổi thành điện áp, nhiệt độ hoặc độ ẩm hay vận tốc biến đổi thành điện áp hoặc dòng điện...).

c) Sự can thiệp của bất kỳ thiết bị đo nào vào đối tượng đo dẫn tới hệ quả là đối tượng đo không còn đúng độc lập và do đó xảy ra quá trình mất thông tin tự nhiên dẫn đến sai số đo.

d) Mọi cố gắng nhằm nâng cao độ chính xác của phép đo đều làm tăng tính phức tạp; tăng chi phí kỹ thuật và làm xuất hiện các nguyên nhân gây sai số mới và đôi khi làm giảm độ tin cậy của phép đo.

e) Về nguyên tắc có thể thực hiện gia công tin tức đo liên tục theo thời gian (phương pháp analog) hay gia công rời rạc theo thời gian (phương pháp digital). Yếu tố này quy định các đặc điểm kỹ thuật và cấu trúc. Cụ thể là ở phương pháp analog, đại lượng đo được theo dõi liên tục theo thời gian còn ở phương pháp digital đại lượng đo được lấy mẫu giá trị ở những thời điểm xác định và so với các mức cường độ chuẩn xác định. Phương pháp digital cho phép tiết kiệm năng lượng, nâng cao độ chính xác và khả năng phối ghép với các thiết bị xử lý tin tự động.

f) Có khả năng đo nhiều thông số (nhiều kênh) hay đo xa nhờ kết hợp thiết bị đo với một hệ thống thông tin truyền dữ liệu, đo tự động nhờ một chương trình vạch sẵn (đo điều khiển bằng up)...

1.3.4. Hệ tự điều chỉnh

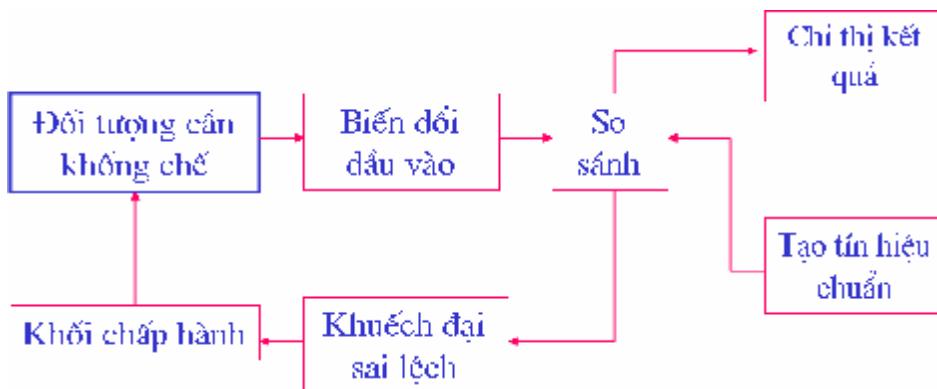
Hệ có nhiệm vụ theo dõi khống chế một hoặc vài thông số của một quá trình sao cho thông số này phải có giá trị nằm trong một giới hạn đã định trước (hoặc ngoài giới hạn này) tức là có nhiệm vụ ổn định thông số (tự động) ở một trị số hay một dải trị số cho trước.

1. Sơ đồ cấu trúc

2. Các đặc điểm chủ yếu

- Là hệ dạng cấu trúc kín: thông tin truyền theo hai hướng nhờ các mạch phản hồi.
- Thông số cần đo và khống chế được theo dõi liên tục và duy trì ở mức hoặc giới hạn định sẵn.

Ví dụ : T^o (cần theo dõi khống chế) được biến đổi trước tiên thành U_x sau đó, so sánh U_x với U_{ch} để phát hiện ra dấu và độ lớn của sai lệch (U_{ch} tương ứng với mức chuẩn T_{ch} được định sẵn mà đối tượng cần được khống chế ở đó). Sau khi được khuếch đại lượng sai lệch $\Delta U = U_x - U_{ch}$ được đưa tới khối chấp hành để điều khiển tăng hoặc giảm T_x theo yêu cầu tùy dấu và độ lớn của ΔU . Sẽ có 3 khả năng:



Hình 1.9. Hệ tự động điều chỉnh

- Khi $\Delta U = 0$, ta có $T_x = T_{ch}$. ($U_x = U_{ch}$) đối tượng đang ở trạng thái mong muốn, nhánh thông tin ngược không hoạt động.
- Khi $\Delta U > 0$ ($U_x > U_{ch}$) $T_x > T_{ch}$ hệ điều chỉnh làm giảm T_x .
- Khi $\Delta U < 0$ $T_x < T_{ch}$ hệ điều chỉnh làm tăng T_x . quá trình điều chỉnh T_x chỉ ngừng khi $\Delta U = 0$.

c) Độ mịn (chính xác) khi điều chỉnh phụ thuộc vào:

- Độ chính xác của quá trình biến đổi từ T_{ch} thành U_{ch}
- Độ phân giải của phần tử so sánh (độ nhỏ của ΔU)
- Độ chính xác của quá trình biến đổi T_x thành U_x
- Tính chất quán tính của hệ.

d) Có thể điều chỉnh liên tục theo thời gian (analog) hay gián đoạn theo thời gian miễn sao đạt được giá trị trung bình mong đợi.

Phương pháp digital cho phép, tiết kiệm năng lượng của hệ và ghép nối với hệ thống tự động tính toán.

e) Chú ý rằng, thông thường nếu chọn một ngưỡng U_{ch} ta nhận được kết quả là

hệ điều khiển có hành động hay không tùy theo U_x đang lớn hơn hay nhỏ hơn U_{ch} (và do đó tham số vật lý cần theo dõi đang lớn hơn hay nhỏ hơn giá trị ngưỡng định sẵn từ trước). Khi chọn được hai mức ngưỡng U_{ch1} và U_{ch2} hệ sẽ hành động mỗi khi U_x nằm lọt vào trong khoảng hai giá trị ngưỡng hoặc ngược lại, điều này mang ý nghĩa thực tế hơn của một hệ tự động điều chỉnh. Trường hợp với một mức ngưỡng, hệ mang ý nghĩa dùng để điều khiển trạng thái (hành vi) của đối tượng.

Chương 2

KỸ THUẬT TƯƠNG TỰ

2.1. CHẤT BÁN DẪN ĐIỆN - PHẦN TỬ MỘT MẶT GHÉP P-N

2.1.1. Chất bán dẫn nguyên chất và chất bán dẫn tạp chất

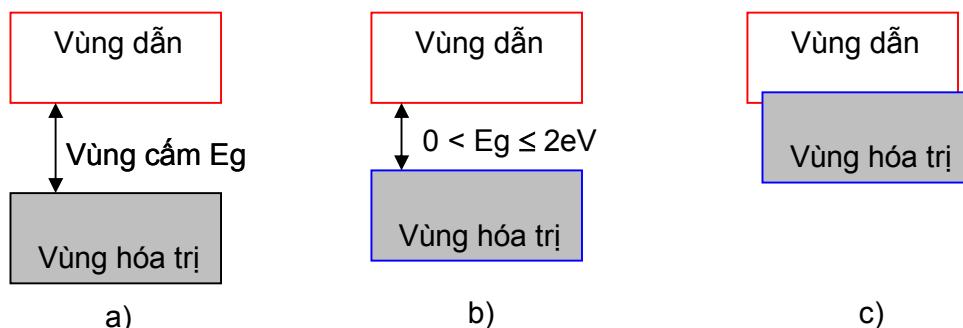
a - Cấu trúc vùng năng lượng của chất rắn tinh thể

Ta đã biết cấu trúc năng lượng của một nguyên tử đứng cô lập có dạng là các mức rời rạc. Khi đưa các nguyên tử lại gần nhau, do tương tác, các mức này bị suy biến thành những dải gồm nhiều mức sát nhau được gọi là các vùng năng lượng. Đây là dạng cấu trúc năng lượng điển hình của vật rắn tinh thể.

Tùy theo tình trạng các mức năng lượng trong một vùng có bị điện tử chiếm chỗ hay không, người ta phân biệt 3 loại vùng năng lượng khác nhau:

- Vùng hóa trị (hay còn gọi là vùng đầy), trong đó tất cả các mức năng lượng đều đã bị chiếm chỗ, không còn trạng thái (mức) năng lượng tự do.
- Vùng dẫn (vùng trống), trong đó các mức năng lượng đều còn bỏ trống hay chỉ bị chiếm chỗ một phần.
- Vùng cấm, trong đó không tồn tại các mức năng lượng nào để điện tử có thể chiếm chỗ hay xác suất tìm hạt tại đây bằng 0.

Tùy theo vị trí tương đối giữa 3 loại vùng kể trên, xét theo tính chất dẫn điện của mình, các chất rắn cấu trúc tinh thể được chia thành 3 loại (xét ở 0⁰K) thể hiện trên hình 2.1.



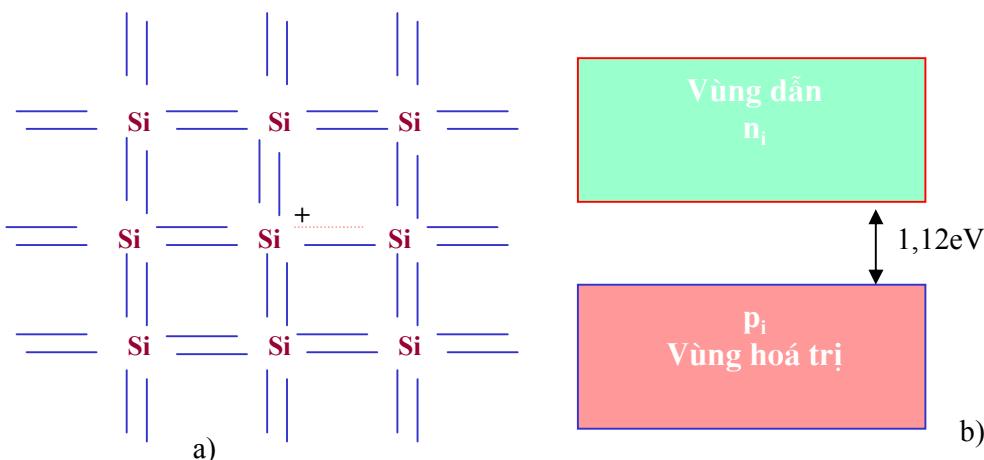
Hình 2.1: Phân loại vật rắn theo cấu trúc vùng năng lượng

a) Chất cách điện $Eg > 2\text{eV}$; b) Chất bán dẫn điện $0 < Eg \leq 2\text{eV}$; c) Chất dẫn điện

Chúng ta đã biết, muốn tạo dòng điện trong vật rắn cần hai quá trình đồng thời: quá trình tạo ra hạt dẫn tự do nhờ được kích thích năng lượng và quá trình chuyển động có hướng của các hạt dẫn điện này dưới tác dụng của trường. Dưới đây ta xét tới cách dẫn điện của chất bán dẫn nguyên chất (bán dẫn thuần) và chất bán dẫn tạp chất mà điểm khác nhau chủ yếu liên quan tới quá trình sinh (tạo) các hạt dẫn tự do trong mạng tinh thể.

b- Chất bán dẫn thuần

Hai chất bán dẫn thuần điển hình là Gemanium (Ge) và Silicium (Si) có cấu trúc vùng năng lượng dạng hình 2.1b với $E_g = 0,72\text{eV}$ và $E_g = 1,12\text{eV}$, thuộc nhóm bốn bảng tuần hoàn Mendeleep. Mô hình cấu trúc mạng tinh thể (1 chiều) của chúng có dạng hình 2.2a với bản chất là các liên kết ghép đôi điện tử hóa trị vành ngoài. Ở 0°K chúng là các chất cách điện. Khi được một nguồn năng lượng ngoài kích thích, xảy ra hiện tượng ion hóa các nguyên tử nút mạng và sinh từng cặp hạt dẫn tự do: điện tử bứt khỏi liên kết ghép đôi trở thành hạt tự do và để lại 1 liên kết bị khuyết (hở trống). Trên đồ thị vùng năng lượng hình 2.2b, điều này tương ứng với sự chuyển điện tử từ 1 mức năng lượng trong vùng hóa trị lên 1 mức trong vùng dẫn để lại 1 mức tự do (trống) trong vùng hóa trị. Các cặp hạt dẫn tự do này, dưới tác dụng của 1 trường ngoài hay một Gradien nồng độ có khả năng dịch chuyển có hướng trong lòng tinh thể tạo nên dòng điện trong chất bán dẫn thuần.



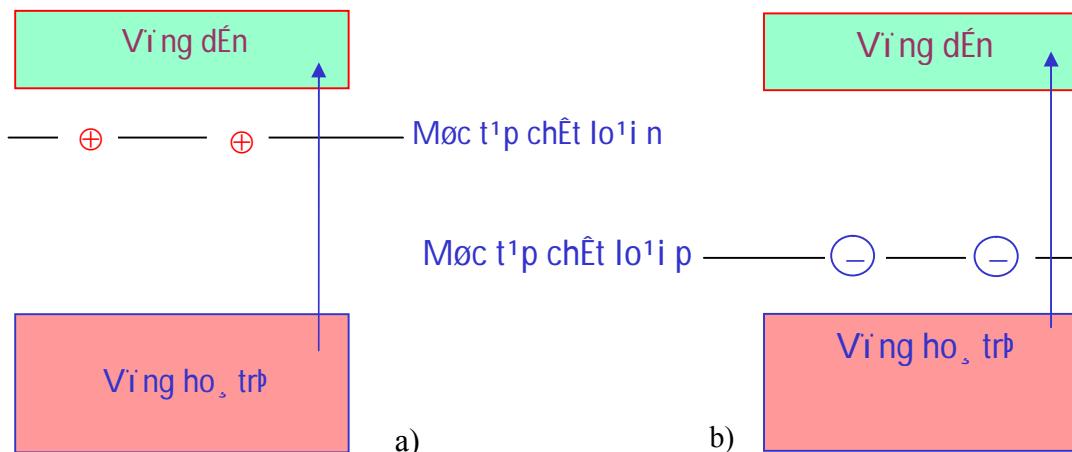
Hình 2.2: a) Mạng tinh thể một chiều của Si. b) Cấu trúc vùng năng lượng
Kết quả là:

1) Muốn tạo hạt dẫn tự do trong chất bán dẫn thuần cần có năng lượng kích thích đủ lớn $E_{kt} \geq E_g$

2) Dòng điện trong chất bán dẫn thuần gồm hai thành phần tương đương nhau do quá trình phát sinh từng cặp hạt dẫn tạo ra ($n_i = P_i$).

c - Chất bán dẫn tạp chất loại n

Người ta tiến hành pha thêm các nguyên tử thuộc nhóm 5 bảng Mendeleep vào mạng tinh thể chất bán dẫn nguyên chất nhờ các công nghệ đặc biệt, với nồng độ khoảng 10^{10} đến 10^{18} nguyên tử/ cm^3 . Khi đó các nguyên tử tạp chất thay thế một điện tử vành ngoài, liên kết yếu với hạt nhân, dễ dàng bị ion hóa nhờ một nguồn năng lượng yếu tạo nên một cặp ion dương tạp chất – điện tử tự do. Ngoài ra, hiện tượng phát sinh hạt dẫn giống như cơ chế của chất bán dẫn thuần vẫn xảy ra nhưng với mức độ yếu hơn. Trên đồ thị vùng năng lượng, các mức năng lượng tạp chất loại này (gọi là tạp chất loại n hay loại cho điện tử - Donor) phân bố bên trong vùng cấm, nằm sát đáy vùng dẫn (khoảng cách vài % eV).



Hình 2.3: Đồ thị vùng năng lượng a) bán dẫn loại n; b) bán dẫn loại p

Kết quả là trong mạng tinh thể tồn tại nhiều ion dương của tạp chất bất động và dòng điện trong chất bán dẫn loại n gồm hai thành phần không bằng nhau tạo ra: điện tử được gọi là hạt dẫn đa số có nồng độ là n_n , lỗ trống - loại thiểu số có nồng độ P_n (chênh nhau nhiều gấp: $n_n \gg P_n$).

d - Chất bán dẫn tạp chất loại p

Nếu tiến hành pha tạp chất thuộc nhóm 3 bảng tuần hoàn Mendeleev vào tinh thể chất bán dẫn thuần ta được chất bán dẫn tạp chất loại p với đặc điểm chủ yếu là nguyên tử tạp chất thiếu một điện tử vành ngoài nên liên kết hóa trị (ghép đôi) bị khuyết, ta gọi đó là lỗ trống liên kết, có khả năng nhận điện tử, khi nguyên tử tạp chất bị ion hóa sẽ sinh ra đồng thời 1 cặp: ion âm tạp chất - lỗ trống tự do. Mức năng lượng tạp chất loại p nằm trong vùng cấm sát đỉnh vùng hóa trị (Hình 2.3b) cho phép giải thích cách sinh hạt dẫn của chất bán dẫn loại này. Trong mạng tinh thể chất bán dẫn tạp chất loại p tồn tại nhiều ion âm tạp chất có tính chất định xứ từng vùng và dòng điện trong chất bán dẫn loại p gồm hai thành phần không tương đương nhau: lỗ trống được gọi là các hạt dẫn đa số, điện tử hạt thiểu số, với các nồng độ tương ứng là p_p và n_p ($p_p \gg n_p$).

e- Vài hiện tượng vật lí thường gặp

Cách sinh hạt dẫn và tạo thành dòng điện trong chất bán dẫn thường liên quan trực tiếp tới các hiện tượng vật lí sau:

Hiện tượng ion hóa nguyên tử (của chất tạp chất) là hiện tượng gắn liền với quá trình năng lượng của các hạt. Rõ ràng số hạt sinh ra bằng số mức năng lượng bị chiếm trong vùng dẫn hay số mức bị trống trong vùng hóa trị. Kết quả của vật lý thống kê lượng tử cho phép tính nồng độ các hạt này dựa vào hàm thống kê Fermi – Dirac:

$$n = \int_{E_C}^{E_{\max}} N(E) F(E) dE \quad p = \int_{E_{\min}}^{E_V} N(E) F(E) dE \quad (2-1)$$

với n, p là nồng độ điện tử trong vùng dẫn và lỗ trống trong vùng hóa trị.

E_c là mức năng lượng của đáy vùng dẫn,
 E_v là mức năng lượng của đỉnh vùng hóa trị,
 E_{max} là trạng thái năng lượng cao nhất có điện tử,
 E_{min} là trạng thái năng lượng thấp nhất của lỗ trống,
 $N_{(E)}$ là hàm mật độ trạng thái theo năng lượng,
 $F_{(E)}$ là hàm phân bố thống kê hạt theo năng lượng.

Theo đó người ta xác định được:

$$n = N_c \exp\left(-\frac{E_c - E_F}{KT}\right) \quad p = N_v \exp\left(\frac{E_F - E_v}{KT}\right) \quad (2-2)$$

với N_c , N_v là mật độ trạng thái hiệu dụng trong các vùng tương ứng E_F là mức thế hóa học (mức Fermi).

Kết quả phân tích cho phép có kết luận chủ yếu sau:

- Ở trạng thái căn bằng, tích số nồng độ hai loại hạt dẫn là một hằng số (trong bất kỳ chất bán dẫn loại nào)

$$n_n \cdot P_n = P_p n_p = n_i p_i = n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_g/KT) = \text{const} \quad (2-3)$$

nghĩa là việc tăng nồng độ 1 loại hạt này luôn kèm theo việc giảm nồng độ tương ứng loại hạt kia.

Trong chất bán dẫn loại n có $n_n > n_i >> p_p$ do đó số điện tử tự do luôn bằng số lượng ion dương tạp chất: $n_n = N_D^+$. Tương tự, trong chất bán dẫn loại p có $p_p > n_i >> n_n$ do đó số lỗ trống luôn bằng số lượng ion âm tạp chất: $p_p = N_A^-$.

- Hiện tượng tái hợp của các hạt dẫn

Hiện tượng sinh hạt dẫn phá hủy trạng thái cân bằng nhiệt động học của hệ hạt ($n \cdot p^1 n_i^2$). Khi đó người ta thường quan tâm tới số gia tăng nồng độ của các hạt thiểu số vì chúng có vai trò quyết định tới nhiều cơ chế phát sinh dòng điện trong các dụng cụ bán dẫn. Hiện tượng tái hợp hạt dẫn là quá trình ngược lại, liên quan tới các chuyển dời điện tử từ mức năng lượng cao trong vùng dẫn về mức thấp hơn trong vùng hóa trị. Hiện tượng tái hợp làm nhát đi đồng thời 1 cặp hạt dẫn và đưa hệ hạt về lại 1 trạng thái cân bằng mới.

Khi đó, trong chất bán dẫn loại n, là sự tái hợp của lỗ trống với điện tử trong điều kiện nồng độ điện tử cao:

$$\Delta p(t) = \Delta p(0) \exp\left(-\frac{t}{T_p}\right) \quad (2-4)$$

Ở đây: $\Delta p(t)$ là mức giảm của lỗ trống theo thời gian.

$\Delta p(0)$ là số lượng lỗ trống lúc $t = 0$ (có được sau 1 quá trình sinh hạt)

T_p là thời gian sống của lỗ trống trong chất bán dẫn loại n (là khoảng thời gian trong đó nồng độ lỗ trống dư giảm đi 1 lần)

$$D_n(t) = D_n(0) \exp(-t/t_p) \quad (2-5)$$

Các thông số t_p và t_n quyết định tới các tính chất tần số (tác động nhanh) của các dụng cụ bán dẫn. Dưới tác dụng của điện trường, hạt dẫn tự do chuyển động định hướng có gia tốc tạo nên 1 dòng điện (gọi là dòng trôi) với vận tốc trung bình \bar{v} / \bar{e} với cường độ E của trường:

$$v_{tb} = mE \text{ Suy ra } v_{tbn} = -nm_n E \quad (2-6)$$

$$v_{tbp} = m_p E$$

Trong đó m_n , m_p là các hệ số tỉ lệ gọi là độ linh động của các hạt dẫn tương ứng (với chất bán dẫn tạp chất chế tạo từ Ge có $m_n = 3800 \text{ cm}^2/\text{V.s}$; $m_p = 1800 \text{ cm}^2/\text{V.s}$, từ Si có $m_n = 1300 \text{ cm}^2/\text{V.s}$; $m_p = 500 \text{ cm}^2/\text{V.s}$).

Từ đó, mật độ dòng trôi gồm hai thành phần:

$$I_{tröin} = -q \cdot n \cdot v_{tbn} \quad (2-7)$$

với q là điện tích các hạt.

$$I_{tröip} = q \cdot p \cdot v_{tbp}$$

hay dòng trôi toàn phần $I_{tröi} = I_{tröin} + I_{tröip}$

$$I_{tröi} = qE(m_n n + m_p p) \quad (2-8)$$

- Chuyển động khuếch tán của các hạt dẫn

Do có sự chênh lệch về nồng độ theo không gian, các hạt dẫn thực hiện chuyển động khuếch tán từ lớp có nồng độ cao tới lớp có nồng độ thấp. Mật độ dòng khuếch tán theo phương giảm của nồng độ có dạng:

$$I_{kti} = q \cdot D_n (-dn/dx) = q \cdot D_n \cdot dn/dx \quad (2-9)$$

$$I_{ktp} = q \cdot D_p (-dp/dx) = -q \cdot D_p \cdot dp/dx \quad (2-10)$$

với D_n và D_p là các hệ số tỉ lệ gọi là hệ số khuếch tán của các hạt tương ứng.

Người ta chứng minh được các tính chất sau:

$$D = mKT/q = U_T \cdot m \text{ (hệ thức Einstein).}$$

Trong đó U_T là thế nhiệt ($U_T \gg 25mv$ ở nhiệt độ phòng $T = 296^\circ\text{K}$)

$$D_n t_n = L_n^2; D_p t_p = L_p^2$$

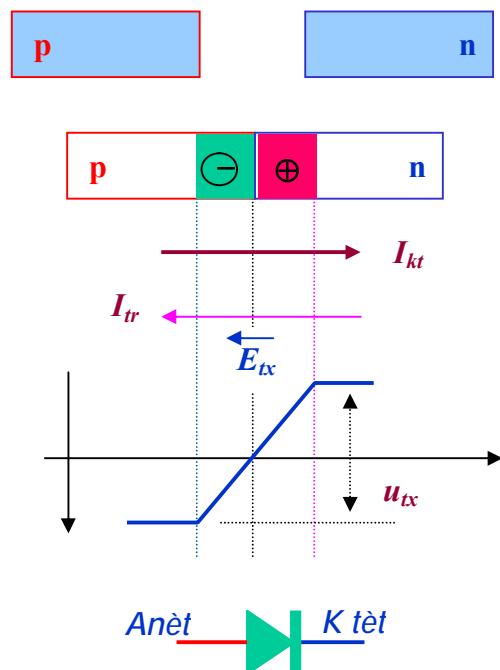
Trong đó L_n , L_p là quãng đường khuếch tán của hạt (là khoảng cách trong đó nồng độ hạt khuếch tán giảm đi e lần theo phương khuếch tán) đó cũng chính là quãng đường trung bình hạt dịch chuyển khuếch tán được trong thời gian sống của nó.

2.1.2. Mặt ghép p-n và tính chỉnh lưu của đốt bán dẫn

a – Mặt ghép p-n khi chưa có điện áp ngoài

Khi cho hai đơn tinh thể bán dẫn tạp chất loại n và loại p tiếp công nghệ với nhau, các hiện tượng vật lí xảy ra tại nơi tiếp xúc là cơ sở cho hầu hết các dụng cụ bán dẫn điện hiện đại.

Hình 2.4 biểu diễn mô hình lí tưởng hóa một mặt ghép p-n khi chưa có điện áp ngoài đặt vào. Với giả thiết ở nhiệt độ phòng, các nguyên tử tạp chất đã bị ion hóa hoàn toàn ($n_n = N^+_{D\bar{A}}$; $p_p = N^-_{A\bar{D}}$). Các hiện tượng xảy ra tại nơi tiếp xúc có thể mô tả tóm tắt như sau:



Hình 2.24a: Mặt ghép p-n khi chưa có điện trường ngoài

Do có sự chênh lệch lớn về nồng độ ($n_n >> n_p$ và $p_p >> p_n$) tại vùng tiếp xúc có hiện tượng khuếch tán các hạt đa số qua nơi tiếp giáp, xuất hiện 1 dòng điện khuếch tán I_{kt} hướng từ p sang n. Tại vùng lân cận hai bên mặt tiếp xúc, xuất hiện một lớp điện tích khói do ion tạp chất tạo ra, trong đó nghèo hạt dẩn đa số và có điện trở lớn (hơn nhiều gấp so với các vùng còn lại), do đó đồng thời xuất hiện 1 điện trường nội bộ hướng từ vùng N (lớp ion dương N_D) sang vùng P (lớp ion âm N_A) gọi là điện trường tiếp xúc E_{tx} .

Người ta nói đã xuất hiện 1 hàng rào điện thế hay một hiệu thế tiếp xúc U_{tx} . Bề dày lớp nghèo $I(0)$ phụ thuộc vào nồng độ tạp chất, nếu $N_A = N_D$ thì $I(0)$ đối xứng qua mặt tiếp xúc: $I_{on} = I_{op}$; thường $N_A >> N_D$ nên $I_{on} >> I_{op}$ và phần chủ yếu nằm bên loại bán dẫn pha tạp chất ít hơn (có điện trở suất cao hơn). Điện trường E_{tx} cản trở chuyển động của dòng khuếch tán và gây ra chuyển động gia tốc (trôi) của các hạt thiểu số qua miền tiếp xúc, có chiều ngược lại với dòng khuếch tán. Quá trình này tiếp diễn sẽ dẫn

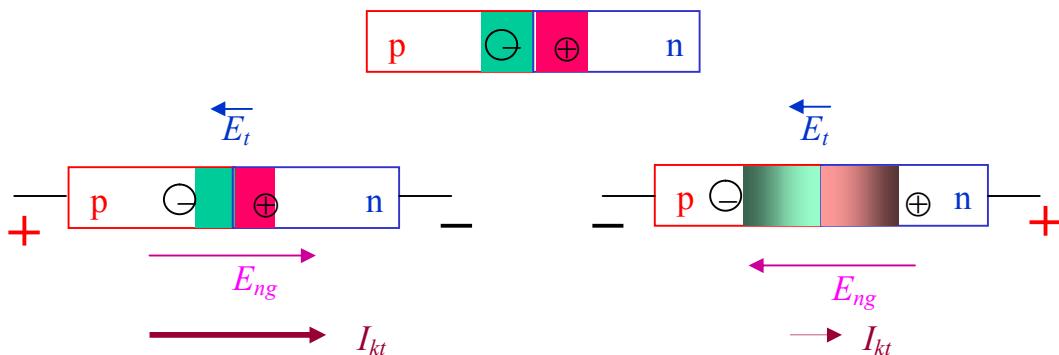
tới 1 trạng thái cân bằng động: $I_{kt} = I_{tr}$ và không có dòng điện qua tiếp xúc p-n. Hiệu thế tiếp xúc có giá trị xác lập, được xác định bởi

$$U_{tx} = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{p_p}{p_n} \right) = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{n_n}{n_p} \right) \quad (2-11)$$

Với những điều kiện tiêu chuẩn, ở nhiệt độ phòng, U_{tx} có giá trị khoảng 0,3V với tiếp xúc p-n làm từ Ge và 0,6V với loại làm từ Si, phụ thuộc vào tỉ số nồng độ hạt dẫn cùng loại, vào nhiệt độ với hệ số nhiệt âm (-2mV/K).

b – Mặt ghép p-n khi có điện trường ngoài

Trạng thái cân bằng động nêu trên sẽ bị phá vỡ khi đặt tới tiếp xúc p-n một điện trường ngoài. Có hai trường hợp xảy ra (h. 2.5a và b).



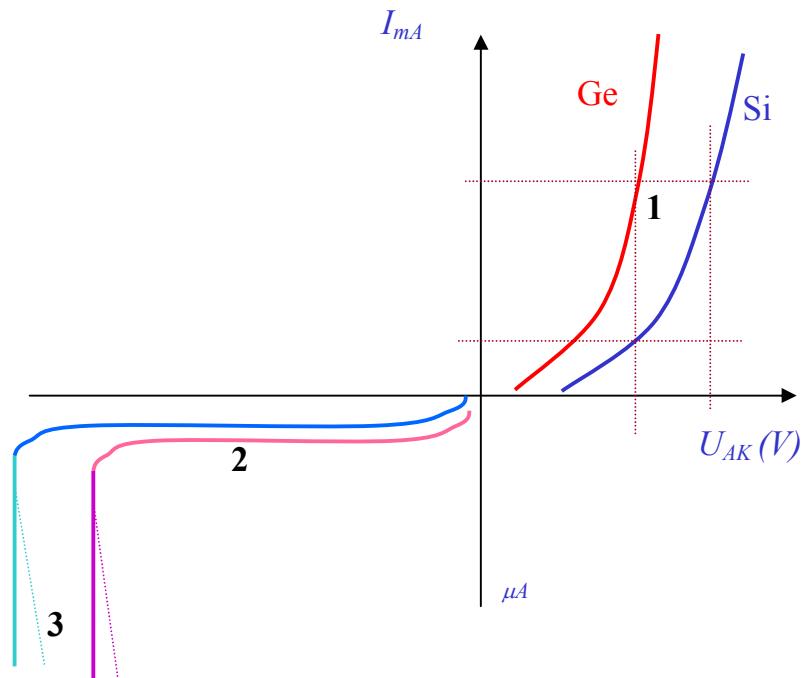
Hình 2.5: Măt ghép p-n khi có điện áp phân cực

Khi điện trường ngoài (E_{ng}) ngược chiều với E_{tx} (tức là có cực tính dương đặt vào p, âm đặt vào n) khi đó E_{ng} chủ yếu đặt lên vùng nghèo và xếp chồng với E_{tx} nên cường độ trường tổng cộng tại vùng lo giảm đi do đó làm tăng chuyển động khuếch tán I_{kt} - người ta gọi đó là hiện tượng phun hạt đa số qua miền tiếp xúc p-n khi nó được mở. Dòng điện trôi do E_{xt} gây ra gần như giảm không đáng kể do nồng độ hạt thiểu số nhỏ. Trường hợp này ứng với hình 2.5a gọi là phân cực thuận cho tiếp xúc p-n. Khi đó bề rộng vùng nghèo giảm đi so với lo. Khi E_{ng} cùng chiều với E_{tx} (nguyên ngoài có cực dương đặt vào n và âm đặt vào p, tác dụng xếp chồng điện trường tại vùng nghèo, dòng I_{kt} giảm tới không, dòng I_{tr} có tăng chút ít và nhanh đến một giá trị bão hòa gọi là dòng điện ngược bão hòa của tiếp xúc p-n. Bề rộng vùng nghèo tăng lên so với trạng thái cân bằng. Người ta gọi đó là sự phân cực ngược cho tiếp xúc p-n.

Kết quả là mặt ghép p-n khi đặt trong 1 điện trường ngoài có tính chất van: dẫn điện không đổi xứng theo 2 chiều. Người ta gọi đó là hiệu ứng chỉnh lưu của tiếp xúc p-n: theo chiều phân cực thuận ($U_{AK} > 0$), dòng có giá trị lớn tạo bởi dòng hạt đa số phun qua tiếp giáp p-n mở, theo chiều phân cực ngược ($U_{sk} < 0$) dòng có giá trị nhỏ hơn vài cấp do hạt thiểu số trôi qua tiếp giáp p-n khói. Đây là kết quả trực tiếp của hiệu ứng điều biến điện trở của lớp nghèo của mặt ghép p-n dưới tác động của trường ngoài.

c – Đặc tuyến Von – Ampe và các tham số cơ bản của diốt bán dẫn

Điốt bán dẫn có cấu tạo là một chuyển tiếp p-n với hai điện cực nối ra phía miền p là anốt, phía miền n là katốt.



Hình 2.6: Đặc tuyến Von – Ampe của diốt bán dẫn

Nối tiếp diốt bán dẫn với 1 nguồn điện áp ngoài qua 1 điện trở hạn chế dòng, biến đổi cường độ và chiều của điện áp ngoài, người ta thu được đặc tuyến Von-Ampe của đốt có dạng hình 2.6. Đây là 1 đường cong có dạng phức tạp, chia làm 3 vùng rõ rệt: Vùng (1) ứng với trường hợp phân cực thuận vùng (2) tương ứng với trường hợp phân cực ngược và vùng (3) được gọi là vùng đánh thủng tiếp xúc p-n.

Qua việc phân tích đặc tính Von-Ampe giữa lí thuyết và thực tế người ta rút được các kết luận chủ yếu sau:

Trong vùng (1) và (2) phương trình mô tả đường cong có dạng:

$$I_A = I_S \left[\exp\left(\frac{U_{AK}}{m.U_T}\right) - 1 \right] \quad (2-12)$$

trong đó $I_S = q \cdot s \left(\frac{D_n \cdot n_{po}}{L_n} + \frac{D_p \cdot p_n}{L_p} \right)$

gọi là dòng điện ngược bão hòa có giá trị gần như không phụ thuộc vào U_{AK} , chỉ phụ

thuộc vào nồng độ hạt thiểu số lúc cân bằng, vào độ dài và hệ số khuếch tán tức là vào bản chất cấu tạo chất bán dẫn tạp chất loại n và p và do đó phụ thuộc vào nhiệt độ.

$$U_T = KT/q \text{ gọi là thế nhiệt; ở } T= 300 \text{ } ^\circ\text{K với } q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C, } k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$$

U_T có giá xấp xỉ $25,5 \text{ mV}$; $m = (1, 2)$ là hệ số hiệu chỉnh giữa lí thuyết và thực tế

- Tại vùng mở (phân cực thuận): U_T và I_s có phụ thuộc vào nhiệt độ nên dạng đường cong phụ thuộc vào nhiệt độ với hệ số nhiệt độ được xác định bởi đạo hàm riêng U_{AK} theo nhiệt độ.

$$\frac{\partial U_{AK}}{\partial T} \Big|_{I_A=\text{const}} \approx -2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$$

nghĩa là khi giữ cho dòng điện thuận qua van không đổi, điện áp thuận giảm tỉ lệ theo nhiệt độ với tốc độ -2 mV/K .

- Tại vùng khóa (phân cực ngược) giá trị dòng bão hòa I_s nhỏ (10^{-12} A/cm^2 với Si và 10^{-6} A/cm^2 với Ge) và phụ thuộc mạnh vào nhiệt độ với mức độ $+10\%$ giá trị ^0K :

$\Delta I_s (DT = 10^0 \text{ K}) = I_s$ tức là dòng điện ngược tăng gấp đôi khi gia số nhiệt độ tăng 10°C

- Các kết luận vừa nêu đối với I_s và U_{AK} chỉ rõ hoạt động của diốt bán dẫn phụ thuộc mạnh vào nhiệt độ và trong thực tế các mạch điện tử có sử dụng tới diốt bán dẫn hoặc tranzito sau này, người ta cần có nhiều biện pháp nghiêm ngặt để duy trì sự ổn định của chúng khi làm việc, chống (bù) lại các nguyên nhân kể trên do nhiệt độ gây ra.

- Tại vùng đánh thủng (khi $U_{AK} < 0$ và có trị số đủ lớn) dòng điện ngược tăng đột ngột trong khi điện áp giữa anot và katốt không tăng. Tính chất van của diốt khi đó bị phá hoại. Tồn tại hai dạng đánh thủng chính:

- Đánh thủng vì nhiệt do tiếp xúc p-n bị nung nóng cục bộ, vì va chạm của hạt thiểu số được gia tốc trong trường mạnh. Điều này dẫn tới quá trình sinh hạt ô ạt (ion hóa nguyên tử chất bán dẫn thuần, có tính chất thác lũ) làm nhiệt độ nơi tiếp xúc tiếp tục tăng. Dòng điện ngược tăng đột biến và mặt ghép p-n bị phá hỏng.

- Đánh thủng vì điện do hai hiệu ứng: ion hóa do va chạm giữa hạt thiểu số được gia tốc trong trường mạnh cỡ 10^5 V/cm với nguyên tử của chất bán dẫn thuần thường xảy ra ở các mặt ghép p-n rộng (hiệu ứng Zener) và hiệu ứng xuyên hầm (Tunel) xảy ra ở các tiếp xúc p-n hẹp do pha tạp chất với nồng độ cao liên quan tới hiện tượng nhảy mức trực tiếp của điện tử hóa trị bên bán dẫn p xuyên qua rào tiếp xúc sang vùng dẫn bên bán dẫn n.

Khi phân tích hoạt động của diốt trong các mạch điện cụ thể, người ta thường sử dụng các đại lượng (tham số) đặc trưng cho nó. Có hai nhóm tham số chính với một diốt bán dẫn là nhóm các tham số giới hạn đặc trưng cho chế độ làm việc giới hạn của diốt và nhóm các tham số định mức đặc trưng cho chế độ làm việc thông thường.

- Các tham số giới hạn là:

- Điện áp ngược cực đại để diốt còn thể hiện tính chất van (chưa bị đánh thủng): U_{ngcmax} (thường giá trị U_{ngcmax} chọn khoảng 80% giá trị điện áp đánh thủng U_{dt})
- Dòng cho phép cực đại qua van lúc mở: I_{Acf} .
- Công suất tiêu hao cực đại cho phép trên van để chưa bị hỏng vì nhiệt: P_{Acf} .

- Tần số giới hạn của điện áp (dòng điện) đặt lên van để nó còn tính chất van: f_{max} .
- Các tham số định mức chủ yếu là:
- Điện trở 1 chiều của diốt:

$$R_d = \frac{U_{AK}}{I_A} = \frac{U_T}{I_A} \ln\left(\frac{I_A}{I_S} + 1\right) \quad (2-13)$$

- Điện trở vi phân (xoay chiều) của diốt:

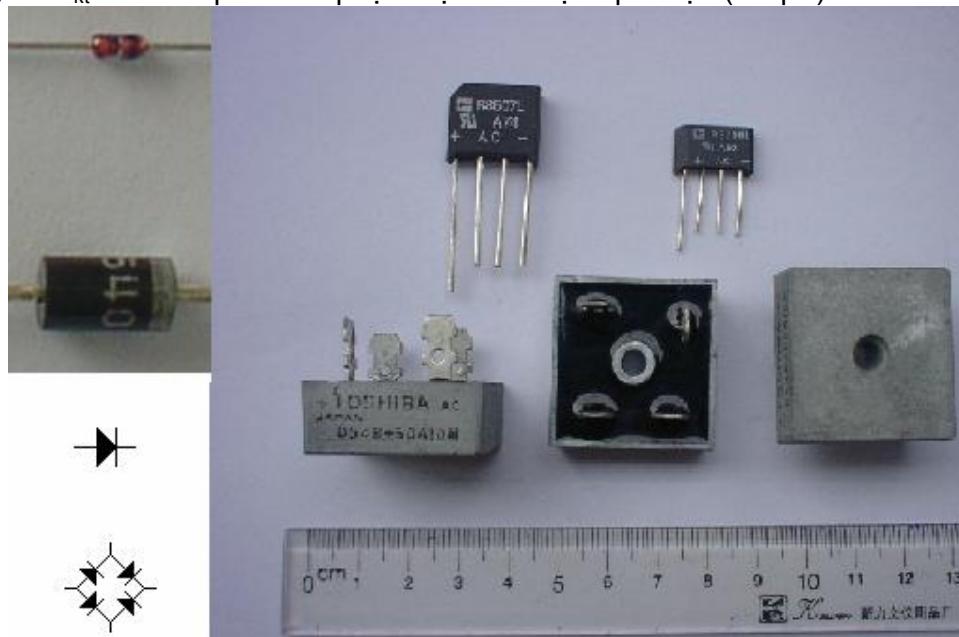
$$r_d = \frac{\partial U_{AK}}{\partial I_A} = \frac{U_T}{I_A + I_S} \quad (2-14)$$

Với nhánh thuận $\frac{U_T}{I_A} \approx r_{dth}$ do I_A lớn nên giá trị r_d nhỏ và giảm nhanh theo mức tăng

của I_A ; với nhánh ngược $\frac{U_T}{I_S} \approx r_{dngc}$ lớn và ít phụ thuộc vào dòng giá trị r_{dth} và r_{dngc} càng chênh lệch nhiều thì tính chất van càng thể hiện rõ.

- Điện dung tiếp giáp p-n: lớp điện tích khối I_0 tương đương như 1 tụ điện gọi là điện dung của mặt ghép p-n: $C_{pn} = C_{kt} + C_{rào}$.

Trong đó $C_{rào}$ là thành phần điện dung chỉ phụ thuộc vào điện áp ngược (vài phần chục pF) và C_{kt} là thành phần chỉ phụ thuộc vào điện áp thuận (vài pF).



Hình 2.6a: Kí hiệu và dạng đóng gói thực tế của diốt

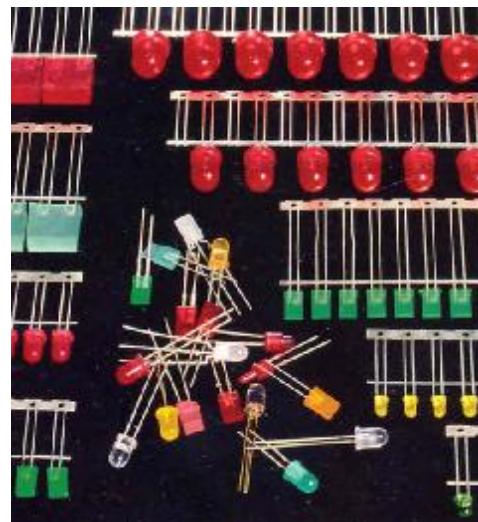
Ở những tần số làm việc cao, người ta phải để ý tới ảnh hưởng của C_{pn} tới các tính chất của mạch điện. Đặc biệt khi sử dụng diốt ở chế độ khóa điện tử đóng mở với

nhịp cao, đòi hỏi cần một thời gian quá độ để hồi phục lại tính chất van lúc chuyển từ mở sang khóa. Điện áp mở van U_D là giá trị điện áp thuận đặt lên van tương ứng để dòng thuận đạt được giá trị $0,1I_{max}$.

Người ta phân loại các diốt bán dẫn theo nhiều quan điểm khác nhau:

- Theo đặc điểm cấu tạo có loại diốt tiếp điểm, diốt tiếp mặt, loại vật liệu sử dụng: Ge hay Si.
- Theo tần số giới hạn f_{max} có loại diốt tần số cao, diốt tần số thấp.
- Theo công suất p_{Acf} có loại diốt công suất lớn, công suất trung bình hoặc công suất nhỏ ($I_{Acf} < 300mA$)
- Theo nguyên lý hoạt động hay phạm vi ứng dụng có các loại diốt chỉnh lưu, diốt ổn định điện áp (diốt Zener), diốt biến dung (Varicap), diốt sử dụng hiệu ứng xuyên hầm (diốt Tunen)....

Chi tiết hơn, có thể xem thêm trong các tài liệu chuyên ngành về dụng cụ bán dẫn điện.



Hình 2.6b: Diốt phát quang (light-emitting diode: LED)

Khi xét diốt trong mạch thực tế, người ta thường sử dụng sơ đồ tương đương của diốt tương ứng với 2 trường hợp mở và khóa của nó (xem h.2.7)



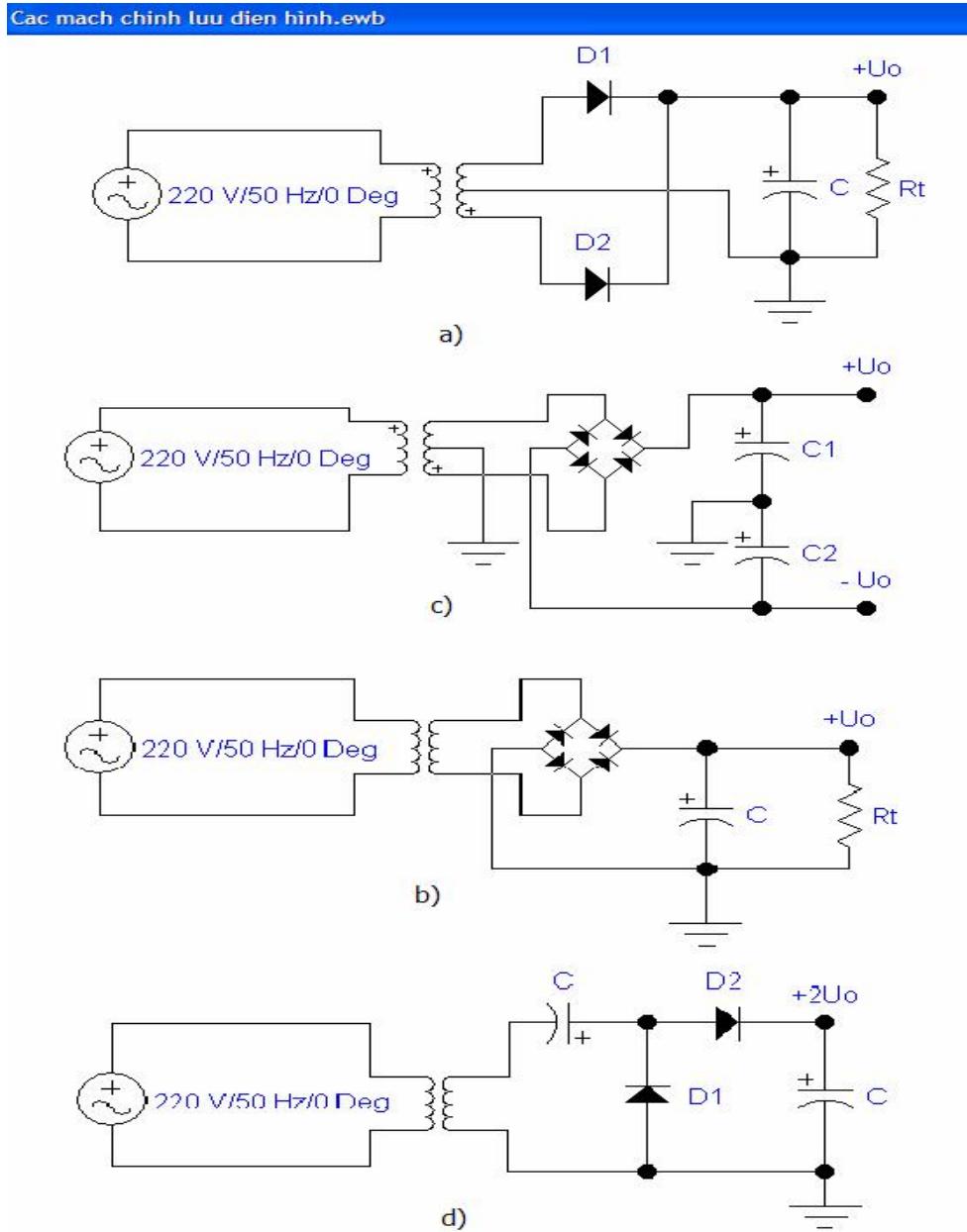
Hình 2.7: Sơ đồ tương đương của diốt bán dẫn lúc mở (a) và lúc khóa (b)

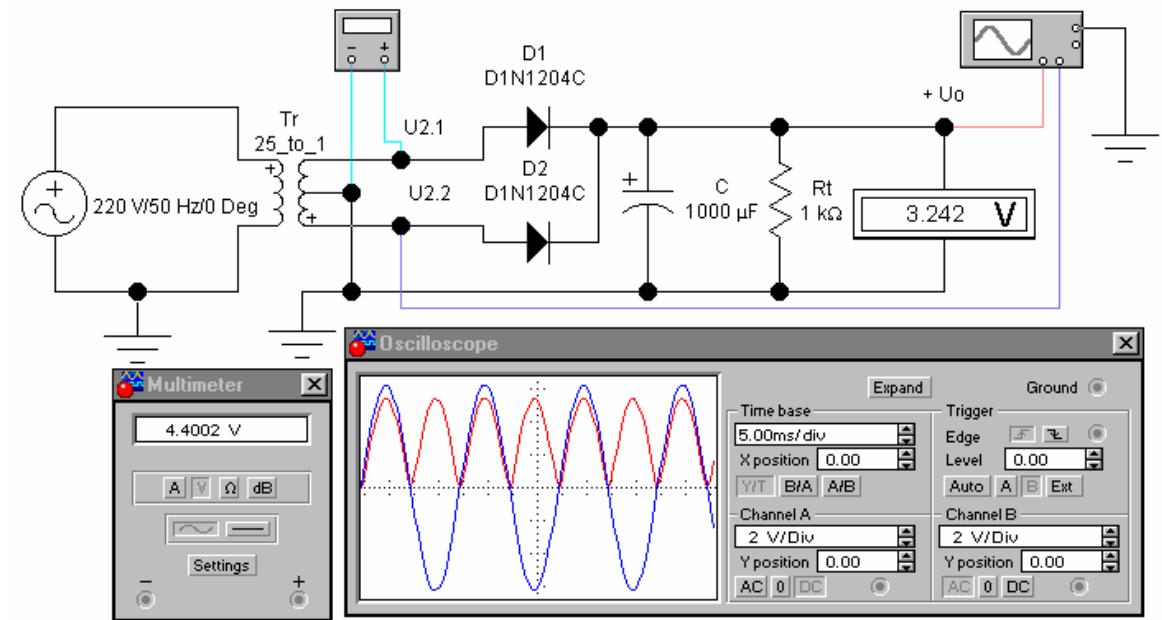
Từ đó ta có: $I_{th} = \frac{U_{th} - E_{th}}{r_{dth}}$

$$I_{ngc} = I_s + \frac{U_{ngc}}{r_{dngc}}$$

Với $r_{dth} \gg r_B$ điện trở phần để bazơ của diốt hay độ dốc trung bình của vùng (1) đặc tuyến Von-Ampe. Và r_{dngc} là độ dốc trung bình của nhánh ngược (2) của đặc tuyến Von-Ampe.

