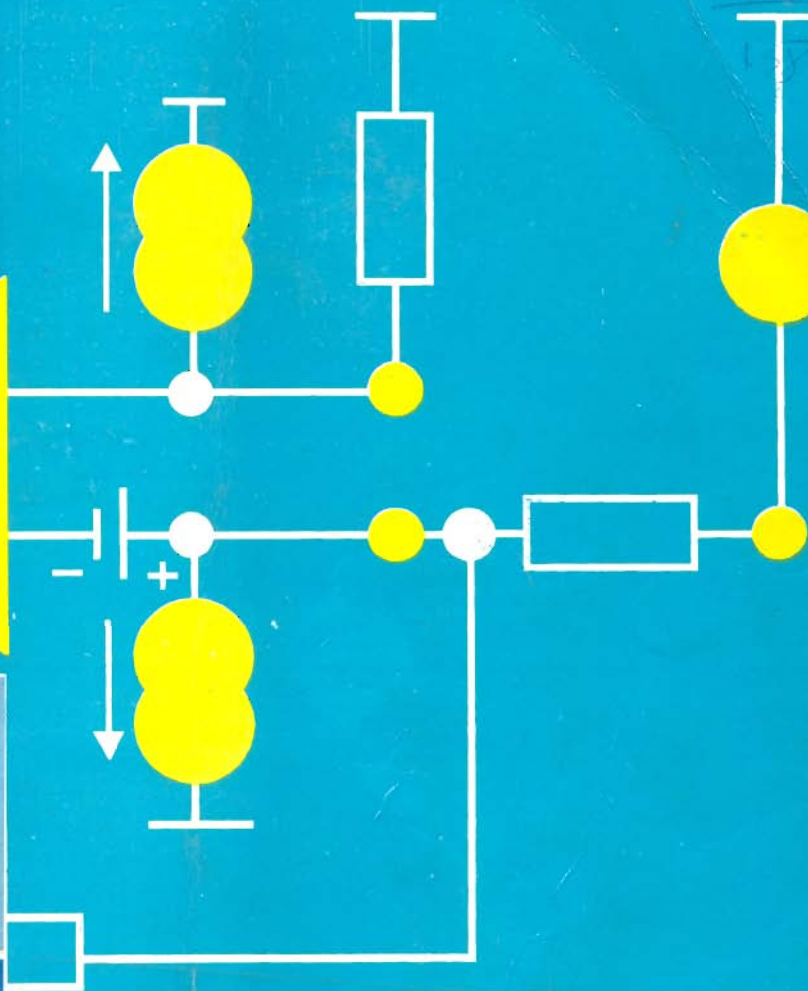
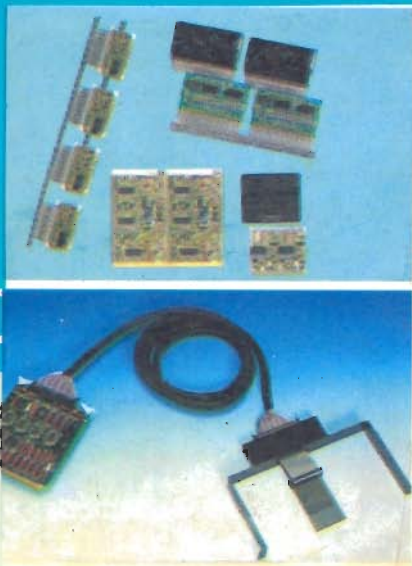


PHẠM MINH HÀ



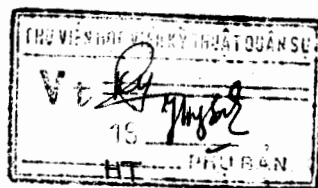
KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ



PHẠM MINH HÀ

KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

In lần thứ 4 có sửa chữa và bổ sung



cuu duong thong . com

**NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
HÀ NỘI - 1997**

Chịu trách nhiệm xuất bản	:	Pgs.Pts. Tô Đăng Hải
Biên tập	:	Đỗ Thị Cảnh
Sửa bản in	:	Đỗ Thị Cảnh
Trình bày	:	Minh Tùng
Vẽ bìa	:	Thế Đức

NHÀ XUẤT BẢN KHOA HỌC VÀ KỸ THUẬT
70 TRẦN HƯNG ĐẠO, HÀ NỘI

cuu duong thanh cong . com

6.6T2
KHKT - 97 311 - 48 - 97

In 1.000 cuốn, khổ 19 x 27 cm. Tại Xưởng in NXB VĂN HÓA DÂN TỘC.

Giấy phép xuất bản : 311 - 48 - 8 / 7 / 97. In xong và nộp lưu chiểu tháng 9 năm 1997.

LỜI NÓI ĐẦU

Bộ sách "**Kỹ thuật điện tử**" được viết dựa trên cơ sở giáo trình cùng tên đã được dùng làm tài liệu giảng dạy trong nhiều năm gần đây tại Trường đại học Bách khoa Hà Nội. Trong lần xuất bản đầu tiên ở Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật năm 1992 sách đã được in làm ba tập (và được tái bản nhiều lần).

Tập 1 gồm sáu chương, trình bày **Các vấn đề cơ sở của mạch điện tử** (cơ sở phân tích mạch điện tử, hồi tiếp âm trong các mạch điện tử, vấn đề cung cấp và ổn định chế độ công tác của các mạch điện tử) và **Các mạch rời rạc thực hiện các chức năng biến đổi tuyến tính** (tăng khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng tranzistô), tăng khuếch đại chuyên dụng, tăng khuếch đại công suất).

Tập 2 gồm ba chương về **Bộ khuếch đại thuật toán và các ứng dụng của nó**.

Tập 3 gồm sáu chương, nghiên cứu về **Các mạch cơ bản thực hiện các chức năng biến đổi phi tuyến** (tạo dao động, điều chế, tách sóng, chuyển đổi tương tự - số và số - tương tự, chỉnh lưu và ổn áp).

Để bạn đọc tiện sử dụng, lần xuất bản này chúng tôi gộp thành một cuốn. Trong từng chương đều có sửa chữa và bổ sung những vấn đề mới. Phần bài tập và bài giải mẫu trước đây được bố trí sau mỗi tập, nay chuyển xuống cuối của cuốn sách, với nhiều dạng bài tập mới.

Sách đã được dùng làm tài liệu tham khảo cho sinh viên ngành vô tuyến điện tử. Sách cũng rất bổ ích cho các kỹ sư, cán bộ kỹ thuật và công nhân các ngành có liên quan đến kỹ thuật vô tuyến điện tử.

Trong quá trình biên soạn lại cho cuốn sách này, tác giả đã được các bạn đồng nghiệp góp nhiều ý kiến bổ ích, được Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật khuyến khích và tạo điều kiện thuận lợi để sách ra mắt kịp thời. Chúng tôi xin bày tỏ lời cảm ơn chân thành về sự giúp đỡ quý báu đó.

Mặc dù đã cố gắng sửa chữa, bổ sung cho cuốn sách được hoàn chỉnh hơn trong lần tái bản này song chắc rằng không tránh khỏi những thiếu sót, hạn chế. Tác giả mong nhận được các ý kiến đóng góp quý báu của bạn đọc.

TÁC GIẢ

Chương 1

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

Nhằm giúp sinh viên có cơ sở nghiên cứu các mạch điện tử sẽ đề cập đến trong quyển sách này, chúng tôi giành chương 1 để tóm tắt một số khái niệm và công thức cơ bản đã được xét trong các giáo trình khác, chủ yếu liên quan đến vật lý điện tử và dụng cụ bán dẫn. Đây là những vấn đề không thuộc đối tượng nghiên cứu của môn học này, nhưng được trình bày để giúp bạn đọc tra cứu công thức và khái niệm một cách thuận lợi.

1.1. Khái niệm về mạch điện tử và nhiệm vụ của nó

Các mạch điện tử có nhiệm vụ gia công tín hiệu theo những thuật toán khác nhau. Chúng được phân loại theo dạng tín hiệu được xử lý.