2.1.3. Vài ứng dụng điển hình của diốt bán dẫn





Hình 2.8: Các mạch chỉnh lưu công suất nhỏ và mô phỏng hoạt động

Trong phần này, chúng ta xét tới một số ứng dụng điển hình của diốt trong các mạch chỉnh lưu, hạn chế biên độ, ổn định điện áp.

a- Bộ chỉnh lưu công suất nhỏ

Sử dụng tính chất van của diốt bán dẫn, các mạch chỉnh lưu điển hình nhất (công suất nhỏ), được cho trên hình 2.8a,b,c,d.

Để đơn giản cho việc phân tích hoạt động và rút ra các kết luận chính với các mạch trên, chúng ta xét với trường hợp tải của mạch chỉnh lưu là điện trở thuần, sau đó có lưu ý các đặc điểm khi tải có tính chất điện dung hay điện cảm và với giả thiết các van diốt là lí tưởng, điện áp vào có dạng hình sin phù hợp với thực tế điện áp mạng 110V/220V xoay chiều, 50Hz.

- Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kì: Nhờ biến áp nguồn, điện áp mạng đưa tới sơ cấp được biến đổi thành hai điện áp hình sin $U_{2.1}$ và $U_{2.2}$ ngược pha nhau trên thứ cấp. Tương ứng với nửa chu kì dương ($U_{21} > 0, U_{22} < 0$) D_1 mở D_2 khóa. Trên R_t dòng nhận được có dạng 1 chiều là điện áp nửa hình sin do U_{21} qua D_1 mở tạo ra. Khi điện áp vào đổi dấu (nửa chu kì âm) ($U_{21} < 0, U_{22} > 0$) D_1 khóa D_2 mở và trên R_t nhận được dòng do D_2 tạo ra (h.2.9).

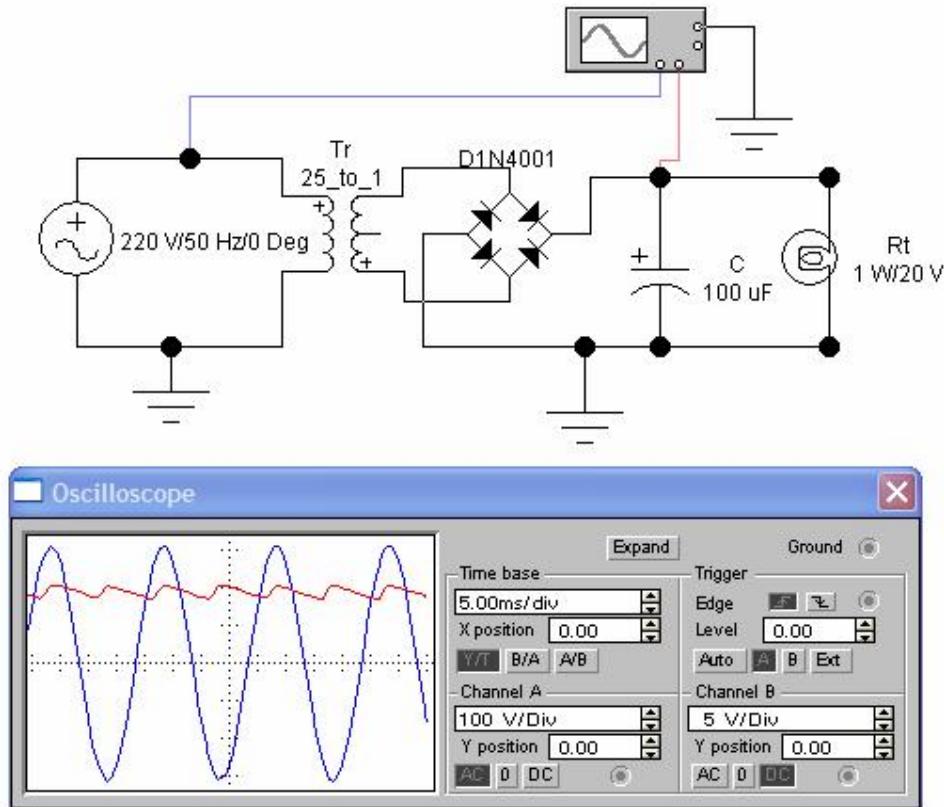
- Giá trị trung bình của điện áp trên tải được xác định theo hệ thức (1.13):

$$U_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2 \quad (2-15)$$

Với U_2 là giá trị hiệu dụng của điện áp trên 1 cuộn của thứ cấp biến áp.

- Giá trị trung bình của dòng trên tải đối với trường hợp tải thuần trở

$$I_t = U_o / R_t \quad (2-16)$$



Hình 2.9: Giản đồ điện áp của mạch chỉnh lưu

Khi đó dòng qua các diốt D₁ và D₂ là

$$I_{a1} = I_{a2} = I_t / 2 \quad (2-17)$$

Và dòng cực đại đi qua diốt là

$$I_{a\max} = p, I_a = p I_t / 2 \quad (2-18)$$

- Để đánh giá độ bằng phẳng của điện áp trên tải sau khi chỉnh lưu, thường sử dụng hệ số đập mạch (gợn sóng), được định nghĩa đối với thành phần sóng bậc n;

$$q_n = U_{nm} / U_0 \quad (2-19)$$

Trong đó U_{nm} là biên độ sóng có tần số nω; U₀ là thành phần điện áp 1 chiều trên tải

$$q_1 = U_{1m} / U_0 = 2 / (m^2 - 1) \text{ với } m \text{ là số pha chỉnh lưu}$$

q₁ = 0,67 (với mạch hai nửa chu kỳ m = 2).

Điện áp ngược cực đại đặt vào van khóa bằng tổng điện áp cực đại trên 2 cuộn thứ cấp của biến áp

$$U_{ngcmax} = 2\sqrt{2}U_2 = 3,14U_0 \quad (2-20)$$

Khi đó cần chọn van D₁, D₂ có điện áp ngược cho phép

$$U_{ngccf} > U_{ngcmax} = 3,14U_o$$

- Khi dùng tải là tụ lọc C (đường đứt nét trên hình 2.8a) ở chế độ xác lập, do hiện tượng nạp và phóng điện của tụ C mạch lúc đó làm việc ở chế độ không liên tục như trường hợp với tải điện trở. Trên hình 2.9b với trường hợp tải điện dung, ta thấy rõ khác với trường hợp tải điện trở lúc này mỗi van chỉ làm việc trong khoảng thời gian q_1 , q_2 (với van D_2) và q_3 , q_4 (với van D_1) nhỏ hơn nửa chu kì và thông mạch nạp cho tụ từ nguồn $U_{2,2}$ và $U_{2,1}$.

Trong khoảng thời gian còn lại, các van đều khóa (do điện áp trên tụ đã nạp lớn hơn giá trị tức thời của điện áp pha tương ứng $U_{2,2}$ và $U_{2,1}$). Lúc đó tụ C phóng điện và cung cấp điện áp ra trên R_t .

Các tham số chính của mạch trong trường hợp này có thay đổi, khi đó

$$U_o = 1,41 U_2 \quad (2-21)$$

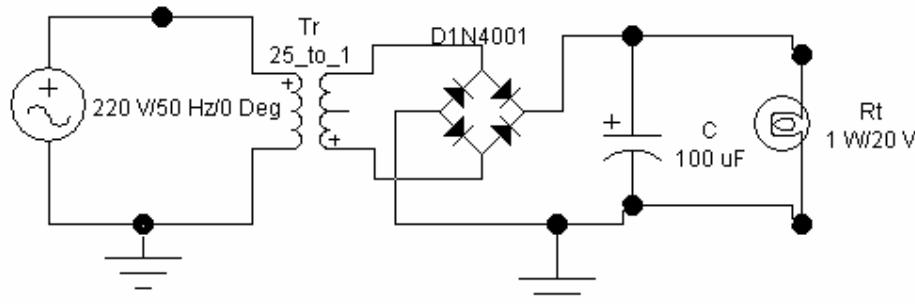
Và

$$q_1 \approx 0,02$$

(khi chọn hằng số thời gian mạch phóng của tụ $t = RC$ lớn) còn U_{ngcmax} không đổi so với trước đây.

- Nếu xét mạch hình 2.8a với từng nửa cuộn thứ cấp biến áp nguồn làm việc với 1 van tương ứng và mạch tải ta có 2 mạch chỉnh lưu một nửa chu kì là dạng sơ đồ đơn giản nhất của các mạch chỉnh lưu. Dựa vào các kết quả đã phân tích trên, dễ dàng suy ra các tham số của mạch này tuy nhiên chúng chỉ được sử dụng khi các yêu cầu về chất lượng nguồn (hiệu suất năng lượng, chỉ tiêu bằng phẳng của U_t ...) đòi hỏi thấp.

- Mạch chỉnh lưu cầu



Hình 2.10: Sơ đồ nguyên lý mạch chỉnh lưu cầu

Mạch điện nguyên lý của bộ chỉnh lưu cầu cho trên hình 2.8b, trong đó của gồm 4 van điốt đã được kí hiệu thu gọn: nếu vẽ đầy đủ cầu chỉnh lưu ta có hình 2.10.

Trong từng nửa chu kì của điện áp thứ cấp U_2 , một cặp van có anôt dương nhất và katôt âm nhất mở, cho dòng một chiều ra R_t , cặp van còn lại khóa và chịu một điện áp ngược cực đại bằng biên độ U_{2m} . Ví dụ ứng với nửa chu kì dương của U_2 , cặp van D_1D_3 mở, D_2D_4 khóa. Rõ ràng điện áp ngược cực đại đặt lên van lúc khóa có giá trị bằng một nửa so với trường hợp bộ chỉnh lưu hai nửa chu kì đã xét trên, đây là ưu điểm quan trọng nhất của sơ đồ cầu. Ngoài ra, kết cấu thứ cấp của biến áp nguồn đơn giản hơn. Các tham số chính của mạch là:

- Điện áp 1 chiều lúc vào hở mạch R_t .

$$U_{ra0} = \sqrt{2}U_2 - 2U_D \quad (2-22)$$

Với U_D là điện áp thuần trên các van mở.

- Điện áp 1 chiều lúc có tải R_t :

$$U_{ra\infty} = U_{ra0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_i}{2R_v}}\right) \quad (2-23)$$

Với R_i là nội trở tương đương của nguồn xoay chiều

$R_i = [(U_{20}/U_2) - 1] U_2 / I_2$ các giá trị U_2, I_2 là điện áp và dòng điện cuộn thứ cấp biến áp.

R_v là điện trở tương đương của tải $R_v = U_{ra} \Psi / I_{ra}$

- Công suất danh định của biến áp nguồn

$$P_{ba} = 1,2 I_{ra} (U_{ra} \Psi + 2U_D) \quad (2-24)$$

Điện áp ngược cực đại trên van khóa:

$$U_{ngcmax} = \sqrt{2}U_2 = (\pi/2)U_{ra0} \quad (2-15)$$

Khi có tải điện dung, mạch làm việc ở chế độ xung liên quan tới thời gian phóng của tụ C lúc các van đều khóa và thời gian nạp lúc một cặp van mở giống như đã phân tích với mạch chỉnh lưu hai nửa chu kì. Lúc đó, dòng điện xung qua cặp van mở nạp cho tụ C là:

$$I_D = \frac{U_{ra0} - U_{ra\infty}}{R_i} = \frac{U_{ra0}}{\sqrt{2.R_i.R_v}} \quad (2-26)$$

Có phụ thuộc vào nội trở R_i của nguồn xoay chiều và càng lớn khi R_i càng nhỏ. Điện áp ra tối thiểu lúc này xác định bởi:

$$U_{ramin} = U_{ra} \Psi - 2U_{gsmax} / 3 \quad (2-27)$$

Trong đó U_{gsmax} là điện áp gợn sóng cực đại:

$$U_{gsmax} = I_{ra} (1 - \sqrt[4]{R_i / 2R_v}) \quad (2-28)$$

Mạch hình 2.8c cho phép nhận được 1 điện áp ra 2 cực tính đối xứng với điểm chung, có thể phân tích như hai mạch hình 2.8a làm việc với 2 nửa thứ cấp của biến áp nguồn có điểm giữa nối đất.

Mạch hình 2.8d cho phép nhận được điện áp 1 chiều có giá trị gấp đôi điện áp ra trong các mạch đã xét trên và có tên là mạch chỉnh lưu bội áp. Ở nửa chu kì đầu (nửa chu kì âm) của U_2 , van D_1 mở nạp cho tụ C_1 tới điện áp $U_{c1} \gg U_{2m} = \sqrt{2}U_2$. Ở nửa chu kì tiếp sau (nửa chu kì dương) D_2 mở và điện áp nạp cho tụ C_2 có giá trị đỉnh:

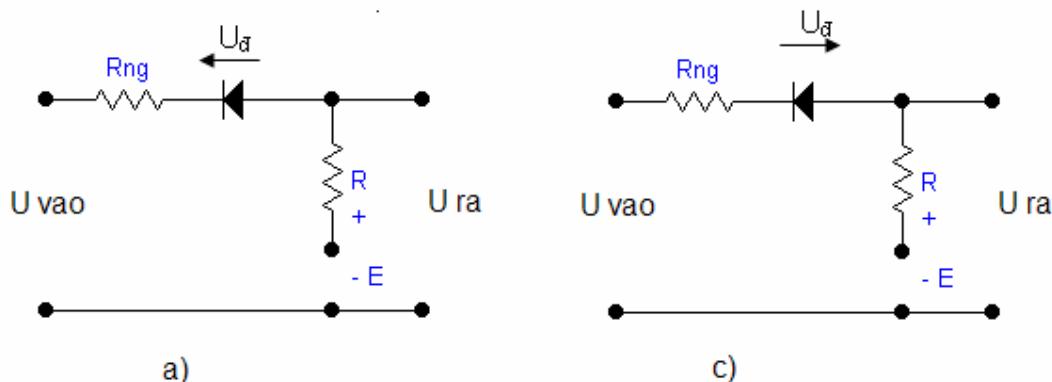
$$U_{c2} \gg U_{c1} + U_{2m} \gg U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2$$

Nếu để ý các điều kiện thực tế (khi độ lớn của C_1 , hữu hạn) giá trị điện áp 1 chiều sau bộ chỉnh lưu bội áp có độ lớn cỡ hai lần giá trị này ở bộ chỉnh lưu cầu tải điện dung.

Ngoài ứng dụng trong các mạch chỉnh lưu như đã kể trên, diốt còn được sử dụng trong lĩnh vực chỉnh lưu công suất lớn.

b- Các mạch ghim

Một ứng dụng điển hình khác của diốt bán dẫn là sử dụng trong các mạch ghim (mạch hạn chế biên độ).



Hình 2.11: Các mạch hạn chế nối tiếp

Hình 2.11 là các mạch hạn chế nối tiếp (Điốt hạn chế mắc nối tiếp với mạch tải).

Xét trong trường hợp đơn giản khi $U_{\text{vào}}$ là một điện áp hình sin không có thành phần 1 chiều và giả thiết điốt là lí tưởng (ngưỡng mở khóa xảy ra tại giá trị điện áp giữa 2 cực của nó bằng không $U_d = 0$).

Khi $U_d \geq 0$ điốt mở và điện áp ra bằng:

$$U_{\text{ra1}} = \frac{R}{R + R_{\text{th}} + R_{\text{ng}}} U_v + \frac{R_{\text{th}} + R_{\text{ng}}}{R + R_{\text{th}} + R_{\text{ng}}} E \quad (2-30)$$

Với R_{th} là giá trị trung bình của điện trở thuận điốt, R_{ng} là điện trở trong của nguồn $U_{\text{vào}}$

Khi $U_d < 0$ điốt khóa điện áp ra bằng:

$$U_{\text{ra2}} = \frac{R}{R + R_{\text{ngc}} + R_{\text{ng}}} U_v + \frac{R_{\text{ngc}} + R_{\text{ng}}}{R + R_{\text{ngc}} + R_{\text{ng}}} E \quad (2-31)$$

Với R_{ngc} là giá trị trung bình của điện trở ngược điốt.

Nếu thực hiện điều kiện $R_{\text{th}} + R_{\text{ng}} \ll R \ll R_{\text{ngc}} + R_{\text{ng}}$ thì

$$\frac{R}{R + R_{\text{ngc}} + R_{\text{ng}}} \approx 0 \text{ và } \frac{R}{R + R_{\text{th}} + R_{\text{ng}}} \approx 1$$

Do đó $U_{\text{ra1}} = U_{\text{vào}}$, $U_{\text{ra2}} \gg E$

Điều kiện $U_d = 0$ xảy ra khi $U_{\text{vào}} = E$ nên ngưỡng hạn chế của mạch bằng E . Tức là với mạch hạn chế trên (a) thực hiện điều kiện:

Khi $U_v \geq E$, $U_d < 0$ có $U_{\text{ra2}} = E$

khi $U_v < E$, $U_d > 0$ có $U_{\text{ra1}} = U_{\text{vào}}$

mạch hạn chế dưới (c) có:

Khi $U_v \geq E$, $U_d > 0$ có $U_{\text{ra1}} = U_{\text{vào}}$

khi $U_v < E$, $U_d < 0$ có $U_{\text{ra2}} = E$

Khi thay đổi giá trị E ngưỡng hạn chế sẽ thay đổi trong một dải rộng từ $-U_{\text{vmax}} < E < U_{\text{vmax}}$ với U_{vmax} và biên độ của điện áp vào.

Trường hợp riêng khi chọn $E = 0$ ta có mạch hạn chế mức 0 (mạch ghim lấy 1 cực tính của tín hiệu vào hay mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ đã xét trước).

Cũng có thể mắc điốt song song với mạch ra như hình 2.12 lúc đó ta có mạch hạn chế kiểu song song.

Tùy điều kiện: $R_{th} \leq R_o \leq R_t \leq R_{ngc}$ có

Với mạch hình 2.12a

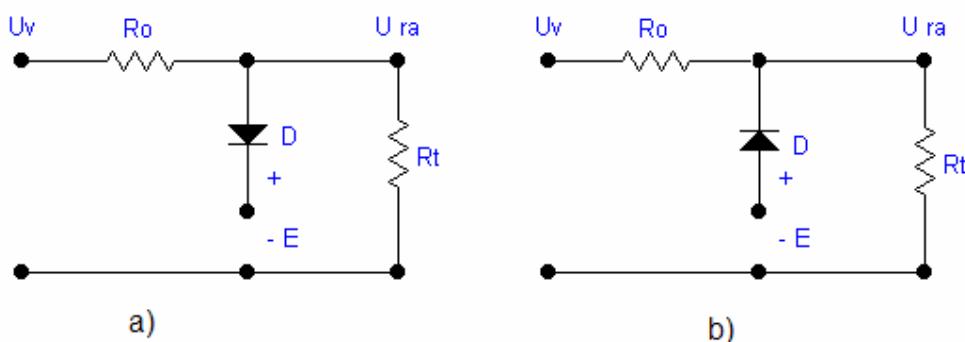
Khi $U_v \geq E, U_d > 0$ có $U_{ra} = E$

khi $U_v < E, U_d < 0$ có $U_{ra} = U_{vào}$

mạch hạn chế 2.12b có:

Khi $U_v \geq E, U_d < 0$ có $U_{ra} = U_{vào}$

khi $U_v < E, U_d > 0$ có $U_{ra} = E$



Hình 2.12: Các mạch hạn chế trên (a) và mạch hạn chế dưới (b)

Lưu ý rằng nếu để ý đến ngưỡng mở của điốt thực thể (loại Si cỡ + 0,6V và loại Ge cỡ + 0,3V) thi ngưỡng hạn chế của các mạch trên bị thay đổi đi 1 giá trị tương ứng với các mức này.

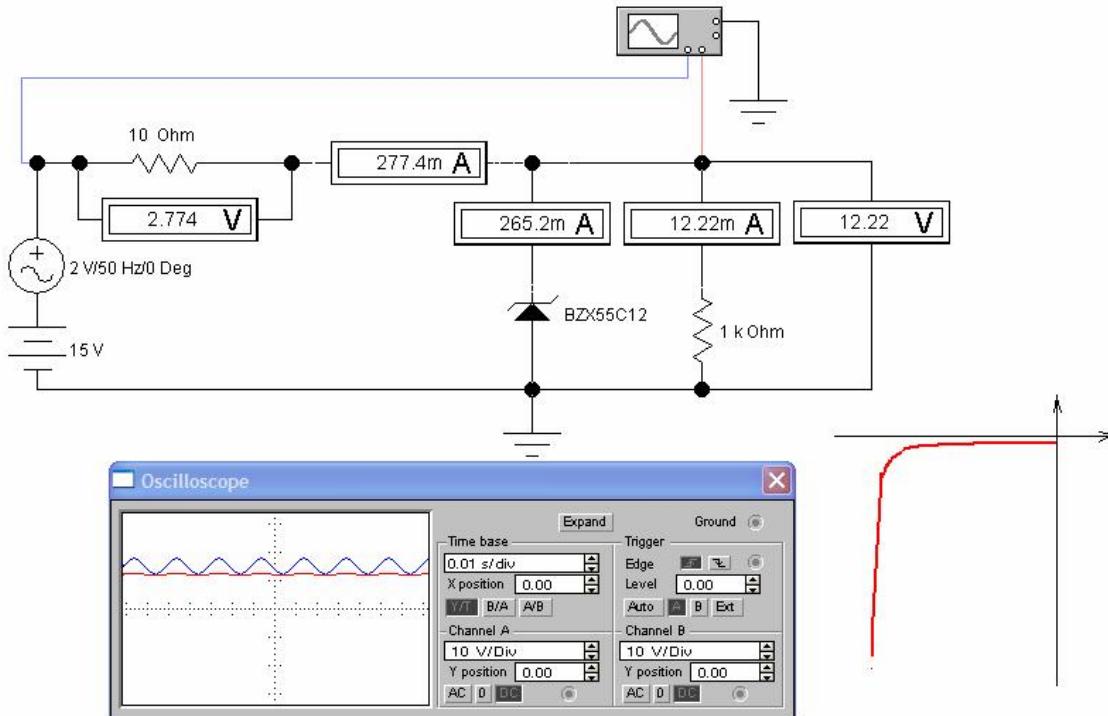
c - Ổn định điện áp bằng điốt Zener

Điốt ổn áp làm việc nhờ hiệu ứng thác lũ của chuyền tiếp p-n khi phân cực ngược. Trong các điốt thông thường hiện tượng đánh thủng này sẽ làm hỏng điốt, nhưng trong các điốt ổn định do được chế tạo đặc biệt và khi làm việc mạch ngoài có điện trở hạn chế dòng ngược (không cho phép nó tăng quá dòng ngược cho phép) nên điốt luôn làm việc ở chế độ đánh thủng nhưng không hỏng. Khác với điốt thông dụng, các điốt ổn định công tác ở chế độ phân cực ngược. Những tham số kỹ thuật của điốt Zener là:

- Điện áp ổn định U_z (điện áp Zener) là điện áp ngược đặt lên điốt làm phát sinh ra hiện tượng đánh thủng. Trên thực tế đối với mọi điốt ổn áp chỉ có một khoảng rất hẹp mà nó có thể ổn định được. Khoảng này bị giới hạn một mặt bởi khoảng đặc tuyến của điốt từ phạm vi dòng bão hòa sang phạm vi đánh thủng làm dòng tăng đột ngột, mặt khác bởi công suất tiêu hao cho phép. Hay dòng cực đại cho phép.

- Điện trở động r_{dz} của điốt Zener được định nghĩa là độ dốc đặc tuyến tĩnh của điốt tại điểm lâm việc.

$$r_{dz} = \frac{dU_2}{dl_z} \quad (2-32)$$



Hình 2.13: Khảo sát ổn áp bằng diốt Zener

Căn cứ vào (2-32) có thể thấy rằng độ đốc của đặc tuyến ở phần đánh thủng có tác dụng quyết định đến chất lượng ổn định của diốt. Khi điện trở động bằng không (lúc đó phần đặc tuyến đánh thủng song song với trực tung) thì sự ổn định điện áp đạt tới mức lí tưởng.

Như hình 2.13a, để thực hiện chức năng ổn định người ta thường mắc nối tiếp với diốt Zener một điện trở và tác dụng ổn định được chứng minh bằng đồ thị trên hình 2.13b.

Có thể thiết lập quan hệ hàm số giữa điện trở động và điện áp ổn định của diốt. Ví dụ đối với diốt Zener Si, công suất tiêu hao 0,5W có dạng đồ thị như hình 2.13c. Từ đồ thị này thấy điện trở động cực tiểu khi điện áp vào khoảng 6 đến 8V. Trong khoảng điện áp này xuất hiện đồng thời hiện tượng đánh thủng Zener và đánh thủng thác lũ làm cho dòng ngược tăng lên đột ngột.

Điện trở tĩnh R_t được tính bằng tỉ số giữa điện áp đặt vào và dòng điện đi qua diốt.

$$R_t = U_Z / I_Z \quad (2-33)$$

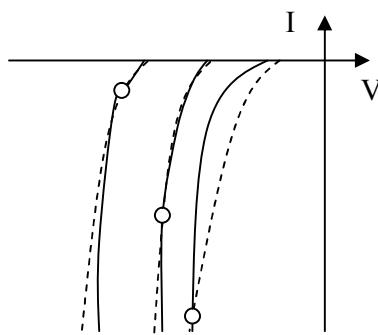
Dòng điện và điện áp kể trên được xác định từ điểm công tác của diốt (h.2.13b). Điện trở tĩnh phụ thuộc rất nhiều vào dòng chảy qua diốt.

Hệ số ổn định được định nghĩa bằng tỉ số giữa các biến đổi tương đối của dòng điện qua diốt và điện áp rơi trên diốt do dòng này gây ra:

$$Z = (dI_z / I_z) (dU_z / U_z) = R / r_{dz} = R_t / r_{dz} \quad (2-34)$$



Hình 2.14: Bù nhiệt dùng hai diốt



Hình 2.15: Đặc tuyến bù nhiệt

Chúng ta thấy hệ số này chính bằng tỉ số giữa điện trở tĩnh và điện trở động tại điểm công tác của diốt.

Để đạt hệ số ổn định cao, với một sự biến đổi dòng điện qua diốt đã cho trước, điện áp rơi trên diốt (do dòng này gây ra) phải biến đổi nhỏ nhất. Các diốt ổn định Si thường có $Z \geq 100$. Trở kháng ra của mạch ổn định cũng là một thông số chủ yếu đánh giá chất lượng của mạch:

$$R_{ra} = DU_{ra} / DI_{ra}$$

Ở đây DU_{ra} là gia số của điện áp ra, gây ra bởi gia số DI_{ra} của dòng tải.

Rõ ràng tỉ số về phải càng nhỏ thì chất lượng mạch ổn định càng cao, vì thế các mạch ổn định dùng diốt Zener có điện trở ra càng nhỏ càng tốt. (Điều này phù hợp với vai trò một nguồn điện áp lí tưởng).

- Hệ số nhiệt độ của điện áp ổn định q_t , hệ số này cho biết sự biến đổi tương đối của điện áp ổn định khi nhiệt độ thay đổi 1°C :

$$q_t = (1 / U_z) (du_z / dt) \mid_{I_z = \text{const}} \quad (2-35)$$

Hệ số này xác định bởi hệ số nhiệt độ của điện áp đánh thủng chuyển tiếp p-n. Sự phụ thuộc của điện áp ổn định vào nhiệt độ có dạng

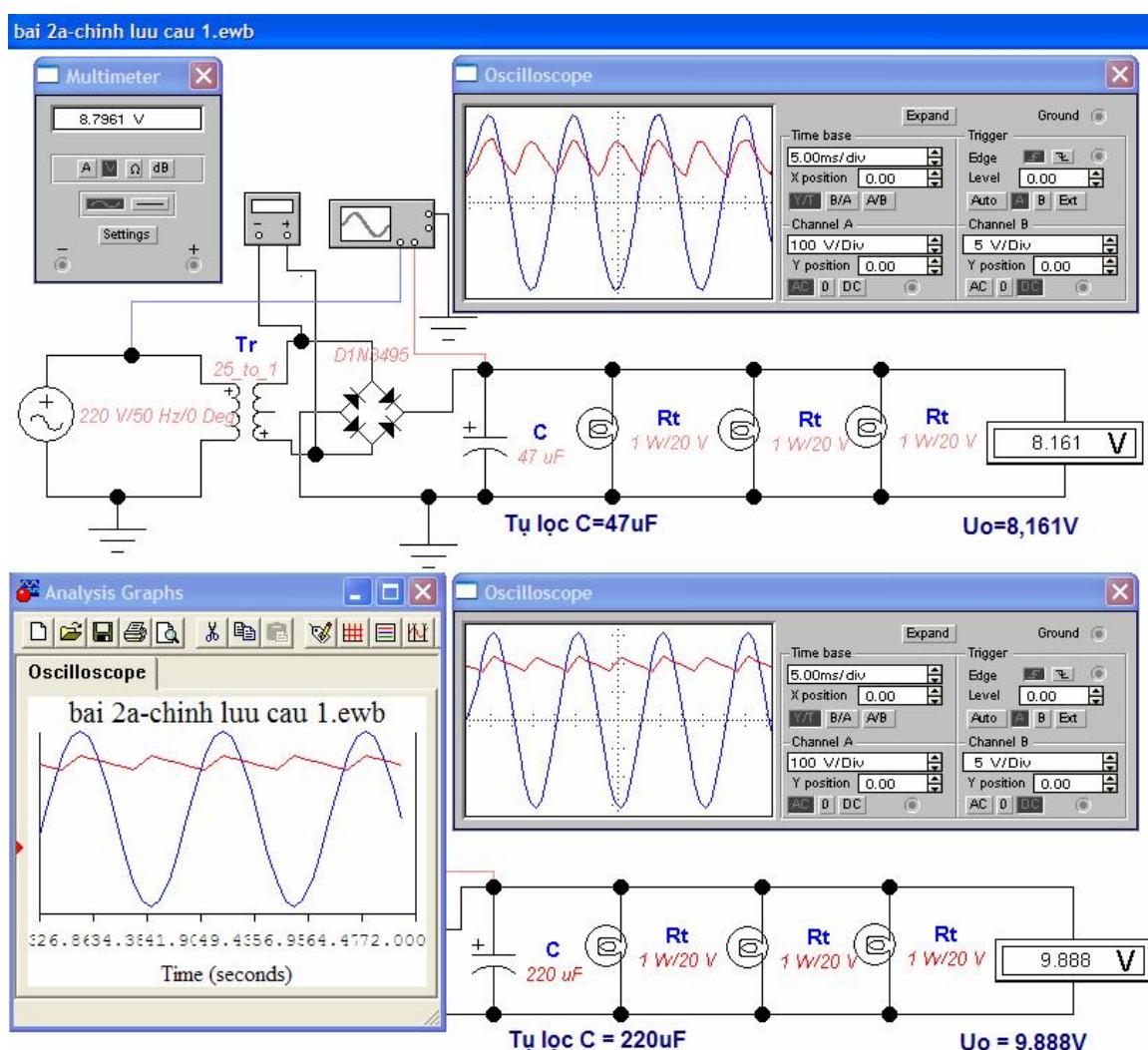
$$U_z = U_{zo} [1 + q_T (T - T_0)] \quad (2-36)$$

Trong đó: U_{zo} là điện áp ổn định của diốt Zener ở nhiệt độ T_0 .

Hệ số nhiệt độ q_t có giá trị âm nếu hiện tượng đánh thủng chủ yếu do hiệu ứng Zener gây ra. Nó có giá trị dương nếu hiện tượng đánh thủng chủ yếu do hiện tượng thái lũy thừa gây ra.

Hệ số nhiệt dương của diốt Zener có thể bù trừ cho hệ số nhiệt độ âm của diốt chỉnh lưu ở nhiệt độ thông thường và có hệ số nhiệt của cả tổ hợp có thể đạt đến $0,0005\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Cần chú ý là hệ số nhiệt độ của điện áp ổn định tại một giá trị điện áp nào đó trong khoảng từ 5 đến 7V, bằng 'không'. Sở dĩ như vậy là vì trong khoảng nhiệt độ này tồn tại cả hai hiện tượng đánh thủng là Zener và thác lũ mà hệ số nhiệt của hai hiện ứng này lại ngược dấu cho nên có chỗ chung triệt tiêu lẫn nhau. Đây là một đặc điểm rất đáng quý, chỉ xuất hiện tại điểm công tác của từng diốt Zener trong khoảng từ 5 đến 7V. Trên hình 2.15 trình bày đặc tuyến của 3 diốt đo ở hai nhiệt độ khác nhau. Những vòng tròn đánh dấu điểm công tác của diốt tại đó hệ số nhiệt bằng không.



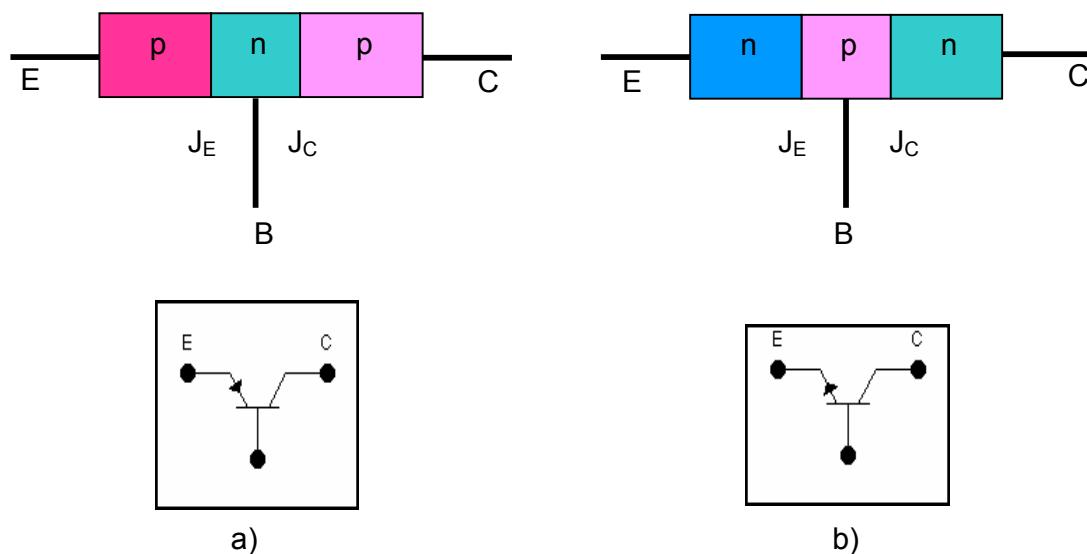
Thực hiện bài thực tập về “Khảo sát mạch chỉnh lưu” qua mô phỏng

2.2. PHẦN TỬ HAI MẶT GHÉP P-N

Nếu trên cùng một đế bán dẫn lần lượt tạo ra hai tiếp giáp công nghệ p-n gần nhau thì ta được một dụng cụ bán dẫn 3 cực gọi là tranzito bipolar, có khả năng khuếch đại tín hiệu điện. Nguyên lý làm việc của tranzito dựa trên đặc tính điện của từng tiếp giáp p-n và tác dụng tương hỗ giữa chúng.

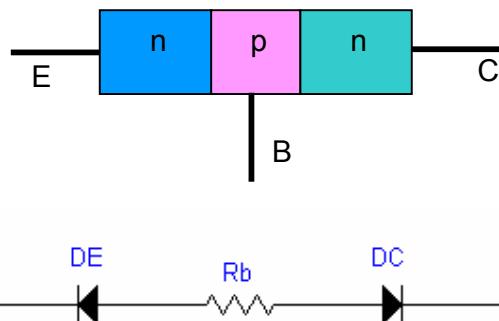
2.2.1. Cấu tạo, nguyên lý làm việc, đặc tuyến và tham số của tranzito bipolar

a) **Cấu tạo:** tranzito có cấu tạo gồm các miền bán dẫn p và n xen kẽ nhau, tùy theo trình tự sắp xếp các miền p và n mà ta có hai loại cấu tạo điển hình là pnp và npn như trên hình 2.16. Để cấu tạo ra các cấu trúc này người ta áp dụng những phương pháp công nghệ khác nhau như phương pháp hợp kim, phương pháp khuếch tán, phương pháp epitaxy...



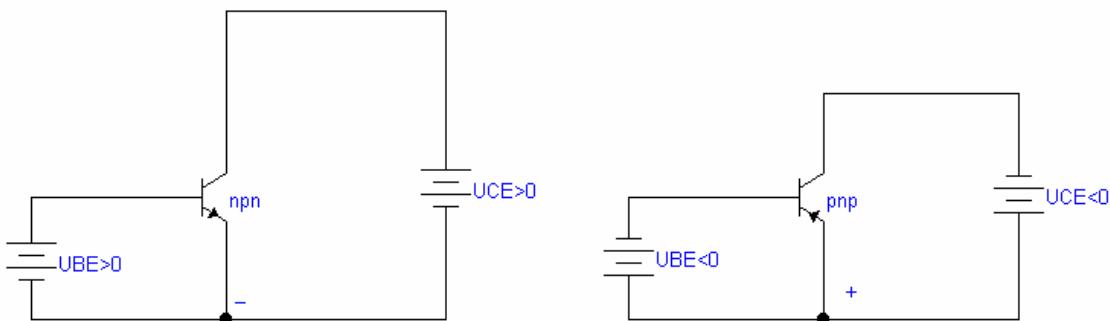
Hình 2.16 : Mô hình lý tưởng hóa cùng kí hiệu của tranzito pnp (a) và npn (b)

miền bán dẫn thứ nhất của tranzito là miền emitơ với đặc điểm là có nồng độ tạp chất lớn nhất, điện cực nối với miền này gọi là cực emitơ. Miền thứ hai là miền bazơ với nồng độ tạp chất nhỏ và độ dày của nó nhỏ cỡ mm , điện cực nối với miền này gọi là cực bazơ. Miền còn lại là miền colectơ với nồng độ tạp chất trung bình .và điện cực tương ứng là colectơ. Tiếp giáp p-n giữa miền emitơ và bazơ gọi là tiếp giáp emitơ (J_E) tiếp giáp pn giữa miền bazơ và miền colectơ là tiếp giáp colectơ (J_C). Về kí hiệu tranzito cần chú ý là mũi tên đặt ở giữa cực emitơ và bazơ có chiều từ bán dẫn p sang bán dẫn n. Về mặt cấu trúc, có thể coi tranzito như 2 diốt mắc đối nhau như hình 2.17. (Điều này hoàn toàn không có nghĩa là cứ mắc 2 đốt như hình 2-17 là có thể thực hiện được chức năng của tranzito. Bởi vì khi đó không có tác dụng tương hỗ lẫn nhau của 2 tiếp p-n. Hiệu ứng tranzito chỉ xảy ra khi khoảng cách giữa 2 tiếp giáp nhỏ hơn nhiều so với độ dài khuếch tán của hạt dẫn).



Hình 2.17: Phân tích cấu tạo tranzito thành hai điốt và mạch tương hỗ

b) Nguyên lý làm việc: Để tranzito làm việc, người ta phải đưa điện áp 1 chiều tới các điện cực của nó, gọi là phân cực cho tranzito. Đối với chế độ khuếch đại thì J_E phân cực thuận và J_C phân cực ngược như hình 2-18.



Hình 2.18: Sơ đồ phân cực của tranzito npn (a) và pnp (b) ở chế độ khuếch đại

Để phân tích nguyên lý làm việc ta lấy tranzito pnp làm ví dụ. Do J_E phân cực thuận các hạt đa số (lỗ trống) từ miền p phun qua J_E tạo nên dòng emitơ (I_E). Chúng tới vùng bazơ trở thành hạt thiểu số và tiếp tục khuếch tán sâu vào vùng bazơ hướng tới J_C . Trên đường khuếch tán mội t phần nhỏ bị tái hợp với hạt đa số của bazơ tạo nên dòng điện cực bazơ (I_B). Do cấu tạo miền bazơ mỏng nên gần như toàn bộ các hạt khuếch tán tới được bờ của J_C và bị trường gia tốc (do J_C phân cực ngược) cuộn qua tới được miền collectơ tạo nên dòng điện collectơ (I_C). Qua việc phân tích trên rút ra được hệ thức cơ bản về các dòng điện trong tranzito (hệ thức gần đúng do bỏ qua dòng ngược của J_C)

$$I_E = I_B + I_C \quad (2-37)$$

Để đánh giá mức hao hụt dòng khuếch tán trong vùng bazơ người ta định nghĩa hệ số truyền đạt dòng điện a của tranzito.

$$a = I_C / I_E \quad (2-38)$$

hệ số a xác định chất lượng của tranzito và có giá trị càng gần 1 với các tranzito loại tốt.

Để đánh giá tác dụng điều khiển của dòng điện I_B tới dòng colecto I_C người ta định nghĩa hệ số khuếch đại dòng điện b của tranzito.

$$b = I_C / I_B \quad (2:39)$$

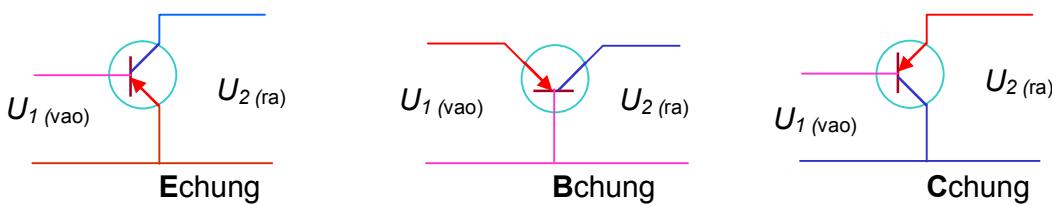
b thường có giá trị trong khoảng vài chục đến vài trăm. Từ các biểu thức (2-37), (2-38), (2-39) có thể suy ra vài hệ thức hay được sử dụng đối với tranzito:

$$I_E = I_B (1 + b) \quad (240)$$

$$a = b / (1 + b) \quad (2-41)$$

c) Cách mắc tranzito và tham số ở chế độ tín hiệu nhỏ

Khi sử dụng về nguyên tắc có thể lấy 2 trong số 3 cực của tranzito là đầu vào và cực thứ 3 còn lại cùng với một cực đầu vào làm đầu ra. Như vậy có tất cả 6 cách mắc mạch khác nhau. Nhưng dù mắc thế nào cũng cần có một cực chung cho cả đầu vào và đầu ra. Trong số 6 cách mắc ấy chỉ có 3 cách là tranzito có thể khuếch đại công suất đó là cách mắc chung emitơ (E_C), chung bazơ (B_C), chung colecto (C_C) như hình 2.19. Ba cách mắc còn lại không có ứng dụng trong thực tế.



Hình 2.19: Phương pháp mắc tranzito trong thực tế

Từ trái sang phải : Chung emitơ, chung bazơ, chung colecto

Tùy cách mắc được dùng trong thực tế của tranzito về mặt sơ đồ có thể coi tranzito là một phần tử 4 cực gần tuyến tính có 2 đầu vào và 2 đầu ra (h.2.20).



Hình 2.20: Tranzito như mạng bốn cực

Có thể viết ra 6 cặp phương trình mô tả quan hệ giữa đầu vào và đầu ra của mạng 4 cực trong đó dòng điện và điện áp là những biến số độc lập. Nhưng trong thực tế tính toán thường dùng nhất là 3 cặp phương trình tuyến tính sau:

Cặp phương trình trở kháng có được khi coi các điện áp là hàm, các dòng điện là biến có dạng sau:

$$U_1 = f(I_1, I_2) = r_{11} I_1 + r_{12} I_2$$

$$U_2 = f(I_1, I_2) = r_{21} I_1 + r_{22} I_2$$

Cặp phương trình dẫn nạp có được khi coi các dòng điện là hàm của các biến điện áp

$$I_1 = f(U_1, U_2) = g_{11} \cdot U_1 + g_{12} \cdot U_2$$

$$I_2 = f(U_1, U_2) = g_{21} \cdot U_1 + g_{22} \cdot U_2$$

Cặp phương trình hỗn hợp

$$\begin{array}{lll} U_1 = f(I_1, U_2) & h_{11} & h_{12} \\ U_2 = f(I_1, U_2) & h_{21} & h_{22} \end{array} \quad \begin{array}{l} I_1 \\ U_2 \end{array}$$

trong đó r_{ij} , g_{ij} , và h_{ij} tương ứng là các tham số trờ kháng dẫn nạp và hỗn hợp của tranzito.

Bằng cách lấy vi phân toàn phần các hệ phương trình trên, ta sẽ xác định được các tham số vi phân tương ứng của tranzito. Ví dụ :

$$r_{22} = \frac{\partial U_2}{\partial I_2} \Big|_{U_2=\text{const}} = \frac{1}{h_{22}} \text{ gọi là điện trở ra vi phân} \quad (2-42)$$

$$g_{22} = \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \Big|_{U_2=\text{const}} = \frac{1}{r_{12}} = S \text{ được gọi là hố dẫn truyền đạt} \quad (2-43)$$

$$r_{11} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \Big|_{I_2=\text{const}} = h_{11} \text{ là điện trở vào vi phân} \quad (2-44)$$

$$h_{21} = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \Big|_{U_2=\text{const}} = \beta \text{ là hệ số khuếch đại dòng điện vi phân} \quad (2-45)$$

Khi xác định đặc tuyến tĩnh (chế độ chưa có tín hiệu đưa tới) của tranzito, dùng hệ phương trình hỗn hợp là thuận tiện vì khi đó dễ dàng xác định các tham số của hệ phương trình này.

d) Đặc tuyến tĩnh dựa vào các hệ phương trình nêu trên có thể đưa ra các tuyến tĩnh của tranzito khi coi một đại lượng là hàm 1 biến còn đại lượng thứ 3 coi như một tham số. Trong trường hợp tổng quát có 4 họ đặc tuyến tĩnh:

Đặc tuyến vào	$U_1 = f(I_1) U_2=\text{const}$
Đặc tuyến phản hồi	$U_1 = f(U_2) I_1=\text{const}$
Đặc tuyến truyền đạt	$I_2 = f(I_1) U_2=\text{const}$
Đặc tuyến ra	$I_2 = f(U_2) I_1=\text{const}$

(2-46)

Tùy theo cách mắc tranzito mà các quan hệ này có tên gọi cụ thể dòng điện và điện áp khác nhau, ví dụ với kiểu mắc E_C : đặc tuyến vào là quan hệ $I_B = f(U_{BE}) | U_{CE} = \text{const}$ hay đặc tuyến ra là quan hệ $I_C = f(U_{CE}) | I_B = \text{const} \dots$

Bảng (2.1) dưới đây cho các phương trình của họ đặc tuyến tương ứng suy ra từ hệ phương trình hỗn hợp trong các trường hợp mắc mạch BC, EC và CC.

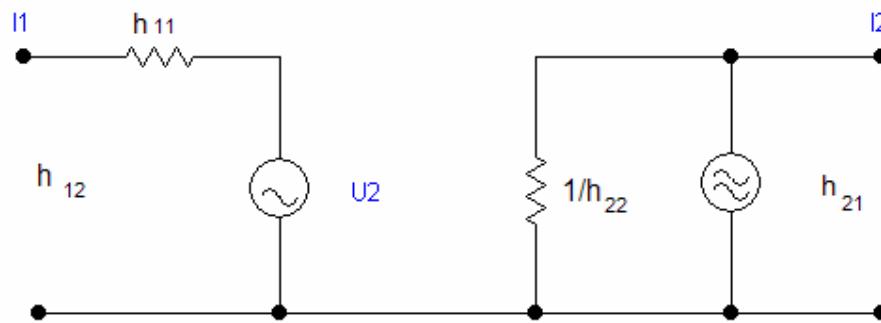
Bảng 2.1. Quan hệ hàm xác định họ đặc tuyến tính của tranzito

Tổng quát	BC	EC	CC
$U_1 = f(I_1) \mid U_2 = \text{const}$	$U_{EB} = f(I_E) \mid U_{CB}$	$U_{BE} = f(I_B) \mid U_{CE}$	$U_{BC} = f(I_B) \mid U_{EC}$
$U_1 = f(U_2) \mid I_1 = \text{const}$	$U_{EB} = f(U_{CB}) \mid I_E$	$U_{BE} = f(U_{CE}) \mid I_B$	$U_{BC} = f(U_{EC}) \mid I_B$
$I_2 = f(I_1) \mid U_2 = \text{const}$	$I_C = f(I_E) \mid U_{CB}$	$I_C = f(I_B) \mid U_{CE}$	$I_E = f(I_B) \mid U_{EC}$
$I_2 = f(U_2) \mid I_1 = \text{const}$	$I_C = f(U_{CB}) \mid I_B$	$I_C = f(U_{CE}) \mid I_B$	$I_E = f(U_{EC}) \mid I_B$

Có thể xây dựng sơ đồ tương đương xoay chiều tín hiệu nhỏ của tranzito theo hệ phương trình tham số hỗn hợp

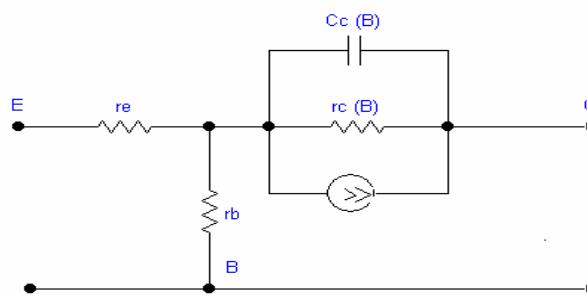
$$\begin{aligned}\Delta U_1 &= h_{11}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= h_2\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2\end{aligned}\quad (2-47)$$

Dạng như trên hình 2.21.



Hình 2.12: Sơ đồ tương đương mạng 4 cực theo tham số h

Chú ý: đối với các sơ đồ EC, BC, CC các đại lượng $\Delta I_1, \Delta U_1, \Delta I_2, \Delta U_2$ tương đương với các dòng vào (ra), điện áp vào (ra) của từng cách măc. Ngoài ra còn có thể biểu thị sơ đồ tương đương của tranzito theo các tham số vật lý. Ví dụ với các kiểu măc BC có sơ đồ 2.22



Hình 2.22: Sơ đồ tương đương mạch BC

Ở đây:

- r_E là điện trở vi phân của tiếp giáp emitơ và chất bán dẫn làm cực E.
- r_B điện trở khồi của vùng bazơ.
- $r_C(B)$ điện trở vi phân của tiếp giáp collecto.
- $C_C(B)$ điện dung tiếp giáp collecto.
- αI_E nguồn dòng tương đương của cực emitơ đưa tới collecto.

Mỗi liên hệ giữa các tham số của hai cách biểu diễn trên như sau khi $\Delta U_2 = 0$ với mạch đầu vào ta có : $\Delta U_1 = \Delta I_1 [r_E + (1 - \alpha)r_B]$

$$\text{hay } h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1 = [r_E + (1 - \alpha)r_B]$$

với mạch đầu ra : $\Delta I_2 = \alpha \cdot \Delta I_1$ do đó $\alpha = h_{21}$ khi $\Delta I_1 = 0$

$$\text{Đòng mạch ra } \Delta I_2 = \Delta U_2 / (r_{C(B)} + r_B) \approx \Delta U_2 / r_{C(B)} \text{ do đó}$$

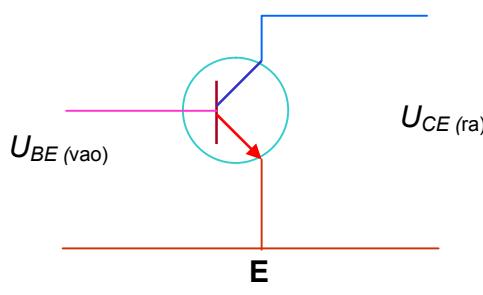
$$h_{22} = 1/r_{C(B)}$$

$$\text{và } \begin{aligned} \Delta U_1 &= \Delta I_2 \cdot r_B \text{ nên ta có } h_{12} = r_B / r_{C(B)} \\ \Delta U_2 &= \Delta I_2 \cdot r_{C(B)} \end{aligned}$$

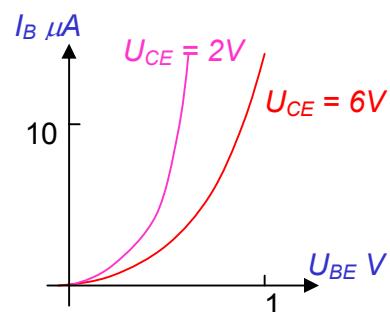
2.2.2. Các dạng mắc mạch cơ bản của tranzito

a - Mạch chung emitơ (EC)

Trong cách mắc EC, điện áp vào được mắc giữa cực bazơ và cực emitơ, còn điện áp ra lấy từ cực collecto và cực emitơ. Dòng vào, điện áp vào và dòng điện ra được đo bằng các miliampe kế và vôn kế mắc như hình 2.23. Từ mạch hình 2.23, có thể vẽ được các họ đặc tuyến tĩnh quan trọng nhất của mạch EC :



Hình 2.23: Sơ đồ Ec

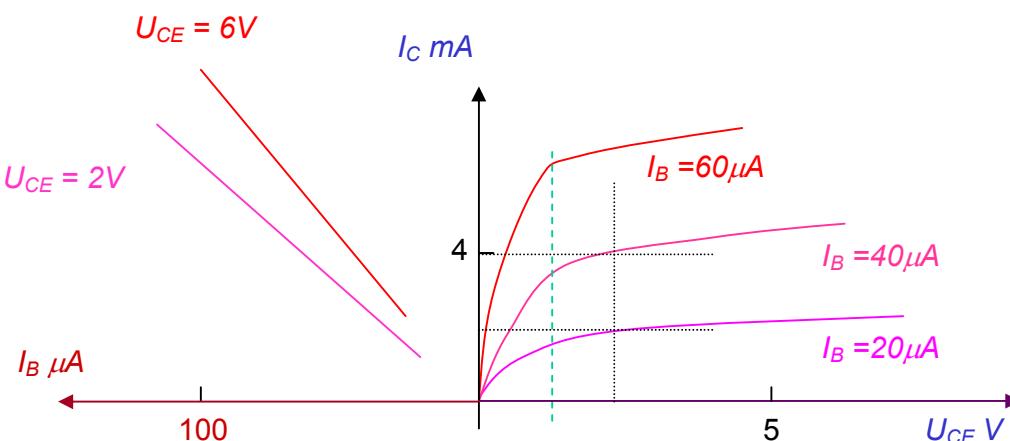


Hình 2.24: Họ đặc tuyến vào Ec

Để xác định đặc tuyến vào, cần giữ nguyên điện áp U_{CE} , thay đổi trị số điện áp U_{BE} ghi các trị số I_B tương ứng sau đó dựng đồ thị quan hệ này, sẽ thu được kết quả như hình 2.24. Thay đổi U_{EC} đến một giá trị cố định khác và làm lại tương tự sẽ được đường cong thứ hai. Tiếp làm tục như vậy sẽ có một họ đặc tuyến vào của tranzito mắc chung emitơ.

Từ hình 2.24, có nhận xét đặc tuyến vào của tranzito mắc chung emitơ giống như đặc tuyến của chuyển tiếp p-n phân cực thuận, vì dòng I_B trong trường hợp này là một phần của dòng tổng I_E chảy qua chuyển tiếp emitơ phân cực thuận (h 2.23). Ưng với một giá trị U_{CE} nhất định dòng I_B càng nhỏ khi U_{CE} càng lớn vì khi tăng U_{CE} tức là tăng U_{CB} (ở đây giá trị điện áp là giá trị tuyệt đối) làm cho miền điện tích không gian của chuyển tiếp colectơ rộng ra chủ yếu về phía miền bazơ pha tạp yếu. Điện áp U_{CB} càng lớn thì tỉ lệ hạt dẫn đến colectơ càng lớn, số hạt dẫn bị tái hợp trong miền bazơ và đến cực bazơ để tạo thành dòng bazơ càng ít, do đó dòng bazơ nhỏ đi.

Để vẽ đặc tuyến ra của tranzito mắc CE, cần giữ dòng I_B ở một trị số cố định nào đó, thay đổi điện áp U_{CE} và ghi lại giá trị tương ứng của dòng I_C kết quả vẽ được đường cong sự phụ thuộc của I_C vào U_{CE} với dòng I_B coi dòng I_B là tham số như hình 2.25. Từ họ đặc tuyến này có nhận xét sau : Tại miền khuyếch đại độ dốc của đặc tuyến khá lớn vì trong cách mắc này dòng I_E không giữ cố định khi tăng U_{CE} độ rộng hiệu dụng miền bazơ hẹp lại làm cho hạt dẫn đến miền colectơ nhiều hơn do đó dòng I_C tăng lên. Khi U_{CE} giảm xuống 0 thì I_C cũng giảm xuống 0 (các đặc tuyến đều qua gốc tọa độ). Sở dĩ như vậy vì điện áp ghi trên trực hoành là $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$ như vậy tại điểm uốn của đặc tuyến, U_{CB} giảm xuống 0, tiếp tục giảm U_{CE} sẽ làm cho chuyển tiếp colectơ phân cực thuận. Điện áp phân cực này đẩy những hạt dẫn thiểu số tạo thành dòng colectơ quay trở lại miền bazơ, kết quả khi $U_{CE} = 0$ thì I_C cũng bằng 0. ngược lại nếu tăng U_{CE} lên quá lớn thì dòng I_C sẽ tăng lên đột ngột (đường đứt đoạn trên hình 2.25), đó là miền đánh thủng tiếp xúc (điốt) J_C của tranzito. (Tương tự như đặc tuyến ngược của điốt, khi U_{CE} tăng quá lớn tức là điện áp phân cực ngược U_{CB} lớn hơn tới một giá trị nào đó, tại chuyển tiếp colectơ sẽ xảy ra hiện tượng đánh thủng do hiệu ứng thác lũ và hiệu ứng Zener làm dòng I_C tăng đột ngột). Bởi vì khi tranzito làm việc ở điện áp U_{CE} lớn cần có biện pháp hạn chế dòng I_C để phòng tránh tranzito bị hủy bởi dòng I_C quá lớn.

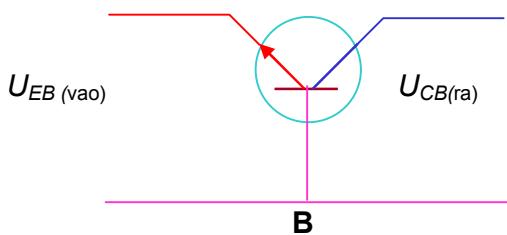


Hình 2.25: Đặc tuyến ra và đặc tuyến truyền đạt của tranzito mắc Ec

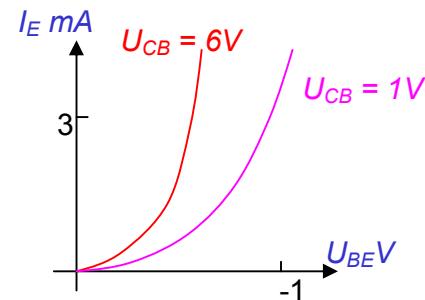
Đặc tuyến truyền đạt biểu thị mối quan hệ giữa dòng ra (I_C) và dòng vào I_B khi U_{CE} cố định. Đặc tuyến này có thể nhận được bằng cách giữ nguyên điện áp U_{CE} , thay đổi dòng bazơ I_B ghi lại giá trị tương ứng I_C trên trục tọa độ, thay đổi các giá trị của U_{CE} làm tương tự như trên có họ đặc tuyến truyền đạt, cũng có thể suy ra họ đặc tuyến này từ các đặc tuyến ra (h 2.25). Cách làm như sau : tại vị trí U_{CE} cho trước trên đặc tuyến ra vẽ đường song song với trục tung, đường này cắt họ đặc tuyến ra ở những điểm khác nhau. Tương ứng với các giao điểm này tìm được giá trị I_C . Trên hệ tọa độ I_C , I_B có thể vẽ được những điểm thỏa mãn cặp trị số I_C , I_B vừa tìm được, nối các điểm này với nhau sẽ được đặc tuyến truyền đạt cần tìm.

b - Mạch chung bazơ

Tranzito nối mạch theo kiểu chung bazơ là cực bazơ dùng chung cho cả đầu vào và đầu ra. Tín hiệu vào được đặt giữa hai cực emitơ và bazơ, còn tín hiệu ra lấy từ cực collectơ và bazơ. Để đo điện áp ở đầu ra và đầu vào từ đó xác định các họ đặc tuyến tĩnh cơ bản của tranzito mắc chung bazơ (BC) người ta mắc những vôn kế và miliampe kế như hình 2.26.



Hình 2.26: Sơ đồ Bc



Hình 2.27: Họ đặc tuyến vào Bc

Dụng đặc tuyến vào trong trường hợp này là xác định quan hệ hàm số $I_E = f(U_{EB})$ khi điện áp vào U_{CB} cố định. Muốn vậy cần giữ U_{CB} ở một giá trị không đổi, thay đổi giá trị U_{BE} sau đó ghi lại giá trị dòng I_E tương ứng. Biểu diễn kết quả này trên trục tọa độ I_E (U_{EB}) sẽ nhận được đặc tuyến vào ứng với trị U_{CB} đã biết. Thay đổi các giá trị cố định của U_{CB} làm tương tự như trên sẽ nhận được họ đặc tuyến vào như hình 2.27.

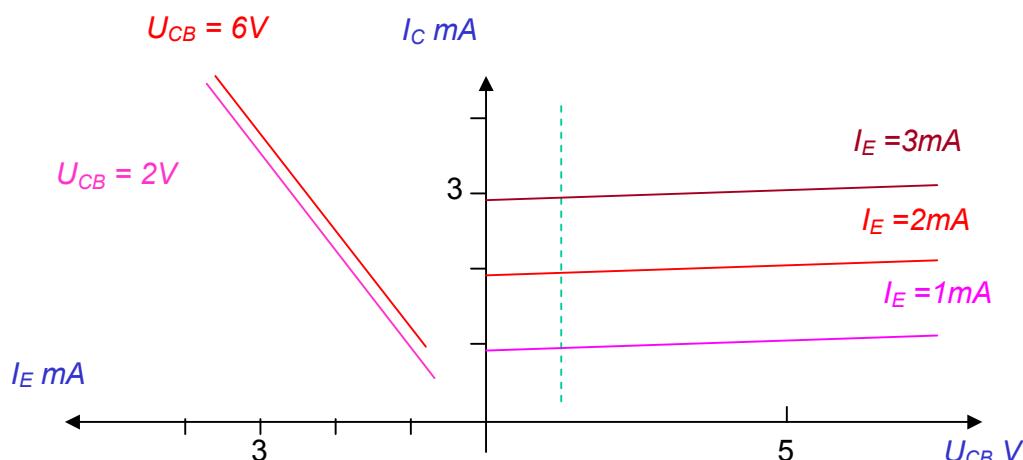
Vì chuyển tiếp emitơ luôn phân cực thuận cho nên đặc tuyến vào của mạch chung bazơ cơ bản giống như đặc tuyến thuận của diốt. Qua hình 2.26 còn thấy rằng ứng với điện áp vào U_{EB} cố định dòng vào I_E càng lớn khi điện áp U_{CB} càng lớn, vì điện áp U_{CB} phân cực ngược chuyển tiếp collectơ khi nó tăng lên làm miền điện tích không gian rộng ra, làm cho khoảng cách hiệu dụng giữa emitơ và collectơ ngắn lại do đó làm dòng I_E tăng lên.

Đặc tuyến ra biểu thị quan hệ $I_C = f(U_{CB})$ khi giữ dòng vào I_E ở một giá trị cố định. Căn cứ vào hình 2.26, giữ dòng I_E ở một giá trị cố định nào đó biến đổi giá trị của U_{CB} ghi lại các giá trị I_C tương ứng, sau đó biểu diễn kết quả trên trục tọa độ $I_C - U_{CB}$ sẽ nhận được đặc tuyến ra. Thay đổi các giá trị I_E sẽ nhận được họ đặc tuyến ra như hình 2.28.

Từ hình 2.28 có nhận xét là đối với I_E cố định, I_C gần bằng I_E . Khi U_{CB} tăng lên I_C chỉ tăng không đáng kể điều này nói lên rằng hầu hết các hạt dẫn được phun vào miền bazơ từ miền emitơ đều đến được collectơ. Dĩ nhiên dòng I_C bao giờ cũng phải nhỏ

hơn dòng I_E . Khi U_{CB} tăng làm cho độ rộng miền điện tích không gian colecto lớn lên, độ rộng hiệu dụng của miền bazơ hẹp lại, số hạt dẫn đến được miền colecto so với khi U_{CB} nhỏ hơn, nên dòng I_C lớn lên. Cũng từ hình 2.28 còn nhận xét rằng khác với trường hợp đặc tuyến ra mắc CE khi điện áp tạo ra U_{CB} giảm tới 0. Điều này có thể giải thích như sau :

Khi điện áp ngoài U_{CB} giảm đến 0, bản thân chuyển tiếp chuyển tiếp colecto vẫn còn điện thế tiếp xúc, chính điện thế tiếp xúc colecto đã cuốn những hạt dẫn từ bazơ sang colecto làm cho dòng I_C tiếp tục chảy. Để làm dừng hẳn I_C thì chuyển tiếp colecto phải được phân cực thuận với giá trị nhỏ nhất là bằng điện thế tiếp xúc, khi ấy điện thế trên chuyển tiếp colecto sẽ bằng 0 hoặc dương lên, làm cho các hạt dẫn từ bazơ không thể chuyển sang colecto ($I_C = 0$).



Hình 2.29: Đắc tuyến truyền đạt và đắc tuyến ra của sơ đồ Bc

Miền đặc trưng trong đó chuyển tiếp collecto phân cực thuận gọi là miền bão hòa.

Nếu tăng điện áp ngược U_{CB} đến một giá trị nhất định nào đó (gọi là điện áp đánh thủng) dòng I_C tăng lên đột ngột có thể dẫn đến làm hỏng tranzistor hiện tượng đánh thủng này do một trong hai nguyên nhân: Hoặc là do hiệu ứng thác lũ hoặc hiệu ứng Zener như trường hợp đột, hoặc là do hiện tượng xuyên thủng (do điện áp ngược U_{CB} lớn làm miền điện tích không gian của miền chuyển tiếp colecto mở rộng ra tới mức tiếp xúc với miền điện tích không gian chuyển tiếp emitto, kết quả làm dòng I_C tăng lên đột ngột).

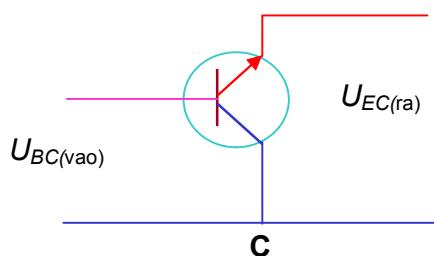
Đặc tuyến truyền đạt chỉ rõ quan hệ hàm số giữa dòng ra và dòng vào $I_C = f(I_E)$ khi điện áp ra giữ cố định. Để vẽ đặc tuyến này có thể làm bằng hai cách : hoặc bằng thực nghiệm áp dụng sơ đồ (2.25), giữ nguyên điện áp U_{CB} thay đổi dòng vào I_E , ghi lại các kết quả tương ứng dòng I_C , sau đó biểu diễn các kết quả thu được trên tọa độ $I_C - I_E$ sẽ được đặc tuyến truyền đạt. Thay đổi giá trị cố định U_{CB} sẽ được họ đặc tuyến truyền đạt như hình 2.29. Hoặc bằng cách suy ra từ đặc tuyến ra : từ điểm U_{CB} cho trước trên đặc tuyến ta vẽ đường song song với trục tung, đường này sẽ cắt họ đặc tuyến ra tại các điểm ứng với I_E khác nhau từ các giao điểm này có thể tìm được trên

trục tung các giá trị I_C tương ứng. Căn cứ vào các cặp giá trị I_E , I_C này có thể vẽ đặc tuyến truyền đạt ứng với một điện áp U_{CB} cho trước, làm tương tự với các giá trị U_{CB} khác nhau sẽ được họ đặc tuyến truyền đạt như hình 2.29.

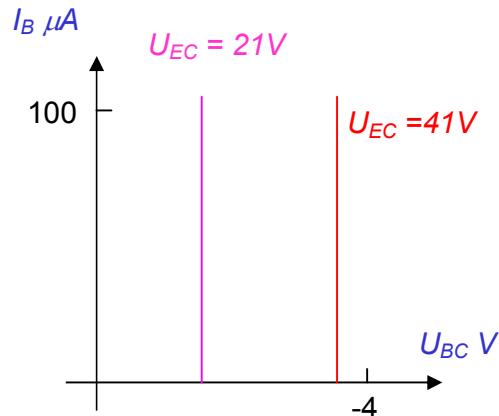
c - Mạch chung colecto (CC)

Mạch chung colecto có dạng như hình 2.30, cực colecto dung chung cho đầu vào và đầu ra.

Để đo điện áp vào, dòng vào, dòng ra qua đó xác các đặc tuyến tĩnh cơ bản của mạch CC dùng các vôn kế và miliampe kế được mắc như hình 2.30.

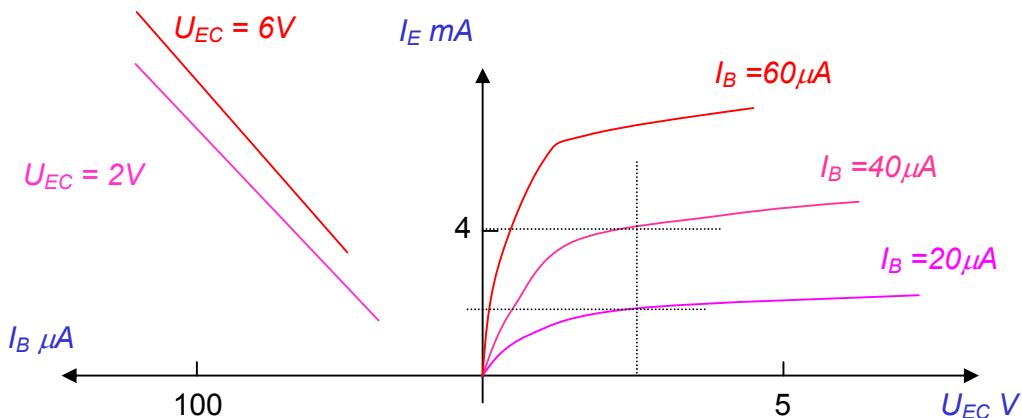


Hình 2.30: Sơ đồ Cc



Hình 2.31: Họ đặc tuyến vào Cc

Đặc tuyến vào của mạch chung colecto (CC) $I_B = f(U_{CB})$ khi điện áp ra U_{CE} không đổi có dạng như hình 2.31 nó có dạng khác hẳn so với các đặc tuyến vào của hai cách măc EC và BC xét trước đây. Đó là vì trong kiểu măc mạch này điện áp vào U_{CB} phụ thuộc rất nhiều vào điện áp ra U_{CE} (khi làm việc ở chế độ khuyếch đại điện áp U_{CB} đối với tranzito silic luôn giữ khoảng 0.7V, còn tranzito Gecmani vào khoảng 0.3V trong khi đó điện áp U_{CE} biến đổi trong khoảng rộng). Ví dụ trên hình 2.31 hãy xét trường hợp $U_{EC} = 2V$ tại $I_B = 100\text{mA}$ $U_{CB} = U_{CE} - U_{BE} = 2V - 0.7V = 1.3V$



Hình 2.29: Đặc tuyến truyền đạt và đặc tuyến ra của sơ đồ Cc

Khi điện áp vào U_{CB} tăng điện áp U_{BE} giảm làm cho I_B cũng giảm.

Đặc tuyến ra của tranzito mắc CC mô tả quan hệ giữa dòng I_E và điện áp U_{CE} khi dòng vào I_B không đổi. Đặc tuyến truyền đạt trong trường hợp này mô tả quan hệ giữa dòng ra I_E và dòng vào I_B khi điện áp U_{CE} không đổi. Trong thực tế có thể coi $I_C \approx I_E$ cho nên đặc tuyến ra và đặc tuyến truyền đạt (trường hợp mắc chung colecto) tương tự như trường hợp mắc chung emitro (h 2.32).

2.2.3. Phân cực và ổn định nhiệt điểm công tác của tranzito

a – Nguyên tắc chung phân cực tranzito

Muốn tranzito làm việc như một phần tử tích cực thì các phần tử của tranzito phải thỏa mãn điều kiện thích hợp. Những tham số này của tranzito như ở mục trước đã biết, phụ thuộc rất nhiều vào điện áp phân cực các chuyển tiếp colecto và emitro. Nói một cách khác các giá trị tham số phụ thuộc vào điểm công tác của tranzito. Một cách tổng quát, dù tranzito được mắc mạch theo kiểu nào, muốn nó làm việc ở chế độ khuyếch đại cần có các điều kiện sau:

- Chuyển tiếp emitro – bazor luôn phân cực thuận.
- Chuyển tiếp bazor – colecto luôn phân cực ngược.

Có thể minh họa điều này qua ví dụ xét tranzito, loại pnp (h.2.33). Nếu gọi U_E , U_B , U_C lần lượt là điện thế của emitro, bazor, colecto, căn cứ vào các điều kiện phân cực kể trên thì giữa các điện thế này phải thỏa mãn điều kiện:

$$U_E > U_B > U_C \quad (2-48)$$

Hãy xét điều kiện phân cực cho từng loại mạch.

- Từ mạch chung bazor hình 2.34 với chiều mũi tên là hướng dương của điện áp và dòng điện, có thể xác định được cực tính của điện áp và dòng điện các cực khi tranzito mắc CB như sau:

$$\begin{aligned} U_{EB} = U_E - U_B &> 0 & I_E &> 0 \\ U_{CB} = U_C - U_B &> 0 & I_C &< 0 \end{aligned} \quad (2-49)$$

Căn cứ vào điều kiện (2-48) điện áp U_{CB} âm, dòng I_C cũng âm có nghĩa là hướng thực tế của điện áp và dòng điện này ngược với hướng mũi tên trên hình 2.34.

- Từ mạch chung emitro hình 2.35, lý luận tương tự như trên, có thể xác định được cực tính của điện áp và dòng điện các cực như sau:

$$\begin{aligned} U_{BE} = U_B - U_E &< 0 & I_B &< 0 \\ U_{CE} = U_C - U_E &< 0 & I_C &< 0 \end{aligned} \quad (2-50)$$

- Với mạch chung colecto hình 2.36, căn cứ vào chiều qui định trên sơ đồ và điều kiện 2-48 có thể viết:

$$\begin{aligned} U_B - U_C &> 0 & I_B &< 0 \\ U_{CE} = U_C - U_E &< 0 & I_E &< 0 \end{aligned} \quad (2-51)$$

Đối với tranzito npn điều kiện phân cực để nó làm việc ở chế độ khuỷch đại là

$$U_E < U_B < U_C \quad (2-52)$$

Từ bất đẳng thức (2-52) có thể thấy rằng hướng dòng điện và điện áp thực tế trong tranzito pnp.

b - Đường tải tĩnh và điểm công tác tĩnh

Đường tải tĩnh được vẽ trên đặc tuyến ra tĩnh của tranzito để nghiên cứu dòng điện và điện áp khi nó mắc trong mạch cụ thể nào đó (khi có tải). Điểm công tác (hay còn gọi là điểm tĩnh, điểm phân cực) là điểm nằm trên đường tải tĩnh xác định dòng điện vào trên điện áp tranzito khi không có tín hiệu đặt vào, nghĩa là xác định điều kiện phân cực của tranzito.

Để hiểu rõ về đường tải tĩnh và điểm công tác tĩnh, ta hãy xét trường hợp tranzito loại npn mắc chung emitor như hình 2.37. Phương trình quan hệ ở dòng và áp ở mạch có dạng:

$$U_{CE} = E_{CC} - I_C R_t \quad (2-53)$$

Nếu như điện áp phân cực U_{BE} làm cho tranzito khóa, khi ấy $I_C = 0$ và $U_{CE} = E_{CC} - (0 \cdot R_t) = E_{CC} = 20V$. Như vậy điểm có tọa độ ($I_C = 0$, $U_{CE} = 20V$) là điểm A trên đặc tuyến ra. Giả thiết rằng U_{BE} tăng làm cho tranzito mở và $I_C = 0,5mA$ khi ấy $U_{CE} = 20V - 0,5mA \cdot 10k\Omega = 20V - 5V = 15V$, trên đặc tuyến ra đó là điểm B có tọa độ ($0,5mA$; $15V$). Bằng cách tăng U_{BE} , làm tương tự như trên có thể vẽ được ví dụ ứng với các tọa độ sau :

Điểm C ứng với $I_C = 1mA$; $U_{CE} = 10V$

Điểm D ứng với $I_C = 1,5mA$; $U_{CE} = 5V$

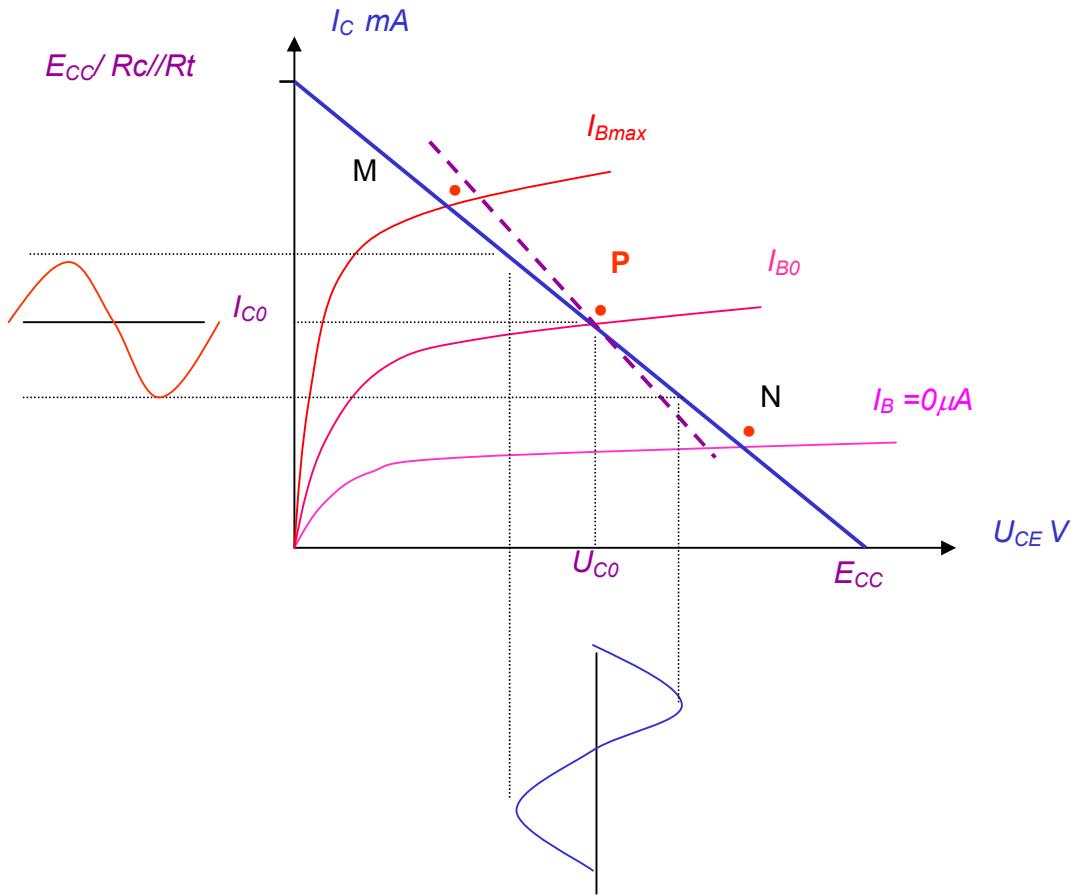
Điểm E ứng với $I_C = 2 mA$; $U_{CE} = 0V$

Nối các điểm trên đây với nhau ta sẽ được một đường thẳng đó là đường tải tĩnh với $R_t = 10 kW$.

Có thể vẽ được bằng cách chọn 2 điểm đặc biệt, điểm cắt trực tung E ($U_{CE} = 0$; $I_C = U_{CC}/R_t = 2mA$) và điểm cắt trực hoành A ($U_{CE} = U_{CC} = 20V$; $I_C = 0A$). Qua những điểm phân tích trên thấy rằng đường tải chính là đường biến thiên của dòng IC theo điện áp U_{CE} ứng với điện trở tải R_t và điện áp nguồn E_{CC} nhất định. Trong ba giá trị I_B , I_C và U_{CE} chỉ cần biết một rồi căn cứ vào từng giá trị tải xác định hai giá trị còn lại. Cần nhấn mạnh là đường tải vẽ ở hai trường hợp trên chỉ đúng trong trường hợp $U_{CC} = 20V$ và $R_t = 10kW$. Khi thay đổi các điều kiện này phải vẽ các đường tải khác.

Khi thiết kế mạch, điểm công tác tĩnh là điểm được chọn trên đường tải tĩnh. Như trên đã nói, điểm này xác định giá trị dòng I_c và điện áp U_{CE} khi không có tín hiệu đặt vào. Khi có tín hiệu đặt vào, dòng I_B biến đổi theo sự biến đổi của biên độ tín hiệu, dẫn

tới dòng I_c biến đổi, kết quả là điện áp ra trên tải biến đổi giống như quy luật biến đổi của tín hiệu đầu vào.



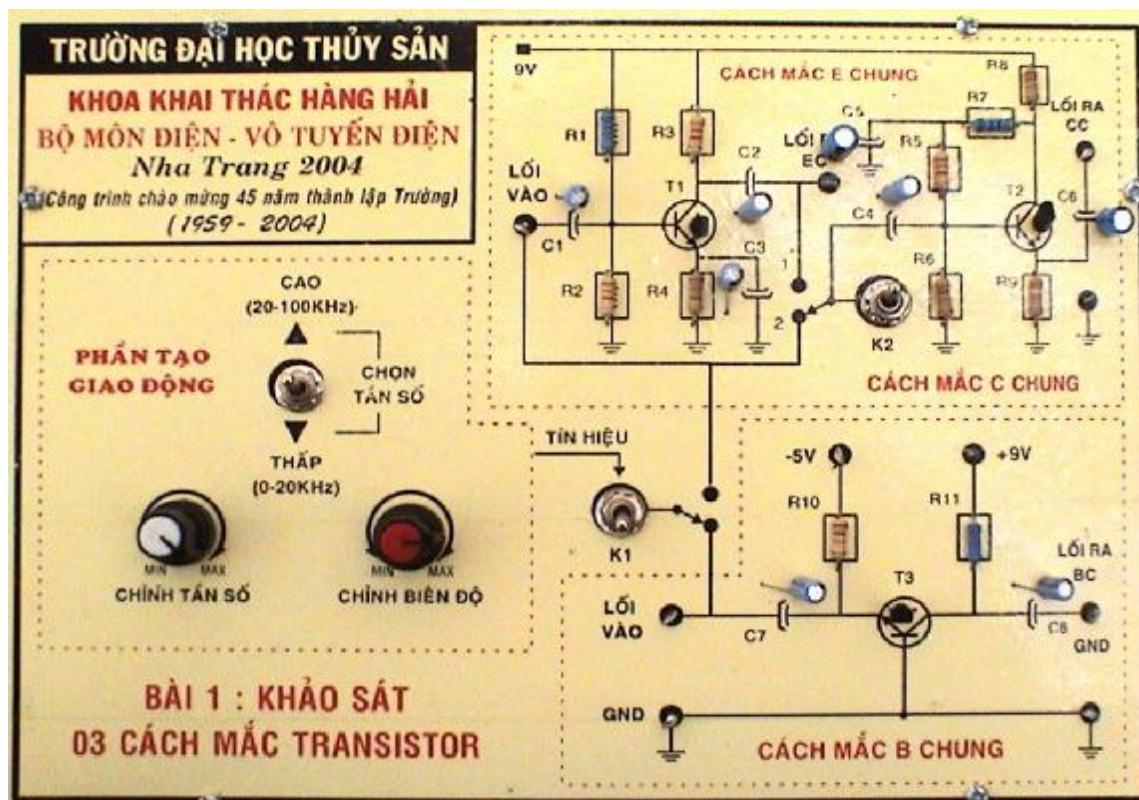
Hình 2.38: Chọn điểm công tác tĩnh

Với sơ đồ nguyên lý như hình 2.37a trên đường tải tĩnh $10kW$ giả thiết chọn điểm công tác tĩnh Q như hình 2.38. Ứng với điểm Q này $I_B = 20mA$; $I_C = 1mA$ và $U_{CE} = 10V$.

Khi I_B tăng từ $20mA$ đến $40mA$, trên hình 2.38 thấy I_C có giá trị bằng $1,95mA$ và $U_{CE} = U_{cc} - I_C R_T = 20V - 1,95mA \cdot 10kW = 0,5V$. Có thể thấy rằng khi $\Delta I_B = + 20mA$ dẫn tới $\Delta U_{CE} = -9,5V$. Khi I_B giảm từ $20mA$ xuống 0 thì I_C giảm xuống chỉ còn $0,05mA$ và $U_{CE} = 20V - (0,05mA \cdot 10kW) = 19,5V$, tức là khi I_B giảm đi một lượng là $\Delta I_B = 20mA$ làm cho U_C tăng lên một lượng $\Delta U_C = + 9,5V$.

Tóm lại, nếu chọn điểm công tác tĩnh Q như trên thì ở đầu ra của mạch có thể nhận được sự biến đổi cực đại điện áp $\Delta U_C = + 9,5V$. Nếu chọn điểm công tác tĩnh khác. Ví dụ Q' tại đó có $I_C = 0,525 mA$; $U_{CE} = 14,75V$. Tính toán tương tự như trên ta có $\Delta I_B = \pm 10mA$ và $\Delta U_C = 14,75V$. Nghĩa là biên độ biến đổi cực đại của điện áp ra đảm bảo không méo dạng lúc này chỉ là $\pm 4,75V$.

Như vậy việc chọn điểm công tác tĩnh trên hoặc dưới điểm Q sẽ dẫn tới biến thiên cực đại của điện áp ra trên tải (đảm bảo, không méo dạng) đều nhỏ hơn 9,5v, hay để có biến độ điện áp ra cực đại, không làm méo dạng tín hiệu, điểm công tác tĩnh phải chọn ở giữa đường tải tĩnh. Cũng cần nói thêm là khi điện áp ra không yêu cầu nghiêm ngặt về độ méo thì điểm công tác tĩnh có thể chọn ở những điểm thích hợp trên đường tải.



Mạch thí nghiệm: Khảo sát ba cách măc tranzisto

c - Ôn định điểm công tác tĩnh khi nhiệt độ thay đổi

Tranzito là một linh kiện rất nhạy cảm với nhiệt độ vì vậy trong những sô tay hướng dẫn sử dụng người ta thường cho dải nhiệt độ làm việc cực đại của tranzito. Ngoài giới hạn nhiệt độ kể trên tranzito sẽ bị hỏng hoặc không làm việc. Ngay cả trong khoảng nhiệt độ cho phép tranzito làm việc bình thường thì sự biến thiên nhiệt độ cũng ảnh hưởng đến tham số của tranzito. Hai đại lượng nhạy cảm với nhiệt độ nhất là điện áp emito-bazơ U_{BE} và dòng ngược I_{CBO} (Xem phần 2.1). Ví dụ đối với tranzito silic, hệ số nhiệt độ của U_{BE} ($\Delta U_{BE}/\Delta T$) là $2,2mV/{}^\circ C$, còn đối với tranzito gecmani là $-1,8mV/{}^\circ C$. Đối với I_{CBO} nói chung khi nhiệt độ tăng lên $10{}^\circ C$ giá trị dòng ngược này tăng lên hai lần.

Khi tranzito làm việc, dòng ngược I_{CBO} chảy qua chuyển tiếp này như đã biết rất nhạy cảm với nhiệt độ, khi nhiệt độ tăng sự phát xạ cặt điện tử, lỗ trống tăng, dòng I_{CBO} tăng, từ quan hệ giữa I_{CBO} và I_C đã nêu ở phần trước:

$$I_C = I_B + (\alpha + 1)I_{CBO}$$

Có thể thấy rằng I_{CBO} tăng làm cho I_C tăng (dù cho giả thiết rằng I_B và α không đổi). Dòng I_C tăng nghĩa là mật độ các hạt dẫn qua chuyển tiếp colectơ tăng lên làm cho sự va chạm giữa các hạt với mạng tinh thể tăng. Nhiệt độ tăng làm cho I_{CBO} tăng chủ kí lại lặp lại như trên làm dòng I_C và nhiệt độ của tranzito tăng mãi. Hiện tượng này gọi là hiệu ứng quá nhiệt. Hiệu ứng quá nhiệt đưa tới : Làm chạy đổi điểm công tác tĩnh và nếu không có biện pháp hạn chế thì sự tăng nhiệt độ có thể làm hỏng tranzito. Sự thay đổi nhiệt độ cũng làm cho U_{BE} thay đổi và do đó làm thay đổi dòng I_C dẫn tới thay đổi điểm công tác tĩnh. Trong những điều kiện thông thường ảnh hưởng của dòng I_{CBO} đến I_C nhiều hơn so với U_{BE} . Bởi vậy khi nói ảnh hưởng của nhiệt độ đến điểm công tác thường chỉ quan tâm đến dòng I_{CBO} . Như vậy sự ổn định nhiệt độ ở đây hàm ý chỉ sự thay đổi dòng I_C khi dòng I_{CBO} thay đổi có thể định nghĩa hệ số ổn định nhiệt của tranzito như sau :

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \quad (2-54)$$

trong đó:

$$I_C = h_{21e} I_B + (1 + h_{21e}) \cdot I_{CBO} \quad (2-55)$$

Tùy định nghĩa này thấy rằng S càng nhỏ thì tính ổn định nhiệt càng cao, trong trường hợp lí tưởng $S = 0$, (trong thực tế không có sự ổn định nhiệt độ tuyệt đối).

Để xác định hệ số ổn định nhiệt S với một sơ đồ tranzito cho trước, giả thiết do nhiệt độ thay đổi, dòng I_{CBO} biến đổi một lượng là ΔI_{CBO} , I_B biến đổi một lượng là ΔI_B và I_C biến đổi một lượng là ΔI_C .

Qua một số biến đổi từ biểu thức (2-55) ta có :

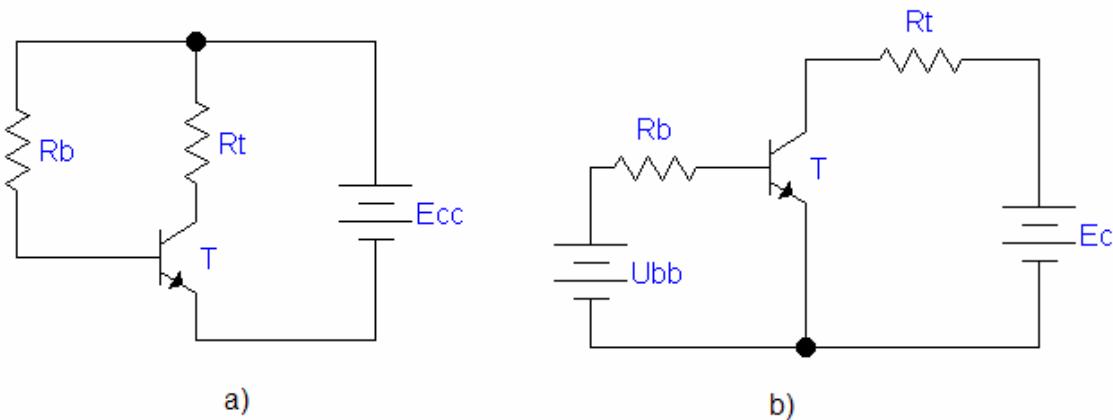
$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \frac{h_{21e} + 1}{1 - h_{21e}(\Delta I_B / \Delta I_C)} \quad (2-56)$$

Khi biết các giá số dòng điện căn cứ vào (2-56) có thể tính được hệ số ổn định nhiệt. Biểu thức (2-56) là biểu thức tổng quát để tính hệ số ổn định nhiệt độ chung cho các loại mắc mạch.

d-Phân cực tranzito bằng dòng cố định

Nếu tranzito được mắc như hình 2.39, dòng I_B từ nguồn một chiều cung cấp cho tranzito sẽ không đổi, bởi vậy người ta gọi điều kiện phân cực này là phân cực bằng dòng không đổi. Có thể có hai cách tạo ra dòng cố định, trường hợp thứ nhất như hình 2.39a dùng một nguồn một chiều E_{cc} . Dòng I_B được cố định bằng E_{cc} và R_B . Từ hình 2.39a tính được:

$$I_B = \frac{E_{cc} - U_{BE}}{R_B} \quad (2-57)$$



Hình 2.39: Mạch phân cực dòng không đổi
a) Mạch một nguồn; Mạch hai nguồn

Trường hợp thứ hai như hình 2.39b. Người ta dùng hai nguồn một chiều. Hai mạch này hoàn toàn tương đương nhau. Nếu $E_{cc} = U_{BB}$ có thể thay bằng 2.39a

Căn cứ vào sơ đồ nguyên lý hình 2.39a, có thể suy ra những biểu thức cho việc tính toán thiết kế mạch phân cực dòng cố định áp dụng định luật Kiếckhôp (Kirchhoff) cho vòng mạch bazơ và chú ý rằng ở đây $U_{BB} = E_{cc}$ có thể viết

$$E_{cc} = I_B \cdot R_B + U_{BE} \quad (2-58)$$

Khi làm việc chuyển tiếp emitơ luôn phân cực thuận cho nên U_{BE} thường rất nhỏ (từ 0,2v đến 0,7V) và trong biểu thức (2-58) có thể bỏ qua, như vậy có thể viết:

$$E_{cc} = I_B \cdot R_B \quad (2-59)$$

$$\text{Và} \quad I_B \approx \frac{E_{cc}}{R_B} \quad (2-60)$$

Trong mạch collectơ có thể viết:

$$E_{cc} = I_C R_t + U_{CE} \quad (2-61)$$

Biểu thức (2-61) thường gọi là phượng trình đường tải, ở đây giá trị E_{cc} và R_t cố định, từ (2-61) có thể thấy rằng I_C tăng thì U_{CE} giảm và ngược lại I_C giảm thì U_{CE} tăng.