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

Trên quan điểm kỹ thuật, người ta phân biệt hai loại tín hiệu : tín hiệu tương tự và tín hiệu số. Tín hiệu tương tự là tín hiệu biến thiên liên tục theo thời gian và có thể nhận mọi giá trị trong khoảng biến thiên của nó. Ngược lại, tín hiệu số là tín hiệu đã được rời rạc hóa về thời gian và lượng tử hóa về biên độ. Nó được biểu diễn bởi những tập hợp xung tại những điểm đo rời rạc. Do đó tín hiệu số chỉ lấy một số hữu hạn giá trị trong khoảng biến thiên của nó mà thôi.

Tín hiệu có thể được khuếch đại ; điều chế ; tách sóng ; chỉnh lưu ; nhớ ; đo ; truyền đạt ; điều khiển ; biến dạng ; tính toán (cộng, trừ, nhân, chia ...). Các mạch điện tử có nhiệm vụ thực hiện các thuật toán này.

Để gia công hai loại tín hiệu tương tự và số, người ta dùng hai loại mạch cơ bản : mạch tương tự và mạch số. Ở đây chỉ đề cập đến các mạch điện tử tương tự. Tuy trong những năm gần đây, kỹ thuật số đã phát triển mạnh mẽ và đóng vai trò rất quan trọng trong việc gia công tín hiệu, nhưng trong tương lai chúng cũng không thể thay thế hoàn toàn mạch tương tự được. Thực tế có nhiều thuật toán không thể thực hiện được bằng các mạch số hoặc nếu thực hiện bằng mạch tương tự thì kinh tế hơn, ví dụ : khuếch đại tín hiệu nhỏ, đổi tần, chuyển đổi tương tự/số. Ngay cả trong hệ thống số cũng có nhiều phần tử chức năng tương tự, nếu như cần phải gia công tín hiệu tương tự ở một khâu nào đó.

Đối với mạch tương tự, người ta thường quan tâm đến hai thông số chủ yếu : biên độ tín hiệu và độ khuếch đại tín hiệu.

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

Khuếch đại tín hiệu là chức năng quan trọng nhất của các mạch tương tự. Nó được thực hiện hoặc trực tiếp hoặc gián tiếp trong các phần tử chức năng của hệ thống. Thông thường trong một hệ thống tương tự, người ta phân biệt các tầng gia công tín hiệu và các tầng khuếch đại công suất hoặc điện áp.

Trong gần hai thập kỷ qua, do sự ra đời của bộ khuếch đại thuật toán, các mạch tổ hợp tương tự đã chiếm vai trò quan trọng trong kỹ thuật mạch điện tử. Mạch tổ hợp tương tự không những đảm bảo thỏa mãn các chỉ tiêu kỹ thuật mà còn có độ tin cậy cao và giá thành hạ. Tuy nhiên chúng thường được dùng chủ yếu ở phạm vi tần số thấp. Sự ra đời của bộ khuếch đại thuật toán là một bước ngoặt quan trọng trong quá trình phát triển của kỹ thuật mạch tương tự. Trước đây, khi bộ khuếch đại thuật toán chưa ra đời, đã có vô số các mạch chức năng tương tự khác nhau. Ngày nay, nhờ sự xuất hiện của bộ khuếch đại thuật toán, số lượng đó đã giảm xuống một cách đáng kể, vì có thể dùng bộ khuếch đại thuật toán để thực hiện nhiều chức năng khác nhau nhờ mạch hồi tiếp ngoài thích hợp. Trong nhiều trường hợp, dùng bộ khuếch đại thuật toán có thể tạo hàm đơn giản hơn, chính xác hơn và với giá thành rẻ hơn dùng các mạch khuếch đại rời rạc.

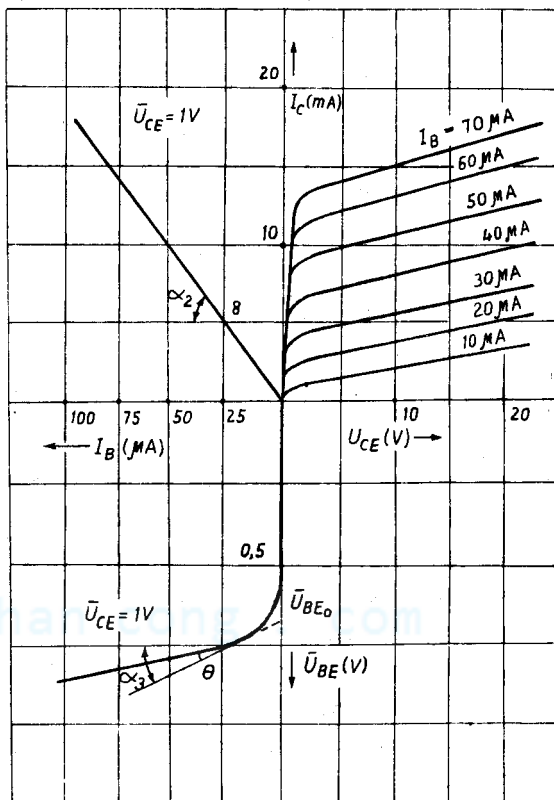
Xu hướng phát triển của kỹ thuật mạch tương tự là nâng cao độ tích hợp của mạch (được đặc trưng bởi mật độ linh kiện). Khi độ tích hợp tăng thì có thể chế tạo các hệ thống có chức năng ngày càng hoàn hảo hơn trên một chip. Đối với các mạch tổ hợp tương tự, nhà thiết kế thường lưu ý giảm số chủng loại, nhưng lại tăng khả năng sử dụng của từng chủng loại. Tóm lại, có thể nói : có hai hướng phát triển của kỹ thuật mạch tương tự là : giảm nhỏ kích thước bên trong của mạch trong chế tạo và tăng tính phổ biến của mạch trong ứng dụng.

Trong cuốn sách này chúng tôi quan tâm nhiều đến vấn đề ứng dụng mạch.

1.2. Đặc tính cơ bản và các tham số của tranzistor lưỡng cực

1.2.1. Các đặc tính tĩnh và phương trình cơ bản

Có hai loại tranzistor : loại *npn* và loại *pnp*. Nguyên lý tác dụng của nó đã được nghiên cứu kỹ trong các giáo trình vật lý điện tử và dụng



Hình 1.1. Đặc tuyến của tranzistor *npn* mắc emito chung.

cụ bán dẫn và được minh họa bởi họ đặc tuyến vào $I_B = f(U_{BE})$, đặc tuyến ra $I_C = f(U_{CE})$ và đặc tuyến truyền đạt $I_C = f(I_B)$ (xem hình 1.1).

Các tranzistor này có thể mắc bazo chung, emito chung hoặc colecto chung (bảng 1.1). Trong ba cách mắc này, các mắc emito chung được dùng nhiều nhất, vì vậy trong quá trình khảo sát sau này ta sẽ quan tâm đặc biệt đến cách mắc đó.

Để điều khiển tranzistor, có thể dùng dòng emito I_E hoặc dòng bazo I_B . Nếu dùng dòng emito để điều khiển (trong cách mắc bazo chung) thì hệ số khuếch đại của tranzistor là A_N , được xác định theo biểu thức (1.1)

$$A_N = \frac{I_C}{I_E} \quad (1.1)$$

- A_N là hệ số khuếch đại dòng một chiều trong cách mắc bazo chung. Vì dòng colecto I_C luôn luôn nhỏ hơn dòng emito, nên $A_N < 1$.

Nếu dùng dòng bazo để điều khiển (trong cách mắc emito chung) thì hệ số khuếch đại dòng điện một chiều B_N được xác định theo biểu thức (1.2).

Bảng 1.1.

Loại Cách mắc	npn	pnp
Bazơ chung		
Emi-tơ chung		
Colectơ chung		

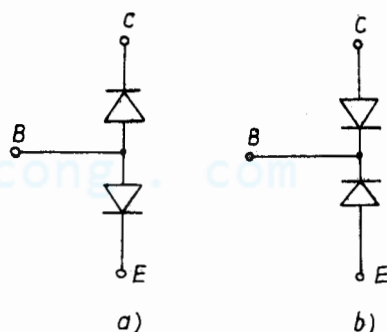
$$B_N = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.2a)$$

Vì tranzistor được kết cấu sao cho tổn hao trên bazo nhỏ, tức I_B nhỏ, nên $I_B \ll I_C$ do đó $B_N \gg 1$.