Từ các biểu thức trên có thể tính được điều kiện phân cực tĩnh khi biết hệ số khuếch đại dòng tĩnh h_{21e} và giá trị các phần tử của mạch.

Bây giờ xét tới tính ổn định nhiệt của loại sơ đồ phân cực hình 2.39. Như đã biết theo kiểu mắc mạch này thì I_B luôn luôn không đổi cho nên:

$$\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = 0 \quad (2-62)$$

Từ đẳng thức (2-62) tính được hệ số ổn định nhiệt bằng

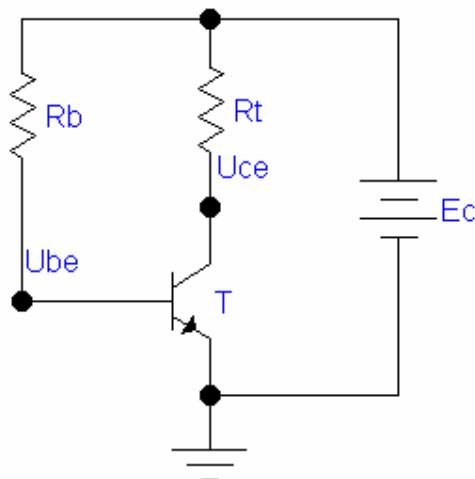
$$S = h_{21e} + 1 \quad (2-63)$$

Từ biểu thức (2-63), rút ra kết luận sau:

Sơ đồ phân cực tranzito bằng dòng cố định có hệ số ổn định nhiệt S phụ thuộc vào hệ số khuếch đại dòng tĩnh h_{21e} , nghĩa là khi dùng loại mạch này muốn thay đổi độ ổn định nhiệt chỉ có một cách là thay đổi tranzito thường lớn cho nên hệ số S của loại mạch này lớn và do đó ổn định nhiệt kém. Trong thực tế cách phân cực cho tranzito như hình 2.39 chỉ dùng khi yêu cầu ổn định nhiệt không cao.

e - Phân cực cho tranzito bằng điện áp phản hồi (phân cực colecto - bazo)

Ở trên đã biết mạch phân cực tranzito bằng dòng ổn định có độ ổn định nhiệt không cao, ngoài ra khi dòng I_c tăng làm điện áp U_{cE} giảm. Có thể lợi dụng hiện tượng này làm cho dòng I_B giảm do đó ổn định được dòng I_c . Thật vậy dòng I_c phụ thuộc vào hai yếu tố I_{CBO} và I_B do ảnh hưởng của nhiệt độ dòng I_{CBO} tăng lên khiến I_c cũng tăng lên. Nhưng nếu lợi dụng sự tăng của dòng I_c này làm giảm dòng I_B khiến dòng I_c giảm bớt thì kết quả là dòng I_c trở lại giá trị ban đầu.



Hình 2.40: Phân cực bằng điện áp phản hồi điện áp colecto-bazo

Việc mắc tranzito như hình 2.40 sẽ thỏa mãn điều kiện trên. Cách phân cực tranzito như vậy gọi là phân cực bằng colecto. Như thấy trên sơ đồ, điện trở R_B được nối trực tiếp giữa cực colecto và cực bazo. Sự khác nhau cơ bản giữa mạch phân cực bằng điện áp phản hồi và ứng dòng phân cực cố định là: trong mạch phân cực bằng điện áp phản hồi bao hàm cơ chế dòng I_B cảm biến theo điện áp (hoặc dòng điện) ở mạch ra, còn trong mạch phân cực dòng cố định thì không có điều này. Điểm công tác tĩnh được xác định như sau:

Từ hình 2.40, quan hệ điện áp trong mạch ra có dạng.

$$E_{cc} = (I_c + I_B) R_t + U_{cE} \quad (2-64)$$

còn quan hệ điện áp trong mạch bazo có thể viết ở dạng:

$$E_{cc} = (I_c + I_B)R_t + I_B \cdot R_B + U_{BE} \quad (2-65)$$

Nếu coi U_{BE} nhỏ, có thể bỏ qua thì

$$E_{cc} = (I_c + I_B)R_t + U_{BE} \quad (2-65)$$

Từ 2-64 và 2-66 có thể suy ra:

$$U_{cE} \approx I_B R_B \quad (2-67)$$

Thay $I_c = h_{21e} \cdot I_B$ vào biểu thức (2-66) ta tìm được

$$E_{cc} = (h_{21e} + 1)I_B \cdot R_t + I_B R_B \quad (2-68)$$

rút ra:

$$I_{BQ} = \frac{E_{cc}}{(h_{21e} + 1)R_t + R_B} \quad (2-69)$$

Sau đó tính dòng collecto ứng với điểm công tác tĩnh Q

$$I_{cQ} = h_{21e} \cdot I_{BQ} \quad (2-70)$$

Và điện áp giữa collecto và emitto ứng với điểm công tác tĩnh Q căn cứ vào (2-67) tính được:

$$U_{cEQ} = I_{BQ} \cdot R_B \quad (2-71)$$

Nếu biết h_{21e} của tranzito có thể áp dụng biểu thức (2-70) và (2-71) tính được điều kiện phân cực tĩnh tranzito.

Bây giờ hãy xác định đặc tính ổn định nhiệt độ của mạch phân cực dùng áp phản hồi.

Từ biểu thức (2-66), tìm được

$$I_B = \frac{E_{cc}}{R_B + R_C} - I_c \frac{R_t}{R_B + R_t} \quad (2-72)$$

Lấy vi phân biểu thức (2-72) theo I_c được:

$$\frac{dI_B}{dI_c} = -\frac{R_t}{R_B + R_t} \quad (2-73)$$

Thay biểu thức (2-73) vào (2-56), được;

$$S = \frac{h_{21e} + 1}{1 + [h_{21e} R_t (R_B + R_t)]} \quad (2-74)$$

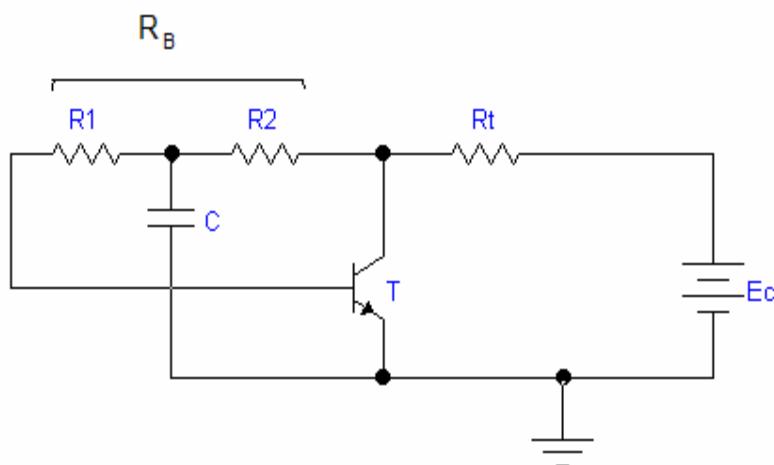
Có thể biến đổi (2-74) về dạng thuận lợi cho việc tính toán hơn.

$$S = \frac{(h_{21e} + 1)(R_B + R_t)}{(h_{21e} + 1)R_t + R_B} \quad (2-75)$$

Từ biểu thức (2-75) có nhận xét rằng hệ số ổn định S trong mạch phân cực bằng điện áp phản hồi không cố định mà phụ thuộc vào giá trị các điện trở R_B và R_t . Trong trường hợp $R_B \ll R_t$ thì S gần tới một đơn vị, điều này nói lên rằng dù có mạnh R_b thì hệ số ổn định nhiệt S không giảm xuống nhỏ hơn 1.

Điện áp phản hồi âm qua điện trở R_B trong mạch phân cực làm tăng tốc độ ổn định nhiệt đồng thời lại làm giảm hệ số khuếch đại tín hiệu xoay chiều (xem mục 2.3). Như trên đã nói để tăng tính ổn định nhiệt độ, phải làm giảm điện trở R_b nhưng khi đó hệ số khuếch đại của mạch cũng giảm đi, ở đây có mâu thuẫn giữa độ ổn định nhiệt của mạch và hệ số khuếch đại.

Có một cách cho phép đạt được độ ổn định nhiệt cao mà không phải trả giá về hệ số khuếch đại đó là cách mắc mạch như ở hình 24.1. Điện trở R_b trong trường hợp này được chia làm hai thành phần R_1 và R_2 , điểm nối 2 điện trở này được nối đất qua tụ C. Đối với điện áp và dòng một chiều thì tụ C coi như hở mạch do đó không ảnh hưởng gì đến chế độ 1 chiều. Ngược lại với tín hiệu xoay chiều thì tụ C coi như ngắn mạch xuống đất không cho phản hồi ngược lại đầu vào.



Hình 2.41: Phương pháp loại trừ phản hồi tín hiệu xoay chiều

Qua phân tích trên thấy rằng mạch phân cực điện áp phản hồi có độ ổn định tốt hơn mạch phân cực dòng cố định, tuy nhiên hai phân cực này không thể tăng độ ổn định nhiệt độ cao vì điểm công tác tĩnh và độ ổn định nhiệt độ của mạch phụ thuộc lẫn nhau, đó chính là một nhược điểm lớn là khó khăn cho vấn đề thiết kế mạch loại mạch này.

g. Phân cực tranzito bằng dòng emitor (tự phân cực)

Mạch phân cực tranzito bằng dòng emitor có dạng như hình 2.42. Điện R₁, R₂ tạo thành một bộ phân áp cố định tạo U_B đặt vào Bazơ tranzito từ điện áp nguồn E_{cc}. Điện trở R_E mắc nối tiếp với cực emitor của tranzito có điện áp rơi trên nó là U_E = I_ER_E

Vậy:

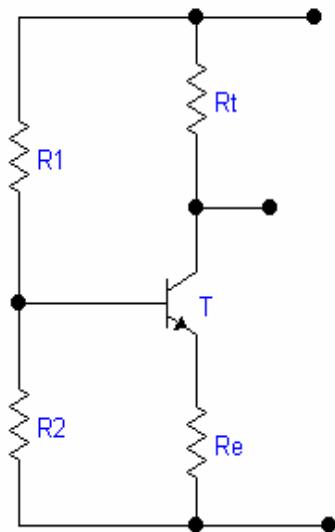
$$I_E = (U_B - U_{BE})/R_E \quad (2-76)$$

$$\text{Nếu thỏa mãn điều kiện } U_B \geq U_{BE} \text{ thì } I_E \approx U_{BE}/R_E \quad (2-77)$$

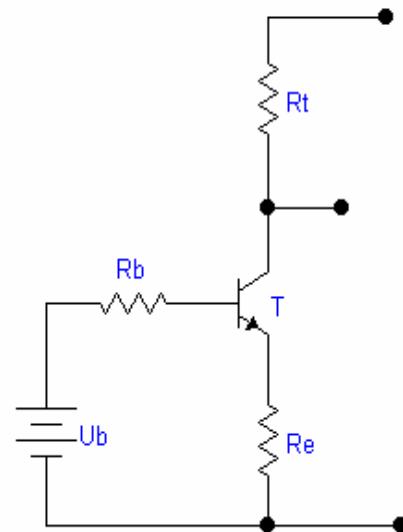
và rất ổn định. Để tiện cho việc phân tích tiếp theo có thể vẽ sơ đồ tương đương của hình 2.42 như hình 2.43 bằng cách áp dụng định lý tevenin trong đó :

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2-78)$$

$$U_B = \frac{R_1 \cdot E_{cc}}{R_1 + R_2} \quad (2-79)$$



Hình 2.42: Phân cực bằng dòng I_E



Hình 2.43: Sơ đồ tương đương tinh

Vấn đề ở đây là phải chọn R₁ và R₂ thế nào để đảm bảo cho U_B ổn định. Từ hình 2.42 thấy rõ phải chọn R₁ và R₂ sao cho R_B không lớn hơn nhiều so với R_E, nếu không sự phân cực của mạch lại tương tự như trường hợp phân cực dòng cố định. Để có U_B ổn định cần chọn R₁ và R₂ càng nhỏ càng tốt, nhưng để đảm bảo cho điện trở vào của mạch đủ lớn thì R₁ và R₂ càng lớn càng tốt. Để dung hòa hai yêu cầu mâu thuẫn này trong thực tế thường chọn R_B = R_E.

Căn cứ vào sơ đồ tương đương (h.2.43) để phân tích mạch phân cực dòng emito. Tổng điện áp rơi trong mạch bazơ bằng:

$$U_B = I_B R_B + U_{BE} + (I_C + I_B) R_E \quad (2-80)$$

Trong đó đã thay $I_E = I_C + I_B$ nếu như biết h_{21e} có thể biến đổi (2-80) thành

$$U_B = I_B [R_B + (h_{21e} + 1) R_E] + U_{BE} + I_{CO}(h_{21e} + 1) \cdot R_E \quad (2-81)$$

Trước khi phân tích hãy chú ý là điện áp U_{BE} trong trường hợp phân cực này không thể bỏ qua như những trường hợp khác. Trong quá trình làm việc chuyển tiếp emito luôn phân cực thuận cho nên tổng điện áp một chiều ở đầu vào của mạch này là U_B . Trong hầu hết các trường hợp U_B nhỏ hơn E_{cc} nhiều lần. Trước đây có thể bỏ qua U_{BE} vì nó quá nhỏ so với E_{cc} , nhưng trong trường hợp này U_{BE} độ lớn vào cỡ U_B cho nên không thể bỏ qua được. Số hạng cuối cùng trong (2-81) chứa I_{CO} thường được bỏ qua vì trong thực tế dòng ngược rất nhỏ (với tranzito silic dòng này chỉ có vài nano ampe).

Cũng từ sơ đồ tương đương hình 2.43 có điện áp giữa emito và đất bằng $I_E \cdot R_E$. Dòng emito $I_E = I_C + I_B = (h_{21e} + 1)I_B$ (bỏ qua được dòng ngược I_{CO}). Như vậy điện áp giữa emito và đất có thể viết $U_E = (h_{21e} + 1)I_B \cdot R_E$. Đại lượng $(h_{21e} + 1)$ là đại lượng không thứ nguyên nên có thể liên hệ với I_B tạo thành dòng $(h_{21e} + 1)$ hoặc liên hợp với R_E tạo thành điện trở $(h_{21e} + 1)R_E$. Nếu quan niệm như vậy thì có thể nói rằng điện áp giữa emito và đất là điện áp do dòng $(h_{21e} + 1)I_B$ rơi trên điện trở R_E hay do dòng I_B rơi trên điện trở $(h_{21e} + 1)R_E$.

Nếu thành phần điện áp gây ra bởi I_{CO} trong biểu thức (2-81) có thể bỏ qua thì biểu thức này có thể minh họa bằng sơ đồ tương đương hình 2.44. Ở đây điện trở R_E trong nhánh emito biến thành điện trở $(h_{21e} + 1)R_E$ trong mạch bazơ. Một cách tổng quát, bất kỳ một điện kháng nào trong mạch emito đều có thể biến đổi sang mạch bazơ bằng cách nhân nó với $(h_{21e} + 1)$.

Từ hình 2.44 và biểu thức (2-81) có thể tìm thấy dòng bazơ tại điểm phân cực.

$$I_{BQ} = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B + (h_{21e} + 1)R_E} \quad (2-82)$$

Từ đó tính ra được

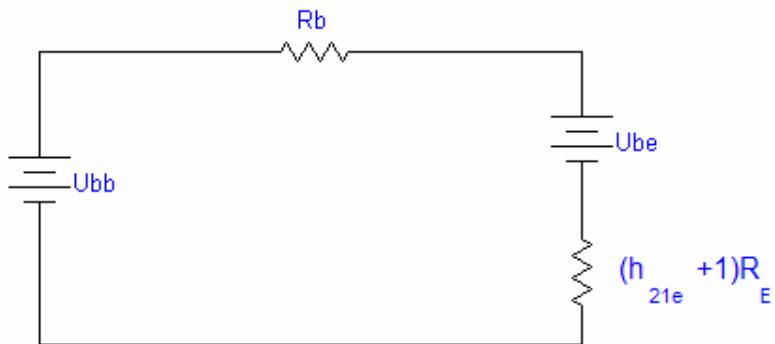
$$I_{CQ} = h_{21e} \cdot I_{BQ} \quad (2-83)$$

Từ sơ đồ tương đương hình 2.44 trong mạch collecto có thể viết :

$$E_{cc} = I_C \cdot R_t + U_E + I_E R_E \quad (2-86)$$

Biết rằng I_C thường lớn hơn I_B rất nhiều lần cho nên ở đây có thể bỏ qua thành phần điện áp do I_B gây ra trên R_E . Như vậy (2-86) được viết thành :

$$E_{cc} = (R_t + R_E) \cdot I_C + U_{CE} \quad (2-87)$$



Hình 2.44: Sơ đồ tương đương mạch Bc

Biểu thức (2-87) chính là biểu thức đường tải tĩnh của mạch phân cực bằng dòng emitơ. Nếu dòng E_{cQ} và U_{cEQ} là dòng điện và điện áp ứng với điểm công tác tĩnh thì có thể viết (2-87) thành dạng :

$$U_{ECQ} = E_{cc} - (R_t + R_E) \cdot I_{cQ} \quad (2-88)$$

Căn cứ vào biểu thức (2-88) có thể tính được điều kiện phân cực tĩnh của tranzito khi biết hệ số khuếch đại h_{21e} và loại tranzito.

Sau đây xét độ ổn định nhiệt của mạch phân cực bằng dòng emitơ, có thể viết lại (2-80) ở dạng :

$$I_C = \frac{U_B - U_{BE} - I_B(R_B + R_E)}{R_E}$$

Do đó

$$I_B = \frac{U_B - U_{BE}}{R_B + R_E} \quad I_C = \frac{R_B}{R_B + R_E} \quad (2-89)$$

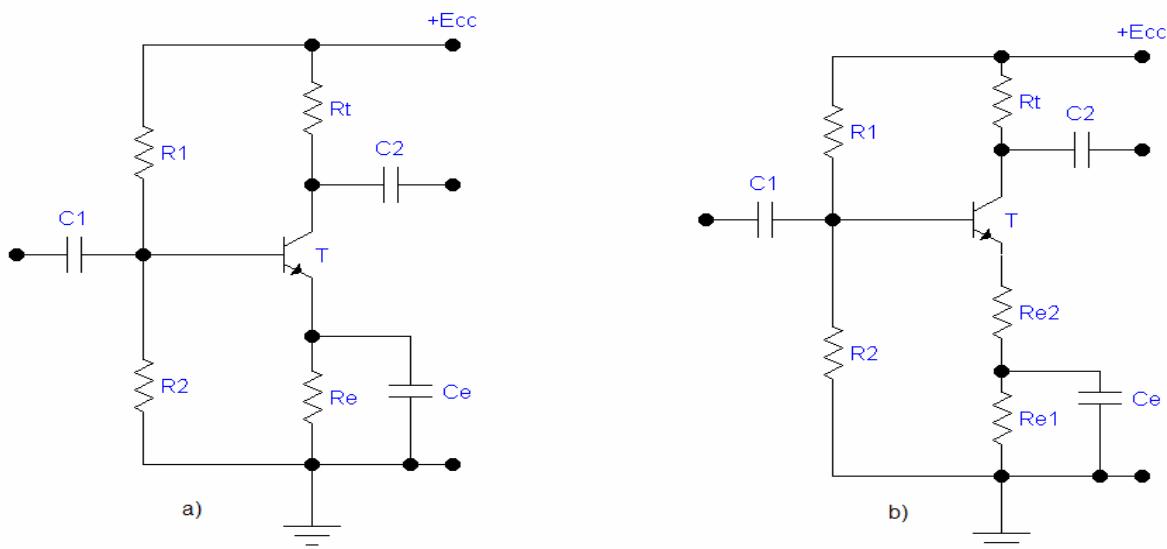
Lấy đạo hàm riêng biểu thức này theo I_c và một lần nữa chú ý rằng U_{BE} không đổi sẽ được :

$$\frac{I_B}{I_E} = \frac{R_E}{R_B + R_E} = \frac{1}{k_2} \quad (2-90)$$

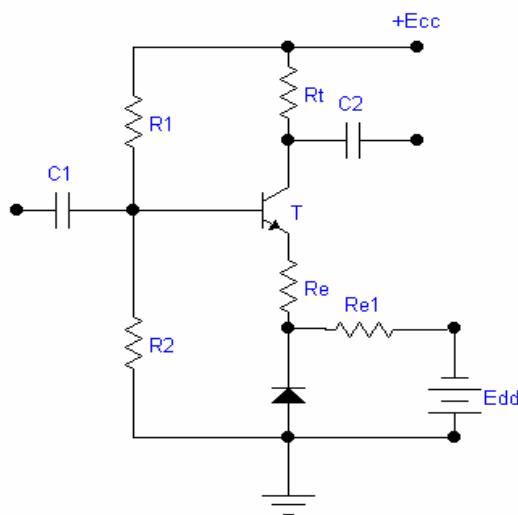
Theo định nghĩa của hệ số ổn định nhiệt thì trong trường hợp này:

$$S = \frac{h_{21e} + 1}{1 + (h_{21e}/k_2)} \quad (2-91)$$

Từ (2-91) thấy rằng hệ số ổn định nhiệt tiến tới cực tiểu (độ ổn định cao nhất) khi k_2 có giá trị nhỏ nhất. Điều này có nghĩa là để cho mạch ổn định, phải thiết kế sao cho R_E có giá trị càng lớn càng tốt, và giá trị R_B càng nhỏ càng tốt. Hệ số k_2 không bao giờ nhỏ hơn 1, giá trị này chỉ dẫn tới 1 (ứng với trường hợp R_E rất lớn và R_B rất nhỏ) từ đó suy ra rằng hệ số ổn định S chỉ có thể giảm nhỏ tới giới hạn là 1. Một nhận xét quan trọng nữa là hệ số ổn định S không phụ thuộc vào R_t nghĩa là không phụ thuộc vào điểm công tác.



Hình 2.45: Dùng tụ ngăn hồi tiếp âm trên R_E
 a) Ngăn mạch hoàn toàn
 b) Ngăn mạch một phần



Hình 2.46: Dùng điốt bù nhiệt

Ở trên đã nói ván đề nâng cao độ ổn định nhiệt của loại mạch này bằng cách tăng R_E và giảm R_B . Bản chất của sự ổn định nhiệt trong loại mạch này chính là dòng phản hồi âm qua điện trở R_E . Tăng R_E có nghĩa là tăng phản hồi âm do đó làm giảm tín hiệu khuếch đại xoay chiều của mạch. Để khắc phục mâu thuẫn này trong thực tế có thể dùng hai mạch như hình 2.45a,b. Dùng kiểu mạch này có thể loại trừ hoặc nhỏ tác dụng phản hồi âm đối với tín hiệu xoay chiều (xem phần 2.3), do đó không làm giảm hệ số khuếch đại tín hiệu xoay chiều của mạch. Giá trị C_E phân mạch ở đây phải chọn đủ lớn sao cho đối với tín hiệu xoay chiều thì trở kháng của nó gần như bằng 0. ngược lại với dòng một chiều thì coi như hở mạch.

Thực tế thường gặp trường hợp phải thiết kế mạch phân cực khi biết các điều kiện phân cực cũng như hệ số khuếch đại của tranzito.

Ở những phần trên chỉ xét ảnh hưởng của nhiệt độ đến dòng I_{CO} . Sau đây sẽ trình bày ảnh hưởng của nhiệt độ đến dòng U_{BE} và hệ số khuếch đại h_{21e} . Đối với cả hai loại tranzito, làm từ silic và gecmani, khi nhiệt độ tăng U_{BE} giảm, còn h_{21e} lại tăng. Ảnh hưởng của nhiệt độ đến các tham số của tranzito silic công tác trong khoảng -61°C đến +175°C còn tranzito thì từ -63°C đến +75°C. Sự khác nhau nữa là trị số I_{CO} và U_{BE} của tranzito silic và tranzito gecmani biến thiên ngược nhau khi nhiệt độ thay đổi. Bảng (2-4) liệt kê những giá trị điển hình của I_{CO} , U_{BE} và h_{21e} của tranzito silic và gecmani ở những nhiệt độ khác nhau.

Bảng 2 – 4 Giá trị điển hình của một tham số chịu ảnh hưởng của nhiệt độ

Vật liệu làm tranzito	$I_{CO}(A)$	$U_{BE}(V)$	h_{21e}	$t, ^\circ C$
Si	10^{-6}	0.8	20	-6.5
Ge	10^{-3}	0.4	15	-6.5
Si	10^{-2}	0.6	50	+25
Ge	1	0.2	50	+25
Si	30	0.25	100	+175
Ge	30	0.51	95	+75

Từ bảng 2- 4 có nhận xét: Ở nhiệt độ phòng đối với tranzito silic I_{CO} chỉ cỡ nano ampe, cho nên nếu có thay đổi thì cũng không ảnh hưởng đáng kể đến I_c và ảnh hưởng của nhiệt độ đến điểm công tác tĩnh của tranzito chủ yếu thông qua U_{BE} . Để khắc phục ảnh hưởng này trên thực tế thường mắc nối tiếp emitor một diốt silic phân cực thuận có chiều ngược với chuyển tiếp emitor như hình 2.46. Bằng cách mắc như vậy có thể thấy rằng sự thay đổi điện áp thuận trên 2 cực diốt có thể bù trừ sự biến đổi U_{BE} của tranzito do nhiệt độ gây ra. Diốt bù nhiệt ở sơ đồ này luôn được phân cực thuận bởi nguồn E_{DD} cho nên điện trở thuận của nó rất nhỏ. Sơ đồ này hoàn toàn tương đương với sơ đồ phân cực bằng dòng emitor đã xét ở phần trên. Đối với tranzito gecmani thì ngược lại, tại nhiệt độ phòng I_{CO} khá lớn cho nên khi nhiệt độ thay đổi ảnh hưởng của dòng I_{CO} đến tham số của tranzito chiếm ưu thế. Để ổn định nhiệt

độ cho sơ đồ, người thiết kế phải chú ý chủ yếu đến việc giảm hệ số ổn định nhiệt độ S.

Qua bảng (2-4) trên đây có thể thấy rằng hệ số khuếch đại dòng h_{21e} phụ thuộc vào rất nhiều vào nhiệt độ. Hơn nữa ngay ở cùng một nhiệt độ, tranzito có cùng loại ký hiệu (được chế tạo như nhau) nhưng hệ số h_{21e} của từng chiếc có thể hơn kém nhau vài ba lần. Như đã biết hệ số h_{21e} ảnh hưởng nhiều đến điểm công tác tĩnh của tranzito. Bởi vậy để ổn định điểm công tác tĩnh, người thiết kế phải chú ý đến sự thay đổi hệ số h_{21e} có thể có của loại tranzito dùng trong mạch điện. Để định lượng sự phụ thuộc của I_c vào h_{21e} , giả thiết rằng các giá trị của U_{cc} và R_t đã biết hệ số khuếch đại dòng của tranzito biến thiên từ h_{21e1} đến h_{21e2} bở qua I_{co} (gọi I_{c1} là dòng ứng với trường hợp hệ số khuếch đại h_{21e1} và I_{c2} ứng với h_{21e2}) tính được :

$$I_{c1} = h_{21e1} \frac{U_B - U_{BE}}{R_B + (h_{21e1} + 1)R_E} \quad (2-92)$$

$$I_{c2} = h_{21e2} \frac{U_B - U_{BE}}{R_B + (h_{21e2} + 1)R_E} \quad (2-93)$$

Lấy hiệu số của (2-92) và (2-93), được:

$$I_C = \frac{(U_B - U_{BE})(h_{21e2} - h_{21e1})(R_B + R_E)}{[R_B + (h_{21e1} + 1)R_E][R_B + (h_{21e2} + 1)R_E]} \quad (2-94)$$

Đem chia biểu thức (2-94) cho (2-92) sẽ được biểu thức cho sự biến thiên tương đối của dòng I_c .

$$\frac{I_C}{I_{c1}} = \frac{h_{21e2} - h_{21e1}}{h_{21e1}(1 + \frac{h_{21e1}R_E}{R_B + R_E})} \quad (2-95)$$

Nhận xét biểu thức (2-95) thấy nó có chứa số hạng gần giống như biểu thức định nghĩa về sự ổn định S ; có thể biến đổi về phái của (2-95) thành:

$$\frac{I_C}{I_{c1}} = \frac{h_{21e2} - h_{21e1}}{h_{21e1}(h_{21e2} + 1)} \cdot \frac{h_{21e2} + 1}{(1 + h_{21e2})K} \quad (2-96)$$

Nếu gọi S_2 là độ ổn định nhiệt độ khi $h_{21e} = h_{21e1}$, thì (2-95) có thể viết thành :

$$\frac{I_C}{I_{c1}} = \frac{\Delta h_{21e} \cdot S_2}{h_{21e1}(h_{21e1} + 1)} \quad (2-97)$$

Trong đó $\Delta h_{21e} = (h_{21e2} - h_{21e1})$ thường gọi là độ sai lệch của h_{21e} .

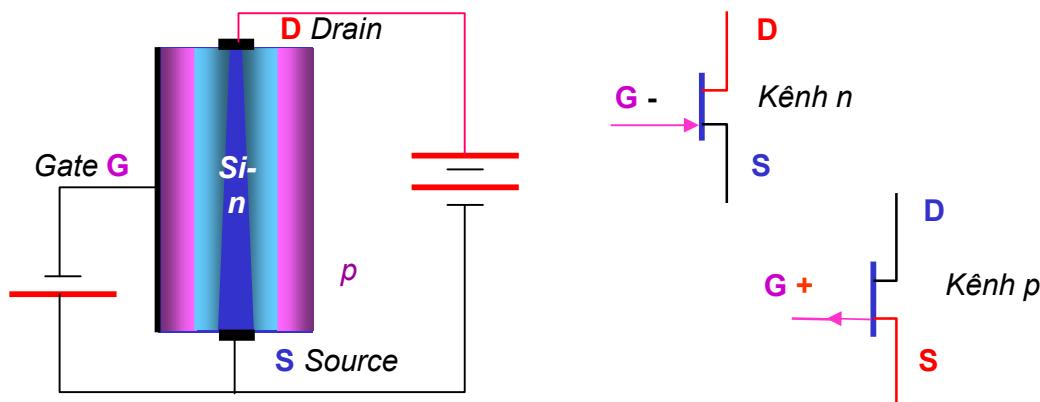
Biểu thức (2-97) cho thấy sự biến đổi dòng colectơ phụ thuộc trực tiếp vào độ sai lệch hệ số khuếch đại h_{21e} kể trên. Ngoài ra biểu thức này còn cho phép người thiết kế tính được giá trị của điện trở cần thiết giữ cho dòng I_c biến đổi trong một phạm vi nhất định khi h_{21e} thay đổi.

2.2.4. Tranzito trường (FET)

Khác với tranzito lưỡng cực đã xét ở phần trên mà đặc điểm chủ yếu là dòng điện trong chúng do cả hai loại hạt dẫn (điện tử và lỗ trống tự do) tạo nên, qua một hệ thống gồm hai mặt ghép p-n rất gần nhau điều khiển thích hợp, tranzito trường (còn gọi là tranzito đơn cực FET) hoạt động dựa trên nguyên lý ứng trường, điều khiển độ dẫn điện của đơn tinh thể bán dẫn nhờ tác dụng của 1 điện trường ngoài. Dòng điện trong FET chỉ do một loại hạt dẫn tạo ra. Công nghệ bán dẫn, vì điện tử càng tiến bộ, FET càng tỏ rõ nhiều ưu điểm quang trọng trên hai mặt xử lý gia công tín hiệu với độ tin cậy cao và mức tiêu hao năng lượng cực bé. Phần này sẽ trình bày tóm tắt những đặc điểm quang trọng nhất của FET về cấu tạo, nguyên lý hoạt động và các tham số đặc trưng đối với hai nhóm chủng loại: FET có cực cửa là tiếp giáp p-n (JFET) và FET có cực cửa cách ly (MOSFET hay IGFET).

a- Tranzito trường có cực cửa tiếp giáp (JFET)

- Cấu tạo và ký hiệu quy ước:



Hình 2.47: Cấu tạo JFET và ký hiệu quy ước

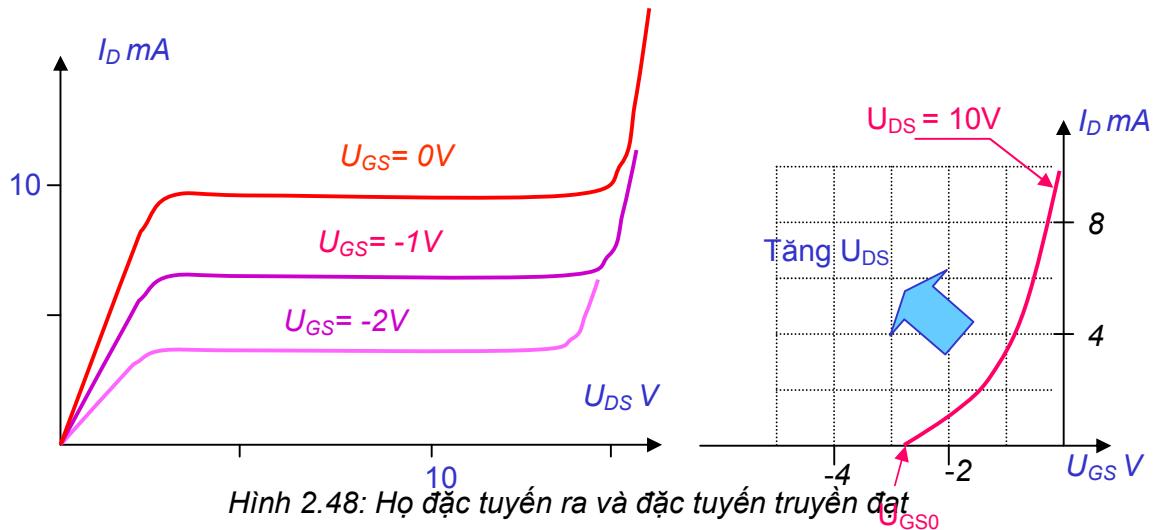
Hình 2.47a đưa ra một cấu trúc JFET kiểu kênh n : trên đế tinh thể bán dẫn Si-n người ta tạo xung quanh nó 1 lớp bán dẫn p (có tạp chất nồng độ cao hơn so với đế) và đưa ra 3 điện cực là cực nguồn S (Source), cực máng D (Drain) và cực cửa G (Gate). Như vậy hình thành một kênh dẫn điện loại n nối giữa hai cực D và S, cách ly với cực cửa G (dùng làm điện cực điều khiển) bởi 1 lớp tiếp xúc p-n bao quanh kênh dẫn. Hoàn toàn tương tự, nếu xuất phát từ đế bán dẫn loại p, ta có loại JFET kênh p với các ký hiệu quy ước phân biệt cho trên hình 2.47b.

Nguyên lý hoạt động: Để phân cực JFET, người ta dùng hai nguồn điện áp ngoài là $U_{DS} > 0$ và $U_{GS} < 0$ như hình vẽ (với kênh P, các chiều điện áp phân cực sẽ ngược lại, sao cho tiếp giáp p-n bao quanh kênh dẫn luôn được phân cực ngược). Do tác dụng của các điện trường này, trên kênh dẫn xuất hiện 1 dòng điện (là dòng điện tử với kênh n) hướng từ cực D tới cực S gọi là dòng điện cực máng I_D . Dòng I_D có độ lớn tuỳ thuộc vào các giá trị U_{DS} và U_{GS} vì độ dẫn điện của kênh phụ thuộc mạnh cả hai điện trường này. Nếu xét riêng sự phụ thuộc của I_D vào từng điện áp khi giữ cho

điện áp còn lại không đổi (coi là một tham số) ta nhận được hai hệ hàm quan trọng nhất của JFET là :

$$I_D = f_1(U_{DS}) \mid U_{GS} = \text{const}$$

$$I_D = f_2(U_{GS}) \mid U_{DS} = \text{const}$$



Biểu diễn f_1 ứng với vài giá trị không đổi của U_{GS} ta thu được họ đặc tuyến ra của JFET.

Đường biểu diễn f_2 ứng với một giá trị không đổi của U_{DS} cho ta họ đặc tuyến truyền đạt của JFET. Dạng diễn hình của các họ đặc tuyến này được cho trên hình 2.48 a và b.

Đặc tuyến ra của JFET chia làm 3 vùng rõ rệt:

- Vùng gần gốc, khi U_{DS} nhỏ, I_D tăng mạnh tuyến tính theo U_{DS} và ít phụ thuộc vào U_{GS} . Đây là vùng làm việc ở đó JFET giống như một điện trở thuần cho tới lúc đường cong bị uốn mạnh (điểm A trên hình 2.48 a ứng với đường $U_{GS} = 0V$).

- Vùng ngoài điểm A được gọi là vùng thắt (vùng bão hoà) khi U_{DS} đủ lớn, I_D phụ thuộc rất yếu vào U_{DS} mà phụ thuộc mạnh vào U_{GS} . Đây là vùng ở đó JFET làm việc như một phần tử khuếch đại, dòng I_D được điều khiển bằng điện áp U_{GS} . Quan hệ này đúng cho tới điểm B.

- Vùng ngoài điểm B gọi là vùng đánh thủng, khi U_{DS} có giá trị khá lớn, I_D tăng đột biến do tiếp giáp p-n bị đánh thủng thác lũ xảy ra tại khu vực gần cực D do điện áp ngược đặt lên tiếp giáp p-n tại vùng này là lớn nhất.

Qua đồ thị đặc tuyến ra, ta rút ra mấy nhận xét sau:

- Khi đặt trị số U_{GS} âm dần, điểm uốn A xác định ranh giới hai vùng tuyến tính và bão hoà dịch gần về phía gốc toạ độ. Hoành độ điểm A (ứng với 1 trị số nhất định của

U_{GS}) cho xác định 1 giá trị điện áp gọi là điện áp bảo hoà cực máng U_{DS0} (còn gọi là điện áp thắt kênh). Khi $|U_{GS}|$ tăng, U_{DS0} giảm.

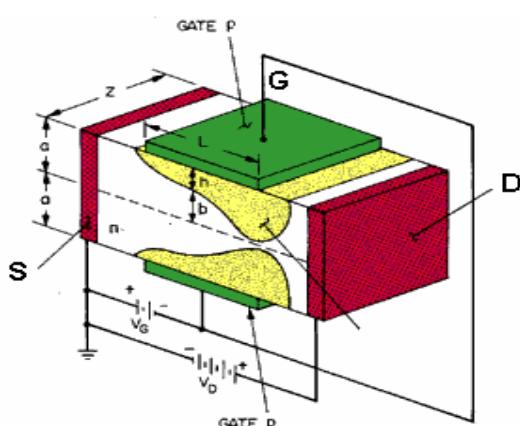
- Tương tự với điểm B : ứng với các giá trị U_{GS} âm hơn, việc đánh thủng tiếp giáp p-n xảy ra sớm hơn, với những giá trị U_{DS} nhỏ hơn.

Đặc tuyến truyền đạt của JFET (h.2.48b) giống hệt các đặc tuyến anot-lưới của đèn 5 cực chân không, xuất phát từ 1 giá trị U_{GS0} , tại đó $I_D = 0$, gọi là điện áp khoá (còn ký hiệu là U_P). Độ lớn U_{GS0} bằng U_{DS0} ứng với đường $U_{GS} = 0$ trên họ đặc tuyến ra. Khi tăng U_{GS} , I_D tăng hầu như tỉ lệ do độ dẫn điện của kênh tăng theo mức độ giảm phân cực ngược của tiếp giáp p-n. Lúc $U_{GS} = 0$, $I_D = I_{D0}$. Giá trị I_{D0} là dòng tĩnh cực máng khi không có điện áp cực cửa. Khi có $U_{GS} < 0$, $I_D < I_{D0}$ và được xác định bởi

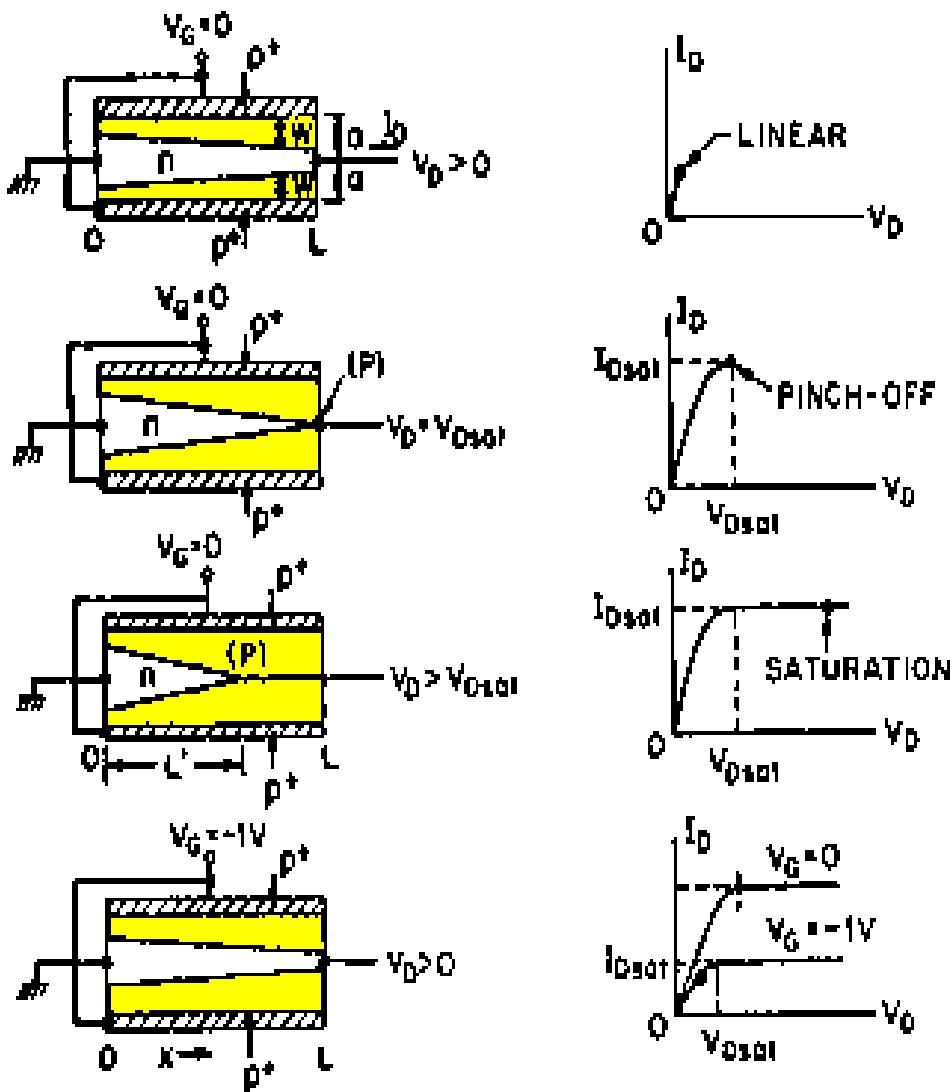
$$I_D = I_{D0} \left(1 - U_{GS} / U_{GS0}\right) \quad (2-98a)$$

Có thể giải thích tóm tắt các đặc tuyến của JFET bằng giản đồ cấu tạo hình 2.49 trong 3 trường hợp khác nhau ứng với các giá trị của U_{GS} và U_{DS} .

Khi U_{GS} có giá trị âm tăng dần và $U_{DS} = 0$, bề rộng vùng nghèo của chuyển tiếp p-n rộng dần ra, chủ yếu về phía kênh dẫn n vì tạp chất pha yếu hơn nhiều so với vùng p, làm kênh dẫn bị thắt lại đều dọc theo phương DS (h.2.49a). Ngược lại khi cho $U_{GS} = 0$ và tăng dần giá trị của điện áp máng nguồn U_{DS} , kênh bị co lại không đều và có hình phễu, phía cực D thắt mạnh hơn do phân bố trường dọc theo kênh từ D tới S, cho tới lúc $U_{DS} = U_{DS0}$ kênh bị thắt lại tại điểm A. Sau đó, tăng U_{DS} làm điểm thắt A dịch dần về phía cực S (h.2.49b). Quá trình trên sẽ xảy ra sớm hơn khi có thêm $U_{GS} < 0$ như hình 2.49c làm giá trị điện áp thắt kênh giảm nhỏ. Rõ ràng độ dẫn điện của kênh dẫn phụ thuộc cả hai điện áp U_{GS} và U_{DS} , còn sau khi có hiện tượng thắt kênh, dòng cực máng do các hạt dẫn (điện tử) phun từ kênh qua tiếp giáp p-n tới cực máng phụ thuộc yếu vào U_{DS} và phụ thuộc chủ yếu vào tác dụng điều khiển của U_{GS} tới chuyển tiếp p-n phản cực ngược, qua đó tới dòng điện cực máng I_D .



Hình 2.49a: Giải thích vật lý đặc tuyến của JFET trên cấu trúc 3D



Hình 2.49b: Giải thích vật lý đặc tuyến của JFET trên cấu trúc 2D

- Các tham số chủ yếu của JFET gồm hai nhóm:

Tham số giới hạn gồm có:

- Dòng cực máng cực đại cho phép I_{Dmax} là dòng điện ứng với điểm B trên đặc tuyến ra (đường ứng với giá trị $U_{GS} = 0$) ; Giá trị I_{Dmax} khoảng £ 50mA;
- Điện áp máng - nguồn cực đại cho phép và điện áp của nguồn U_{GSmax}

$$U_{GSmax} = U_B / (1,2, 1,5) \text{ (cõi vài chục Vô)}$$

ở đây U_B là điện áp máng nguồn ứng với điểm B.

- Điện áp khóa U_{GS0} (hay U_p) (bằng giá trị U_{DS0} ứng với đường $U_{GS} = 0$)

Tham số làm việc gồm có:

- Điện trở trong hay điện trở vi phân đầu ra $r_i = \partial U_{DS}/\partial I_D |U_{GS} = \text{const}$ (cỡ 0,5 MW) r_i thể hiện độ dốc của đặc tuyến ra trong vùng bão hòa.
- Hỗn dẫn của đặc tuyến truyền đạt:

$$S = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} |U_{DS} = \text{const}$$

cho biết tác dụng điều khiển của điện áp cực cửa tới dòng cực máng, giá trị điển hình với JFET hiện nay là $S = (7 - 10)\text{mA/V}$.

Cần chú ý giá trị hỗn dẫn S đạt cực đại $S = S_0$ lúc giá trị điện áp U_{GS} lân cận điểm 0 (xem dạng đặc tuyến truyền đạt của JFET hình 2.48b) và được tính bởi $S_0 = 2I_{D0}/U_{GSO}$.

- Điện trở vi phân đầu vào:

$$r_{vào} = \frac{\partial U_{GS}}{\partial I_G}$$

$r_{vào}$ do tiếp giáp p-n quyết định, có giá trị khoảng 10^9W .

- Ở tần số làm việc cao, người ta còn quan tâm tới điện dung giữa các cực C_{DS} và C_{GD} (cỡ pf).

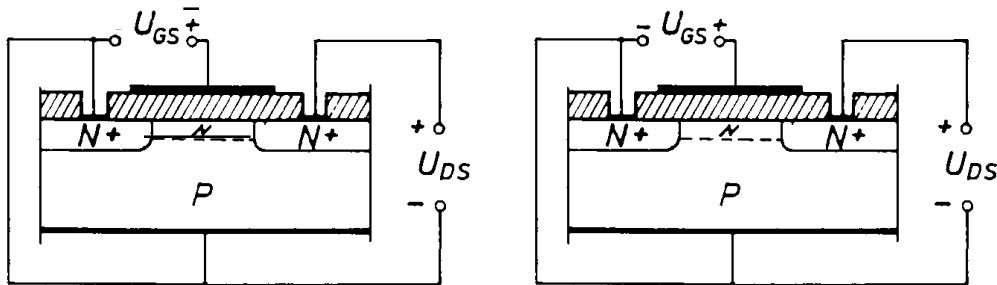
b - *Tranzito trường có cực cửa cách li (MOSFET)*

- *Cấu tạo và kí hiệu quy ước:*

Đặc điểm cấu tạo của MOSFET có hai loại cơ bản được thể hiện trên hình 2.50 a và 2.50 b.

Kí hiệu quy ước của MOSFET trong các mạch điện tử được cho trên hình 2.51 a, b, c và d.

Trên nền đế là đơn tinh thể bán dẫn tạp chất loại p (Si-p), người ta pha tạp chất bằng phương pháp công nghệ đặc biệt (plana, Epitaxi hay khuếch tán ion) để tạo ra 2 vùng bán dẫn loại n+ (nồng độ pha tạp cao hơn so với đế) và lấy ra hai điện cực là D và S. Hai vùng này được nối thông với nhau nhờ một kênh dẫn điện loại n có thể hình thành ngay trong quá trình chế tạo (loại kênh đặt sẵn hình 2.50a) hay chỉ hình thành sau khi đã có 1 điện trường ngoài (lúc làm việc trong mạch điện) tác động (loại kênh cảm ứng - hình 2.50 b). Tại phần đối diện với kênh dẫn, người ta tạo ra điện cực thứ ba là cực cửa G sau khi đã phủ lên bề mặt kênh 1 lớp cách điện mỏng SiO_2 . Từ đó MOSFET còn có tên là loại FET có cực cửa cách li (IGFET). Kênh dẫn được cách li với đế nhờ tiếp giáp pn thường được phân cực ngược nhờ 1 điện áp phụ đưa tới cực thứ 4 là cực đế.



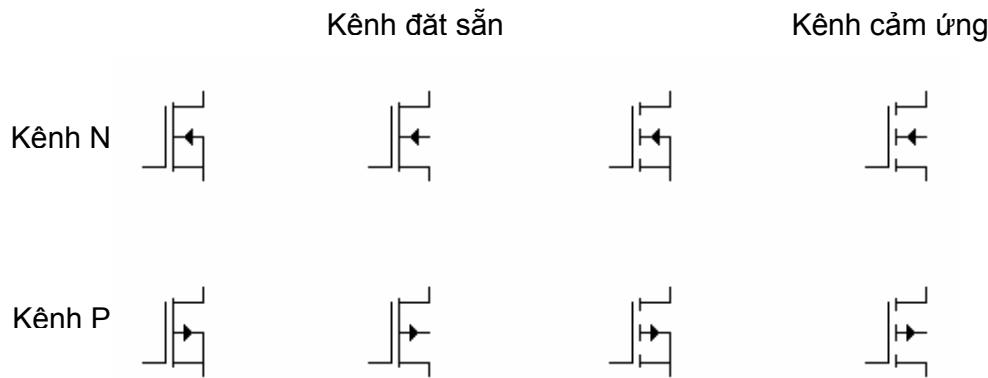
Hình 2.50: Cấu tạo MOSFET
a) Loại kênh đặt sẵn; b) Loại kênh cảm ứng.

- Nguyên lý hoạt động và đặc tuyến Von-Ampe

Để phân cực MOSFET người ta đặt 1 điện áp $U_{DS} > 0$. Cần phân biệt hai trường hợp:

Với loại kênh đặt sẵn, xuất hiện dòng điện tử trên kênh dẫn nối giữa S và D và trong mạch ngoài có dòng cực máng I_D (chiều đi vào cực D), ngay cả khi chưa có điện áp đặt vào cực cửa ($U_{GS} = 0$).

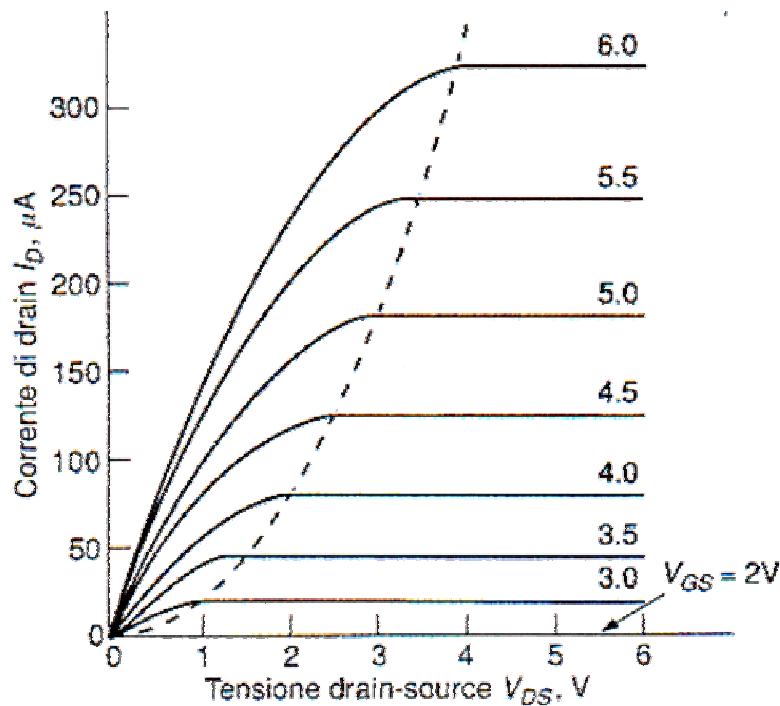
Nếu đặt lên cực cửa điện áp $U_{GS} > 0$, điện tử tự do có trong vùng đế (là hạt thiểu số) được hút vào vùng kênh dẫn đổi điện với cực cửa làm giàu hạt dẫn cho kênh, tức là làm giảm điện trở của kênh, do đó lâm tăng dòng cực máng I_D . Chế độ làm việc này được gọi là chế độ giàu của MOSFET.



Hình 2.51: Kí hiệu quy ước của MOSFET

Nếu đặt tới cực cửa điện áp $U_{GS} < 0$, quá trình trên sẽ ngược lại, làm kênh dẫn bị nghèo đi do các hạt dẫn (là điện tử) bị đẩy xa khỏi kênh. Điện trở kênh dẫn tăng tùy theo mức độ tăng của U_{GS} theo chiều âm sẽ làm giảm dòng I_D . Đây là chế độ nghèo của MOSFET.

Nếu xác định quan hệ hàm số $I_D = F_3(U_{DS})$ lấy với những giá trị khác nhau của U_{GS} bằng lí thuyết thay thực nghiệm, ta thu được họ đặc tuyến ra của MOSFET loại kênh n đặt sẵn như trên hình vẽ 2.52a.

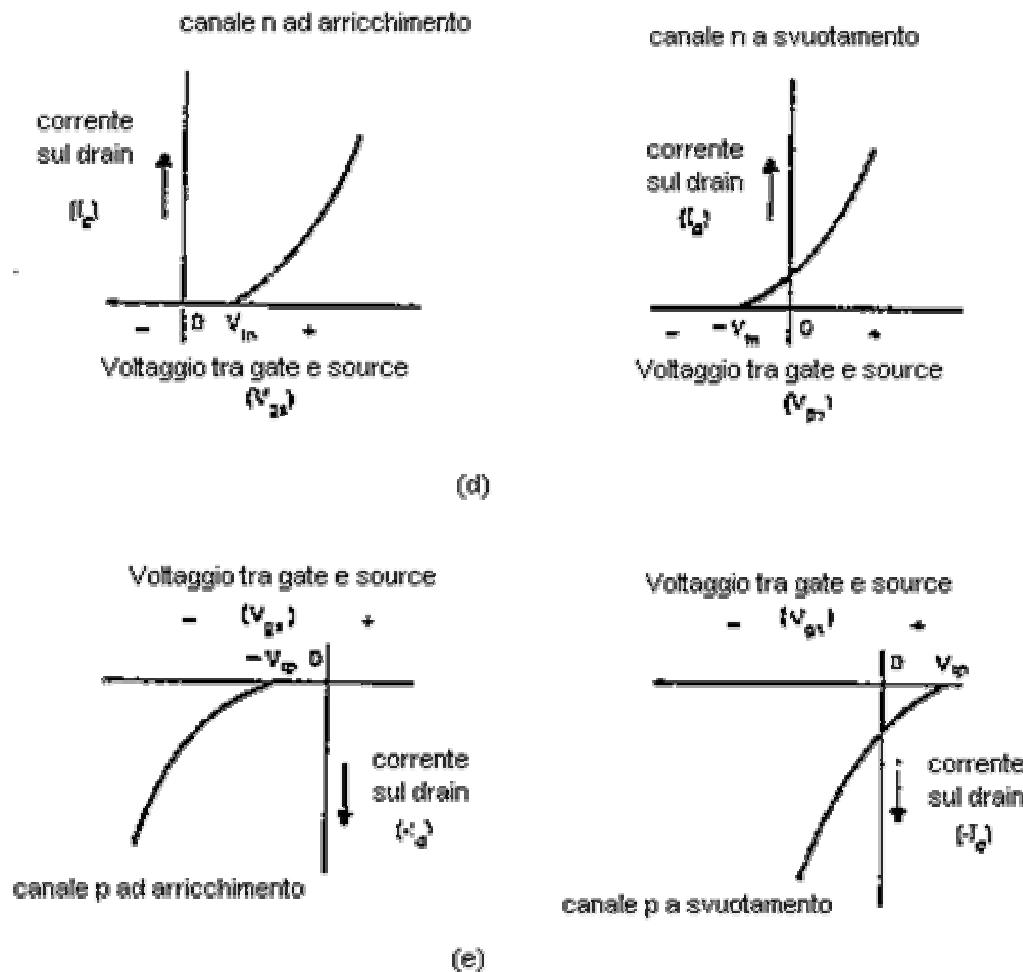


Hình 2.52: Đặc tuyến ra của MOSFET

- Với loại kênh cảm ứng, khi đặt tới cực cửa điện áp $U_{GS} < 0$, không có dòng cực máng ($I_D = 0$) do tồn tại hai tiếp giáp p-n mắc đối nhau tại vùng máng - đê và nguồn - đê, do đó không tồn tại kênh dẫn nối giữa máng - nguồn. Khi đặt $U_{GS} > 0$, tại vùng đê đối diện cực cửa xuất hiện các điện tử tự do (do cảm ứng tĩnh điện) và hình thành một kênh dẫn điện nối liền hai cực máng và nguồn. Độ dẫn của kênh tăng theo giá trị của U_{GS} do đó dòng điện cực máng I_D tăng. Như vậy MOSFET loại kênh cảm ứng chỉ làm việc với 1 loại cực tính của U_{GS} và chỉ ở chế độ làm giàu kênh. Biểu diễn quan hệ hàm $I_D = F_4(U_{DS})$, lấy với các giá trị U_{GS} khác nhau, ta có họ đặc tuyến ra của MOSFET kênh n cảm ứng như trên hình 2.52b.
- Từ họ đặc tuyến ra của MOSFET với cả hai loại kênh đặt sẵn và kênh cảm ứng giống như đặc tuyến ra của JFET đã xét, thấy rõ có 3 vùng phân biệt : vùng gần gốc ở đó I_D tăng tuyến tính theo U_{DS} và ít phụ thuộc vào U_{GS} , vùng bão hòa (vùng thắt) lúc đó I_D chỉ phụ thuộc mạnh vào U_{GS} , phụ thuộc yếu vào U_{DS} và vùng đánh thủng lúc U_{DS} có giá trị khá lớn.
- Giải thích vật lí chi tiết các quá trình điều chế kênh dẫn điện bằng các điện áp U_{GS} và U_{DS} cho phép dẫn tới các kết luận tương tự như đối với JFET. Bên cạnh hiện tượng điều chế độ dẫn điện của kênh còn hiện tượng mở rộng vùng nghèo của tiếp

giáp p-n giữa cực máng - để khi tăng đàm điện áp U_{DS} . Điều này làm kênh dẫn có tiết diện hẹp dần khi đi từ cực nguồn tới cực máng và bị thắt lại tại 1 điểm ứng với điểm uốn tại ranh giới hai vùng tuyển tính và bão hòa trên đặc tuyển ra. Điện áp tương ứng với điểm này gọi là điện áp bão hòa U_{DSO} (hay điện áp thắt kênh).

Hình 2.53a và b là đường biểu diễn quan hệ $I_D = f_5(U_{GS})$ ứng với một giá trị cố định của U_{DS} với hai loại kênh đặt sẵn và kênh cảm ứng, được gọi là đặc tuyển truyền đạt của MOSFET.



Hình 2.53: Đặc tuyển truyền đạt của MOSFET

Các tham số của MOSFET được định nghĩa và xác định giống như đối với JFET gồm có: hổ dẫn S của đặc tính truyền đạt, điện trở trong r_i , điện trở vào r_v và nhóm các tham số giới hạn: điện áp khóa U_{GSO} (ứng với 1 giá trị U_{DS} xác định), điện áp thắt kênh hay điện áp máng - nguồn bão hòa U_{DSO} (ứng với $U_{GS} = 0$) dòng I_{DmaxCf} , $U_{DSmaxCF}$.

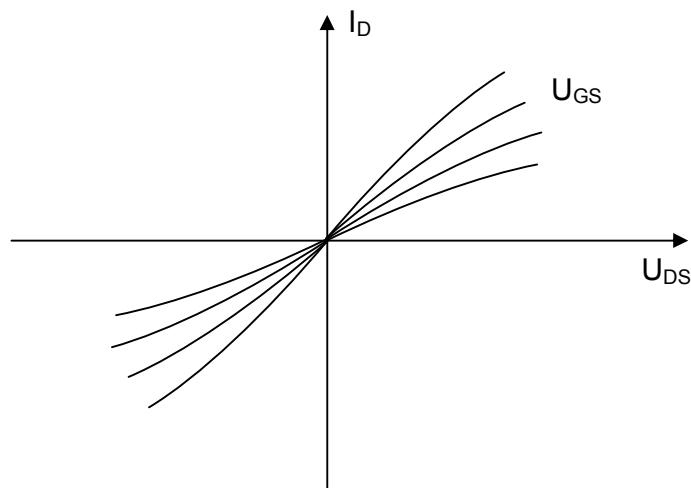
Khi sử dụng FET trong các mạch điện tử, cần lưu ý tới một số đặc điểm chung nhất sau đây:

- Việc điều khiển điện trở kêtch dãy bằng điện áp U_{GS} trên thực tế gần như không làm tổn hao công suất của tín hiệu, điều này có được do cực điều khiển hầu như cách li về điện với kêtch dãy hay điện trở lối vào cực lớn (10^9 - 10^{13} W so với loại tranzito bipolar dòng điện dò đầu vào gần như bằng không, với công nghệ CMOS điều này gần đạt tới lí tưởng. Nhận xét này đặc biệt quan trọng với các mạch điện tử analog phải làm việc với những tín hiệu yếu và với mạch điện tử digital khi đòi hỏi cao về mật độ tích hợp các phần tử cùng với tính phản ứng nhanh và chi phí năng lượng đòi hỏi thấp của chúng.

- Đa số các FET có cấu trúc đối xứng giữa 2 cực máng (D) và nguồn (S). Do đó các tính chất của FET hầu như không thay đổi khi đổi lẩn vai trò hai cực này.

- với JFET và MOSFET chế độ nghèo, dòng cực máng đạt cực đại I_D I_{Dmax} , lúc điện áp đặt vào cực cửa bằng không $U_{GS} = 0$. Do vậy chúng được gọi chung là họ FET thường mở. Ngược lại, với MOSFET chế độ giàu, dòng $I_D = 0$ lúc $U_{GS} = 0$ nên nó mới được gọi là họ FET thường khoá. Nhận xét này có ý nghĩa khi xây dựng các sơ đồ khoá (mạch lôgic số) dựa trên công nghệ MOS.

- Trong vùng gần gốc của họ đặc tuyến ra của FET khi $U_{DS} \leq 1,5V$, dòng cực máng I_D tỉ lệ với U_{GS} . Lúc đó, FET tương đương như một điện trở thuần có giá trị thay đổi được theo U_{GS} . Dòng I_D càng nhỏ khi U_{GS} càng âm với loại kêtch n, hoặc ngược lại I_D càng nhỏ khi $U_{GS} > 0$ càng nhỏ với loại kêtch p. Hình 2.54 mô tả họ đặc tuyến ra của FET trong vùng gần gốc.



Hình 2.54a: Đặc tuyến ra vùng gần gốc



Hình 2.54b: Dạng đóng vỏ MOSFET trong thực tế

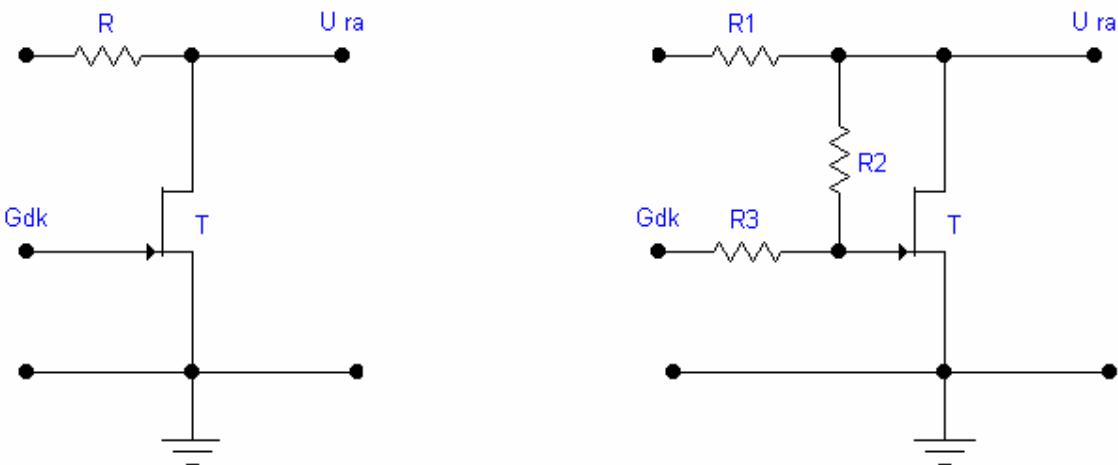
Sử dụng tính chất này của FET, có thể xây dựng các bộ phận áp có điều khiển đơn giản như hình 2.55.

$$\text{Khi đó hệ số chia áp là: } \eta = \frac{U_{ra}}{U_{vao}} = \frac{r_{DS}(U_{dK})}{R + r_{DS}(U_{dK})} \quad (2-98b)$$

phụ thuộc vào điện áp điều khiển U_{dK} , thường chọn $R \gg r_{DS0}$ để dải η đủ rộng. Lưu ý là khi $U_{DS} > 1V$ tính chất tuyến tính giữa I_D và U_{DS} (với các U_{GS} khác nhau) không còn đúng nữa. Nếu sử dụng cảng vùng xa gốc hơn 1V, cần tuyến tính hóa theo mạch hình 2.55b. Điện trở R_2 đưa một phần điện áp U_{DS} tới cực cửa bổ sung cho U_{GS} bù lại phần cong của r_{DS} . Khi chọn $R_2 = R_3 \gg r_{DS}$ thì

$$U_{GS} = \frac{1}{2} (U_{dK} + U_{DS}) \quad (2-99)$$

và họ đặc tuyến ra được tuyến tính hóa trong một đoạn U_{DS} từ 1V tới 1,5V.



Hình 2.55: Nguyên lí bộ phân áp có điều khiển dùng JFET

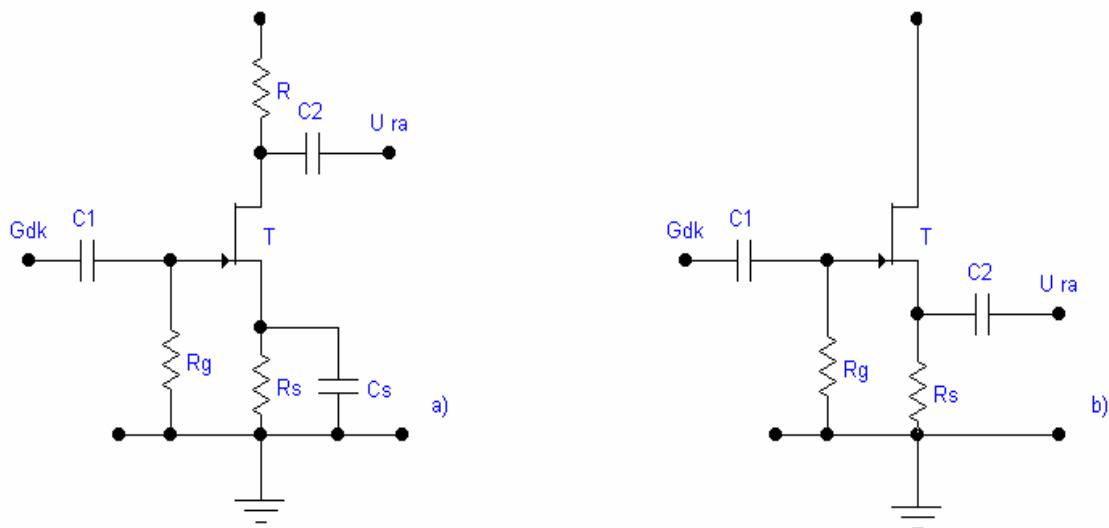
-Tương tự như với tranzito lưỡng cực, tồn tại 3 kiểu măc FET trong các mạch khuếch đại là máng chung MC, nguồn chung NC và cửa chung. Tuy nhiên măc cửa chung rất ít gặp trong thực tế. Hai dạng MC và NC cho trên hình 2.56 với các tham số tóm tắt của từng loại trong ý nghĩa là một tầng khuếch đại điện áp (xem thêm ở mục 2.3).

	Mạch nguồn chung	Mạch máng chung
Hệ số khuếch đại điện áp	$K_u = \frac{1}{1 + [S(R_s // r_{DS})]}$	$K_u = -S(R_D // r_{DS}) = -SR_D$
Điện trở vào	$R_{vào} = r_{GS} \rightarrow \infty$	$R_{vào} = r_{GS} \rightarrow \infty$
Điện trở ra	$R_{ra} = (R_D // r_{DS})$	$R_{ra} = R_s // (1/S)$

$$(2-100)$$

$$(2-101)$$

-Khi thay thế các FET kênh n bằng loại FET kênh p trong các mạch điện, cần thay đổi cực tính các điện áp nguồn cũng như cực tính các diốt và tụ hoá được sử dụng trong đó. Lúc đó các chức năng chủ yếu của mạch không thay đổi, cũng giống như với hai loại tranzito lưỡng cực npn và pnp tương ứng đã xét.



Hình 2.56: Nguyên lý mạch Sc và Dc

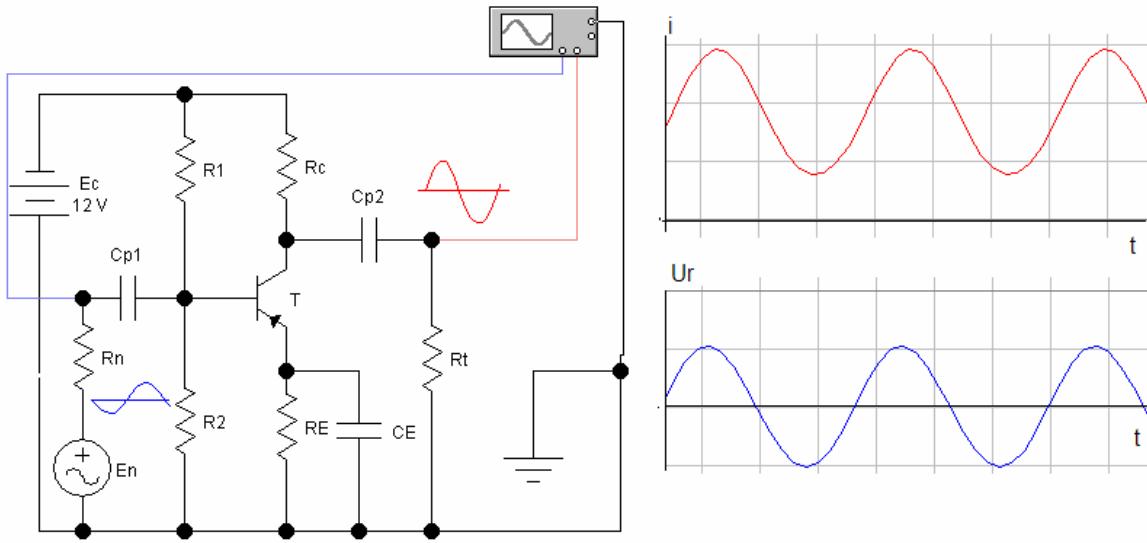
2.3. KHUẾCH ĐẠI

2.3.1. Những vấn đề chung

a – Nguyên lý xây dựng một tầng khuếch đại

Một ứng dụng quan trọng nhất của tranzito là sử dụng nó trong các mạng để làm tăng cường độ điện áp hay dòng điện của tín hiệu (mà thường gọi là mạch khuếch đại). Thực chất khuếch đại là một quá trình biến đổi năng lượng của nguồn cung cấp 1 chiều (không chứa đựng thông tin) được biến đổi thành dạng năng lượng xoay chiều (có quy luật biến đổi mạng thông tin cần thiết). Nói cách khác, đây là một quá trình gia công xử lý thông tin dạng analog.

Hình 2.57 đưa ra cấu trúc nguyên lý để xây dựng một tầng khuếch đại. Phần tử cơ bản là phần tử điều khiển (tranzito) có điện trở thay đổi theo sự điều khiển của điện áp hay dòng điện đặt tới cực điều khiển base của nó, qua đó điều khiển quy luật biến đổi dòng điện của mạch ra bao gồm tranzito và điện trở R_c và tại lối ra ví dụ lấy giữa 2 cực collecto và emitor, người ta nhận được một điện áp biến thiên cùng quy luật với tín hiệu vào nhưng độ lớn được tăng lên nhiều lần. Để đơn giản, giả thiết điện áp vào cực điều khiển có dạng hình sin. Từ sơ đồ hình 2.57, ta thấy rằng dòng điện và điện áp ở mạch ra(tỉ lệ với dòng điện và điện áp tín hiệu vào) cần phải coi như là tổng các thành phần xoay chiều (dòng điện và điện áp) trên nền của thành phần một chiều I_o và U_o (h.2.57). Phải đảm bảo sao cho biên độ thành phần xoay chiều không vượt quá thành phần một chiều, nghĩa là $I_o \geq I_m$ và $U_o \geq U_m$. Nếu điều kiện đó không được thoả mãn thì dòng điện ở mạch ra trong từng khoảng thời gian nhất định sẽ bằng không và sẽ làm méo tín hiệu dạng ra.



Hình 2.57: Nguyên lý xây dựng tầng khuếch đại

Để đảm bảo công tác cho tầng khuếch đại mạch ra của nó phải có thành phần dòng một chiều I_o và điện áp một chiều U_o . Tương tự, ở mạch vào, ngoài nguồn tín hiệu cần khuếch đại, người ta đặt thêm điện áp một chiều U_{vo} (hay là dòng điện một chiều I_{vo}). Thành phần dòng điện và điện áp một chiều xác định chế độ tĩnh của tầng khuếch đại. Tham số của chế độ tĩnh theo mạch vào (I_{vo} , U_{vo}) và theo mạch ra (I_o , U_o) đặc trưng cho trạng thái ban đầu của sơ đồ khi không có tín hiệu vào.

b – Các chỉ tiêu và tham số cơ bản của một tầng khuếch đại

Để đánh giá chất lượng của 1 tầng khuếch đại, người ta định nghĩa các chỉ tiêu và tham số cơ bản sau:

Hệ số khuếch đại

$$K = \text{Đại lượng đầu ra} / \text{Đại lượng đầu vào}$$

Nói chung vì tầng khuếch đại có chứa các phần tử điện kháng nên K là một số phức:

$$K = |K| \exp(j\varphi_k)$$

Phần môđun $|K|$ thể hiện quan hệ về cường độ (biên độ) giữa các đại lượng đầu ra và đầu vào, phần góc pha φ_k thể hiện độ dịch pha giữa chúng và nhin chung độ lớn của $|K|$ và φ_k phụ thuộc vào tần số ω của tín hiệu vào. Nếu biểu diễn $|K| = f_1(\omega)$ ta nhận được đường cong gọi là đặc tính biên độ - tần số của tầng khuếch đại. Đường biểu diễn $\varphi_k = f_2(\omega)$ được gọi là đặc tính pha - tần số của nó.

Thường người ta tính $|K|$ theo đơn vị logarit gọi là đơn vị dexiben (dB)

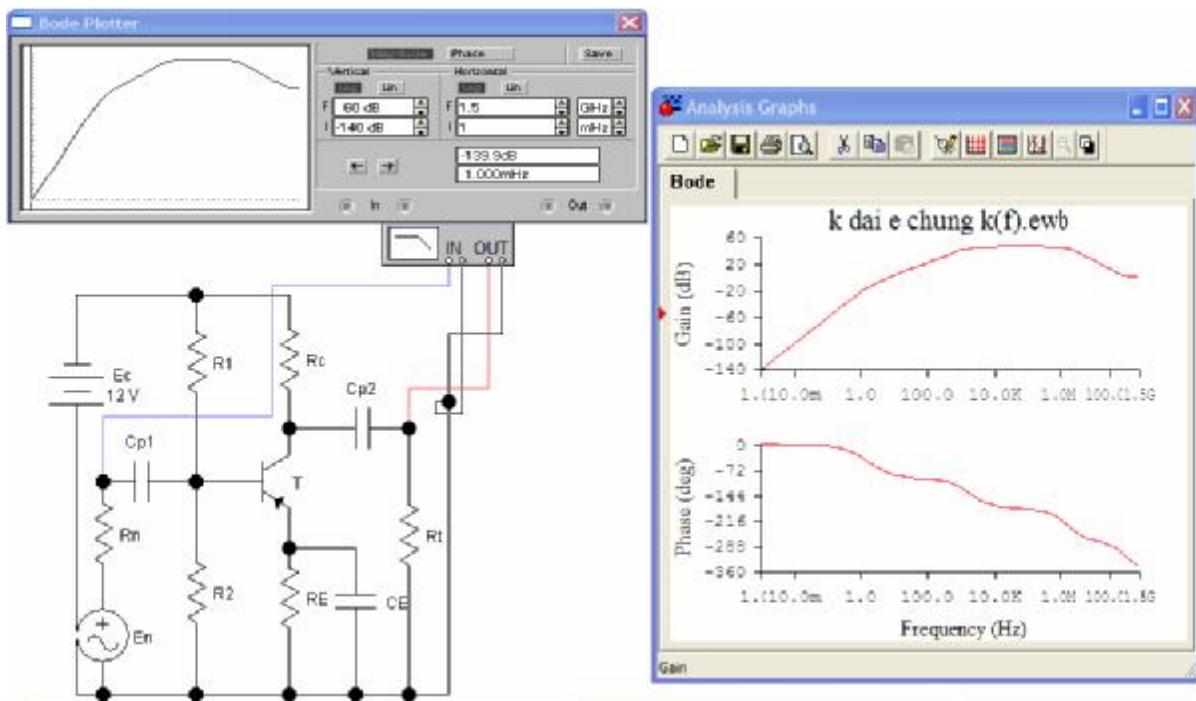
$$|K| (\text{dB}) = 20 \lg |K| \quad (2-103)$$

Khi ghép liên tiếp n tầng khuếch đại với các hệ số khuếch đại tương ứng là $k_1 \dots k_n$ thì hệ số khuếch đại tổng cộng của bộ khuếch đại xác định bởi:

$$K = k_1, k_2, \dots, k_n$$

Hay

$$|K| (\text{dB}) = |k_1| (\text{dB}) + \dots + |k_n| (\text{dB}) \quad (2-104)$$



Hình 2.58: ĐẶC TÍNH BIÊN ĐỘ - TẦN SỐ VÀ PHA CỦA TẦNG KHUẾCH ĐẠI

- Đặc tính biên độ của tầng khuếch đại là đường biểu diễn quan hệ $U_{ra} = f_3(U_{vào})$ lấy ở một tần số cố định của dải tần số tín hiệu $U_{vào}$.

Dạng điển hình của $|K| = f_1(\omega)$ và $U_{ra} = f_3(U_{vào})$ đối với một bộ khuếch đại điện áp tần số thấp cho trên hình 2.58:

- Trở kháng lối vào và lối ra của tầng khuếch đại được định nghĩa:

$$Z_{vào} = \frac{U_{vào}}{I_{vào}} ; Z_{ra} = \frac{U_{ra}}{I_a} \quad (2-105)$$

Nói chung chúng là các đại lượng phức: $Z = R + jX$

- Méo không đường thẳng do tính chất phi tuyến các phần tử như tranzito gây ra thể hiện trong thành phần tần số đầu ra là tần số lẻ (không có mặt ở đầu vào). Khi $U_{vào}$ chỉ có thành phần tần số ω , U_{ra} nói chung có các thành phần $n\omega$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) với các

biên độ tương ứng là U_{nm} lúc đó hệ số méo không đường thẳng do tầng khuếch đại gây ra được đánh giá là:

$$\gamma = \frac{(U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2)^{1/2}}{U_{1m}} \% \quad (2-106)$$

Trên đây nêu một số chỉ tiêu quan trọng nhất của 1 tầng hay(một bộ khuếch đại gồm nhiều tầng). Căn cứ vào các chỉ tiêu này, người ta có thể phân loại các bộ khuếch đại với các tên gọi và đặc điểm khác nhau.Ví dụ theo hệ số K có bộ khuếch đại điện áp (với yêu cầu cơ bản là có $K_{umax}, Z_{vao} >> Z_{nguon}$ và $Z_{ra} << Z_{tai}$, bộ khuếch đại công suất ($K_{pmax}, Z_{vao} \approx Z_{nguon}, Z_{ra} \approx Z_{tai}$) hay bộ khuếch đại dòng điện (với $K_{imax}, Z_{vao} << Z_{nguon}, Z_{ra} >> Z_{tai}$).

Cũng có thể phân loại theo dạng đặc tính $|K| = f_1(\omega)$, từ đó có các bộ khuếch đại 1 chiều, khuếch đại tần số thấp, bộ khuếch đại tần số cao , bộ khuếch đại chọn lọc tần số... hoặc theo các phương pháp ghép tầng...

c – Các chế độ làm việc cơ bản của một tầng khuếch đại

Để phần tử khuếch đại (tranzito) làm việc bình thường, tin cậy ở một chế độ xác định cần hai điều kiện cơ bản:

- Xác lập cho các điện cực bazơ, colectơ và emitơ của nó những điện áp 1 chiều cố định, gọi là phân cực tính cho phần tử khuếch đại. Điều này đạt được nhờ các phương pháp phân cực kiểu dòng hay kiểu định áp như đã trình bày ở phần 2.2.3 khi nói tới tranzito.
- Ổn định chế độ tĩnh đã được xác lập để trong quá trình làm việc, chế độ của phần tử khuếch đại chỉ hoàn toàn phụ thuộc vào điện áp điều khiển đưa tới lối vào. Điều này thường được thực hiện nhờ các phương pháp hồi tiếp âm thích hợp (sẽ nói tới ở phần tiếp sau).
- Khi thoả mãn hai điều kiện trên, điểm làm việc tĩnh của tranzito sẽ cố định ở 1 vị trí trên họ đặc tuyến ra xác định được bằng cách sau :

Tùy hình vẽ 2.57 có phương trình điện áp cho mạch ra lúc $U_{vao} = 0$ là:

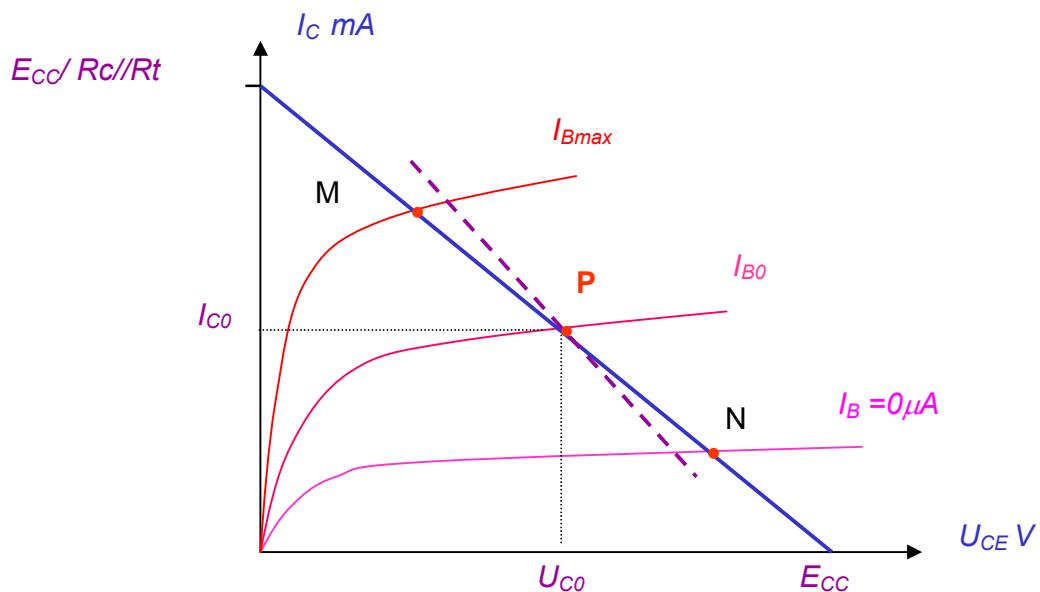
$$U_{CEO} = I_{co}R_c = E_c \quad (2-107)$$

$$\text{Khi } U_{vao} \neq 0 \quad U_{CE} + I_cE_c \quad (2-108)$$

Phương trình (2-107) cho ta xác định 1 đường thẳng trên họ đặc tuyến ra của tranzito gọi là đường tải 1 chiều của tầng khuếch đại. Phương trình (2-108) cho xác định đường thẳng thứ hai gọi là đường tải xoay chiều đặc tuyến ra động của tầng khuếch đại (h.2.59).

Điểm làm việc tĩnh P xác định bởi các tọa độ (I_{co}, U_{CEO}) hay (U_{CEO}, U_{BEO}) tùy theo vị trí của P trên đường thẳng tải, người ta phân biệt các chế độ làm việc khác nhau của một tầng khuếch đại như sau:

- Nếu P nằm ở khoảng giữa hai điểm M và N, trong đó M và N là những giao điểm của đường thẳng tải với các đường đặc tuyến ra tĩnh ứng với các chế độ tới hạn của tranzito U_{BEmax} (hay I_{Bmax}) và $U_{BE} = 0$ (hay $I_B = 0$) trên hình 2.59, ta nói tầng khuếch đại làm việc ở chế độ A. Chế độ này có hai đặc điểm cơ bản là: vùng làm việc gây ra méo g nhỏ nhất và hiệu suất biến đổi năng lượng của tầng khuếch đại là thấp nhất.



Hình 2.59: Đặc tuyến ra động (đường tải xoay chiều) của tầng khuếch đại (EC) và cách xác định điểm làm việc tĩnh P

Khi P dịch dần về phía điểm N, tầng khuếch đại sẽ chuyển dần sang chế độ AB và lúc P trùng với N, ta nói tầng khuếch đại làm việc ở chế độ B. Đặc điểm chủ yếu của chế độ B là có méo lớn (do một phần tín hiệu ở mạch ra bị cắt lúc ở mạch vào dòng $I_B \gg 0$) và hiệu suất biến đổi năng lượng của tầng tương đối cao (vì dòng tĩnh nhỏ).

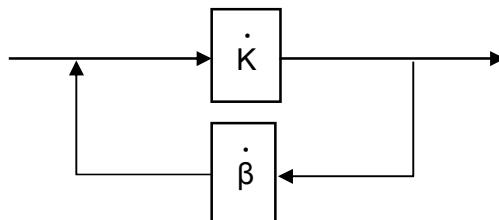
khi P nằm ngoài N và lân cận dưới M, ta nói tầng khuếch đại làm việc ở chế độ khóa với hay trạng thái tới hạn phần biệt của tranzito: mở bão hòa (lúc P nằm gần M) hay khóa dòng (lúc P nằm dưới N). Chế độ này thường sử dụng ở các mạch xung

d - Hồi tiếp trong các tầng khuếch đại

Hồi tiếp là thực hiện việc truyền tín hiệu từ đầu ra về đầu vào bộ khuếch đại. Thực hiện hồi tiếp trong bộ khuếch đại sẽ cải thiện hầu hết các chỉ tiêu chất lượng của nó và làm cho bộ khuếch đại có một số tính chất đặc biệt. Dưới đây ta sẽ phân tích những quy luật chung thực hiện hồi tiếp trong bộ khuếch đại. Điều này cũng đặc biệt cần thiết khi thiết kế bộ khuếch đại bằng IC tuyển tính.

Hình 2.60 là sơ đồ cấu trúc bộ khuếch đại có hồi tiếp. Mạch hồi tiếp có hệ số truyền đạt b, chỉ rõ mối quan hệ giữa tham số (điện áp, dòng điện) của tín hiệu ra

mạch đó với tham số (điện áp, dòng điện) lối vào của nó (trong trường hợp hình 2.61 chính là lối ra của bộ khuếch đại).



Hình 2.60: Sơ đồ khi bộ khuếch đại có hồi tiếp

Hệ số khuếch đại K và hệ số truyền đạt của mạch hồi tiếp nói chung là những số phức.

$$\dot{K} = k \exp(j\kappa)$$

$$\dot{\beta} = b \exp(j\beta)$$

Nghĩa là phải chú ý đến khả năng di pha ở miền tần cao và tần thấp do tồn tại các phần tử điện kháng trong mạch khuếch đại cũng như trong mạch hồi tiếp nếu bộ khuếch đại làm việc ở tần số trung bình, còn trong mạch hồi tiếp không có thành phần điện kháng, thì hệ số K và b là những số thực. Nếu điện áp ra của bộ khuếch đại là tham số thực hiện hồi tiếp thì ta có hồi tiếp điện áp, nếu là dòng điện mạch ra thì ta có hồi tiếp dòng điện. Có thể hồi tiếp hỗn hợp cả dòng điện và điện áp.

Khi điện áp đưa về hồi tiếp nối tiếp với nguồn tín hiệu vào thì ta có hồi tiếp nối tiếp. Khi điện áp hồi tiếp đặt tới đầu vào bộ khuếch đại song song với điện áp nguồn tín hiệu thì có hồi tiếp song song.

Hai đặc điểm trên xác định một loại mạch hồi tiếp cụ thể: hồi tiếp điện áp nối tiếp hoặc song song, hồi tiếp dòng điện nối tiếp hoặc song song, hồi tiếp hỗn hợp nối tiếp hoặc song song. Hình 2.61 minh họa một số thí dụ về những mạch hồi tiếp phổ biến nhất trong khuếch đại. Nếu khi hồi tiếp nối tiếp ảnh hưởng đến trị số điện áp vào bùn thân bộ khuếch đại U_y , thì khi hồi tiếp song song sẽ ảnh hưởng đến trị số dòng điện vào bộ khuếch đại. Tác dụng của hồi tiếp có thể làm tăng khi $j_K + j_b = 2np$ hoặc giảm khi $j_K + j_b = (2n+1)p$ với n là số nguyên dương, tín hiệu tổng hợp ở đầu vào bộ khuếch đại và tương ứng được gọi là hồi tiếp dương và hồi tiếp âm.

Hồi tiếp âm cho phép cải thiện một số chỉ tiêu của bộ khuếch đại, vì thế nó được dùng rất rộng rãi. Để đánh giá ảnh hưởng của hồi tiếp đến các chỉ tiêu của bộ khuếch đại ta hãy xét thí dụ hồi tiếp điện áp nối tiếp (h. 2.61a).

Hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp

$$\dot{K}_{ht} = \dot{U}_r / \dot{U}_v \quad (2-109)$$

$$\dot{U}_y = \dot{U}_v + \dot{U}_{ht}$$

Chia cả hai vế của (2-109) cho \dot{U}_r ta có:

$$\frac{\dot{U}_y}{\dot{U}_r} = \frac{\dot{U}_v}{\dot{U}_r} + \frac{\dot{U}_{ht}}{\dot{U}_r}$$

hay

$$\frac{1}{K} = \frac{1}{K_{ht}} + \beta \quad (2-110)$$

ở đây:

$$\beta = \frac{\dot{U}_{ht}}{\dot{U}_r} \text{ là hệ số truyền đạt của mạch hồi tiếp.}$$

Từ (2-110) ta tìm được

$$K_{ht} = \frac{K}{1-K\beta} \quad (2-111)$$

Để đơn giản việc phân tích ta đưa vào trị số thực K và

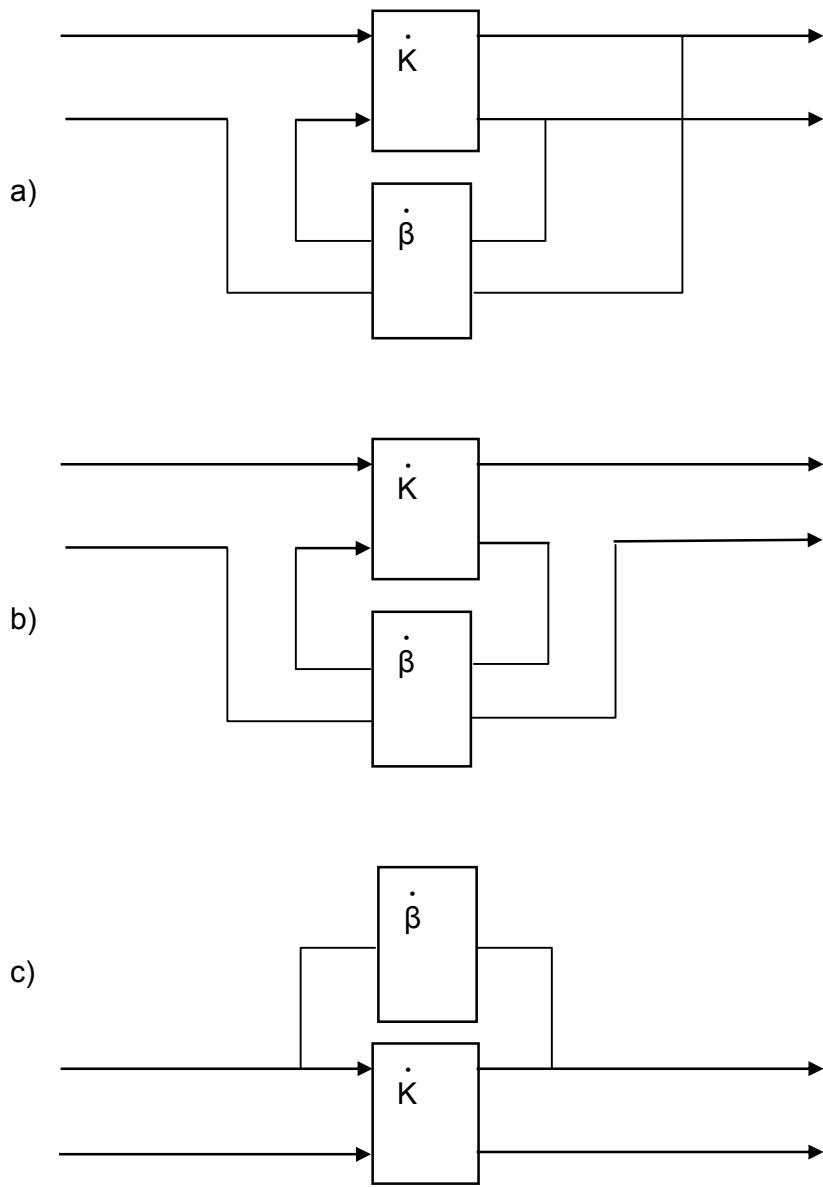
$$K_{ht} = \frac{K}{1-K\beta} \quad (2-112)$$

Theo (2-112) khi $1 > Kb > 0$ thì hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp K_{ht} lớn hơn hệ số khuếch đại của bản thân bộ khuếch đại K. Đó chính là hồi tiếp dương, U_{ht} đưa tới đầu vào bộ khuếch đại cùng pha với điện áp vào U_v tức là $U_y = U_v + U_{ht}$.

$$U_r = K(U_v + U_{ht}) > K U_v \text{ và do đó } K_{ht} > K$$

Trường hợp $Kb \geq 1$ (khi hồi tiếp dương) đặc trưng cho điều kiện tự kích của bộ khuếch đại. Lúc này ở đầu ra bộ khuếch đại xuất hiện một phổ tần số không phụ thuộc vào tín hiệu đầu vào. Với trị số phức K và bất đẳng thức $|Kb| \geq 1$ tương ứng với điều kiện tự kích ở một tần số cố định và tín hiệu ở đầu ra gần với dạng hình sin. Bộ khuếch đại trong trường hợp này làm việc như một mạch tạo dao động hình sin (xem phần 2.5).

$$\text{Khi } Kb < 0 \text{ thì } K_{ht} = K / (1+Kb) < K \quad (2-113)$$



Hình 261: Một số mạch hồi tiếp thông dụng

a) Hồi tiếp nối tiếp điện áp, b) Hồi tiếp dòng điện, c) Hồi tiếp song song điện áp

Điện áp ra của bộ khuếch đại khi có hồi tiếp dương là

Đó là hồi tiếp âm (U_{ht} ngược pha với U_v) và $U_y = U_v - U_{ht}$, nghĩa là hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm K_{ht} nhỏ hơn hệ số khuếch đại khi không hồi tiếp. Để đánh giá độ ổn định hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp, thực hiện vi phân biểu thức (2-113) có:

$$\frac{dK_{ht}}{K_{ht}} = \frac{dK(1+K\beta) - dK \cdot K\beta}{(1+K\beta)^2} = \frac{dK}{(1+K\beta)^2} \quad (2-114)$$

Biết đổi (2-114) và chú ý đến (2-113) ta nhận được biểu thức đặc trưng cho sự thay đổi tương ứng của hệ số khuếch đại.

$$\frac{dK_{ht}}{K_{ht}} = \frac{dK/K}{1+K\beta} \quad (2-115)$$

Từ (2-115) ta thấy sự thay đổi tương đối hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại khi có hồi tiếp âm nhỏ hơn ($1 + Kb$) lần so với khi không hồi tiếp. Độ ổn định hệ số khuếch đại sẽ tăng khi tăng độ sâu hồi tiếp, ví dụ, giả thiết sự thay đổi tương đối của hệ số khuếch đại $dK/K = 20\%$ và $1 + Kb = 100$ thì sự thay đổi tương đối hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp là $dK_{ht}/K_{ht} = 0,2\%$. Tính chất này đặc biệt quý giá trong điều kiện hệ số khuếch đại thay đổi do sự thay đổi của tham số theo nhiệt độ (nhất là đối với tranzito) và sự hóa già của chúng. Nếu hệ số khuếch đại K lớn và hồi tiếp âm sâu thì thực tế có thể loại trừ sự phụ thuộc của hệ số khuếch đại vào sự thay đổi các tham số trong bộ khuếch đại. Khi đó trong mẫu số của (2-113) có thể bỏ qua 1 và hệ số khuếch đại của nó do hệ số truyền đạt của mạch hồi tiếp quyết định:

$$K_{ht} \gg 1/b \quad (2-116a)$$

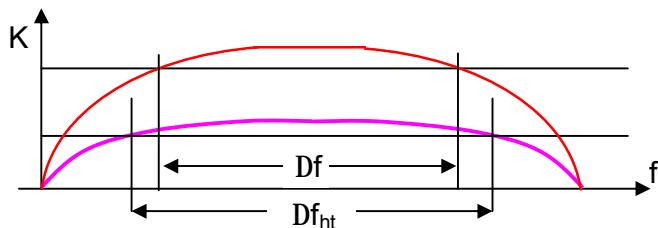
nghĩa là thực tế không phụ thuộc vào K và mọi sự thay đổi của nó.