Vì $I_E = I_C + I_B$, nên giữa A_N và B_N có mối quan hệ sau đây :

$$B_N = \frac{A_N}{1 - A_N}; A_N = \frac{B_N}{1 + B_N} \text{ và } 1 - A_N = \frac{1}{1 + B_N} \quad (1.2b)$$

Có thể coi mỗi tranzistor lưỡng cực



Hình 1.2. Sơ đồ tương đương điốt của tranzistor. a) loại npn; b) loại pnp.

gồm hai diot mắc ngược chiều có chung tiếp giáp p và n như sơ đồ trên hình 1.2. Tuy sơ đồ không cho biết đầy đủ các tính chất của tranzistor lưỡng cực, nhưng qua đó có thể nhận biết điện áp phân cực đặt giữa các mặt ghép của tranzistor. Tùy thuộc vào chiều điện áp phân cực đó, người ta phân biệt bốn miền làm việc của tranzistor như trong bảng 1.2.

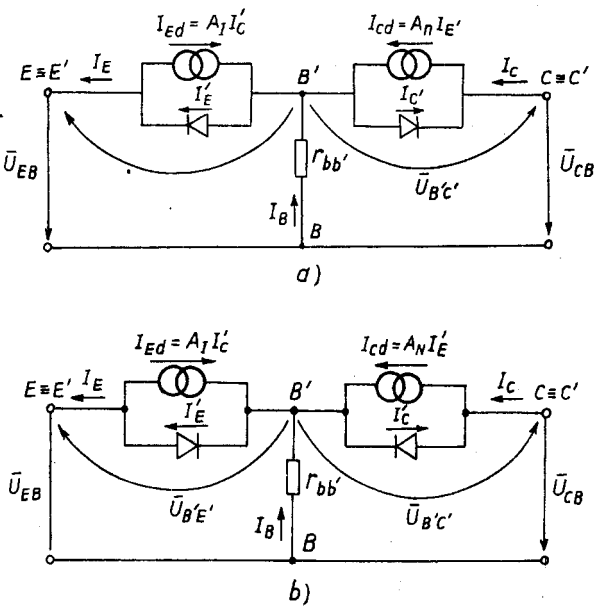
Bảng 1.2

Trường hợp	Diot emito	Diot colecto	Miền làm việc	Ứng dụng
1	Phân cực ngược	Phân cực ngược	Miền cắt	Khóa
2	Phân cực thuận	Phân cực ngược	Miền khuếch đại (miền tích cực)	Khuếch đại
3	Phân cực ngược	Phân cực thuận	Miền tích cực ngược	
4	Phân cực thuận	Phân cực thuận	Miền bão hòa	Khóa

Sau này sẽ đặc biệt lưu ý đến trường hợp thứ hai trong bảng 1.2, là trường hợp được dùng nhiều nhất trong kỹ thuật mạch tương tự.

Xét phương trình cơ bản theo Ebers – Moll cho tranzistor npn . Từ đó suy ra các phương trình đối với tranzistor pnp bằng cách đổi dấu các dòng điện và điện áp đặt vào các cửa của tranzistor theo quy ước về chiều điện áp và dòng điện trong bảng 1.1.

Dòng điện nội của một tranzistor gồm các dòng điện thành phần sau đây : dòng qua mặt ghép emito – bazo I'_E , dòng qua mặt ghép colec-to–bazo I'_C , dòng xuất phát từ mặt ghép bazo–emito đến được colecto I_{Cd} và dòng xuất phát từ mặt ghép bazo–colecto đến được emito I_{Ed} . Các biểu thức (1.3) ÷ (1.6) cho biết quan hệ của các dòng điện đó và điện áp phân cực trên các mặt ghép đối với tranzistor npn .



Hình 1.3. Sơ đồ tương đương Ebers-Moll của tranzistor npn (a) và pnp (b).

$$I_E = I_{Ebh} \left(\exp \frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1 \right) \tag{1.3}$$

$$I'_C = I_{Cbh} \left(\exp \frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1 \right) \tag{1.4}$$

$$I_{Cd} = A_N I_{Ebh} \left(\exp \frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1 \right) \tag{1.5}$$

$$I_{Ed} = A_I I_{Cbh} \left(\exp \frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1 \right) \quad (1.6)$$

trong đó, I_{Ebh} và I_{Cbh} lần lượt là dòng bão hòa emito và dòng bão hòa colecto ;
 U_T - điện áp nhiệt, theo lý thuyết $U_T = 26 \text{ mV}$ ở nhiệt độ 25°C ;
 A_N và A_I - hệ số khuếch đại dòng điện nội, được xác định như sau :

$$A_N = \frac{I_{Cd}}{I_E} \text{ và } A_I = \frac{I_{Ed}}{I_C}$$

A_N dùng cho tranzistor làm việc trong miền khuếch đại và A_I tương ứng với miền tích cực ngược.

Tác dụng tổng hợp của các thành phần dòng điện trên đây được chỉ rõ trong sơ đồ tương đương của tranzistor theo Ebers - Moll (hình 1.3). Trong đó $r_{bb'}$ là điện trở phân bố miền bazo. Vì $r_{bb'}$ khá nhỏ (cỡ vài chục Ω), nên có thể coi $B' \equiv B$.

Từ sơ đồ tương đương hình 1.3 rút ra các quan hệ sau đây cho cả hai loại tranzistor *npn* và *pnp*.

$$I_C = -I'_C + I_{Cd} = -I'_C + A_N I'_E \quad (1.7)$$

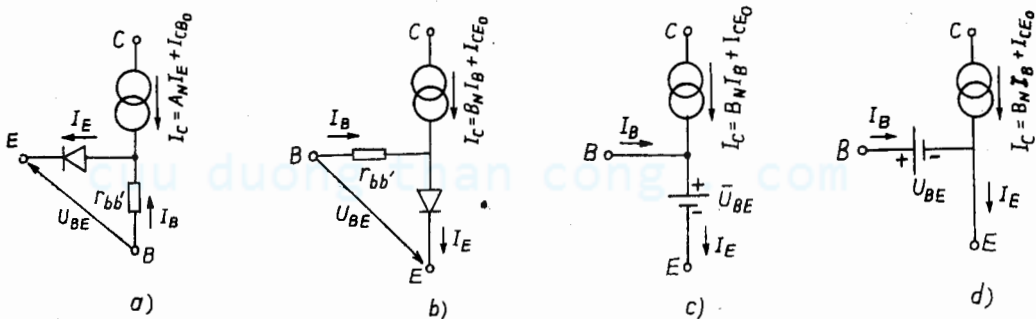
$$I_E = I'_E - I_{Ed} = I'_E - A_I I'_C \quad (1.8)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (1.9)$$

Như đã nói ở trên, tranzistor thường được dùng ở chế độ khuếch đại, nghĩa là ứng với trường hợp diot colecto ngắt, vì vậy ta sẽ đặc biệt lưu ý đến chế độ này của tranzistor. Trong miền khuếch đại, $U_{B'C'} \gg U_T$ và trong mạch xuất hiện các dòng điện dư (dòng điện ngược), chúng được xác định theo các điều kiện cho trong bảng 1.3.

Bảng 1.3.

Dòng điện dư	Điều kiện	Dấu	
		<i>npn</i>	<i>pnp</i>
Dòng dư colecto I_{CB0}	$I_E = 0$; diot colecto ngắt	> 0	< 0
Dòng dư colecto emito I_{CE0}	$I_B = 0$; diot colecto ngắt	> 0	< 0
Dòng dư emito I_{EB0}	$I_C = 0$; diot emito ngắt	< 0	> 0



Hình 1.4. Sơ đồ tương đương Ebers - Moll của tranzistor *npn* cho trường hợp diot colecto ngắt (tranzistor làm việc trong miền tích cực) :

a) và b) sơ đồ tương đương đầy đủ ; c) và d) bỏ qua hạ áp trên $r_{bb'}$, và đưa vào nguồn áp U_{BE} .
 Với tranzistor *pnp* thì đổi chiều diot (a),(b) hoặc đổi chiều nguồn áp U_{BE} (c hoặc d).