Ví dụ, $K = 10^4$ và $b = 10^{-2}$ thì $K_{ht} \gg 100$

Ý nghĩa vật lí của việc tăng độ ổn định của hệ số khuếch đại có hồi tiếp âm là ở chỗ khi thay đổi hệ số khuếch đại K thì điện áp hồi tiếp sẽ bị thay đổi dẫn đến thay đổi điện áp U_y (h.2.61a) theo hướng bù lại sự thay đổi điện áp ra bộ khuếch đại. (Giả sử khi giảm K do sự thay đổi tham số bộ khuếch đại sẽ làm cho U_{ht} giảm và U_r giảm (h.2.61a), điện áp $U_y = U_v - U_{ht}$ tăng, dẫn đến tăng U_r chính là ngăn cản sự giảm của hệ số khuếch đại K).

Tăng độ ổn định của hệ số khuếch đại bằng hồi tiếp âm được dùng rộng rãi để cải thiện đặc tuyến biên độ tần số (h.2.62) của bộ khuếch đại nhiều tầng ghép điện dung vì ở miền tần số thấp và cao hệ số khuếch đại bị giảm.

Tác dụng của hồi tiếp âm ở miền tần số kể trên sẽ yếu vì hệ số khuếch đại K nhỏ và sẽ dẫn đến tăng hệ số khuếch đại ở biên dải tần và mở rộng dải thông của bộ khuếch đại (h.2.62). Hồi tiếp âm cũng làm giảm méo không đường thẳng của tín hiệu ra và giảm nhiễu trong bộ khuếch đại.



Hình 2.62: Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến đặc tuyến biên độ - tần số

Dưới đây ta sẽ khảo sát ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến điện trở vào bộ khuếch đại $R_v = U_v / I_v$

Hình 2.61a thực hiện hồi tiếp âm nối tiếp

$$U_v = U_y + U_{ht}$$

Mặt khác ta có $U_{ht} = U_y$. Vì vậy

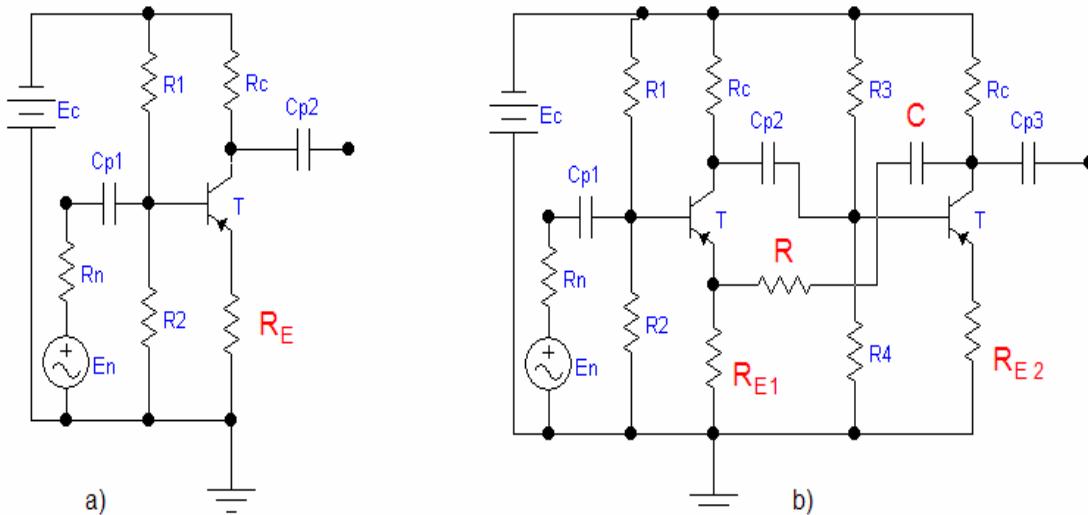
$$R_{vht} = (1 + Kb) U_y / I_v = R_v(1 + Kb)$$

Như vậy, thực hiện hồi tiếp âm nối tiếp làm tăng điện trở vào của bộ khuếch đại lên $(1 + Kb)$ lần. Điều này rất cần thiết khi bộ khuếch đại nhận tín hiệu từ bộ cảm biến có điện trở trong lớn hoặc bộ khuếch đại dùng tranzito lưỡng cực. Tương tự, điện trở ra bộ khuếch đại là :

$$R_{rht} = R_r / (1 + Kb) \quad (2-116b)$$

nghĩa là giảm đi $(1 + Kb)$ lần. Điều này đảm bảo điện áp ra bộ khuếch đại ít phụ thuộc vào sự thay đổi điện trở tải R_t .

Từ những phân tích trên, có thể rút ra những quy luật chung ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến chỉ tiêu bộ khuếch đại là: Mọi loại hồi tiếp âm đều làm giảm tín hiệu trên đầu vào bộ khuếch đại (U_y hay I_y) và do đó làm giảm hệ số khuếch đại làm tăng độ ổn định của hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại.



Hình 2.63: Sơ đồ các mạch hồi tiếp âm

a) Hồi tiếp dòng điện trên R_E ; b) Hồi tiếp điện áp nhờ thêm khâu RC

Ngoài ra, hồi tiếp âm nối tiếp (h.2.61a, b) làm tăng điện trở vào.

- Hồi tiếp điện áp nối tiếp (h.2.61a) làm ổn định điện áp ra, giảm điện trở ra R_{rht} . Còn hồi tiếp dòng điện nối tiếp (h.2.61b) làm ổn định dòng điện ra làm tăng điện trở ra R_{rht} .
- Hồi tiếp âm song song (h.2.61c) làm tăng dòng điện vào và làm giảm điện trở vào cũng như điện trở ra R_{rht} .

Cần nói thêm là hồi tiếp dương thường không dùng trong bộ khuếch đại nhưng nó có thể xuất hiện ngoài ý muốn do ghép về điện ở bên trong hay bên ngoài gọi là hồi tiếp kí sinh qua nguồn cung cấp chung, qua điện cảm hoặc điện dung kí sinh giữa mạch ra và vào của bộ khuếch đại.

Hồi tiếp kí sinh làm thay đổi đặc tuyến biên độ tần số của bộ khuếch đại do đó làm tăng hệ số khuếch đại ở các đoạn riêng biệt của dải tần hoặc thậm chí có thể làm cho bộ khuếch đại bị tự kích, nghĩa là xuất hiện dao động ở một tần số xác định.

Để loại bỏ hiện tượng trên có thể dùng các bộ lọc thoát (mạch R_t , C_1) dùng dây dẫn bọc kim, và bố trí các linh kiện hợp lí. Dưới đây là thí dụ về những mạch hồi tiếp âm thường gặp (h.2.63).

Mạch hình 2.63 đã được nói tới ở phần 2.2.3.

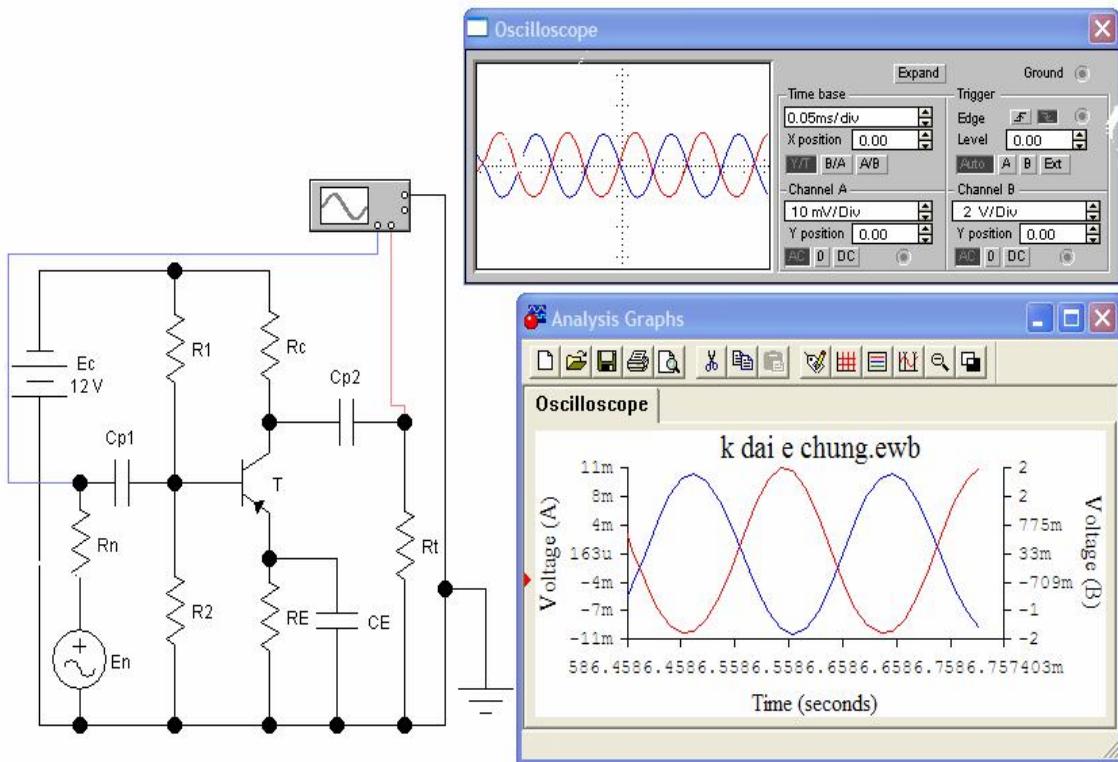
Trong mạch hình 2.63b, ta thấy nếu xét riêng biệt từng tầng thì điện trở R_{E1} , R_{E2} đều thực hiện hồi tiếp âm dòng nối tiếp, giống như trường hợp hình 2.63a. Ta xét thêm trường hợp mạch hồi tiếp từ collecto của tranzito T_2 về emitơ của tranzito T_1 qua C và R . Theo định nghĩa thì đây là mạch hồi tiếp điện áp nối tiếp. Xét về pha của tín hiệu thì đó là mạch hồi tiếp âm. Như vậy trên điện trở R_{c1} có cả hai loại hồi tiếp âm dòng điện và điện áp. Kết quả là hệ số khuếch đại của toàn mạch sẽ bị giảm.

2.3.2. Khuếch đại dùng tranzito lưỡng cực

Dưới đây sẽ trình bày phương pháp phân tích tầng khuếch đại dùng tranzito lưỡng cực theo ba cách mắc mạch: emitơ chung (EC), collecto chung (CC) và bazơ chung (BC). Giả thiết tín hiệu vào là hình sin tần số trung bình vì vậy trở kháng của tụ coi như bằng không, ảnh hưởng điện dung kí sinh cũng như sự phụ thuộc hệ số a của tranzito vào tần số coi như không đáng kể.

a - Tầng khuếch đại (EC)

Mạch điện nguyên lý 1 tầng khuếch đại EC cho trên hình 2.64. Trong sơ đồ này $Cp1$ $Cp2$ là các tụ phân đường (nối tầng). Tụ $Cp1$ loại trừ tác dụng ảnh hưởng lẫn nhau của nguồn tín hiệu và mạch vào về dòng một chiều. Mặt khác nó đảm bảo cho điện áp U_{bo} trong chế độ tĩnh không phụ thuộc vào điện trở trong của nguồn tín hiệu R_n . Tụ $Cp2$ ngăn không cho thành phần 1 chiều và chỉ cho thành phần điện áp xoay chiều ra tải. Điện trở R_1 R_2 để xác định chế độ tĩnh của tầng. Bởi vì tranzito lưỡng cực điều khiển bằng dòng, nên dòng điện tĩnh của PDK (trong trường hợp này là dòng I_{co}) được tạo thành do dòng tĩnh emitơ I_E thông qua sự điều khiển có dòng bazơ I_B điện trở R_E đã xét ở 2.2.3 và hình 2.45.



Hình 2.64: Tầng khuếch đại E chung và kết quả mô phỏng để xác định các tham số tín hiệu và pha

Nguyên lý làm việc của tầng EC như sau: Khi đưa điện áp xoay chiều tới đầu vào, xuất hiện dòng xoay chiều bazơ của tranzito ở mạch ra của tầng. Hạ áp trên điện trở R_C tạo nên điện áp xoay chiều trên colecto. Điện áp này qua tụ C_{p2} được đưa đến đầu ra của tầng tức là tới mạch tải. Có thể thực hiện bằng hai phương pháp cơ bản là phương pháp đồ thị và phương pháp giải tích (sơ đồ tương đương) đối với chế độ xoay chiều tín hiệu nhỏ.

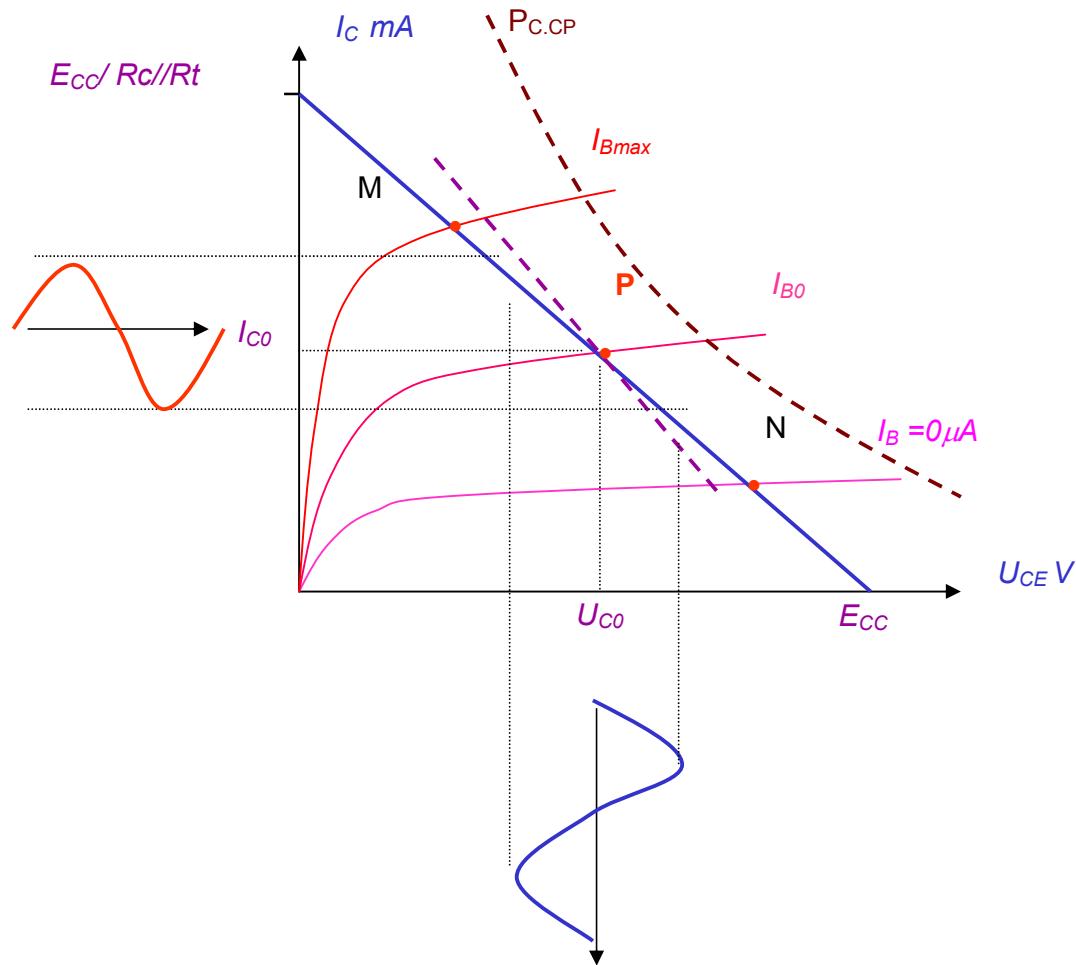
Phương pháp đồ thị dựa vào các đặc tuyến vào và ra của tranzito có ưu điểm là dễ dàng tìm được mối quan hệ giữa các giá trị biên độ của thành phần xoay chiều (điện áp ra và dòng điện ra I_{CO}) và là số liệu ban đầu để tính toán. Trên đặc tuyến hình 2.65a, vẽ đường tải một chiều (a-b) như đã mô tả ở phần 2.2.3.b. Sự phụ thuộc $U_{CEO} = f(I_{CO})$ có thể tìm được từ phương trình cân bằng điện áp ở mạch ra của tầng:

$$U_{CEO} = E_C - I_{CO}R_C - I_{EO}R_E = E_C - I_{CO}R_C - I_{CO}R_E/a \quad (2-117)$$

Vì hệ số a gần bằng 1, nên có thể viết

$$U_{CEO} = E_C - I_{CO} (R_C + R_E) \quad (2-118)$$

Biểu thức là phương trình đường tải một chiều của tầng. Dựa vào đặc tuyến có (bazơ) $I_B = f(U_{BE})$ ta chọn được dòng bazơ tĩnh cần thiết I_{BO} chính là xác định được tọa độ điểm P là giao điểm của đường $I_B = I_{BO}$ với đường tải một chiều trên đặc tuyến ra hình 2.65a.



Hình 2.65: Xác định chế độ tĩnh của tầng EC trên họ đặc tuyến ra

Để xác định thành phần xoay chiều của điện áp ra và dòng colectơ của tranzito phải dùng đường tải xoay chiều của tầng. Chú ý rằng điện trở xoay chiều trong mạch emitơ của tranzito bằng không (vì có tụ C_E mắc song song với điện trở R_E) còn tải được mắc vào mạch colectơ vì điện trở xoay chiều của tụ Cp2 rất nhỏ.

Nếu coi điện trở xoay chiều của nguồn cung cấp Ec bằng không, thì điện trở xoay chiều của tầng gồm hai điện trở R_C và R_t mắc song song, Nghĩa là $R_{t-} = R_t / R_C$. Từ đó thấy rõ điện trở tải một chiều của tầng $R_{t-} = R_C + R_E$ lớn hơn điện trở tải xoay

chiều R_{t-} . Khi có tín hiệu vào, điện áp và dòng điện là tổng của thành phần một chiều và xoay chiều, đường tải xoay chiều đi qua điểm tĩnh P, (h 2.65a). Độ dốc của đường tải xoay chiều sẽ lớn hơn độ dốc của đường tải một chiều. Xây dựng đường tải xoay chiều theo tỉ số gia số của điện áp và dòng điện $\Delta U_{CE} = \Delta I_c (R_C/R_t)$. Khi cung cấp điện áp U_v vào đầu vào của tầng (hình 2.64) thì trong mạch bazơ sẽ xuất hiện thành phần dòng xoay chiều I_{b-} có liên quan đến điện áp U_v theo đặc tuyến của tranzito (h:2.65b). Vì dòng collecto tỉ lệ với dòng bazơ qua hệ số b, trong mạch collecto cũng có thành phần dòng xoay chiều I_{C-} (h.2.65a) và điện áp xoay chiều U_r liên hệ với dòng I_{C-} bằng đường tải xoay chiều. Khi đó đường từ tải xoay chiều đặc trưng cho sự thay đổi giá trị tức thời dòng collecto I_c và điện áp trên tranzito U_{CO} hay là người ta nói đó là sự dịch chuyển điểm làm việc. Nếu chọn trị số tín hiệu vào thích hợp và chế độ tĩnh đúng thì tín hiệu ra của tầng khuếch đại sẽ không bị méo dạng (xem mục 2.2.3b). Muốn vậy, các tham số của chế độ tĩnh phải thỏa mãn những điều kiện sau (h.2.65a).

$$U_{co} > U_{rm} + \Delta U_{co} \quad (2-119)$$

$$I_{co} > I_{cm} + I_{CO(E)} \quad (2-120)$$

ở đây: ΔU_{co} là điện áp collecto ứng với đoạn đầu của đặc tuyến ra tranzito (còn gọi là điện áp U_{CE} bão hòa); $I_{CO(E)}$ là dòng điện collecto ban đầu ứng với nhiệt độ cực đại chính là độ cao của đường đặc tuyến ra tĩnh ứng với dòng $I_B = 0$, U_{rm} và I_{cm} là biên độ áp và dòng ra.

Quan hệ dòng I_{cm} với điện áp ra có dạng

$$I_{cm} = \frac{U_{rm}}{R_c // R_t} = \frac{U_{rm}}{R_{t\approx}} \quad (2-121)$$

Để tăng hệ số khuếch đại của tầng, trị số R_c phải chọn lớn hơn R_t từ 3 , 5 lần. Dựa vào dòng I_{co} đã chọn, tính dòng bazơ tĩnh:

$$I_{BO} = (I_{CO} - I_{CO(E)}) / b \quad (2-122)$$

từ đó dựa vào đặc tuyến vào của tranzito hình 2.65b, ta được điện áp U_{BEO} ứng với I_{BO} đã tính được.

Dòng emitơ tĩnh có quan hệ với dòng I_{bo} và I_{co} theo biểu thức:

$$I_{EO} (1 + b)I_{BO} + I_{CO(E)} = (I_{CO} - I_{CO(E)}) (1 + b) / b + I_{CO(E)} = I_{CO} \quad (2-123)$$

Khi chọn E_c (nếu như không cho trước), cần phải theo điều kiện

$$E_c = U_{co} + I_{CO} R_c + U_{EO} \quad (2-124)$$

ở đây: $U_{EO} = I_{EO} R_E$

Khi xác định trị số U_{EO} phải phát từ quan điểm tăng điện áp U_{EO} sẽ làm tăng độ ổn định nhiệt cho chế độ tĩnh của tầng (vì khi R_E lớn sẽ làm tăng độ sâu hồi tiếp âm một chiều của tầng), tuy nhiên lúc đó cần tăng điện áp nguồn cung cấp E_c . Vì vậy mà E_{EO} thường chọn bằng (0,1 đến 0,3) E_c .

Chú ý đến biểu thức (2-124) ta có

$$E_C = \frac{U_{CO} + I_{CO}R_C}{0,7 \div 0,9} \quad (2-125)$$

Điện trở R_E có thể tính từ

$$R_E = U_{EO} / I_{CO} \quad (2-126)$$

Khi tính các phần tử của bộ phân áp đầu vào, ngoài những điểm đã nói ở mục 2.2.3g cần lưu ý: với quan điểm ổn định nhiệt cho chế độ tĩnh của tầng thì sự thay đổi của dòng bazơ tĩnh I_{BO} (do độ không ổn định nhiệt của điện áp U_{EBO}) phải ít ảnh hưởng đến sự thay đổi điện áp U_{BO} . Muốn vậy, thì dòng I_P qua bộ phân áp R_1 và R_2 phải lớn hơn dòng I_{BO} qua điện trở R_1 . Tuy nhiên, với điều kiện $I_p > I_{BO}$ thì R_1, R_2 sẽ phải nhỏ và chúng sẽ gây ra mắc rẽ mạch đến mạch vào của tranzito. Vì thế khi tính các phần tử của bộ phân áp vào ta phải hạn chế theo điều kiện:

$$R_B = R_1 // R_2 = (2 \div 5) r_V \quad (2-127)$$

$$I_P = (2 \div 5) I_{BO} \quad (2-128)$$

Ở đây, r_V là điện trở vào của tranzito, đặc trưng cho điện trở xoay chiều của mạch bazơ – emitơ ($r_V = DU_{BE} / D_{IB}$).

Điện trở R_1, R_2 (h.2.64) có thể tính theo:

$$R_2 = \frac{U_{BO}}{I_P} = \frac{U_{EO} + U_{EBO}}{I_P} \quad (2-129)$$

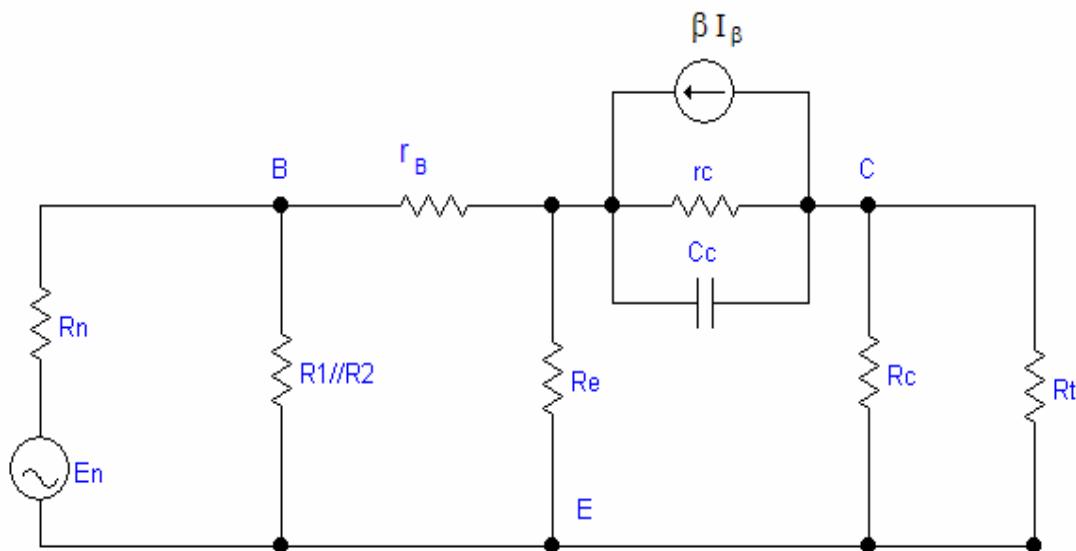
$$R_2 = \frac{E_C - U_{BO}}{I_P - I_{BO}} \quad (2-130)$$

Khi chọn tranzito cần chú ý các tham số giới hạn như sau: dải tần số công tác (theo tần số f_a hay f_b) cũng như các tham số về dòng điện, điện áp và công suất. Dòng điện cho phép cực đại $I_{C,CP}$ phải lớn hơn trị số tức thời lớn nhất của dòng colecto trong khi làm việc, nghĩa là $I_{Cmax} = I_{CO} + I_{CM} < I_{C,CP}$ (h2.65.a). Về mặt điện áp người ta thường chọn tranzito theo $U_{CO,CP} > E_C$. Công suất tiêu hao trên colecto của tranzito $P_C = U_{CO} \cdot I_{CO}$ phải nhỏ hơn công suất cực đại cho phép của tranzito $P_{C,CP}$. Đường cong công suất giới hạn cho phép là đường hyperbol. Đối với mỗi điểm của nó ta có $U_{CCf} \cdot I_{CCf} = P_{C,CP}$.

Tóm lại, việc tính chế độ một chiều của tầng khuếch đại là giải quyết nhiệm vụ chọn hợp lý các phần tử của sơ đồ để nhận được những tham số cần thiết của tín hiệu ra trên tải.

Các hệ số khuếch đại dòng điện K_I và điện áp K_U và công suất K_P cũng như điện trở vào R_V và điện trở ra R_r là những chỉ tiêu quan trọng của tầng khuếch đại. Những chỉ tiêu đó có thể xác định được khi tính toán tầng khuếch đại theo dòng xoay chiều. Phương pháp giải tích dựa trên thay thế tranzito và tầng khuếch đại bằng sơ đồ tương

đương dòng xoay chiều ở chế độ tín hiệu nhỏ. Sơ đồ thay thế tầng E_C vẽ trên hình 2.66, ở đây tranzito được thay thế bằng sơ đồ thay thế tham số vật lý. Tính toán theo dòng xoay chiều cũng có thể thực hiện được khi sử dụng sơ đồ thay thế tranzito với các tham số h , r hay g . Để đơn giản ta giả thiết tầng khuếch đại được tính ở miền tần số trung bình, tín hiệu vào là hình sin và điện trở của nguồn cung cấp đổi với dòng xoay chiều bằng không. Dòng điện và điện áp trong sơ đồ tính theo trị số hiệu dụng, nó có quan hệ với trị số biên độ qua hệ số h , r hay g .



Hình 2.66: Sơ đồ thay thế tầng E_C bằng tham số vật lý

Để đơn giản ta giả thiết tầng khuếch đại được tính ở miền tần số trung bình, tín hiệu vào là hình sin và điện trở của nguồn cung cấp đổi với dòng xoay chiều bằng không. Dòng điện và điện áp trong sơ đồ tính theo trị số hiệu dụng, nó có quan hệ với trị số biên độ qua hệ số $1/\sqrt{2}$

- Điện trở vào của tầng :

$$R_v = R_1 // R_2 // r_v \quad (2-131)$$

Vì điện trở vào của nguồn là I_B ở hình 2.66 rất lớn còn $r_{c(E)} + R_c // R_t \gg r_E$ nên

$$U_{BE} = I_B r_B + I_E r_E \text{ hay là}$$

$$U_{BE} = I_B [r_B + (1 + b)r_E] \quad (2-132)$$

chia cả hai vế của phương trình (2-132) cho I_B ta

$$r_v = r_B + (1 + b)r_E$$

Tính gần đúng bậc 1 của R_v theo r_v và giá trị có thể của r_B , b , r_E với điều kiện $R_1 // R_2 \geq (2, 3)r_v$ ta sẽ có R_v của tầng E_C không vượt quá 1, 3 kW.

- Xác định hệ số khuếch đại dòng điện của tầng $K_i = I_t/I_v$, từ sơ đồ 2.66 có :

$$I_B = I_r \frac{R_v}{r_v} \quad (2-133)$$

Khi xác định dòng I_t qua I_B thì không tính đến r_E vì nó rất nhỏ so với điện trở của các phân tử mạch ra.

$$I_t = \beta I_B \frac{r_{c(E)} // R_c // R_t}{R_t} \quad (2-134)$$

Để ý đến biểu thức (2-133) ta có

$$I_t = I_v \beta \frac{R_v}{r_v} \cdot \frac{r_{c(E)} // R_c // R_t}{R_t} \quad (2-135)$$

và hệ số khuếch đại dòng xác định bởi

$$K_i = \beta \frac{R_v}{r_v} \cdot \frac{r_{c(E)} // R_c // R_t}{R_t} \quad (2-136)$$

Hệ số khuếch đại dòng K_i tỉ lệ với b của tranzito và phụ thuộc vào tác dụng mắc rẽ của bộ phân áp và điện trở $R_c R_t$. Biểu thức (2-136) cho thấy cần phải chọn $R_1//R_2 > r_v$ và $R_c > R_t$. Nếu ta coi $R_v \gg r_v$ và $r_{c(E)} \gg R_c//R_t$ thì biểu thức tính hệ số khuếch đại dòng gần đúng sẽ có dạng:

$$K_i = \beta \frac{R_c // R_t}{R_t} \quad (2-137)$$

Như vậy, tầng EC sẽ có hệ số khuếch đại dòng tương đối lớn, và nếu $R_c \gg R_t$ thì hệ số khuếch đại dòng điện $K_i \rightarrow b$.

- xác định hệ số khuếch đại điện áp của tầng. $K_u = U_r/E_n$

$$K_u = \frac{I_t \cdot R_t}{I_v (R_n + R_v)} = k_i \cdot \frac{R_t}{R_n + R_v} \quad (2-138)$$

Thay (2-137) vào (2-138) ta có :

$$K_u = \beta \cdot \frac{R_c // R_t}{R_n + R_v} \quad (2-139)$$

Từ (2-139) ta thấy nếu β càng lớn, vâ điện trở mạch ra của tầng càng lớn so với điện trở mạch vào thì hệ số khuếch đại càng lớn. Đặc biệt, hệ số khuếch đại điện áp sẽ tăng khi điện trở trong nguồn tín hiệu giảm. Hệ số khuếch đại điện áp trong sơ đồ EC khoảng từ $20 \div 100$. Tầng khuếch đại EC thực hiện đảo pha đối với điện áp vào. Việc tăng điện áp vào (chiều dương) sẽ làm tăng dòng bazơ và dòng colecto của tranzito, hạ áp trên R_c tăng, sẽ làm giảm điện áp trên colecto (hay là xuất hiện ở đầu ra của tầng nửa chu kì âm điện áp). Việc đảo pha của điện áp ra trong tầng EC đôi khi được biểu thị bằng dấu "-" trong biểu thức K_u .

- Hệ số khuếch đại công suất $K_p = P_r / P_v = K_u \cdot K_i$ trong sơ đồ EC khoảng (0,2 đến 5) 10^3 lần.

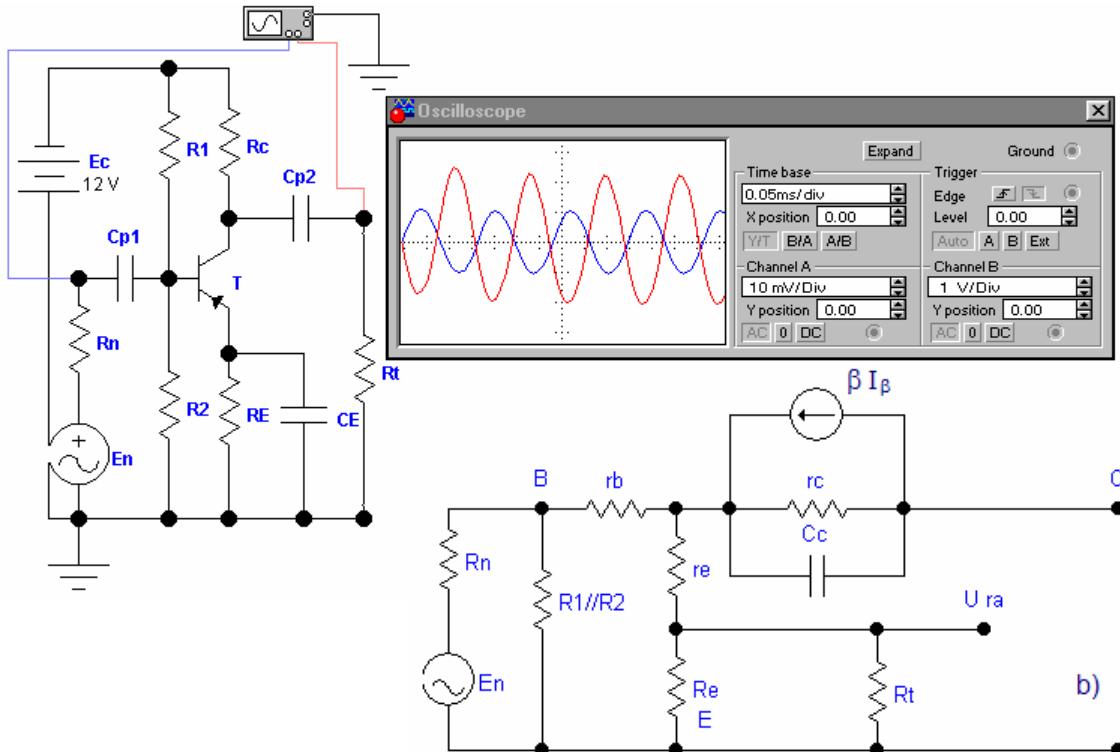
- Điện trở ra của tầng

$$R_r = R_c // r_{c(E)}$$

Vì $R_c(E) > > R_c$ nên $R_r = R_c$

b – Tầng khuếch đại colecto chung CC (lắp emitor)

Hình 2.67a là sơ đồ một tầng khuếch đại CC, còn gọi là tầng lặp E vì điện áp ra của nó lấy ở E của tranzito, về trị số gần bằng điện áp vào ($U_r = U_v + U_{BE} \approx U_v$) và trùng pha với điện áp vào. Điện trở R_E trong sơ đồ đóng vai trò như R_c trong sơ đồ EC. Tụ C_{p2} có nhiệm vụ truyền ra tải thành phần xoay chiều của tín hiệu ra.



Hình 2.67: Sơ đồ tầng khuếch đại CC và kết quả mô phỏng

Điện trở R_1, R_2 dùng để xác định chế độ tĩnh của tầng. Để tăng điện trở vào, có thể không mắc điện trở R_2 . Việc tính toán chế độ một chiều tương tự như đã làm với tầng EC. Để khảo sát các tham số của tầng theo dòng xoay chiều, cần chuyển sang sơ đồ thay thế.

Điện trở vào của tầng $R_v = R_1//R_2//r_v$.

$$Ta có \quad U_v = I_B [r_B + (1 + \beta)(r_e + R_e // R_t)]$$

Chia U_v cho I_B ta có

$$r_v = r_b + (1 + \beta)(r_e + R_e // R_t) \quad (2-141)$$

Từ biểu thức (2-141) nhận thấy r_v của tranzito trong sơ đồ CC lớn hơn trong sơ đồ EC. Vì r_e thường rất nhỏ hơn $R_E//R_t$, còn r_b nhỏ hơn số hạng thứ hai về phải của biểu thức (2-141), nên điện trở của tầng lặp lại E bằng:

$$R_v \approx R_1//R_2 (1 + \beta)(R_e // R_t) \quad (2-142)$$

Nếu chọn bộ phân áp đầu vào có điện trở lớn thì điện trở vào của tầng sẽ lớn. Ví dụ,

$\beta = 50$; $R_e // R_t = 1k\Omega$ thì $R_v = 51k\Omega$. Tuy nhiên khi điện trở vào tăng, thì không thể bỏ qua được điện trở $r_{c(E)}$ mắc rẽ với mạch vào của tầng (h.2.67b). Khi đó điện trở vào của tầng sẽ là :

$$R_v = R_1//R_2 // [(1 + \beta)(R_e // R_t)] r_{c(E)} \quad (2-143)$$

Điện trở vào lớn là một trong những ưu điểm quan trọng của tầng CC, dùng để làm tầng phối hợp với nguồn tín hiệu có điện trở trong lớn. Việc xác định hệ số khuếch đại dòng K_i cũng theo phương pháp giống như sơ đồ E_c. Công thức (2-133) đúng đối với tầng CC. Vì dòng I_t ở đây chỉ là một phần của dòng I_E nên biểu thức (2-134) sẽ có dạng

$$I_t = (1 + \beta) I_B \frac{R_E // R_t}{R_t} \quad (2-144)$$

và xét đến (2-134) ta có

$$I_t = I_v (1 + \beta) \frac{R_v}{r_v} \cdot \frac{R_E // R_t}{R_t} \quad (2-145)$$

Hệ số khuếch đại dòng trong sơ đồ CC

$$K_i = (1 + \beta) \cdot \frac{R_v}{r_v} \cdot \frac{R_E // R_t}{R_t} \quad (2-146)$$

nghĩa là nó cũng phụ thuộc vào quan hệ R_v và r_v , R_E và R_t , giả thiết $R_v = r_v$ thì

$$K_i = (1 + \beta) \cdot \frac{R_E // R_t}{R_t} \quad (2-147)$$

Khi $R_E = R_C$ và điện trở R_t giống nhau, thì hệ số khuếch đại dòng điện trong sơ đồ CC và EC gần bằng nhau.

Hệ số khuếch đại điện áp K_u theo (2-138) ta có :

$$K_u = (1+\beta) \cdot \frac{R_E // R_t}{R_n + R_v} \quad (2-148)$$

Để tính hệ số K_u , ta coi $R_v \gg R_n$ và R_v tính gần đúng theo (2.142): $R_v \approx (1+\beta)(R_E // R_t)$, khi đó $K_u \approx 1$. Tầng CC dùng để khuếch đại công suất tín hiệu trong khi giữ nguyên trị số điện áp của nó.

Vì $K_u = 1$ nên hệ số khuếch đại công suất K_p xấp xỉ bằng K_i về trị số.

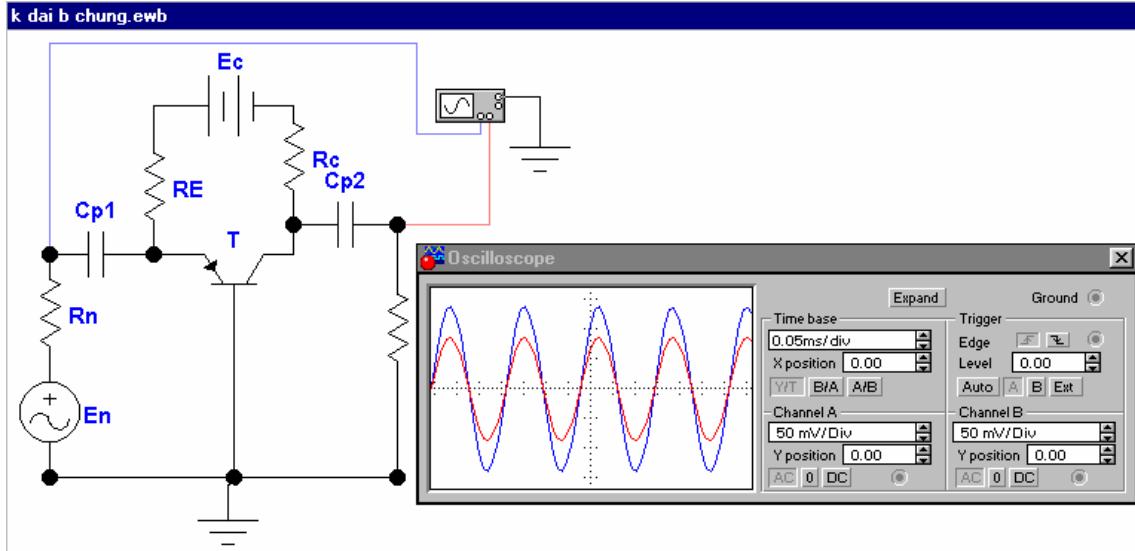
Điện trở ra của tầng CC có giá trị nhỏ (cỡ Ω), được tính 'bởi

$$R_r = R_E // \left(r_B + \frac{r_B + R_n // R_1 // R_2}{1+\beta} \right) = R_E // r_E \quad (2-149)$$

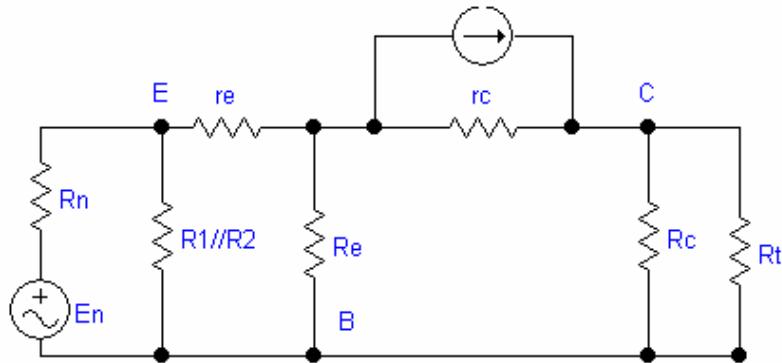
Tầng CC được dùng để biến đổi, trở kháng phổi hợp mạch ra của tầng khuếch đại với tải có điện trở nhỏ, có vai trò như 1 tầng khuếch đại công suất đơn chế độ A không có biến áp ra.

c Tầng khuếch đại bazo chung (BC)

Hình 2.68a là sơ đồ tầng khuếch đại BC. Các phần tử E_e , R_e để xác định dòng tĩnh I_E . Các phần tử còn lại cũng có chức năng giống sơ đồ EC. Về nguyên lý để thực hiện sơ đồ BC ta có thể chỉ dùng một nguồn E_C .



Hình 2.68: a) Sơ đồ khuếch đại BC và kết quả mô phỏng



Hình 2.68: b) Sơ đồ thay thế

Để khảo sát các tham số của tầng khuếch đại BC theo dòng xoay chiều ta sử dụng sơ đồ tương đương hình 2.68b.

$$R_v = R_E // [r_E + (1 - \alpha)r_B] \quad (2-150)$$

Từ (2-150) ta thấy điện trở vào của tầng được xác định chủ yếu bằng điện trở r_E và vào khoảng $(10 \div 50)\Omega$. Điện trở vào nhỏ là nhược điểm cơ bản của tầng BC vì tầng đó sẽ là tải lớn đối với nguồn tín hiệu vào.

Đối với thành phần xoay chiều thì hệ số khuếch đại dòng điện sẽ là $\alpha = I_C / I_E$ và $\alpha < 1$. Hệ số khuếch đại dòng điện K_i tính theo sơ đồ hình 2.68b sẽ là

$$K_i = \alpha \cdot \frac{R_c // R_t}{R_t} \quad (2-151)$$

Hệ số khuếch đại điện áp

$$K_u = \alpha \cdot \frac{R_c // R_t}{R_n + R_v} \quad (2-152)$$

Từ (2-152) ta thấy khi giảm điện trở trong của nguồn tín hiệu vào sẽ làm tăng hệ số khuếch đại điện áp.

Điện trở ra của tầng BC

$$R_r = R_c // r_{c(B)} \approx R_c \quad (2-153)$$

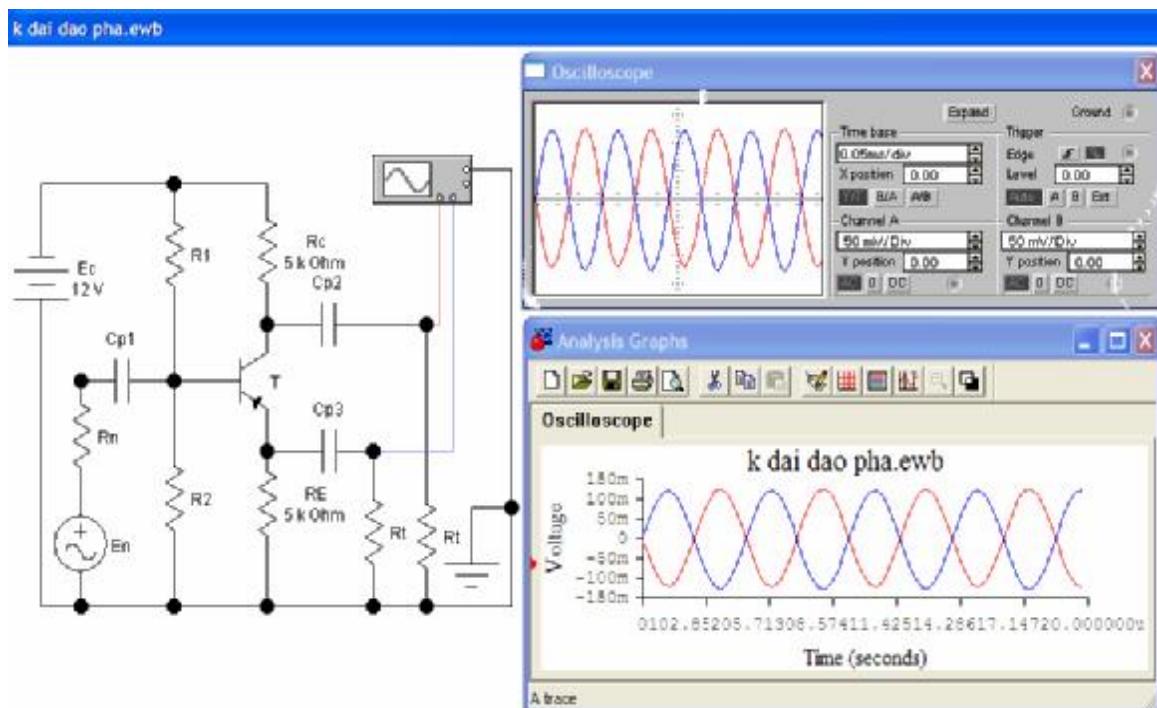
cần chú ý rằng đặc tuyến tĩnh của tranzito măc BC có vùng tuyến tính rộng nhất nên tranzito có thể dùng với điện áp colecto lớn hơn sơ đồ EC (khi cần có điện áp ở đầu ra lớn). Trên thực tế tầng khuếch đại BC có thể dùng làm tầng ra của bộ khuếch đại, còn tầng CC dùng làm tầng trước cuối. Khi đó tầng CC sẽ là nguồn tín hiệu và có điện trở trong nhỏ (điện trở ra) của tầng BC.

d – Tầng khuếch đại đảo pha

Tầng đảo pha (tầng phân tần) dùng để nhận được hai tín hiệu ra, lệch pha nhau 180° . Sơ đồ tầng đảo pha vẽ trên hình 2.69a. Nó có thể nhận được từ sơ đồ EC hình

2.64 khi bỏ tụ C_E và mắc tải thứ hai R_{t2} vào R_E qua C_{p3} . Tín hiệu ra lấy từ colecto và emito của tranzito. Tín hiệu ra U_{r2} lấy từ emito đồng pha với tín hiệu vào U_v (h.2.69b,c) còn tín hiệu ra U_{rl} lấy từ colecto (h.2.69c) ngược pha với tín hiệu vào.