Căn cứ vào các biểu thức (1.3) ÷ (1.9) và sơ đồ tương đương hình 1.3 đồng thời đưa vào các dòng điện dư, ta vẽ được sơ đồ tương đương cho trường hợp tranzistor làm việc trong miền khuếch đại như trên hình 1.4.

Khi $I_B = 0$ (hình 1.4b,c hoặc d) tức mạch bazo hở thì dòng ngược qua mặt ghép colecto - bazo cũng đi qua mặt ghép bazo - emito và nó cũng được khuếch đại giống như đối với một dòng điều khiển từ ngoài vào, do đó ta có :

$$I_{CEo} = I_{CB0} + B_N I_{CB0} = (1 + B_N) I_{CB0}$$

hay

$$I_{CEo} = (1 + B_N) I_{CB0} = \frac{I_{CB0}}{1 - A_N} \tag{1.10}$$

Biểu thức (1.10) cho biết quan hệ giữa các dòng điện dư I_{CB0} và I_{CEo} .

Giá trị dòng điện dư phụ thuộc vào nhiệt độ (hình 1.5). Ở nhiệt độ bình thường dòng điện dư I_{CB0} đối với tranzistor silic cỡ nA, còn đối với tranzistor gecmani cỡ μA . Dòng đó tăng gấp đôi khi nhiệt độ tăng từ $(8 \div 10)^{\circ}C$.

Ngoài ra, từ các sơ đồ tương đương trên hình 1.4 và biểu thức (1.10) ta có thể tìm được quan hệ giữa các dòng điện một chiều I_C , I_E và I_B trong tranzistor như trong bảng 1.4.

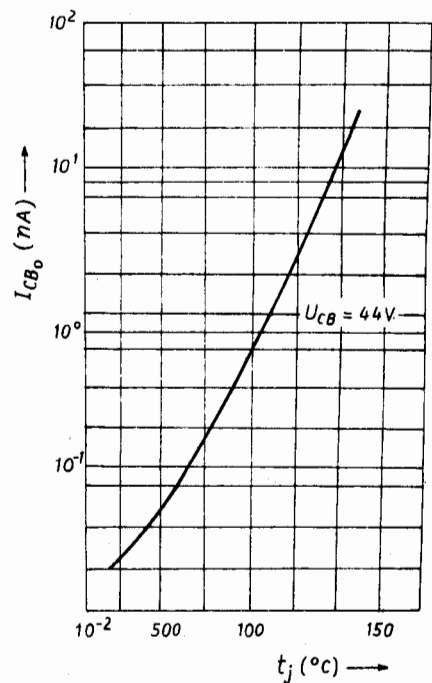
Trong miền khuếch đại, khi diot colec-to ngát thì $A_I I'_C << I'_E$, do đó từ biểu thức (1.8) và (1.3) ta suy ra biểu thức dòng điện vào (1.11a) cho tranzistor npn và (1.11b) cho tranzistor pnp :

$$I_E \approx I'_E = I_{Ebh} \left(\exp \frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1 \right) \tag{1.11a}$$

$$I_E \approx I'_E = -I_{Ebh} \left(\exp \frac{U_{B'E'}}{U_T} - 1 \right) \tag{1.11b}$$

Bảng 1.4

	I_B	I_E	I_C
I_B	I_B	$(1 - A_N) (I_E - I_{CEo})$	$\frac{I_C - I_{CB0}}{B_N}$
I_E	$\frac{I_B + I_{CB0}}{1 - A_N}$	I_E	$\frac{I_C - I_{CEo}}{A_N}$
I_C	$B_N I_B + I_{CEo}$	$A_N I_E + I_{CB0}$	I_C



Hình 1.5. Sự phụ thuộc của dòng điện dư vào nhiệt độ.

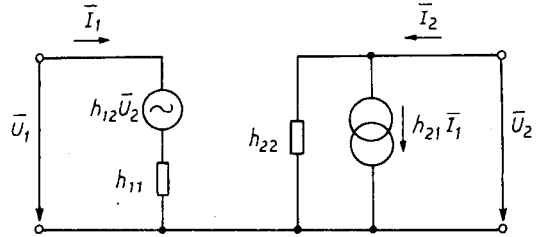
Khi mắc emito chung thì dòng điện vào I_B được xác định theo biểu thức (1.11c) :

$$I_B \approx I_E (1 - A_N) = \frac{I_E}{B_N + 1} \text{ với } |I_E| \gg |I_{CE0}| \quad (1.11c)$$

Thực tế, để mô tả các đặc tính tĩnh của tranzistor trong miền tích cực chỉ cần ba tham số : U_{BE} , B_N và I_{CB0} . Khi dòng tĩnh $I_C > 0,1 \text{ mA}$ thì có thể bỏ qua cả dòng điện dư I_{CB0} .

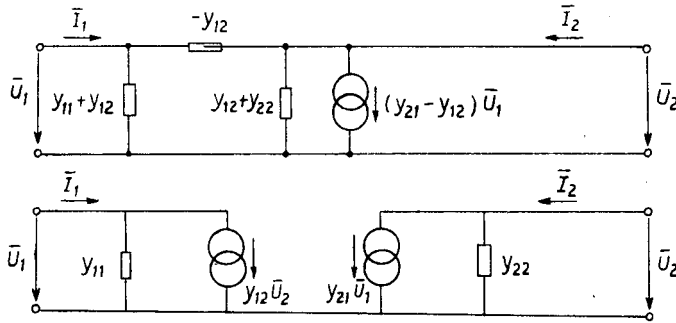
1.2.2. Sơ đồ tương đương tín hiệu bé

Đối với tín hiệu bé, tranzistor được coi là một mạng bốn cực tuyến tính, do đó có thể dùng hệ phương trình của mạng bốn cực tuyến tính để biểu diễn quan hệ giữa các dòng điện, điện áp vào và ra của tranzistor. Trong các loại phương trình của mạng bốn cực, để mô tả tranzistor hay dùng hệ phương trình hỗn hợp tham số h và hệ phương trình dẫn nạp tham số y hơn cả. Dùng hệ tham số hỗn hợp h thuận lợi, vì nó thường được cho trong các tài liệu kỹ thuật, hơn nữa cũng có thể dễ dàng xác định chúng trên đặc tuyến hoặc bằng đo đạc.



Hình 1.6. Sơ đồ tương đương hỗn hợp của một mạng bốn cực.

Phương trình hỗn hợp h được xây dựng từ sơ đồ tương đương hình 1.6 và phương trình dẫn nạp y từ sơ đồ tương đương hình 1.7.



Hình 1.7. Hai dạng sơ đồ tương đương dẫn nạp của một mạng bốn cực.

Hệ phương trình hỗn hợp h và hệ phương trình dẫn nạp y của một mạng bốn cực có dạng sau đây :

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1 &= h_{11}\bar{I}_1 + h_{12}\bar{U}_2 \\ \bar{I}_2 &= h_{21}\bar{I}_1 + h_{22}\bar{U}_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_1 &= y_{11}\bar{U}_1 + y_{12}\bar{U}_2 \\ \bar{I}_2 &= y_{21}\bar{U}_1 + y_{22}\bar{U}_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

Các tham số h_{ij} và y_{ij} của (1.12) và (1.13) được xác định theo bảng 1.5

Bảng 1.5

h_{ij}	$h_{11} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{I}_1} \Big _{\bar{U}_2=0}$	$h_{12} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} \Big _{\bar{I}_1=0}$	$h_{21} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} \Big _{\bar{U}_2=0}$	$h_{22} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{U}_2} \Big _{\bar{I}_1=0}$
y_{ij}	$y_{11} = \frac{\bar{I}_1}{\bar{U}_1} \Big _{\bar{U}_2=0}$	$y_{12} = \frac{\bar{I}_1}{\bar{U}_2} \Big _{\bar{U}_1=0}$	$y_{21} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{U}_1} \Big _{\bar{U}_2=0}$	$y_{22} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{U}_2} \Big _{\bar{U}_1=0}$

Để quy đổi tham số y_{ij} sang h_{ij} hoặc ngược lại, dùng hệ phương trình (1.14) và (1.15)

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{y_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -y_{12} \\ y_{21} & \Delta y \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

$$\begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} = \frac{1}{h_{11}} \begin{pmatrix} 1 & -h_{12} \\ h_{21} & \Delta h \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

trong đó, $\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$;
 $\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$.

Ở tần số cao, các dòng điện và điện áp thường không đồng pha, do đó các tham số của mạng bốn cực thường là số phức.

Sau đây ta sẽ xây dựng hệ phương trình hỗn hợp cho tranzistor mắc emito chung với quy ước về chiều dòng điện và điện áp như trong bảng 1.1.

Quan hệ giữa các điện áp tức thời và dòng điện tức thời của tranzistor mắc emito chung được biểu diễn như sau :

$$u_{BE} = f(i_B, u_{CE}) \quad (1.16)$$

$$i_C = f(u_{CE}, i_B) \quad (1.17)$$

Vì tín hiệu xoay chiều bé, ở tần số thấp được coi là những biến đổi nhỏ của tín hiệu một chiều, do đó để tính h_{ij} dùng họ đặc tuyến tĩnh trên hình 1.1 và xét tại điểm làm việc ban đầu O . Vì phân toàn phần (1.16) và (1.17) và xét tại điểm làm việc O , thay $\Delta i_C = i_c$; $\Delta i_B = i_b$; $\Delta u_{CE} = u_{ce}$, $\Delta u_{BE} = u_{be}$, ta nhận được các biểu thức sau :

$$u_{BE} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \Big|_{u_{CE}=0} i_B + \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \Big|_{i_B=0} u_{CE} \quad (1.18a)$$

$$i_C = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \Big|_{u_{CE}=0} i_B + \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \Big|_{i_B=0} u_{ce} \quad (1.18b)$$

So sánh (1.18) với (1.12) ta rút ra :

$$h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_b} \Big|_{u_{CE}=0} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \Big|_{u_{CE}=0} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \Big|_{U_{CE0}} \quad (1.19a)$$

$$h_{12e} = \frac{u_{be}}{u_{ce}} \Big|_{i_B=0} = \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \Big|_{i_B=0} = \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{ce}} \Big|_{I_{B0}} \quad (1.19b)$$

$$h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{u_{CE}=0} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \right|_{u_{CE}=0} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_B} \right|_{U_{CE}} \quad (1.19c)$$

$$h_{22e} = \left. \frac{i_c}{u_{ce}} \right|_{i_B=0} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial u_{CE}} \right|_{i_B=0} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{CE}} \right|_{I_{Bo}} \quad (1.19d)$$

trong đó : I_{Bo} và U_{CE0} là dòng điện và điện áp tại điểm làm việc ban đầu (điểm O hình 1.1).

Ta căn cứ vào các biểu thức (1.19) để xác định h_{ij} trên đặc tuyến hình 1.1 :

$$+h_{21e} = \text{tg}\alpha_2 = \beta_o, \quad (1.20)$$

β_o được gọi là hệ số khuếch đại dòng điện tín hiệu nhỏ. Vì I_C và I_B tỷ lệ gần như tuyến tính (hình 1.1), nên

$$\beta_o \approx B_N \quad (1.21)$$

$$+h_{11e} = \text{tg}\alpha_3 = r_{be} \quad (1.22)$$

r_{be} là điện trở vào của tranzistor, nó được xác định như sau :

$$r_{be} = r_{bb'} + \beta_o r_d \approx \beta_o r_d, \quad (1.23)$$

r_d là điện trở khuếch tán emito:

$$r_d = \frac{dU_{BE}}{dI_E} = \frac{U_T}{I_E}, \quad (1.24)$$

với tranzistor công suất bé, r_b cỡ vài trăm Ω đến vài trăm $k\Omega$.

$+h_{12e}$ là hệ số hồi tiếp điện áp. Khi hở mạch đầu vào, h_{12e} thường rất nhỏ ($\approx 10^{-4} \div 10^{-6}$), nên có thể bỏ qua và trong nhiều trường hợp có thể coi $h_{12e} = 0$.

$$+h_{22e} = \text{tg}\alpha_1 = \frac{1}{r_{ce}}, \quad (1.25)$$

với tranzistor tín hiệu bé, r_{ce} lấy giá trị từ $10k\Omega$ đến $1M\Omega$.

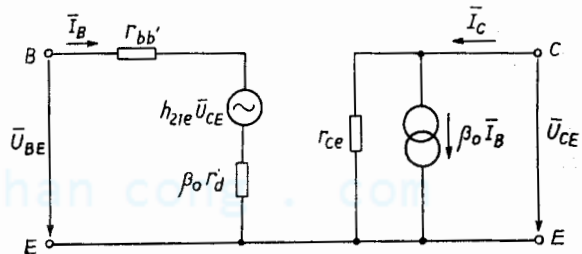
Thay các tham số h_{ij} đã xác định được vào hệ phương trình (1.12), sẽ vẽ được sơ đồ tương đương hỗn hợp của tranzistor (hình 1.8), trong đó ta đã thay thế trị số tức thời của các dòng điện và điện áp bởi các giá trị phức tương ứng.

Từ biểu thức (1.9) và (1.19c) đồng thời biết rằng hệ số khuếch đại dòng điện tín hiệu nhỏ khi

mắc bazo chung là $\alpha_o = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_E}$ suy

ra được quan hệ giữa hệ số khuếch

đại dòng điện tín hiệu nhỏ β_o khi mắc emito chung và α_o khi mắc bazo chung :



Hình 1.8. Sơ đồ tương đương hỗn hợp của tranzistor.

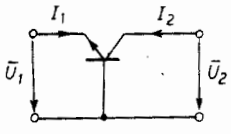
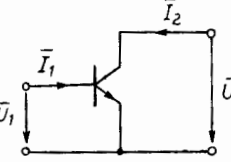
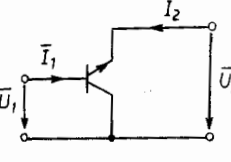
$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \approx \frac{1}{1 - \alpha_o} \quad (1.26)$$

$$\alpha_o = \frac{\beta_o}{1 + \beta_o} \approx 1 - \frac{1}{\beta_o} \quad (1.27)$$

với $\alpha_o \approx 1$ và $\beta_o \gg 1$.

Có thể dựa vào hệ thức cơ bản giữa các dòng điện và điện áp trên các cực của tranzistor để tính tham số hỗn hợp của tranzistor khi mắc bazo chung vào colecto chung. Quan hệ giữa các tham số hỗn hợp đó được cho trong bảng 1.6.

Bảng 1.6

Tham số	B	E	C
Cách mắc			
	$h_{11b} \quad h_{12b}$ $h_{21b} \quad h_{22b}$	$\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} \left(\frac{h_{11e} h_{22e}}{1 + h_{21e}} - h_{12e} \right)$ $\frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}} \cdot \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$	$\frac{-h_{11e}}{h_{21e}} \cdot \frac{h_{11e} h_{22e}}{h_{21e}}$ $-\frac{1 + h_{21e}}{h_{21e}} \cdot \frac{-h_{22e}}{h_{21e}}$
	$\frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} \quad \frac{h_{11b} h_{22b}}{1 + h_{21b}}$ $\frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}} \quad \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{11e} \quad h_{12e}$ $h_{21e} \quad h_{22e}$	$h_{11e} \quad 1 - h_{12e}$ $-(1 + h_{21e}) \quad h_{22e}$
	$\frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} \approx 1$ $\frac{1}{1 + h_{21b}} \quad \frac{-h_{22b}}{1 + h_{21b}}$	$h_{11e} \quad 1 - h_{12e} \approx 1$ $-(1 + h_{21e}) \quad h_{22e}$	$h_{11e} \quad h_{12e}$ $h_{21e} \quad h_{22e}$

Do đặc tuyến tranzistor cong nhiều, nên tham số h thay đổi phụ thuộc vào điện áp một chiều và dòng một chiều, nghĩa là tham số của mạng bốn cực phụ thuộc vào điểm làm việc trên đặc tuyến cũng như phụ thuộc vào nhiệt độ (xem hình 1.9 và bảng 1.7).