Dạng tín hiệu vẽ trên hình 2.69b, c, d



Hình 2.69: Sơ đồ tầng đảo pha và biểu đồ thời gian

Điện trở vào của tầng đảo pha tính tương tự như tầng CC:

$$R_v = R_1 // R_2 // [r_B + (1 + \beta)(r_E + R_E // R_{t2})] \quad (2-154)$$

hoặc tính gần đúng

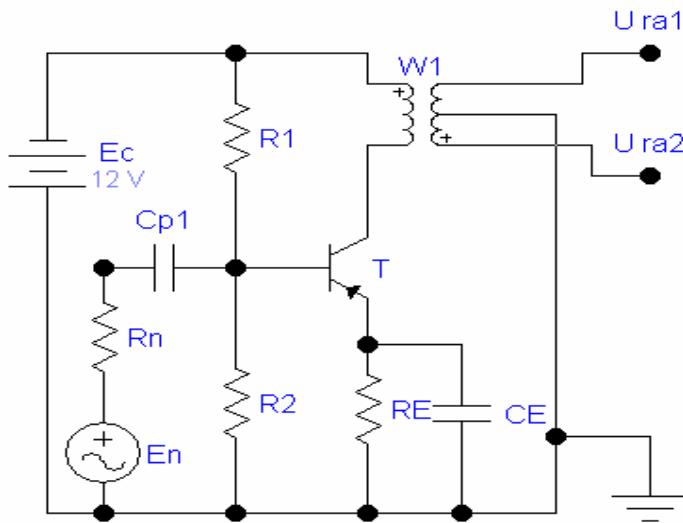
$$R_v \approx (1 + \beta)(r_E + R_E // R_{t2}) \quad (2-155)$$

Hệ số khuếch đại điện áp ở đầu ra 1 xác định tương tự như sơ đồ EC, còn ở đầu ra 2 xác định tương tự như sơ đồ CC.

$$K_{u1} \approx -\beta \cdot \frac{R_c // R_{t1}}{R_n + R_v} \quad (2-156)$$

$$K_{u2} \approx (1 + \beta) \cdot \frac{R_E // R_{t2}}{R_n + R_v} \quad (2-157)$$

Nếu $(1 + \beta)(R_E // R_{t2}) = \beta(R_c // R_{t1})$ thì hai hệ số khuếch đại này sẽ giống nhau. Tầng đảo pha cũng có thể dùng biến áp, sơ đồ nguyên lý như hình 2.70.



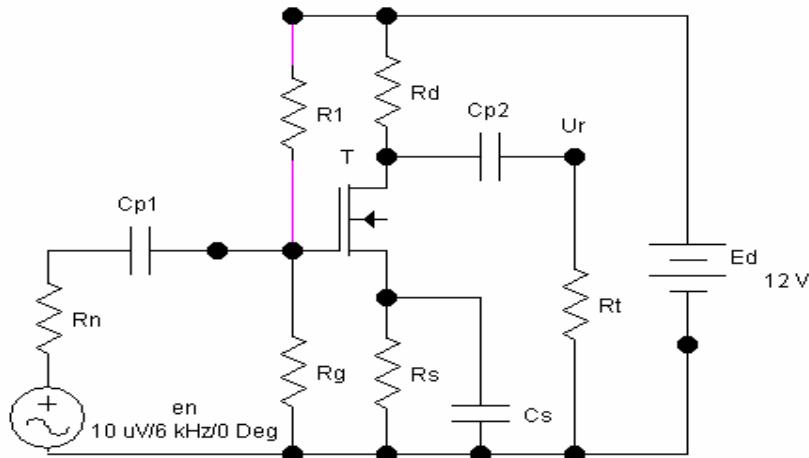
Hình 2.70: Sơ đồ tầng đảo pha dùng biến áp

Hai tín hiệu ra lấy từ hai nửa cuộn thứ cấp có pha lệch nhau 180° so với điểm O. Nếu hai nửa cuộn thứ cấp có số vòng bằng nhau thì hai điện áp ra sẽ bằng nhau. Mạch đảo pha biến áp được dùng vì dễ dàng thay đổi cực tính của điện áp ra và còn có tác dụng để phối hợp trở kháng.

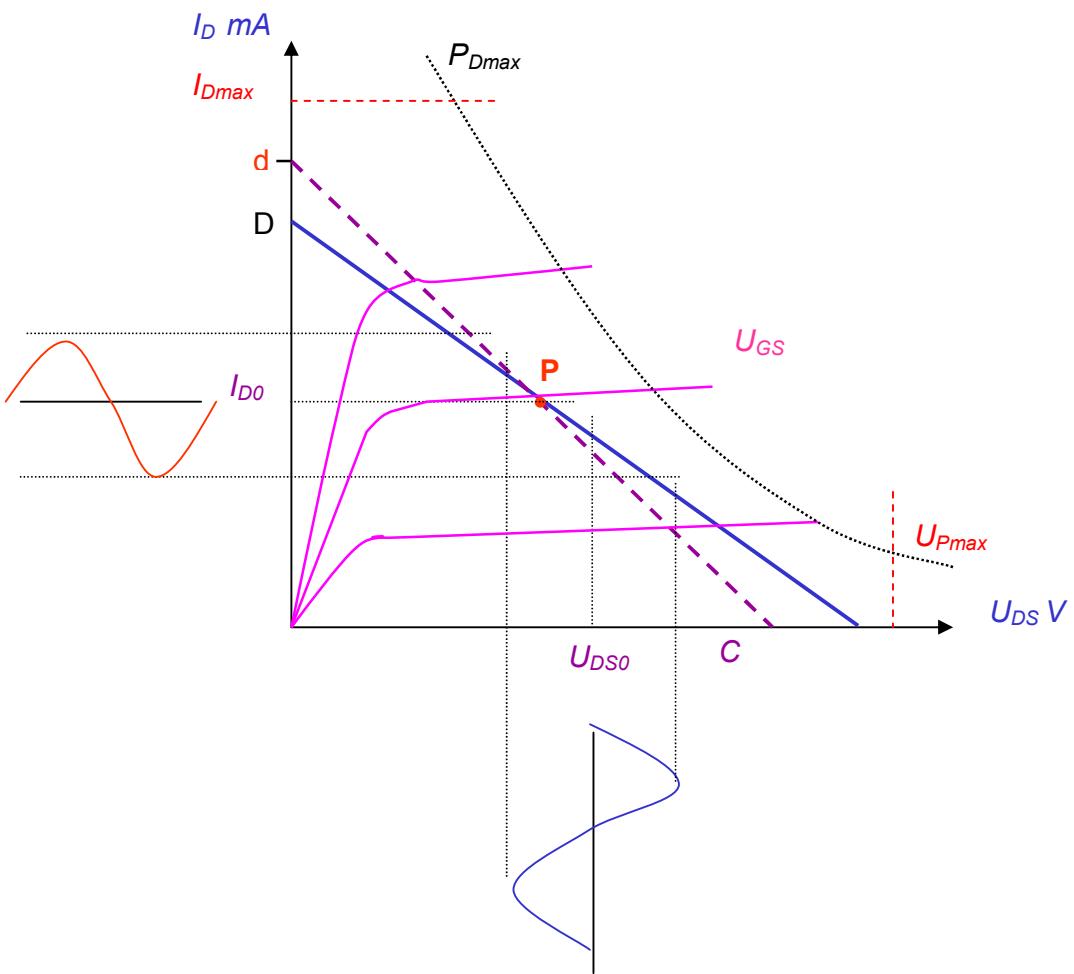
2.3.3. Khuếch đại dùng tranzito trường (FET)

Nguyên lý xây dựng tầng khuếch đại dùng tranzito trường cũng giống như tầng dùng tranzito lưỡng cực, điểm khác nhau là tranzito trường điều khiển bằng điện áp. Khi chọn chế độ tĩnh của tầng dùng tranzito trường cần đưa tới đầu vào (cực cửa) một điện áp một chiều có trị số và cực tính cần thiết.

a - Khuếch đại cực nguồn chung (SC)



Hình 2.71a: Sơ đồ tầng Khuếch đại cực nguồn chung (SC)



Hình 2.71b: Đồ thị xác định chế độ tĩnh của tầng Khuếch đại cực nguồn chung (SC)

Sơ đồ khuếch đại SC dùng MOSFET có kênh n đặt sẵn cho trên hình 2.71. Tải R_D được mắc vào cực máng, các điện trở R_1, R_G, R_S dùng để xác lập U_{GSO} ở chế độ tĩnh. Điện trở R_s sẽ tạo nên hồi tiếp âm dòng một chiều để ổn định chế độ tĩnh khi thay đổi nhiệt độ và do tính tản mạn của tham số tranzito. Tụ C_s để khử hồi tiếp âm dòng xoay chiều. Tụ C_{p1} để ghép tầng với nguồn tín hiệu vào. Nguyên tắc chọn chế độ tĩnh cũng giống như sơ đồ dùng tranzito lưỡng cực (h.2.64). Công thức (2.119) và (2.120), ở đây có thể viết được dạng.

$$U_{Dso} > U_{rm} + \Delta U_{DS} \quad (2-158)$$

$$I_{D0} > I_{Dm} \quad (2-159)$$

Điểm làm việc tĩnh P dịch chuyển theo đường tải một chiều sẽ qua điểm a và b (h.2.71). Đối với điểm a, $I_D = 0$, $U_{PS} = +E_D$, đối với điểm b, $U_{DS} = 0$, $I_D = E_D(R_D + R_S)$. Đường tải xoay chiều xác định theo điện trở $R_{t\sim} = R_D//R_t$. Trong bộ khuếch đại nhiều

tầng thì tải của tầng trước chính là mạch vào của tầng sau có điện trở vào R_v đủ lớn. Trong những trường hợp như vậy thì tải xoay chiều của tầng xác định chủ yếu bằng điện trở R_D (được chọn tối thiểu cũng nhỏ hơn R_v một bậc nữa). Chính vì vậy đối với tầng tiền khuếch đại thì độ dốc của đường tải xoay chiều (đường c-d) không khác lầm so với đường tải một chiều và trong nhiều trường hợp người ta coi chúng là ở chế độ tĩnh có :

$$U_{DSO} = E_D - I_{DO}(R_D + R_S) \quad (2-160)$$

trong đó I_{DO} là dòng máng tĩnh. U_{DSO} là điện áp cực máng - nguồn tĩnh.

Điện áp U_{GSO} chính là tham số của đặc tuyến ra tĩnh (máng) đi qua điểm tĩnh P (h.2.71).

Dựa vào đặc tuyến của FET ta thấy ở chế độ tĩnh, điện áp phán cực có thể có cực tính dương hoặc âm đối với cực nguồn và thậm chí có thể bằng không.

Khảo sát trường hợp $U_{GSO} < 0$

Điện trở R_S và R_G (h.2.71) để xác định điện áp $U_{GSO} < 0$ trong chế độ tĩnh. Trị số và cực tính của điện áp trên điện trở R_S là do dòng điện $I_{SO} = I_{DO}$ chảy qua nó quyết định, điện trở R_S được xác định bởi :

$$R_S = U_{GSO} / I_{DO} \quad (2-161)$$

Điện trở R_G để dẫn điện áp U_{GSO} lấy trên R_S lên cực cửa của FET. Điện trở R_G phải chọn nhỏ hơn điện trở vào vài bậc nữa. Điều này rất cần thiết để loại trừ ảnh hưởng của tính không ổn định theo nhiệt độ và tính tản mạn của các tham số mạch vào đến điện trở vào của tầng. Trị số R_S thường chọn từ $1 \div 5M\Omega$.

Ngoài việc đảm bảo điện áp yêu cầu U_{GSO} , điện trở R_S còn tạo ra hồi tiếp âm dòng 1 chiều trong tầng, ngăn cản sự thay đổi dòng I_{DO} do tác dụng của nhiệt độ và tính tản mạn của tham số tranzito và vì thế ổn định chế độ tĩnh của tầng. Để tăng tính ổn định thì cần tăng R_S nhưng phải đảm bảo giá trị U_{GSO} . Trong trường hợp này phải bù điện áp U_{SO} bằng cách cung cấp cho cực cửa điện áp U_{GO} qua điện trở R_1 .

$$U_{GSO} = U_{SO} - U_{GO} = I_{DO} \cdot R_S - E_D \cdot \frac{R_G}{R_G + R_1} \quad (2-162)$$

$$R_1 = \frac{E_D \cdot R_G}{U_{SO} - U_{GSO}} - R_G \quad (2-163)$$

Điện áp nguồn cung cấp

$$E_D = U_{DSO} + U_{SO} + I_{DO} \cdot R_D \quad (2-164)$$

Trị số R_D có ảnh hưởng đến đặc tính tần số của tầng, nó được tính theo tần số trên của đại tần. Với quan điểm mở rộng dải tần thì phải giảm R_D . Sau khi đã chọn điện trở trong của tranzito r_i , thì ta có thể chọn $R_D = (0,05 \div 0,15)r_i$

Việc chọn điện áp U_{SO} cũng theo những điều kiện giống như điện áp U_{EO} trong tầng EC, nghĩa là tăng điện áp U_{SO} sẽ làm tăng độ ổn định của điểm làm việc tĩnh do R_S

tăng, tuy nhiên khi đó cần tăng E_D . Vì thế U_{SO} thường chọn khoảng $(0,1 \div 0,3)E_D$. Cũng tương tự (2-125) ta có :

$$E_D = \frac{U_{DO} + I_{DO}R_D}{0.7 \div 0.9} \quad (2-165)$$

Khi $U_{GSO} \geq 0$ phải mắc điện trở R_S để đạt yêu cầu về độ ổn định chế độ tĩnh. Lúc đó bắt buộc phải mắc R_1 . Chọn các phần tử dựa vào các công thức (2-162) đến (2-165), khi đó công thức (2-162), (2-163) cần phải hoặc cho $U_{GSO} = 0$, hoặc là thay đổi dấu trước điện áp U_{GSO} . Chế độ $U_{GSO} > 0$ là chế độ điển hình cho MOSFET có kêtch cản ứng loại n. Vì thế nếu thực hiện việc đổi dấu trước U_{GSO} trong công thức (2-162), (2-163) có thể dùng chúng để tính mạch thiên áp của tầng nguồn chung.

Chọn loại FET phải chú ý đến các tham số tương tự như trong tầng EC. Phải tính đến dòng máng cực đại I_{Dmax} , điện áp cực đại U_{DSmax} và Công suất tiêu tán cực đại trong tranzito P_{Dmax} (h.271), và U_{Dsmax} .

Giống như sơ đồ EC dùng tranzito lưỡng cực, tầng nguồn chung cũng làm đảo pha tín hiệu khuếch đại. Ví dụ đặt vào đầu vào nửa chu kỳ điện áp dương (h. 2.71) sẽ làm tăng dòng máng và giảm điện áp máng ; ở đầu ra sẽ nhận được nửa chu kỳ điện áp cực tính âm.

Dưới đây ta sẽ phân tích tầng khuếch đại về mặt xoay chiều.

Sơ đồ thay thế tầng SC vẽ trên hình 2.72a có tính đến điện dung giữa các điện cực của tranzito [6,8].

Sơ đồ thay thế dựa trên cơ sở sử dụng nguồn dòng ở mạch ra. Điện trở R_D , R_t mắc song song ở mạch ra xác định tải $R_{t\sim} = R_D // R_t$. Điện trở R_1 và R_G cũng được mắc song song. Vì điện trở vào thường lớn hơn điện trở R_n nhiều, nên điện áp vào của tầng coi như bằng E_n . Tụ phân đường C_{p1} , C_{p2} và tụ C_S khá lớn nên điện trở xoay chiều coi như bằng không. Vì thế trong sơ đồ thay thế không vẽ những tụ đó.

Hệ số khuếch đại điện áp ở tần số trung bình

$$K_u = \frac{U_t}{U_V} = \frac{S U_v (r_i // R_{t\sim})}{U_v} = S(r_i // R_{t\sim}) \quad (2-166)$$

hay là

$$K_u = \frac{S r_i R_{t\sim}}{r_i + R_{t\sim}} \quad (2-167)$$

Tích số $S.r_i$ gọi là hệ số khuếch đại tĩnh μ của FET. Thay $\mu = S r_i$ vào (2.167) ta có :

$$K_u = \frac{\mu R_{t\sim}}{r_i + R_{t\sim}} \quad (2-168)$$

Dựa vào (2-168) có thể vẽ sơ đồ thay thế của tầng SC với nguồn điện áp μU_V (h.2.72b).

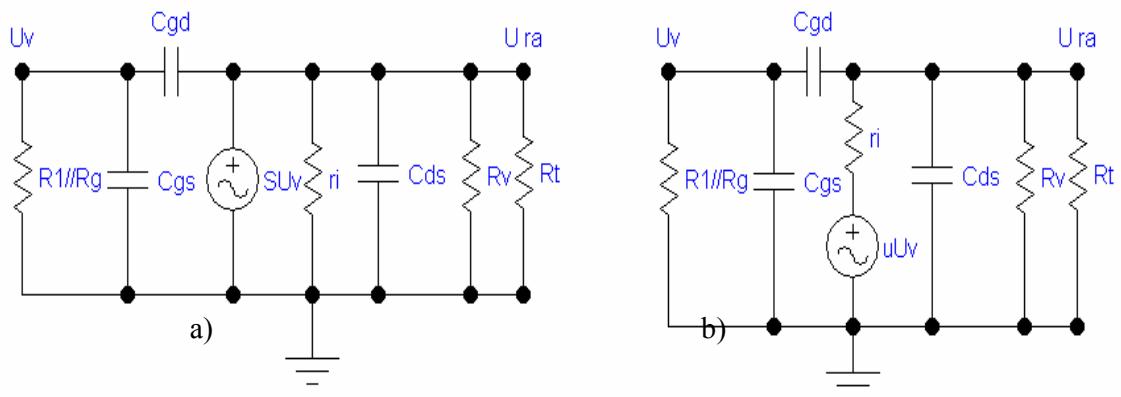
Trong trường hợp nếu tầng SC là tầng tiền khuếch đại trong bộ khuếch đại nhiều tầng thì $R_{t\sim} = R_D // R_V = R_D$. Nếu như tính đến $R_D \ll r_i$ thì hệ số khuếch đại điện áp của tầng được tính gọn là :

$$K_u = SR_D \quad (2-169)$$

Điện trở vào của tầng SC là: $R_v = R_1 // R_G \quad (2-170)$

Điện trở ra của tầng SC là: $R_r = R_D // r_i \approx R_D \quad (2-171)$

Khi chuyển sang miền tần số cao thì phải chú ý đến điện dung vào và ra của tầng, nghĩa là cần chú ý đến điện dung giữa các điện cực C_{GS} , C_{GD} của tranzito (h.2.72a), cũng như điện dung lắp ráp mạch vào C_L (điện dung của linh kiện và dây dẫn mạch vào đối với cực âm của nguồn cung cấp).



Hình .2.72: Sơ đồ thay thế tầng SC

a) Nguồn dòng ; b) Nguồn áp

Ở tần số cao những điện dung kề trên sẽ tạo nên thành phần kháng của dòng điện mạch vào.

$$I_{CV} = I_{CGS} + I_{CGD} + I_{CL} \quad (2-172)$$

Dòng I_{CGS} , I_{CL} xác định bằng điện áp vào U_V , còn dòng I_{CGD} xác định bằng điện áp cực máng - cửa. Vì điện áp cực máng ngược pha với điện áp vào, nên điện áp giữa cực cửa và máng sẽ bằng :

$$\dot{U}_V + \dot{U} = (1 + K_u) \dot{U}_V$$

Dòng điện vào điện dung của tầng

$$\dot{I}_{CV} = Jw C_{GS} \cdot \dot{U}_V + Jw C_{GD} (1 + K_u) \dot{U}_V + Jw C_L \cdot \dot{U}_V$$

hay là

$$\dot{I}_{CV} \approx Jw \dot{U}_V [C_{GS} + (1 + K_u) C_{GD} + C_L] = Jw C_v \cdot \dot{U}_V$$

ở đây C_v là điện dung vào của tầng

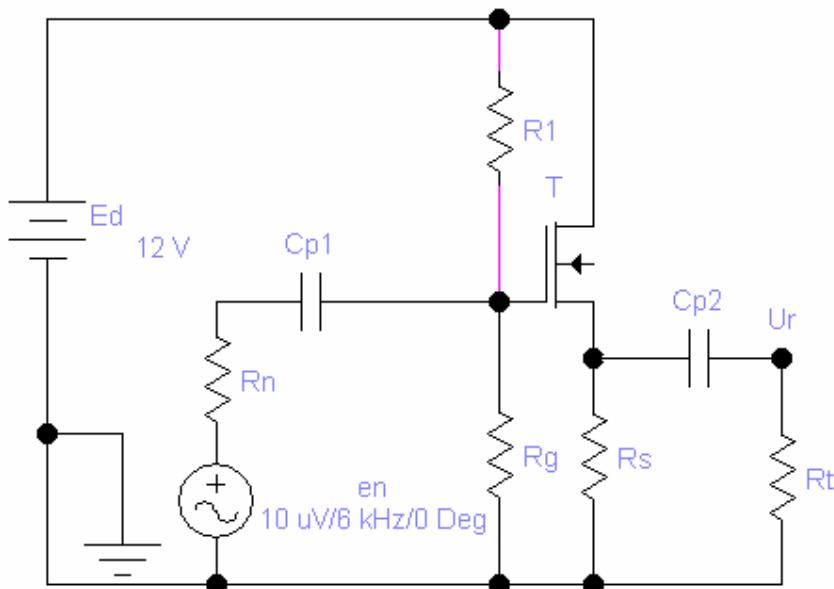
$$C_v = C_{GS} + (1 + K_u) C_{GD} + C_L \quad (2-173)$$

Điện dung ra của tầng phụ thuộc vào điện dung giữa các điện cực ở khoảng máng-nguồn và máng - cửa, cũng như điện dung lắp ráp mạch ra. Tính điện dung ra cũng theo phương pháp như đã tính đối với điện dung vào, có kết quả :

$$C_r = C_{DS} + \frac{1+K_u}{K_u} \cdot C_{GD} + C_S \quad (2-174)$$

e. Khuếch đại cực máng chung DC (lắp lại cực nguồn)

Hình 2.73a là sơ đồ DC dùng FET có kênh đặt sẵn. Điện trở R_1 , R_G cùng với R_s dùng để xác định chế độ làm việc tĩnh của tranzito.



Hình 273 : Sơ đồ DC dùng FET có kênh đặt sẵn

Việc chọn và đàm bảo chế độ tĩnh được tiến hành tương tự như tầng SC. Tải một chiều của tầng là R_s còn tải xoay chiều là $R_{t\sim} = R_s//R_t$

Đối với tầng DC thì điện áp tải trùng pha với điện áp vào

$$U_t = U_v - U_{GS} \quad (2-175)$$

Theo sơ đồ thay thế thì U_t lại là hàm số của U_{GS} tác dụng lên đầu vào của tranzito

$$U_t = S U_{GS} (r_i//r_{t\sim})$$

hay

$$U_{GS} = \frac{U_t}{S(r_i//R_{t\sim})} \quad (2-176)$$

Hệ số khuếch đại điện áp của tầng tính theo

$$K_u = \frac{U_t}{U_v} = \frac{S(\tau_i//R_{t\sim})}{1 + S(\tau_i//R_{t\sim})} \quad (2-177)$$

vì $r_i >> R_{t\sim}$ nên

$$K_u = \frac{SP_{t\sim}}{1 + Sh_{t\sim}} \quad (2-178)$$

Hệ số khuếch đại K_u phụ thuộc vào độ hổ dãn S của tranzito và tải xoay chiều của tầng. Hệ số khuếch đại sẽ tiến tới 1 khi tăng S và $R_{t\sim}$. Vì vậy đối với tầng DC nên dùng tranzito có độ hổ dãn lớn.

Để tìm được các tham số tương đương của sơ đồ thay thế, biến đổi công thức (2-177) sau khi thay vào nó $S = \mu / r_i$ và khai triển ta có :

$$r_i//R_{t\sim} = \frac{r_i R_{t\sim}}{r_i + R_{t\sim}}$$

Và $K_u = \frac{\mu \cdot R_{t\sim}}{r_i + (1+\mu)R_{t\sim}}$ (2.179)

Chia cả tử số là mẫu số về phải của công thức (2-179) cho $1+\mu$ và thay $K_u = U_t/U_v$, ta có

$$U_t = \frac{\mu}{1+\mu} U_v \cdot \frac{R_{t\sim}}{r_i(1+\mu) + R_{t\sim}} \quad (2-180)$$

Dựa vào (2-180) ta vẽ được sơ đồ thay thế của tầng (h.2.73b). Ở mạch ra của sơ đồ thay thế có nguồn điện áp tương đương

$$\frac{\mu}{1+\mu} \cdot U_v$$

với điện trở tương đương $r_i/(1 + \mu)$. Mạch vào của sơ đồ thay thế (h.2.73b) gồm 3 phần tử giống nhau như sơ đồ thay thế SC.

Dựa vào sơ đồ hình 2.73b xác định được điện trở ra của tầng DC.

$$R_r = R_s // \frac{1}{1+\mu} \approx \frac{1}{S} \quad (2-181)$$

Điện trở ra của tầng DC nhỏ hơn tầng SC, và vào khoảng $100 \div 3000\Omega$.

Vì điện áp giữa cực cửa và cực nguồn của tranzito trong sơ đồ lặp lại cực nguồn bằng hiệu $U_v - U_r$, nên dòng điện vào bản thân của tranzito sẽ nhỏ hơn trong sơ đồ SC, và độ không ổn định nhiệt độ của điện trở khoảng giữa cửa và nguồn nhỏ. Do đó cho phép ta dùng R_1, R_G lớn. Vì vậy tầng DC có điện trở vào R_v lớn (tới vài $M\Omega$) hơn tầng SC.

Điện dung vào của tầng DC sẽ nhỏ hơn của tầng SC.

Đối với tầng lắp lại cực nguồn thì cần thiết phải tính đến thành phần dòng điện dung vào mạch cửa - máng và cửa - nguồn của tranzito, cũng như thành phần dòng điện dung lắp ráp ở mạch vào của tầng. Vì điện áp cực máng không đổi, thành phần dòng điện dung C_{GD} và C_1 được xác định bằng điện áp vào U_v . Thành phần dòng điện dung C_{GS} phụ thuộc vào điện áp.

$$\dot{U}_{GS} = \dot{U}_v - U_t = (1 - K_u) \dot{U}_v$$

Dòng vào tổng là

$$I_{cv} = jwU_v[C_{GD} + C_{GS}(1 - K_u) + C_L]$$

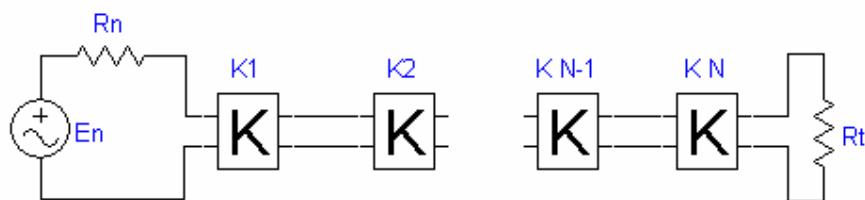
từ đó

$$C_v = C_{GD} + C_{GS}(1 - K_u) + C_L \quad (2-182)$$

So sánh (2-182) với (2-173) thấy điện dung vào của tầng DC nhỏ hơn trong sơ đồ SC Từ (2-182) trong tầng DC nếu $K_u \approx 1$ thì ảnh hưởng của điện dung C_{GS} đến điện dung vào sẽ giảm.

2.3.4. Ghép giữa các tầng khuếch đại

Một bộ khuếch đại thường gồm nhiều tầng mắc nối tiếp nhau như hình 2:74 (vì thực tế một tầng khuếch đại không đảm bảo đủ hệ số khuếch đại cần thiết), ở đây tín hiệu ra của tầng đầu hay tầng trung gian bắt kèi sẽ là tín hiệu vào cho tầng sau nó và tải của một tầng là điện trở vào của tầng sau nó. Điện trở vào và ra của bộ khuếch đại sẽ được tính theo tầng đầu và tầng cuối.



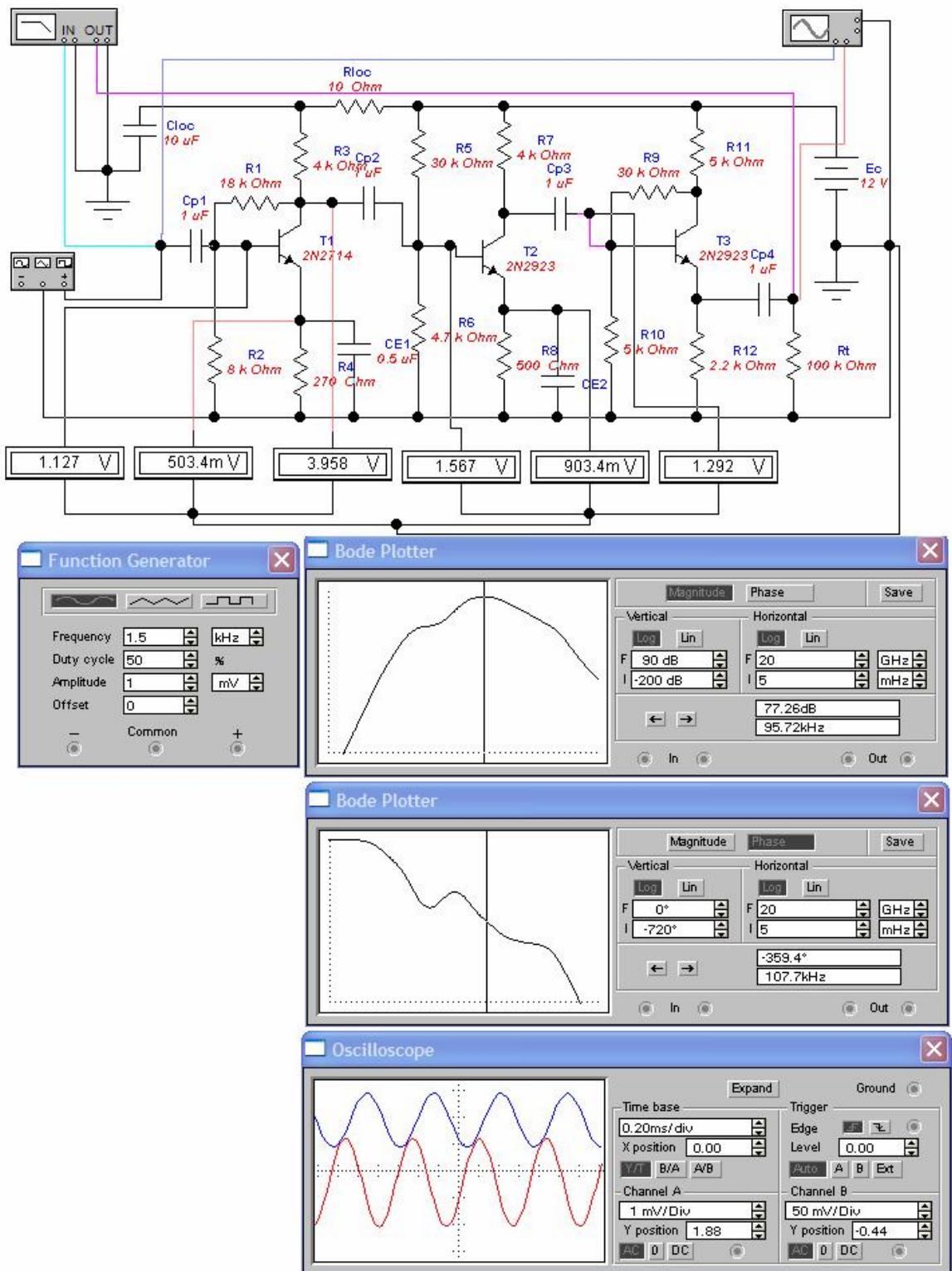
Hình 2.74: Sơ đồ khối bộ khuếch đại nhiều tầng

Theo hệ thức (2.104), hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại nhiều tầng bằng tích hệ số khuếch đại của mỗi tầng (tính theo đơn vị số lần) hay bằng tổng của chúng (tính theo đơn vị dB)

$$K_u = \frac{U_t}{E_n} = \frac{U_{rl}}{E_n} \cdot \frac{U_{r2}}{U_{v2}} \cdots \frac{U_{rN}}{U_{vN}} = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdots K_{uN}$$

$$K_u(\text{dB}) = K_{u1}(\text{dB}) + \dots + K_{uN}(\text{dB}) \quad 2-138$$

Việc ghép giữa các tầng có thể dùng tụ điện, biến áp hay ghép trực tiếp.



Hình 2.75: Sơ đồ bộ khuếch đại nhiều tầng ghép điện dung

a- Ghép tầng bằng điện dung

Bộ khuếch đại nhiều tầng ghép điện dung vẽ trên hình 2.75. Các điều đã phân tích trong 2.3.2 đúng cho một tầng trung gian bất kì nếu thay R_t cho R_v . Số tầng trong bộ khuếch đại nhiều tầng xác định theo công thức (2-183) xuất phát từ hệ số khuếch đại yêu cầu việc tính toán các tầng (chọn và đảm bảo chế độ làm việc tĩnh, tính toán chế độ xoay chiều) phải theo thứ tự từ tầng cuối cùng về tầng đầu tiên.

Trước hết ta tính tầng cuối cùng. Tầng này phải đảm bảo đưa ra tải R_t công suất tín hiệu yêu cầu. Dựa vào hệ số khuếch đại tầng cuối, người ta xác định các tham số tín hiệu vào của nó. Và đó chính là số liệu ban đầu để tính tầng trước cuối, và v.v...cho tới tầng đầu tiên (tầng vào) của bộ khuếch đại.

Đầu tiên ta tính ở tần số trung bình f_0 bỏ qua ảnh hưởng của tụ điện trong bộ khuếch đại và không tính đến sự phụ thuộc của các tham số tranzito vào tần số. Trong trường hợp cần thiết phải chú ý đến đặc tính của tranzito và ảnh hưởng của tụ ở biên tầng của tín hiệu cần khuếch đại, điều này sẽ làm cho điện áp đầu ra bộ khuếch đại thay đổi cả biên độ lẫn pha khi tần số tín hiệu vào thay đổi. Ở miền tần số thấp, khi tải thuận trở thì những sự phụ thuộc kể trên là do tụ điện trong sơ đồ quyết định, còn ở miền tần số cao thì chủ yếu là do các tham số của tranzito quyết định. Trong thực tế, thường người ta có thể nghiên cứu ảnh hưởng của các yếu tố trên một cách độc lập ở hai miền tần số thấp và cao.

Dưới đây ta xét đặc điểm công tác của bộ khuếch đại ở miền tần thấp.

Trong 2.3.2. khi tính hệ số khuếch đại của tầng đơn đã giả thiết điện trở xoay chiều của tụ bằng không. Những giả thiết như vậy chỉ đúng ở dải tần trung bình. Khi tần số giảm thì độ dẫn điện của tụ ghép tầng C_p sẽ giảm. Do đó hạ áp trên tụ nên điện áp từ nguồn tín hiệu đặt vào tầng đầu tiên hay điện áp ra tầng trước đặt vào tầng sau sẽ bị giảm. Hạ áp ở trên tụ sẽ làm giảm biên độ tín hiệu ở đầu ra mỗi tầng và của cả bộ khuếch đại nói chung tức là làm giảm hệ số khuếch đại ở miền tần thấp (h.2.76a).

Ảnh hưởng của tụ C_p thể hiện rất rõ ràng trong bộ khuếch đại ghép điện dung ở chỗ hệ số khuếch đại $K_u \rightarrow 0$ khi $k_f \rightarrow 0$. Như vậy là trị số của tụ C_p có ảnh hưởng đến hệ số khuếch đại ở miền tần thấp.

Tụ điện C_E cũng ảnh hưởng đến hệ số khuếch đại ở miền tần thấp. Vì khi giảm tần số sẽ làm giảm tác dụng mắc rẽ của tụ đối với điện trở R_E và do đó làm tăng mức độ hồi tiếp âm dòng xoay chiều trên R_E và do đó làm giảm hệ số khuếch đại.

Việc giảm mô đun hệ số khuếch đại ở miền tần số thấp K_t được đặc trưng bằng hệ số méo tần số thấp của bộ khuếch đại

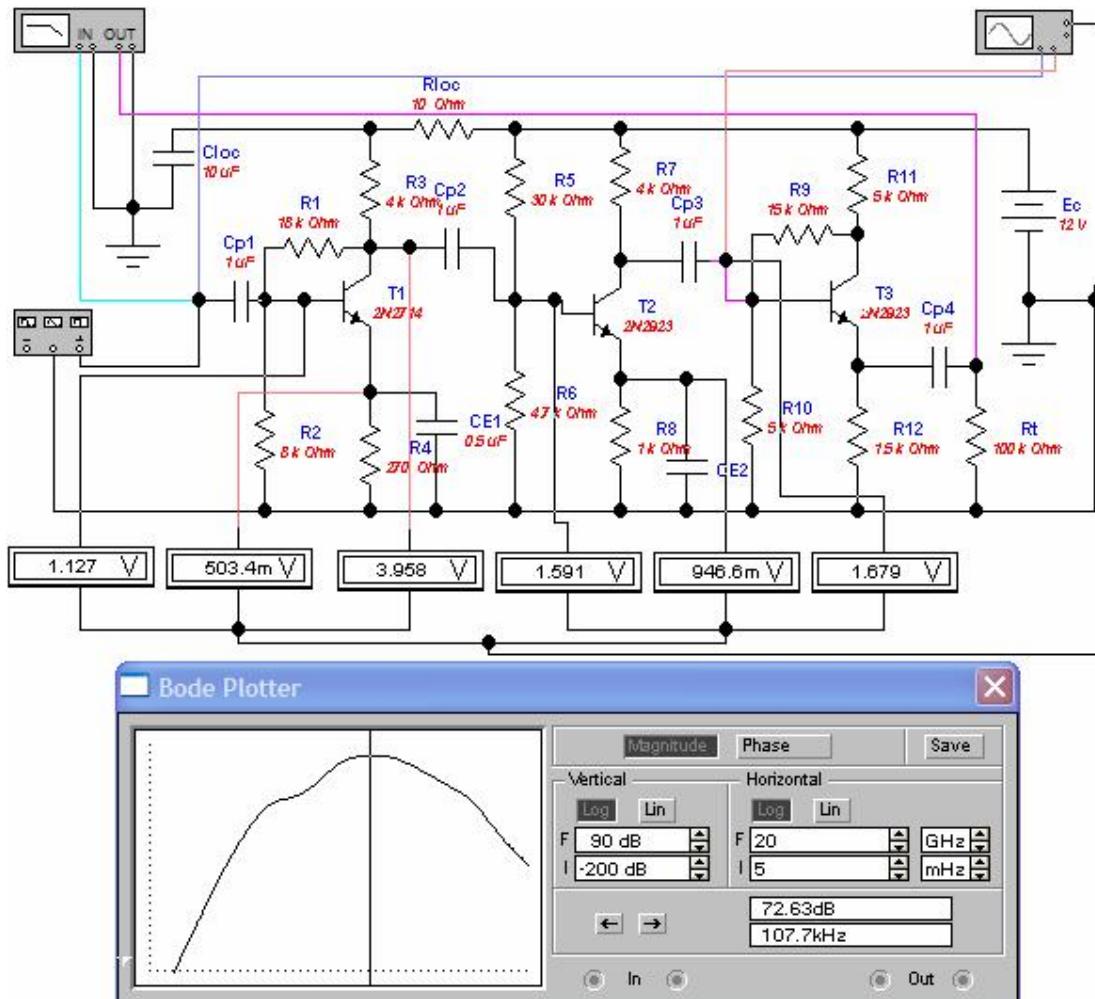
$$M_t = K_o / K_t$$

đó chính là tính hệ số méo tần số của mỗi tụ trong bộ khuếch đại

$$M_t = M_{t1} \cdot M_{t2} \dots M_{tn} \quad (2-184)$$

Hệ số méo tần số của tụ tính theo

$$M_t = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_t T_t} \right)^2} \quad (2-185)$$



Hình 276: Dạng tông quát đặc tuyến biên độ tần số của bộ khuếch đại ghép điện dung

Đối với tụ C_p (h.2.75) thì hằng số thời gian $\tau = C_{PL}(R_n + R_{v1})$ trong đó R_{v1} là điện trở vào của tầng đầu tiên. Tương tự như vậy, ta xác định được hằng số thời gian cho những tụ khác trong sơ đồ.

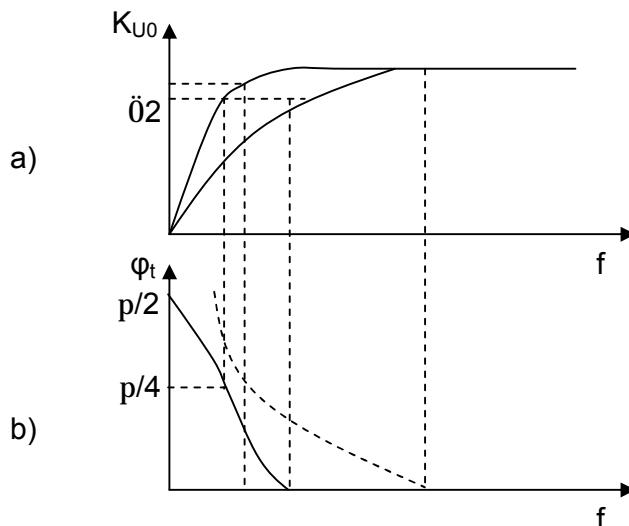
Tần số thấp nhất của dải thông sẽ được chọn làm số liệu ban đầu khi tính bộ khuếch đại ở miền tần thấp. Hệ số méo tần số ứng với tần số thấp nhất của dải thông có giá trị tùy thuộc vào nhiệm vụ của bộ khuếch đại, ví dụ đối với bộ khuếch đại âm thanh thường chọn bằng $\sqrt{2}$ d

Như trên đã giả thiết ở miền tần số trung bình, các tụ điện không gây ảnh hưởng gì và sự dịch pha của tín hiệu đều ra bộ khuếch đại đối với tín hiệu đầu vào sẽ là $n\pi$, ở đây n là số tầng khuếch đại làm đảo pha tín hiệu. Tất nhiên chỉ có tầng EC (hay SC), còn tầng BC và CC (hay GC và DC) không làm đảo pha tín hiệu.

Ở miền tần thấp vì trong mạch có tụ điện nên dòng điện nhanh pha so với điện áp. Như vậy sự dịch pha của điện áp ra bộ khuếch đại so với điện áp vào ở miền tần thấp có đặc tính vượt trước. Góc dịch pha của bộ khuếch đại bằng tổng góc dịch pha của mỗi tụ, và góc dịch pha của mỗi tụ là

$$\varphi_t = \arctg \frac{1}{\omega_t T_t} \quad (2-186)$$

Đặc tuyến biên độ tần số và pha tần số của bộ khuếch đại ở miền tần thấp vẽ trên hình 2.77. Đường nét liền là đặc tuyến khi xét đến ảnh hưởng của một tụ còn đường cong nét đứt trên hình 2.77 là đặc tuyến khi xét đến ảnh hưởng của tất cả các tụ trong bộ khuếch đại.



Hình 2.77: ảnh hưởng của tụ nối tầng đến đặc tuyến

a) Biên độ - tần số b) Pha – tần số

Đặc điểm công tác của bộ khuếch đại ở miền tần cao là sự phụ thuộc hệ số β của tranzito vào tần số và sự tồn tại điện dung mặt ghép colecto $C_C(E)$ (đối với tầng EC) những nhân tố này ảnh hưởng đến đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại ở miền tần cao. Ở miền tần cao, sự giảm môđun hệ số là của tranzito cũng như tác dụng măc rẽ của điện dung $C_C(E)$ sẽ làm giảm hệ số khuếch đại. Xét về mức độ giảm hệ số β người ta đưa ra khái niệm về tần số giới hạn f_B tức là tại đó hệ số β bị giảm $\sqrt{2}$ lần so với giá trị β_0 ở tần số trung bình.

Hệ số méo ở tần cao

$$M_C = \sqrt{1 + (\omega \tau_C)^2} \quad (2-187)$$

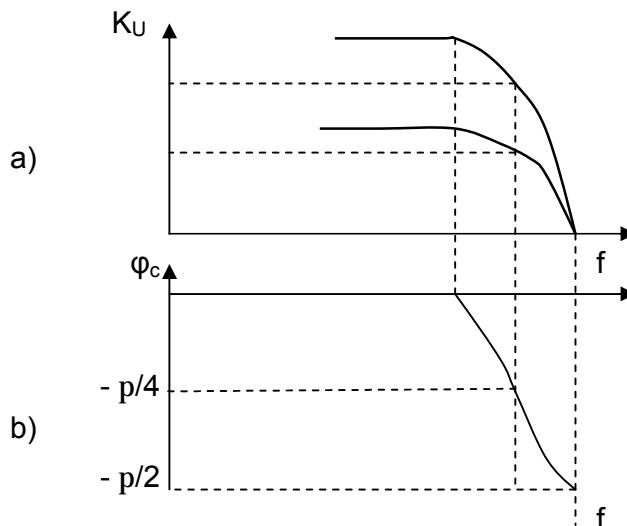
ở đây : τ_C ác là hằng số thời gian tương đương của tầng ở miền tần cao.

Góc dịch pha do một tầng khuếch đại gây ra là

$$\varphi_c = -\arctg \omega r_c \quad (2-188)$$

Đặc tuyến biên độ tần số và pha tần số ở miền tần cao vẽ trên hình 2.78. Từ đồ thị ta thấy khi tần số tăng thì hệ số méo tần số tăng và hệ số khuếch đại giảm. Đặc tuyến biên độ tần số và pha tần số ở miền tần cao của một tầng khuếch đại biểu thị bằng đường nét liền trên hình 2.78, còn của cả bộ khuếch đại thì được biểu thị bằng đường nét đứt với hệ số méo tần số ở tần cao bằng tách hệ số méo của mỗi tầng :

$$M_c = M_{c1} \cdot M_{c2} \dots M_{cn} \quad (2-189)$$



Hình 2.78: ảnh hưởng tính chất tần số của tranzito đến đặc tuyến

a) Biên độ - tần số; b) Pha – tần số

Còn góc dịch pha cũng bằng tổng góc dịch pha của mỗi tầng

$$\varphi_c = \varphi_{c1} + \varphi_{c2} + \dots + \varphi_{cn} \quad (2-190)$$

Tính toán bộ khuếch đại ở miền tần cao phải đảm bảo tần số biên trên của dải thông bộ khuếch đại (h.2.76a). Với một dải thông cho trước, về nguyên tắc không bắt buộc phải lấy hai hệ số méo ở tần số biên dưới và biên trên bằng nhau. Tính toán dẫn tới việc chọn loại tranzito theo tần số f_β và xác định τ_β để đảm bảo hệ số méo cần thiết của tầng.