Bảng 1.7

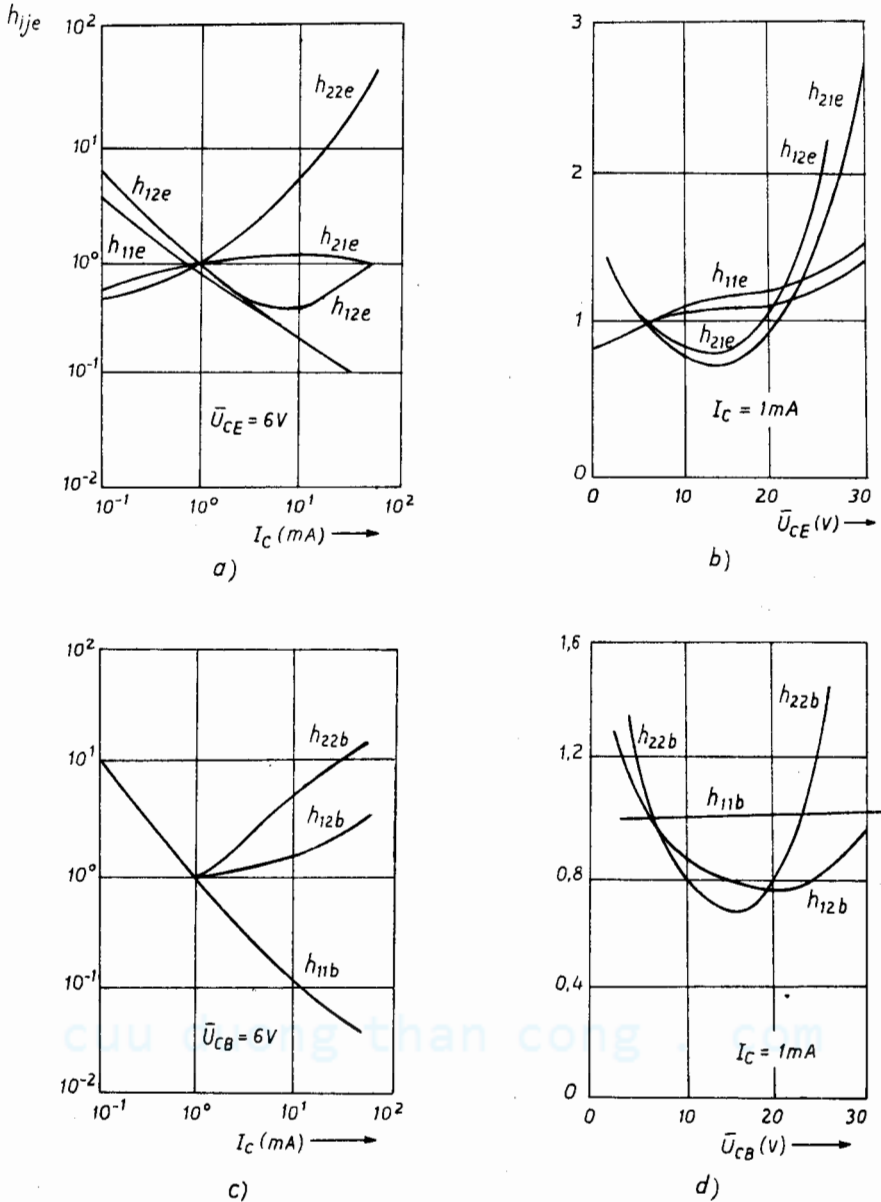
h_{ij}	h_{ij} phụ thuộc vào dòng điện	h_{ij} phụ thuộc vào điện áp
h_{11e}	$\sim 1/I_E$	Không phụ thuộc U_{CB}
h_{12e}	Không phụ thuộc I_E	$\sim 1/\sqrt{U_{CB}}$
h_{21e}	Cực đại tại trị trung bình của dòng điện	ít phụ thuộc U_{CB}
h_{22e}	$\sim I_C$	$\sim 1/\sqrt{U_{CB}}$

Các tín hiệu nhỏ, ở tần số cao không thể coi là những biến đổi nhỏ của tín hiệu một chiều được. Do thời gian bay của các động tử thiếu số qua bazo, do điện dung khuếch tán, nên giữa các dòng điện và điện áp có lệch pha. Vì vậy, để mô tả các đặc tính của tranzistor ở tần số cao, người ta dùng sơ đồ tương đương π (hình 1.10).

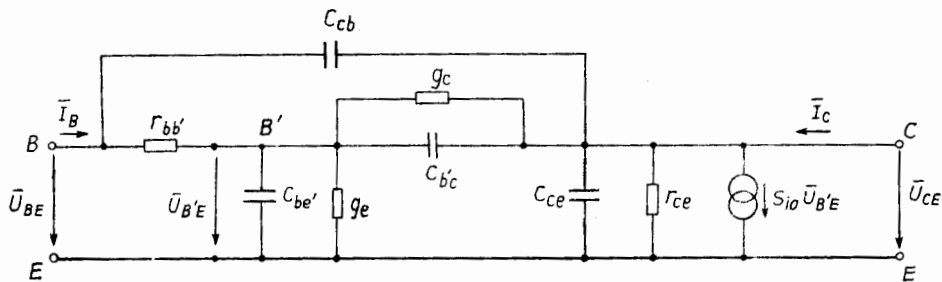
$$C_{b'e} = C_{de} + C_{se} \quad (1.28)$$

Trong đó điện dung vào $C_{b'e}$ phụ thuộc vào điện dung lớp chắn emito C_{se} và điện dung khuếch tán của mặt ghép emito - bazo C_{de} . C_{de} quan hệ với điện trở khuếch tán emito r_d và thời gian bay của động tử trong bazo τ_b theo biểu thức sau :

$$\tau_b = C_{de} r_d \quad (1.29)$$



Hình 1.9. Sự phụ thuộc của tham số h vào chế độ làm việc trong sơ đồ emito chung ở tần số $f = 1 \text{ kHz}$.



Hình 1.10. Sơ đồ tương đương π (sơ đồ tương đương dẫn nạp của tranzistor) của tranzistor.

Trong hình 1.10, S_{io} là hõ dẫn của tranzistor

$$S_{io} = \frac{\alpha_o}{r_d} \approx \frac{I_c}{U_T}$$

Điện dẫn hồi tiếp g_c và điện dung hồi tiếp $C_{b'c}$ được xác định như sau :

$$g_c = \frac{\mu_e}{\beta_o r_d} \approx 0 \quad (1.30)$$

với $\mu_e \approx 10^{-3} + 10^{-4}$ là hệ số Early.

$$C_{b'c} = C_{sc} + C_{dc} \quad (1.31)$$

với : C_{sc} - điện dung lớp chắn colecto ;
 C_{dc} - điện dung khuếch tán colecto,

$$C_{dc} \approx \mu_e C_{de} \approx 0.$$

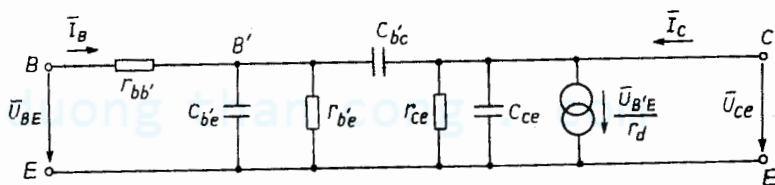
Điện trở ra r_{ce} được xác định theo biểu thức (1.32)

$$r_{ce} = \frac{r_d}{\mu_e} \quad (1.32)$$

Các điện dung C_{cb} và C_{ce} là điện dung phân bố giữa các đầu nối bên ngoài.

Ở tần số lớn hơn (100 - 1000) Hz thì điện nạp $\omega C_{b'c} \gg g_c$, nên có thể bỏ qua g_c ; còn điện dung phân bố C_{cb} khá nhỏ, nên trong sơ đồ tương đương cũng không cần xét đến, do đó ta có sơ đồ tương đương đơn giản hơn, được biểu diễn trên hình 1.11.

Sơ đồ hình 1.10 và 1.11 có thể coi là đủ chính xác trong dải tần $0 \leq f \leq 0,1 f_T$ (f_T là tần số giới hạn quá độ, xem biểu thức 1.41). Trong nhiều trường hợp người ta vẫn dùng sơ đồ đó để tính toán trong dải tần $f \leq f_T/2$.



Hình 1.11. Sơ đồ tương đương π ở tần số $f > 100$ Hz.

Cũng có thể vẽ sơ đồ tương đương π cho tranzistor làm việc ở tần số thấp. Lúc

này các điện dung C_{be} , C_{bc} và C_{ce} được coi như hở mạch, do đó sơ đồ tương đương π ở tần số thấp khá đơn giản (hình 1.12). Sơ đồ này hoàn toàn tương đương với sơ đồ hỗn hợp trên hình 1.8. Dùng phương trình (1.15) kết hợp với các phương trình (1.20) ÷ (1.25) ta tính được các tham số y như sau :

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}} = \frac{1}{r_{be}} = \frac{1}{r_{bb'} + \beta_o r_d}$$

$$y_{12} \approx 0$$

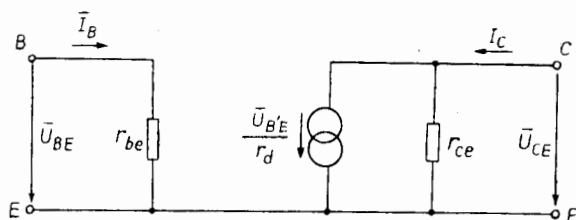
$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{\beta_o}{r_{be}}$$

$$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}} \approx \frac{1}{r_{ce}}$$

$$\frac{U_{BE}}{r_d} = y_{21} U_1 = \frac{\beta_o}{r_{be}} U_{BE} \approx \beta_o I_B$$

Thay kết quả này vào sơ đồ hình 1.8 sẽ nhận được sơ đồ trên hình 1.12.

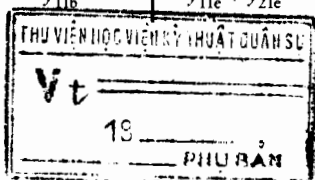
Các tham số y của sơ đồ tương đương π đối với tranzistor mắc bazo chung và colec-to chung cũng tính được dựa vào hệ thức cơ bản của các dòng điện và điện áp trên các cực của tranzistor. Quan hệ các tham số y của ba cách mắc : bazo chung, emito chung và coletto chung cho trong bảng 1.8.



Hình 1.12. Sơ đồ tương đương π cho tranzistor làm việc ở tần số thấp.

Bảng 1.8

Cách mắc	B		E		C	
Sơ đồ						
	y_{11b}	y_{12b}	Σy_e	$-y_{22e} - y_{12e}$	y_{22c}	$-y_{21c} - y_{22c}$
	y_{21b}	y_{22b}	$y_{21e} + y_{22e}$	$-y_{22e}$	$y_{12c} + y_{22c}$	$-\Sigma y_c$
	Σy_b	$-y_{22b} - y_{12b}$	y_{11e}	y_{12e}	y_{11c}	$-(y_{11c} + y_{12c})$
	$y_{21b} + y_{22b}$	$-y_{22b}$	y_{21e}	y_{22e}	$y_{11c} + y_{21c}$	$-\Sigma y_c$
	Σy_b	$y_{21b} - y_{11b}$	y_{11e}	$-y_{11e} - y_{12e}$	y_{11c}	y_{12c}
	$y_{11b} + y_{12b}$	$-y_{11b}$	$y_{11e} + y_{21e}$	$-\Sigma y_e$	y_{21c}	y_{22c}

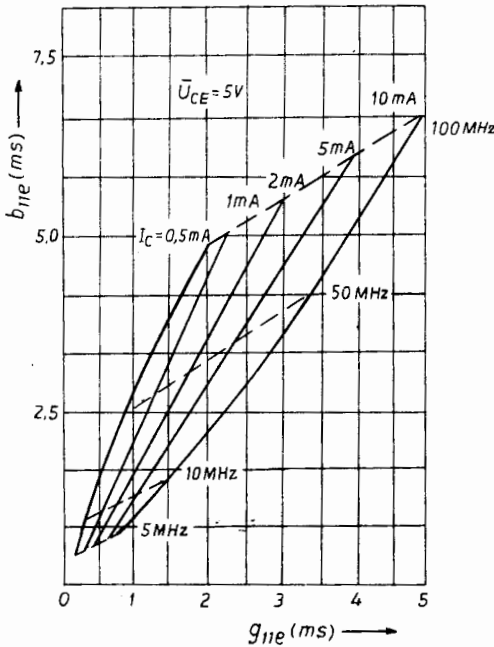


Với

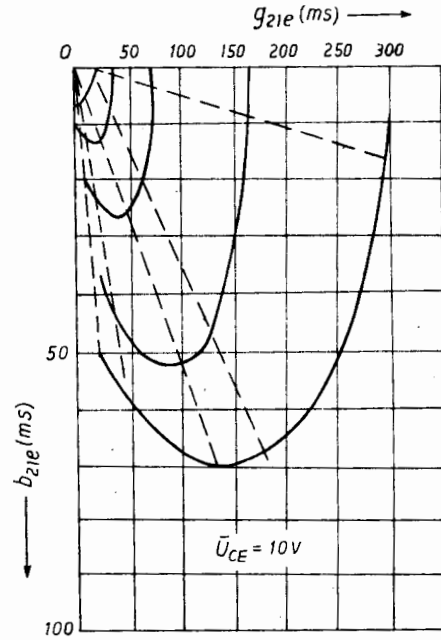
$$\begin{aligned} \Sigma y_m &= y_{11m} + y_{12m} + y_{21m} + y_{22m}; \quad m = b, e, c. \\ y_{11e} &= g_{11e} + jb_{11e} = g_{11e} + j\omega C_{11e} \\ y_{12e} &= g_{12e} + jb_{12e} = g_{12e} + j\omega C_{12e} \\ y_{21e} &= g_{21e} + jb_{21e} \\ y_{22e} &= g_{22e} + jb_{22e} = g_{22e} + j\omega C_{22e}. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Các tài liệu kỹ thuật thường cho biết các điện dẫn g_{11} , g_{12} và các điện dung C_{11} , C_{22} . Lúc đó dùng hệ phương trình (1.33) để xác định các điện dẫn của sơ đồ.

Đối với tranzistor tần số cao, người ta thường cho đặc tuyến tần số pha của dẫn nạp y . Hình 1.13 và 1.14 là một ví dụ.



Hình 1.13. Đặc tuyến tần số pha của dẫn nạp $y_{11e} = \varphi(I_c, f)$



Hình 1.14. Đặc tuyến tần độ pha của dẫn nạp $y_{21e} = \varphi(I_c, f)$.

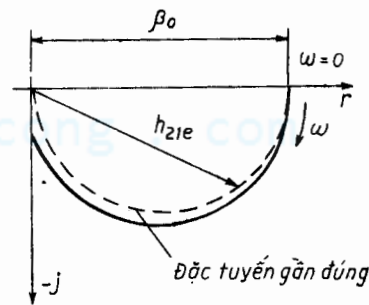
1.2.3. Tần số giới hạn

Tần số giới hạn là một tham số đặc trưng cho tranzistor làm việc ở tần số cao.

Tần số giới hạn $\beta : f_\beta$ là tần số mà tại đó hệ số khuếch đại dòng điện của tranzistor mắc emito chung h_{21e} giảm $\sqrt{2}$ lần (tức $3dB$) so với hệ số khuếch đại β_0 ở tần số thấp (xem hình 1.15).

Với định nghĩa đó của f_β ta có biểu thức (1.34).

$$h_{21e} = \frac{\beta_0}{1 + jf/f_\beta} = \beta \quad (1.34)$$



Hình 1.15. Đặc tuyến tần số - pha của h_{21e} .