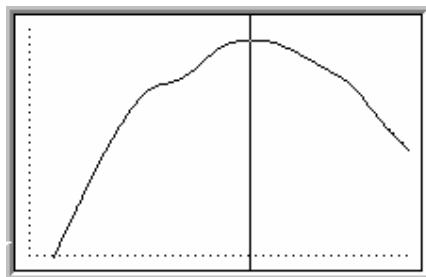
Méo biên độ và pha của bộ khuếch đại là loại méo tuyến tính vì nó không làm thay đổi dạng của tín hiệu hình sin được khuếch đại. Khi tín hiệu cần khuếch đại có dạng phức tạp đặc trưng bằng phổ các thành phần điều hòa thì méo biên độ và pha của bộ khuếch đại là do sự phá vỡ tương quan tỉ lệ giữa các thành phần điều hòa về biên độ và pha của điện áp ra và vào.

Dưới đây ta khảo sát đặc tuyến biên độ của bộ khuếch đại.

Đặc tuyến biên độ phản ánh sự phụ thuộc giữa biên độ điện áp ra U_m và sự thay đổi biên độ điện áp vào E_m . Dạng điển hình của đặc tuyến biên độ vẽ trên hình 2.79 (vẽ với tín hiệu vào là hình sin ở tần số trung bình). Đặc tuyến này cho biết giới hạn có thể thay đổi tín hiệu ra và vào của bộ khuếch đại.

Từ đồ thị ta thấy ở đoạn 1-3 quan hệ điện áp ra và vào là tỉ lệ thuận. Đặc tuyến biên độ không đi qua gốc tọa độ vì ở đầu ra có điện áp nhiễu và ồn của bản thân bộ khuếch đại. Đoạn dưới điểm 1 của đặc tuyến không dùng vì ở đây tín hiệu có ích rất khó phân biệt với điện áp nhiễu và ồn bản thân của bộ khuếch đại. Dựa vào trị số U_{min}/K_o người ta đánh giá mức điện áp tín hiệu vào tối thiểu (độ nhạy) của bộ khuếch đại.

Khi đã đạt được giá trị tín hiệu vào E_m nào đó, ứng với điểm 3, thì sự phụ thuộc tỉ lệ giữa điện áp ra và vào bị phá vỡ. Nguyên nhân là sự hạn chế điện áp cực đại của một hoặc cả hai nửa chu kỳ tín hiệu vào ở một mức không đổi. Sự hạn chế này thường ở tầng cuối bộ khuếch đại làm việc với tín hiệu vào lớn nhất. Muốn có biên độ điện áp ra lớn nhất thì phải chọn điểm làm việc tĩnh của tầng ra ở giữa đường tải xoay chiều.



Hình 2.79: Đặc tuyến biên độ của bộ khuếch đại

Tỷ số giữa biên độ điện áp ra cho phép cực đại và cực tiểu gọi là dải động của bộ khuếch đại, và được kí hiệu là :

$$D = U_{max}/U_{min}$$

Khi tín hiệu vào là hình sin thì tín hiệu ở đầu ra bộ khuếch đại không thể coi là hình sin thuần túy. Do tính không đường thẳng của đặc tuyến V - A vào và ra của tranzito sẽ làm méo dạng điện áp ra, gọi là méo không đường thẳng, (xem 2.3.1).

b - Ghép tầng bằng biến áp ⁽¹⁾

Ở phần trên ta đã trình bày bộ khuếch đại ghép tầng bằng biến áp dung một cách chi tiết và đó là trường hợp chung nhất được sử dụng rộng rãi nhất. Ở phần này chúng ta chỉ nêu lên những đặc điểm khác biệt của tầng ghép biến áp so với tầng ghép điện dung. Hơn nữa vẫn đề ghép biến áp còn được đề cập tới ở phần khuếch đại công suất. Hình 2.80a là sơ đồ bộ khuếch đại ghép biến áp (linh kiện ghép tầng là biến áp). Cuộn sơ cấp của nó (W_1) được mắc vào bazơ tranzito T_2 qua tụ C_{p2} . Ghép tầng bằng biến áp không những cách ly các tầng về dòng một chiều, mà còn làm tăng hệ số khuếch đại chung về điện áp (dòng điện) tùy thuộc vào biến áp tăng (hay giảm) áp.

Do điện trở một chiều của cuộn sơ cấp biến áp nhỏ, hạ áp 1 chiều trên nó nhỏ, nghĩa là hầu như toàn bộ điện áp nguồn cung cấp được đưa tới colecto của tranzito. Điều đó cho phép dùng nguồn điện áp thấp, ngoài ra tầng ghép biến áp dễ dàng thực hiện phối hợp trở kháng và thay đổi cực tính của điện áp tín hiệu trên các cuộn dây. Tuy nhiên nó có nhược điểm là đặc tuyến tần số không bằng phẳng trong dải tần.

Trong chế độ phối hợp trở kháng giữa các tầng thì tải xoay chiều của tầng được tính theo :

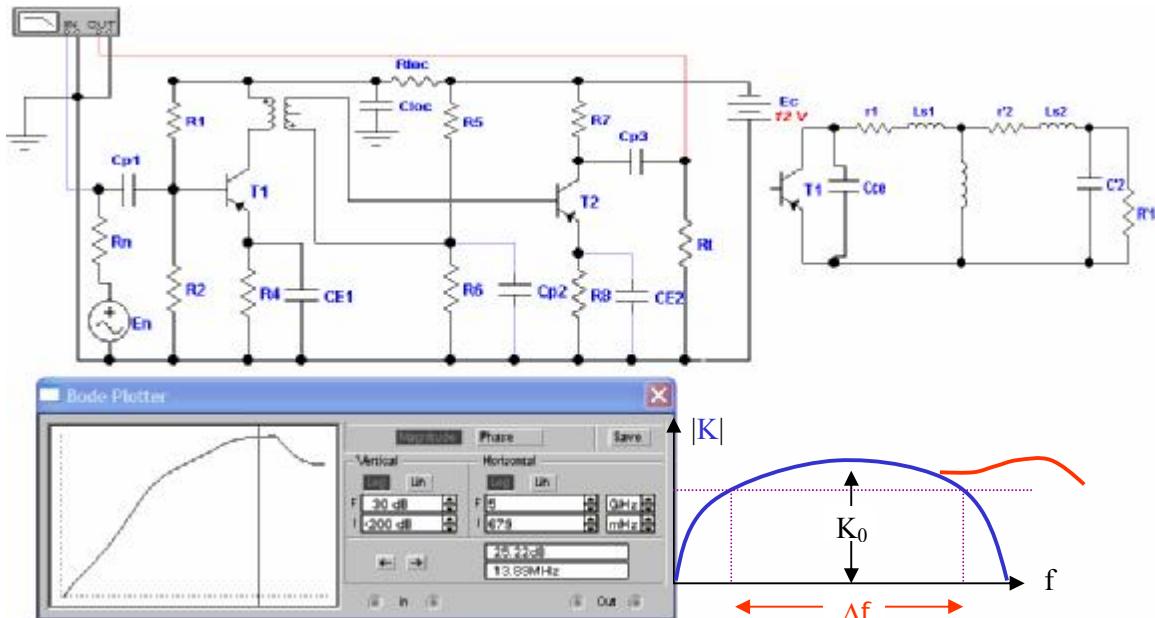
$$R_t = R_{r1} \quad (2-191)$$

có tính thuần trở (đường chấm chấm trên hình 2.80a) trong khi đó cảm kháng của cuộn sơ cấp ở tần số tín hiệu là $\omega L_1 >> R_t$ (ở đây L_1 là điện cảm cuộn sơ cấp).

Méo tần số trong bộ khuếch đại ghép biến áp và do cuộn dây biến áp các tụ C_{p1} , C_{p2} , C_E , C_{CE} gây ra.

Sơ đồ tương đương của bộ khuếch đại vẽ trên hình 2.80b ảnh hưởng tầng đầu bộ khuếch đại được thể hiện trong sơ đồ tương đương bằng điện dung C_{CE} . Còn tầng hai được thể hiện bằng R_t đó là tải phản ánh từ thứ cấp về sơ cấp.

Hình 2.80c vẽ đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại ghép biến áp. Ở miền tần số trung bình hệ số khuếch đại thực tế không phụ thuộc vào tần số vì trở kháng của điện cảm dò nhỏ nên không ảnh hưởng đến việc truyền tín hiệu ra tải. Ngoài ra dung kháng C_{CE} , C_2 cũng như cảm kháng L_1 đủ lớn, tác dụng măc rẽ của chúng đối với mạch ra của tầng đầu và tải không đáng kể, vì vậy có thể không tính đến chúng.



Hình 2.80: Tầng khuếch đại ghép biến áp

Sơ đồ nguyên lý, sơ đồ tương đương và đặc tuyến tần số

Với những giả thuyết như trên, ta có thể chia sơ đồ tương đương của mạch ghép tầng thành ba sơ đồ ứng với ba khoảng tần số trung bình, tần số thấp và tần số cao (h.2.81).

Theo sơ đồ hình 2.81a thì ở tần số trung bình tổng trở tải

$$R_T = R_t + r_1 + r_2 \quad (2-192)$$

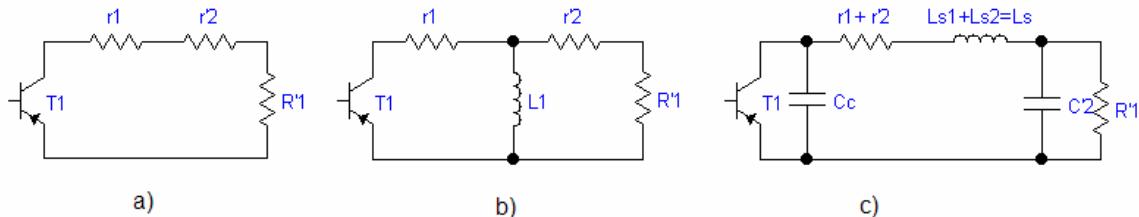
Ở miền tần số thấp cảm kháng của L_1 bị giảm sẽ gây tác dụng măc rẽ đáng kể với R_t và làm cho hệ số khuếch đại giảm. Ngoài ra dung kháng của C_{CE} và C_2 lớn hơn và cảm kháng của L_{s1} và L_{s2} nhỏ hơn so với trị số tương ứng của chúng ở miền tần

số trung bình. Cho nên sơ đồ tương đương của mạch ghép có dạng như hình 2.81b. Với một M_t và ω_t cho trước, ta có thể tìm được điện cảm L_1 tối thiểu theo

$$L_1 \geq R_0 / (\omega_t \sqrt{M_t^2 - 1}) \quad (2-193)$$

Ở đây :

$$R_0 = [(R_{r1} + r_1)(r'_2 + R'_t) / (R_{r1} + r_1 + r'_2 + R'_t)]$$



Hình 2.81 : Sơ đồ tương đương của tầng khuếch đại ghép biến áp

a) tần số trung bình; b) tần thấp ; c) tần cao.

Ở miền tần cao điện cảm dò tăng, nên điện áp tín hiệu đưa ra tải R'_t bị giảm. Ngoài ra tần cao sẽ làm giảm đáng kể dung kháng của C_{CE} và C'_2 do đó làm giảm điện áp xoay chiều trên eollector T_1 và R'_t và hệ số khuếch đại giảm. Ở miền tần cao sơ đồ tương đương của bộ khuếch đại vẽ trên hình 2.81. Với một M_c và ω_c đã cho, thì điện cảm dò tổng xác định theo.

$$L_s \leq \frac{R_{r1} + r_1 + r'_2 + R'_t}{\omega_c} \cdot \sqrt{M_c^2 - 1} \quad (2-194)$$

Cần chú ý rằng trong tầng khuếch đại ghép biến áp có R'_t lớn thì ở một tần số nào đó ở miền tần cao có thể xuất hiện cộng hưởng (đường 2 hình 2.80c) do mạch $L_s C'_2$ quyết định, làm đặc tuyến vòng lên.

2.3.5. Khuếch đại công suất

Tầng khuếch đại công suất là tầng cuối cùng măc với tải ngoài và để nhận được công suất tối ưu theo yêu cầu trên tải cần phải đặc biệt chú ý đến chỉ tiêu năng lượng.

Tầng khuếch đại công suất có thể dùng tranzito lưỡng cực hoặc IC khuếch đại công suất. Theo cách măc tải, người ta chia thành tầng khuếch đại có biến áp ra và tầng khuếch đại không biến áp ra.

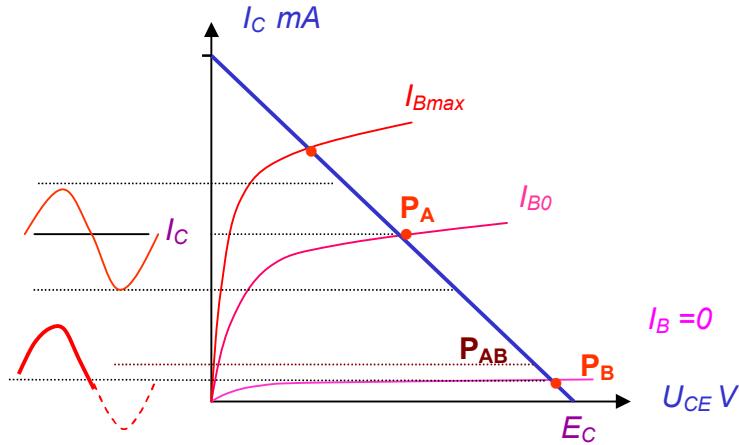
Ba chế độ làm việc thường dùng trong tầng khuếch đại công suất là : chế độ A, chế độ B và chế độ AB (xem 2.3.1). Hình 2.82 dùng để minh họa đặc điểm của các chế độ bằng ví dụ trên đặc tuyến ra của tranzito theo sơ đồ EC.

Chế độ A được dùng trong tầng khuếch đại công suất đơn, đảm bảo : tín hiệu ra méo ít nhất nhưng hiệu suất nhỏ nhất khoảng 20%, và công suất ở tải không vượt quá vài W

Trong chế độ B điểm làm việc tĩnh chọn ở điểm mút phải đường tài một chiều. Chế độ tĩnh tương ứng với điện áp $U_{BE} = 0$. Khi có tín hiệu vào, dòng collectơ chỉ xuất hiện ứng với nửa chu kỳ, còn nửa chu kỳ sau tranzito ở chế độ khóa. Khi đó hiệu suất năng

lượng của tầng ra cao ($60 \div 70\%$) và có khả năng cho 1 công suất ra tải lớn, tuy nhiên méo γ với chế độ này lớn cần khắc phục bằng cách măc tranzito thích hợp.

Chế độ AB là trung gian giữa chế độ A và B đạt được bằng cách dịch chuyển điểm tĩnh lên phía trên điểm B (h.2.82). Méo không đường thẳng sẽ giảm khác nhiều so với chế độ B.

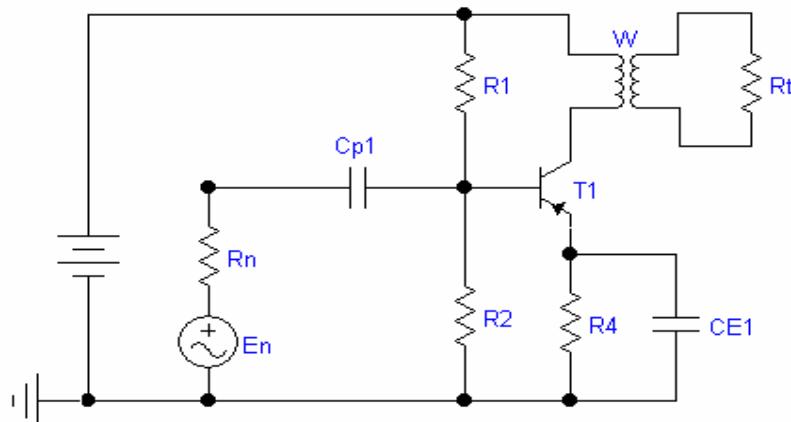


Hình 2. 82: Vị trí điểm làm việc tĩnh trên đặc tuyến ra trong chế độ A, B, AB

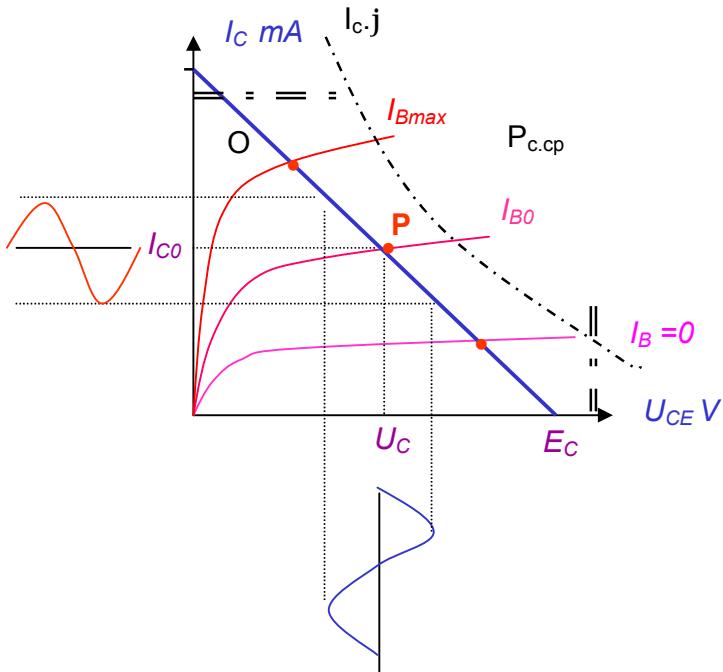
a- Tầng khuếch đại công suất có biến áp ra làm việc ở chế độ A (h.2.83)

Dòng điện ở mạch ra khá lớn vì thế phải lưu ý khi chọn điện trở R_E . Điện trở R_E thường không vượt quá vài chục Ω nên khó khăn trong việc chọn C_E để khử hồi tiếp âm dòng xoay chiều. Ta sẽ khảo sát tầng khuếch đại khi $R_E = 0$.

Phương pháp đồ thị giải tích được dùng để tính toán tầng khuếch đại công suất. Số liệu ban đầu để tính toán là công suất ra P_t và điện trở tải R_t .



Hình 2.83: Tầng công suất làm việc ở chế độ A ghép biến áp



Hình 2.84: Đồ thị để tính toán tầng khuếch đại làm việc ở chế độ A, ghép biến áp

Từ đồ thị hình 2.84 ta thấy đường tải một chiều qua điểm E_C hầu như thẳng đứng vì điện trở tải một chiều (h.2.83) tương đối nhỏ, (là điện trở thuần của cuộn sơ cấp biến áp). Điện trở tải xoay chiều của tầng quy về cuộn sơ cấp sẽ là

$$R_{t'} = n^2(R_t + r_2) + r_1 \approx n^2 R_t$$

Trong đó : $n = W_1/W_2$ là hệ số biến áp, với W_1, W_2 là số vòng dây, còn r_1, r_2 là điện trở thuần tương ứng của cuộn sơ và thứ cấp biến áp.

Để chọn tọa độ của điểm tinh U_{CEO} , I_{Co} theo công thức (2-119), (2-120) thì cần phải xác định trị số $U_{cm}I_{cm}$.

Các tham số đó có thể tìm như sau : Công suất xoay chiều ra P_r trên cuộn sơ cấp biến áp (công suất trong mạch colectơ của tranzito) và công suất đưa ra tải P_t có quan hệ :

$$P_r = \frac{P_t}{\eta b - a}$$

ở đây : $\eta b - a$ là hiệu suất của biến áp (khoảng 0,8 ÷ 0,9).

Trường hợp tín hiệu là hình sin, thì công suất ra của tầng có quan hệ với các tham số U_{cm}, I_{cm} theo

$$P_r = \frac{U_{cm} \cdot I_{cm}}{2} = \frac{U_{cm}^2}{2 \cdot R_t} = \frac{U_{cm}^2}{2 \cdot n^2 \cdot R_t} \quad (2-195)$$

từ đó ta có

$$n = \sqrt{\frac{U_{cm}^2}{2P_r \cdot P_t}} = \sqrt{\frac{U_{cm}^2 \cdot \eta \eta b}{2P_t \cdot R_t}} \quad (2-196)$$

Chọn điện áp U_{cm} theo trị số U_{CEo} (2-119) sao cho đối với tầng này U_{CEo} gần bằng E_c (h.2.82). Trị số U_{cm} và hệ số biến áp n có thể dùng đường tải một chiều hay là theo (2-120), trong đó $I_{cm} = U_{cm} / (n^2 R_t)$.

Sau khi tìm được điểm tĩnh, thì qua nó ta kẻ đường tải xoay chiều nghiêng một góc xác định bằng $\Delta U_{CE} / \Delta I_C = R_t$.

Chọn loại tranzito cần phải chú ý đến các tham số giới hạn của nó thỏa mãn điều kiện :

$$I_{c, cp} > I_{c, max} = I_{co} + I_{cm} \quad (2-197)$$

$$U_{CE, cp} > U_{CEm} = U_{CEo} + U_{cm} = 2E_c \quad (2-198)$$

$$P_{c, cp} > P_c = U_{co} \cdot I_{co} \quad (2-199)$$

Theo đồ thị hình 2.84 thấy tích số $U_{cm} I_{cm} / 2$ là công suất ra của tầng P_r , chính là diện tích tam giác công suất PQR.

Theo giá trị I_{co} tìm được, xác định I_{Bo} , sau đó theo công thức (2-129), (2-130) tính R_1, R_2 .

Hiệu suất của tầng xác định bởi : $\eta = \eta_c \eta_{b-a}$ ở đây η_c là hiệu suất mạch collecto.

Công suất ra của tầng

$$P_r = U_{cm} \cdot I_{cm} / 2 \quad (2-200)$$

Công suất tiêu thụ của nguồn cung cấp

$$P_o = E_c \cdot I_{co} = U_{CEo} \cdot I_{co} \quad (2-200)$$

Hiệu suất của mạch collecto

$$\eta = \frac{P_r}{P_o} = \frac{U_{cm} \cdot I_{cm}}{2U_{CEo} \cdot I_{co}} \quad (2-202)$$

Từ (2-202) ta thấy nếu tín hiệu ra tăng thì hiệu suất tăng và sẽ tiến tới giới hạn bằng 0,5 khi

$$I_{cm} = I_{co}; U_{cm} = U_{CEo}$$

Công suất tiêu hao trên mặt ghép collecto

$$P_c = P_o - P_r = U_{CEo} \cdot I_{co} - \frac{1}{2} U_{cm} \cdot I_{cm} \quad (2-203)$$

Từ (2-203) ta thấy công suất P_c phụ thuộc vào miền tín hiệu ra, khi không có tín hiệu thì $P_c = P_o$, nên chế độ nhiệt của tranzito phải tính theo công suất P_o .

b- Tầng khuếch đại công suất đầy kéo chế độ B hay AB có biến áp

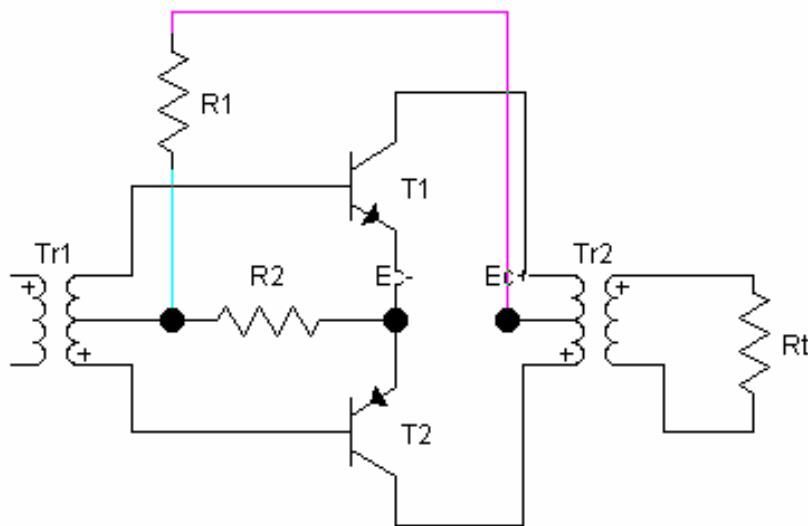
Sơ đồ tầng khuếch đại công suất đầy kéo có biến áp ra vẽ trên hình 2.85, gồm hai tranzito T_1 và T_2 . Tải được mắc với tầng khuếch đại qua biến áp ra BA_2 . Mạch colecto của mỗi tranzito được mắc tới một nửa cuộn sơ cấp biến áp ra. Tỉ số biến áp là

$$n_2 = W_{21} / W_t = W_{22} / W_t$$

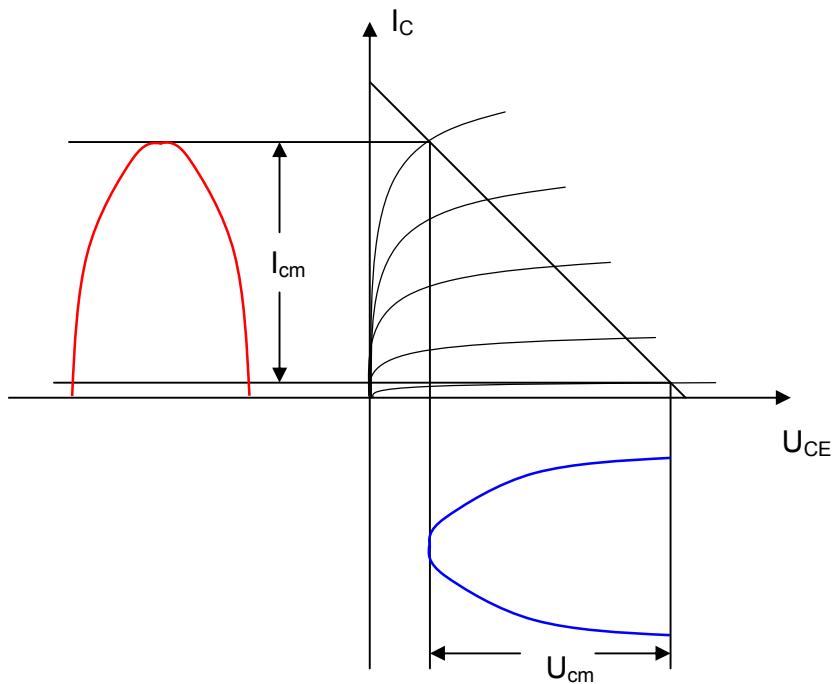
Biến áp vào BA_1 có hệ số biến áp là $n_1 = W_v / W_{11} = W_v / W_{12}$ đảm bảo cung cấp tín hiệu vào mạch bazơ của hai tranzito. Trong trường hợp bộ khuếch đại nhiều tầng thì U_v của biến áp BA_1 được mắc vào mạch colecto của tầng trước theo sơ đồ khuếch đại đơn ghép biến áp (h.2.83). Tầng đẩy kéo có thể làm việc ở chế độ B hay AB. Trong chế độ AB thiên áp trên bazơ của hai tranzito được lấy từ nguồn E_c bằng bộ phân áp R_1, R_2 . Trong chế độ B thiên áp ban đầu không có, nên không cần R_1 . Khi đó điện trở R_2 được dùng để đảm bảo công tác cho mạch vào của tranzito trong chế độ gần với chế độ nguồn dòng.

Đầu tiên hãy xét sơ đồ khi nó làm việc ở chế độ B. Lúc không có tín hiệu vào điện áp trên bazơ của cả hai tranzito đổi với emitơ của chúng đều bằng không. Nếu không tính đến dòng điện ngược colecto thì có thể coi dòng điện trong tầng khuếch đại bằng không. Điện áp ở trên tăii cũng bằng không. Trên colecto mỗi tranzito sẽ có điện áp một chiều bằng điện áp nguồn E_c .

Khi có tín hiệu vào, bắt đầu từ nửa chu kì dương, lúc đó trên cuộn thứ cấp W_{11} của biến áp BA_1 sẽ có nửa chu kì điện áp âm đối với điểm chung của các cuộn dây, còn trên cuộn W_{12} sẽ có nửa chu kì điện áp dương. Kết quả là tranzito T_1 vẫn tiếp tục khóa chỉ có dòng $I_{c1} = \beta_{IB1}$ chảy qua tranzito T_1 mở. Trên cuộn W_{21} sẽ tạo nên điện áp $U_{21} = I_c \cdot R_{t\sim} = I_{c1} \cdot n_2^2 \cdot R_t$. Trên tải sẽ có nửa sóng điện áp dương $U_t = U_{21}/n_2$.



Hình 2.85:Tầng đẩy kéo ghép biến áp



Hình 2.86: Đồ thị tính tầng công suất

Khi tín hiệu vào chuyển sang nửa chu kỳ âm, cực tính của điện áp ở các cuộn thứ cấp biến ập vào đổi dấu. Lúc đó T_1 khóa, T_2 mở. Trên cuộn W_{22} sẽ có dòng điện $i_{c2} = \beta \cdot i_{\beta_2}$ chảy qua (chọn $\beta_1 = \beta_2 = \beta$) tạo nên điện áp có cùng trị số nhưng cực tính ngược lại ở cuộn tải W_t . Trên tải sẽ có nửa sóng điện áp âm. Như vậy quá trình khuếch đại tín hiệu vào được thực hiện theo hai nhịp nửa chu kỳ: nửa chu kỳ đầu chỉ có một tranzito làm việc, nửa chu kỳ thứ hai thì tranzito còn lại làm việc. Quá trình làm việc của tầng khuếch đại như vậy chỉ cần giải thích bằng đồ thị hình 2.86 đối với một nửa chu kỳ, ví dụ đối với tranzito T_1 đường tải một chiều (h.2.86) xuất phát từ điểm có tọa độ $(0, E_c)$ hầu như song song với trục dòng điện vì điện trở mạch colectơ chỉ gồm điện trở thuận của cuộn sơ cấp biến áp ra BA_2 rất nhỏ. Vì trong chế độ tĩnh $U_{Beo} = 0$ dòng colectơ xác định chủ yếu bằng dòng điện ngược của nó. Đường tải xoay chiều cắt đường tải một chiều tại điểm có tọa độ $(I_{co}, U_{CE} = E_c)$. Đường tải xoay chiều được vẽ với $R_{t\sim} = n_2^2 \cdot R'$ cho xác định các quan hệ đặc trưng cho chỉ tiêu năng lượng của tầng công suất. Tín hiệu ở cuộn sơ cấp biến áp ra xác định bằng diện tích tam giác gạch chéo (h.2.86).

$$P_r = U_{cm} \cdot I_{cm}/2 \quad (2-204)$$

Công suất đưa ra tải có tính đến công suất tổn hao trong biến áp

$$P_t = \eta_{b,a2} \cdot P_r \quad (2-205)$$

Trị số trung bình của dòng tiêu thụ từ nguồn cung cấp

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{cm} \sin \theta i n \theta = \frac{2I_{cm}}{\pi} \quad (2-206)$$

Công suất tiêu thụ từ nguồn cung cấp

$$P_o = \frac{2E_c \cdot I_{cm}}{\pi} \quad (2-207)$$

Hiệu suất của mạch collecto

$$\eta_c = \frac{P_r}{P_t} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{cm}}{E} \quad (2-208)$$

và hiệu suất của tầng

$$\eta = \eta_{b-a2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{cm}}{E_c}$$

Hiệu suất của tầng sẽ tăng khi tăng biên độ tín hiệu ra. Giả thiết $U_{cm} = E_c$ và $\eta_{b-a2} = 1$ thì $\eta = 0.785$. Chú ý rằng giá trị biên độ U_{cm} không vượt quá $E_c - \Delta U_{CE}$ và $\eta_{b-a} = 0.8 \div 0.99$ thì hiệu suất thực tế của tầng khuếch đại công suất đáy kéo khoảng $0.6 \div 0.7$ và lớn gấp 1,5 lần hiệu suất của tầng đơn.

Công suất tiêu thụ trên mặt ghép collecto của mỗi tranzito.

$$P_c = P_o - P_r = \frac{2E_c \cdot I_{cm}}{\pi} - \frac{1}{2} U_{cm} \cdot I_{cm} \quad (2-209)$$

hay

$$P_c = \frac{2E_c}{\pi} \cdot \frac{U_{cm}}{R_{t-}} - \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cm}^2}{R_{t-}} \quad (2-210)$$

Theo (2-210) thì công suất P_c phụ thuộc và biên độ tín hiệu ra U_{cm} . Để xác định P_{cmax} , lấy đạo hàm P_c theo U_{cm} và cho bằng không.

$$\frac{dP_c}{dU_{cm}} = \frac{2E_c}{\pi \cdot R_{t-}} - \frac{U_{cm}}{R_{t-}} = 0$$

từ đó ta tìm được trị số U_{cm} ứng với P_{cmax}

$$U_{cm}^* = 2 \frac{E_c}{\pi} = 0.64 E_c \quad (2-211)$$

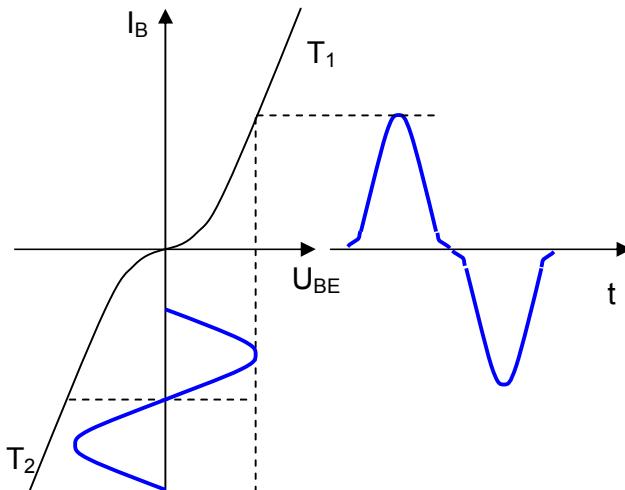
Thay (2-211) vào (2-210) ta tìm được công suất tiêu hao cực đại trong tranzito

$$P_{cmax} = \frac{2}{\pi^2 \cdot n^2} \cdot \frac{E_c^2}{R_t} \quad (2-212)$$

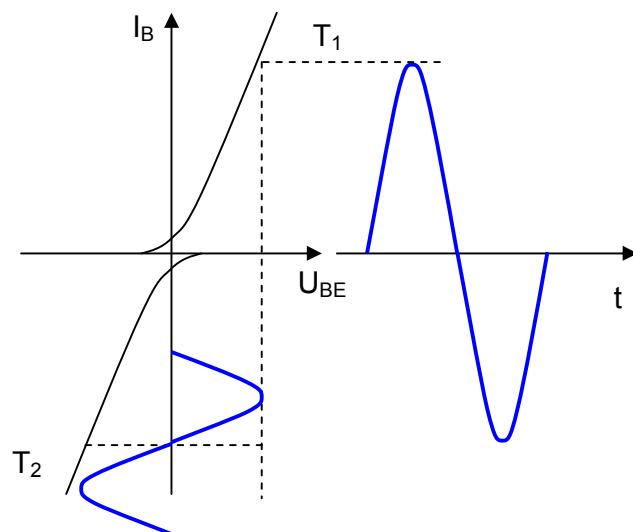
Việc chọn tranzito theo điện áp cần phải chú ý là khi hình thành 1/2 sóng điện áp trên 1/2 cuộn W_2 thì ở 1/2 cuộn W_2 còn lại cũng sẽ hình thành một điện áp như vậy và được cộng với điện áp nguồn E_c để xác định điện áp ngược cho tranzito khóa. Trị số

điện áp ngược đặt trên tranzito khi đó là $2E_c$. Xuất phát từ trị số này để chọn tranzito theo điện áp.

Trong chế độ B, dòng điện chảy qua tranzito chỉ trong $1/2$ chu kỳ thích hợp và chọn tranzito dòng điện dựa vào I_{cm} (h.2.84). Do đó với cùng một loại tranzito thì tầng đầm kéo đảm bảo công suất ở tải lớn hơn tầng đơn.



Hình 2.87: Ảnh hưởng độ không đường thẳng của đặc tuyến vào tranzito đến méo dạng tín hiệu trong chế độ



Hình 2.88: Giảm méo không đường thẳng trong chế độ AB

Tuy nhiên ở chế độ B, vì thiên áp ban đầu bằng không nên méo không đường thẳng của điện áp ra lớn. Nguyên nhân là tính không đường thẳng ở đoạn đầu của đặc tuyến vào tranzito khi dòng bazơ nhỏ, đó là hiện tượng méo gốc và được vẽ trên

hình 2.87. Ở đây đặc tuyến vào của cả hai tranzito vẽ chung một đồ thị. Từ hình 2.87 thấy rõ khi U_v là hình sin thì dạng i_{B1} và i_{B2} bị méo ở phần gần gốc ứng với dòng I_B nhỏ. Do đó dạng dòng i_{c1}, i_{c2} và điện áp ra cũng bị méo. Trong chế độ A nguyên nhân này không xuất hiện vì dòng bazơ tĩnh đủ lớn đã loại trừ vùng làm việc ở đoạn đầu của đặc tuyến vào của tranzito.

Muốn giảm méo trong mạch bazơ của hai tranzito, người ta đưa thêm điện trở phụ (ví dụ R_2 trong hình 2.85) để chuyển chế độ công tác của nguồn tín hiệu gần tới chế độ nguồn dòng và chính là làm giảm ảnh hưởng độ không tuyến tính của đặc tuyến vào tranzito. Tuy nhiên vì eo hạ áp trên điện trở phụ do dòng i_B chảy qua nên sẽ làm giảm hệ số khuếch đại của tầng. Để giảm méo triệt để hơn tầng đẩy kéo được chuyển sang làm việc ở chế độ AB. Thiên áp ban đầu được xác định nhờ các điện trở R_1, R_2 (h.2.85). Đặc tuyến vào, của hai tranzito có chú ý đến thiên áp U_{BO} vẽ chung trên đồ thị hình 2.88.

Chọn U_{BO} và các dòng I_{BO}, I_{CO} không lớn lắm, nên thực tế chúng không ảnh hưởng đến chỉ tiêu năng lượng của sơ đồ so với tầng làm việc ở chế độ B. Vì thế các công thức đã dùng trong chế độ B đều đúng cho chế độ AB.

c - *Năng khuếch đại công suất đẩy kéo không có biến áp*

Tầng công suất đẩy kéo có thể làm việc theo sơ đồ không biến áp ra, nhờ đó sẽ giảm kích thước, trọng lượng, giá thành, nâng cao các chỉ tiêu chất lượng cũng như dễ dàng trong việc dùng vi mạch.

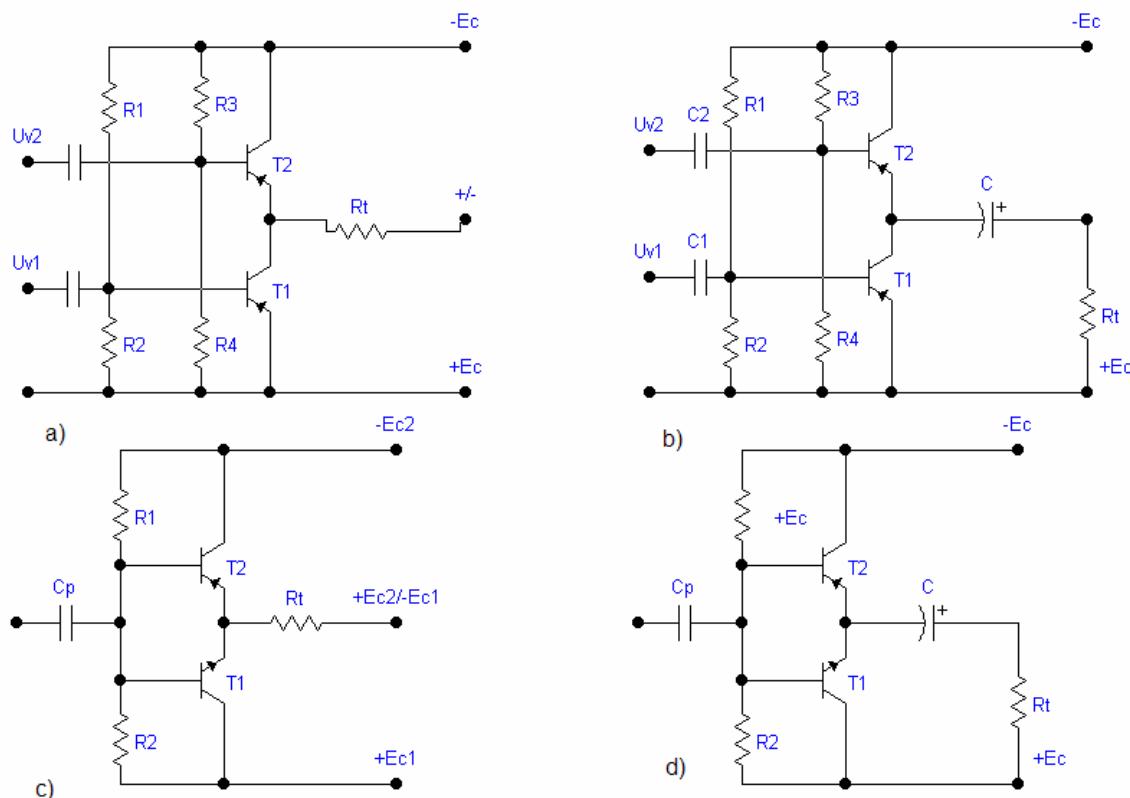
Sơ đồ tầng ra không biến áp cho trên hình 2.89. Có hai phương pháp mắc tải và tương ứng là hai phương pháp cung cấp điện áp một chiều :

- Theo phương pháp thứ nhất (h.2.89a, c) tăng được cung cấp bằng hai nguồn E_{c1} và E_{c2} có điểm chung gọi là kiểu cung cấp song song, còn tải được mắc giữa điểm nối E và C của các tranzito và điểm chung nguồn cung cấp. tranzito T_1, T_2 làm việc ở chế độ AB do cách chọn các điện trở $R_1 \div R_4$ thích hợp. Điều khiển các tranzito bằng hai nguồn tín hiệu vào ngược pha U_{v1} và U_{v2} lấy từ tầng đảo pha trước cuối.
- Theo phương pháp thứ hai (h.2.89 b,d), tầng được cung cấp bằng một nguồn chung (gọi là cung cấp nối tiếp), còn tải được mắc qua tụ có điện dung đủ lớn. Khi không có tín hiệu thì tụ C được nạp điện tới tri số $0,5E_c$. Nếu T_1 làm việc, T_2 tắt thì tụ C đóng vai trò nguồn cho tải. Còn khi T_2 làm việc thì dòng tải chạy qua nguồn cung cấp E_c . Khi đó dòng i_{c2} chạy qua tụ C tích trữ năng lượng cho nó và bù lại phần năng lượng đưa vào tải trong nửa chu kỳ trước.

Trong các sơ đồ (h.2.89c, d), người ta dùng hai tranzito khác loại pnp và npn, nên không cần hai tín hiệu vào ngược pha nhau. Ứng với $1/2$ chu kỳ dương của tín hiệu thì T_1 làm việc, T_2 khóa, còn ứng với $1/2$ chu kỳ âm của tín hiệu thì ngược lại.

Nếu so sánh với sơ đồ tầng công suất có biến áp ra, thì thấy rằng trong hình 2.85 công suất ra là $(U_{cm}I_{cm})/2$ gần bằng trị số $U_{cm}/(2n_2^2R_t)$. Nói khác đi, ở đây bằng cách thay đổi hệ số biến áp, một cách tương đối đơn giản, ta có thể nhận được công suất yêu cầu cho trước trên tải đã chọn. Còn trong các sơ đồ (h.2.89) điều đó khó thực hiện vì công suất trên tải xác định bằng $U_{cm}^2/(2R_t)$ Khả năng duy nhất để có công suất yêu cầu với điện trở R_t cho trước, trong trường hợp này là do U_{cm} quyết định,

nghĩa là phải chú ý đến điện áp nguồn cung cấp. Khi R_t nhỏ thì không đủ tải về điện áp còn khi R_t lớn thì không đủ tải về dòng điện.



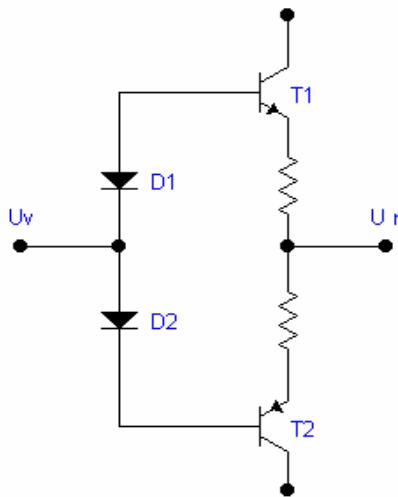
Hình 2.89: Mạch đẩy kéo không biến áp ra

Tất cả các sơ đồ tầng ra đẩy kéo yêu cầu chọn cặp tranzito có tham số giống nhau, đặc biệt là hệ số truyền đạt β .

Với các mạch hình 2.89 c) và d), cần chú ý tới vài nhận xét thực tế quan trọng sau :

Để áp chế độ AB cho cặp tranzito T_1, T_2 cần có hai nguồn điện áp phụ 1 chiều U_1 và U_2 phân cực cho chúng như trên hình 2.90. Các điện áp này được tạo ra bằng cách sử dụng hai điện áp thuận rơi trên 2 diốt D_1 và D_2 loại silic để có tổng điện áp giữa điểm B_1B_2 là $U_{B_1B_2} = + (1,1 \div 1,2)V$ và có hệ số nhiệt độ $(-1mV/^\circ C)$.

Việc duy trì dòng điện tĩnh I_{BO} ổn định (ở chế độ AB) trong 1 dải nhiệt độ rộng đạt được nhờ tác dụng bù nhiệt của cặp D_1D_2 với hệ số nhiệt dương của dòng tĩnh T_1 và T_2 và nhờ sử dụng thêm các điện trở hồi tiếp âm $R_1, R_2 < R_t$. Ngoài ra, do điện trở vi phân lúc mở của D_1D_2 đủ nhỏ nên mạch vào không làm tổn hao công suất của tín hiệu, góp phần nâng cao hiệu suất của tầng.



Hình 2.90: Tầng ra đẩy kéo không biến áp ở chế độ AB dùng các diốt ổn định nhiệt

- Khi cần có công suất ra lớn, người ta thường sử dụng tầng ra là các cặp tranzito kiểu Darlington như hình 2.91 (a) và (b). Lúc đó, mỗi cặp Darlington được coi là một tranzito mới, chức năng của mạch do T_1 và T_2 quyết định còn T'_1 , T'_2 có tác dụng khuếch đại dòng ra.

Các thông số cơ bản của mạch hình 2.91a là :

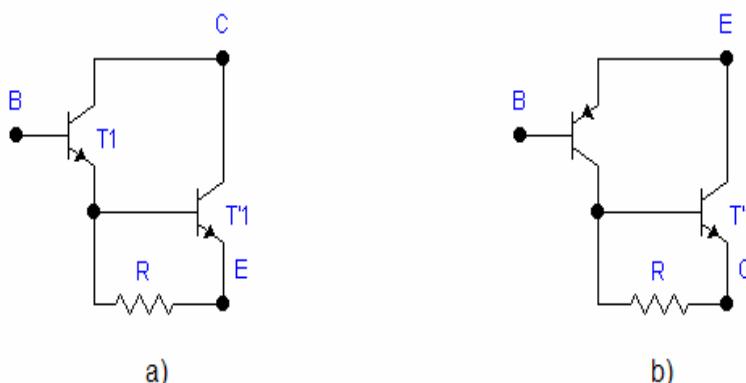
$$\text{Hệ số khuếch đại dòng điện } \beta = \beta_1 \cdot \beta_1'$$

$$\text{Điện trở vào } r_{BE} = 2r_{BE1}$$

$$\text{Điện trở ra } r_{CE} = 2/3r_{CE'1}.$$

của mạch hình (2.91b) là : $\beta = \beta_2 \cdot \beta_2'$; $r_{BE} = 2r_{BE2}$; $r_{CE} = 1/2r_{CE'2}$

Ở đây điện trở R đưa vào có tác dụng tạo 1 sụt áp $U_R \approx 0,4V$ điều khiển mở T'_1 , T'_2 lúc dòng ra đủ lớn và chuyển chúng từ mở sang khóa nhanh hơn.



Hình 2.91 : Các cặp tranzito mắc kiểu Darlington

(a) Dạng sơ đồ Darlington thường ; (b) Dạng sơ đồ Darlington bù