Căn cứ vào biểu thức (1.26) và phương trình tính h_{21b} trong bảng 1.6, hệ số khuếch đại dòng điện theo tần số khi mắc bazo chung được tính như sau :

$$h_{21b} = \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}} = \frac{-\alpha_o}{1 + j \frac{f(1 - \alpha_o)}{f_\beta}} = \frac{-\alpha_o}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} \quad (1.35)$$

trong đó, $f_\alpha = f_\beta / (1 - \alpha_o) \approx \beta_o f_\beta$

f_α : tần số giới hạn của tranzistor khi mắc bazo chung.

Các tần số giới hạn f_α và f_β được xác định theo tham số của tranzistor như sau (xem hình 1.11) :

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi r_d C_{b'e}} \quad (1.37)$$

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1 - \alpha_o}{r_d(C_{b'e} + C_{b'c})} \quad (1.38)$$

Theo (1.34), tần số tăng thì $|h_{21e}|$ giảm, $|h_{21e}| = 1$ khi $f = f_1$, f_1 gọi là tần số đơn vị và từ (1.34) suy ra :

$$f_1 = f_\beta \sqrt{\beta_o^2 - 1} \quad (1.39)$$

So sánh (1.39) với (1.36) ta nhận thấy :

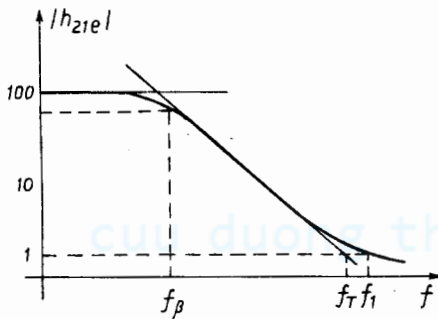
$$f_1 \approx f_\alpha$$

Khi $f \gg f_\beta$ thì mẫu số của (1.34) tiệm cận với jf/f_β , do đó ta suy ra :

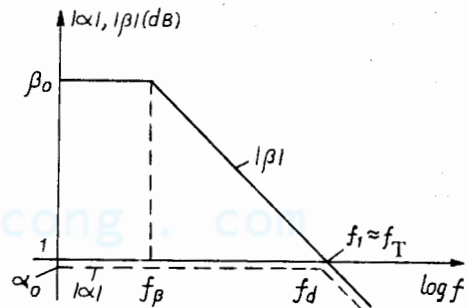
$$|h_{21e}(f)|f = \beta_o f_\beta = f_T, \quad (1.41)$$

f_T gọi là tần số giới hạn quá độ.

Về lý thuyết $f_T = f_1$, trên thực tế f_T nhỏ hơn f_1 chút ít. Hình 1.16 biểu diễn quan hệ của $|h_{21e}|$ theo tần số và hình 1.17 cho biết quan hệ đó trên đồ thị Bode. Từ (1.41) và hình 1.17 ta thấy ở tần số $f \gg f_\beta$, $|h_{21e}|$ giảm với độ dốc -20 dB/D và tích $f_\beta \beta_o = f_T$ không phụ thuộc tần số.



Hình 1.16. Các tần số giới hạn của tranzistor.



Hình 1.17. Quan hệ gần đúng của $|h_{21e}|$ và $|h_{21b}|$ theo tần số.

Trong các tài liệu kỹ thuật còn cho biết tần số cực đại f_{max} . Tại f_{max} hệ số khuếch đại công suất bằng 1 (khi có phối hợp trở kháng ở đầu vào và đầu ra), f_{max} đặc trưng

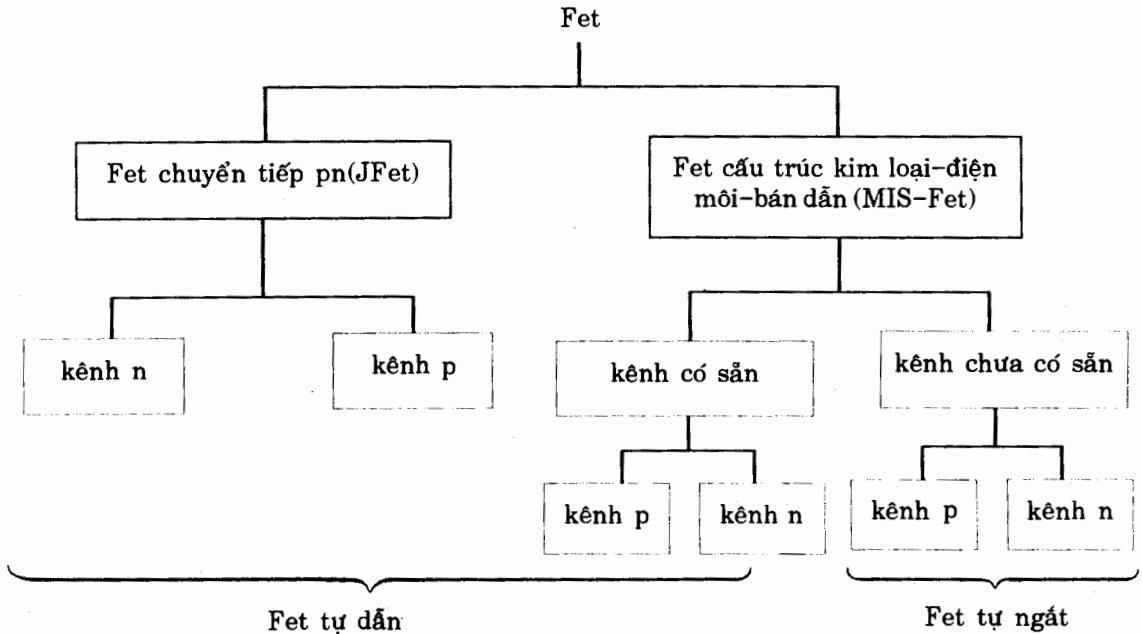
cho khả năng làm việc của tranzistor. Khi $f > f_{\max}$ tranzistor không còn là linh kiện tích cực nữa, f_{\max} được xác định theo biểu thức sau :

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_{\alpha}}{8\pi r_{bb'} C_{b'c}}} > f_1 \quad (1.42)$$

1.3. Đặc tính cơ bản và tham số của tranzistor hiệu ứng trường (Fet)

1.3.1. Phân loại và các điểm cơ bản

Tranzistor hiệu ứng trường được phân loại theo sơ đồ hình 1.18.



Hình 1.18. Sơ đồ phân loại Fet.

Theo hình (1.18), ta thấy có sáu loại tranzistor hiệu ứng trường. Ký hiệu và đặc tuyến của chúng cho trong bảng 1.9.

Nếu đặt vào giữa cực cửa G (Gate) và cực nguồn S (Source) một tín hiệu thì U_{GS} thay đổi làm cho điện trở giữa cực máng D (Drain) và cực nguồn S (Source) thay đổi, do đó dòng điện cực máng I_D thay đổi theo. Vậy Fet là một dụng cụ khống chế điện áp giống triot chân không. Vì vậy đôi khi người ta còn gọi cực cửa là lưới, cực nguồn là catot và cực máng là anot. Trong thực tế, có nhiều Fet đối xứng, nghĩa là có thể đổi lẫn cực máng và cực nguồn mà tính chất của Fet không đổi.

- Trong JFet, cực cửa nối với kênh máng - nguồn qua mặt ghép pn hoặc np . Khi đặt điện áp phân cực U_{GS} đúng chiều quy ước (bảng 1.9) thì diot mặt ghép ngắt, ngược lại nếu đổi chiều U_{GS} thì diot thông, do đó dòng cửa khác không.

- Với MIS-Fet thì cực cửa và kênh máng - nguồn được cách ly bởi một lớp SiO_2 , do đó dòng cửa luôn luôn bằng không.

Khi làm việc, dòng cửa của JFet cỡ 1 pA đến 10 nA, còn dòng cửa của MIS-Fet nhỏ hơn của JFet khoảng 10^{-3} lần. Vì vậy điện trở vào của JFet nằm trong khoảng $(10^{10} \div 10^{13})\Omega$ và của MIS-Fet $(10^{13} \div 10^{15})\Omega$.