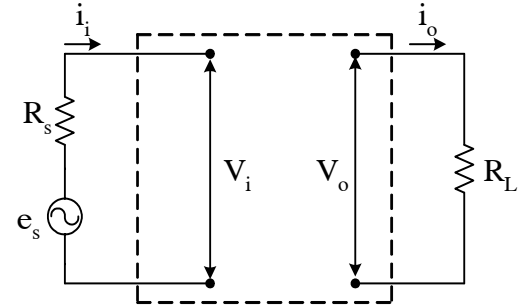


Chương 3 MẠCH KHUẾCH ĐẠI

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

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

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



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

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

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

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

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

$$\dot{A}_v = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} \tag{4-1-1}$$

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

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

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

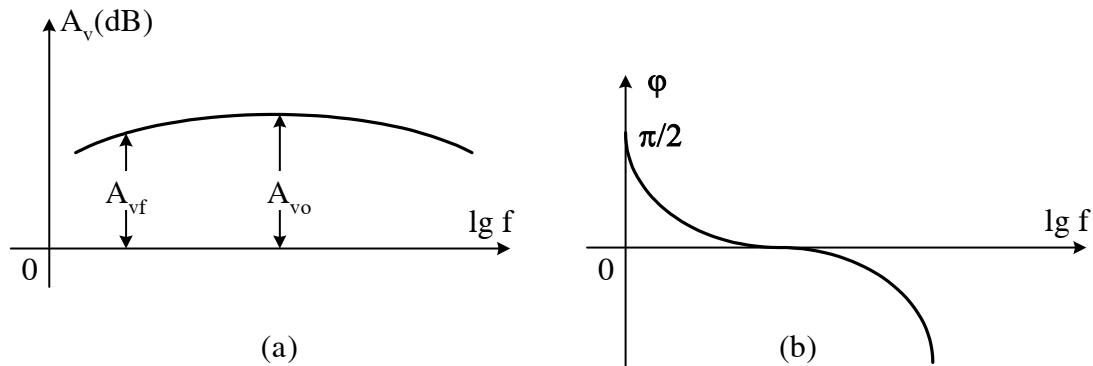
$$3) \text{ Cũng vậy: } A_P = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (4-1-3)$$

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

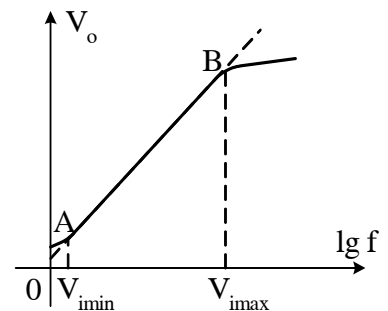
$$\gamma = \sqrt{\frac{V_{2m}^2 + V_{3m}^2 + \dots + V_{nm}^2}{V_{1m}^2}} \times 100\% \tag{2-1-7}$$

γ gọi là độ méo phi tuyến

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

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

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



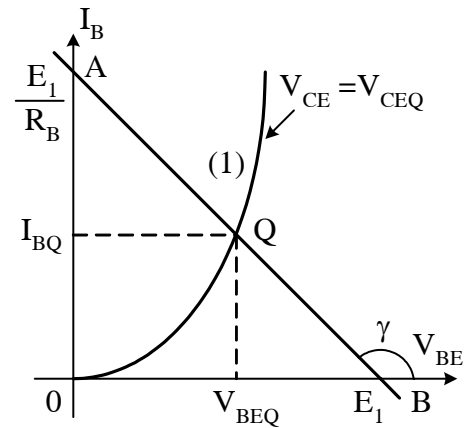
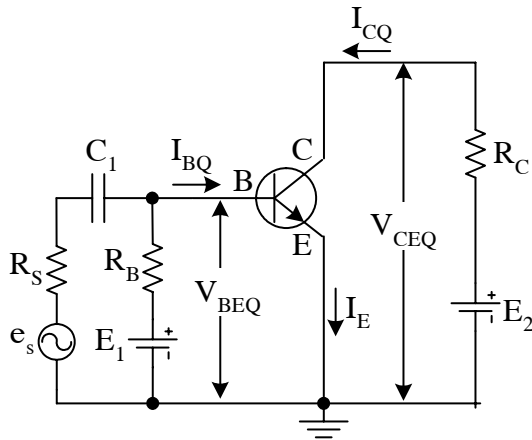
Hình 4.1.1. Đặc tuyến biên độ của bộ khuếch đại

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

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

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

Ở mạch này, nguồn E_1 cùng điện trở R_B tạo ra điện áp một chiều để làm cho chuyển tiếp J_E phân cực thuận ở một mức nhất định, nghĩa là làm cho dòng I_B và điện áp V_{BE} trong mạch vào có những giá trị xác định I_{BQ} , V_{BEQ} nào đó. Trên đặc tuyến vào của BJT (hình 4-2-2), cặp giá trị I_{BQ} , V_{BEQ} này là toạ độ của một điểm Q, gọi là điểm làm việc tĩnh ngõ vào của BJT (gọi tắt: điểm tĩnh). Tương tự, nguồn E_2 cùng điện trở E_C tạo ra điện áp một chiều làm phân cực nghịch chuyển tiếp J_C , khiến cho dòng I_C và điện áp V_{CE} ở ngõ ra có những giá trị xác định: I_{CQ} , V_{CEQ} . Trên đặc tuyến ra của BJT (hình 4-2-3), cặp giá trị I_{CQ} , V_{CEQ} này sẽ xác định trên một điểm Q, gọi là điểm làm việc tĩnh ngõ ra.



Hình 4.2.1. Tầng khuếch đại đơn giản

Hình 4.2.2. Đặc tuyến vào và đường tải của mạch vào

Như vậy, với một transistor đã cho, nguồn E_1 , E_2 cùng các điện trở phân cực R_B , R_C sẽ quyết định giá trị tức thời của dòng điện và điện áp trên BJT, nói cách khác: chúng sẽ quyết định vị trí điểm làm việc tĩnh của BJT trên đặc tuyến.

Ta có thể tìm được giá trị tức thời nói trên của dòng và áp trên nhờ phương pháp đồ thị.

Thật vậy, trong mạch vào, dòng I_B và áp V_{BE} liên hệ với nhau theo đặc tuyến vào tĩnh của BJT (h. 4-2-2, đường số 1). Mặt khác chúng phải tuân thủ định luật Ohm trong mạch đó:

$$E_1 = I_B R_B + V_{BE}$$

hay
$$I_B = \frac{V_{BE}}{R_B} + \frac{E_1}{R_B} \tag{4-2-1}$$

Đồ thị của hàm này (dạng $y = ax + b$) là đường thẳng AB trên h. 4-2-2 (cắt trục hoành tại E_1 , cắt trục tung tại E_1/R_B)

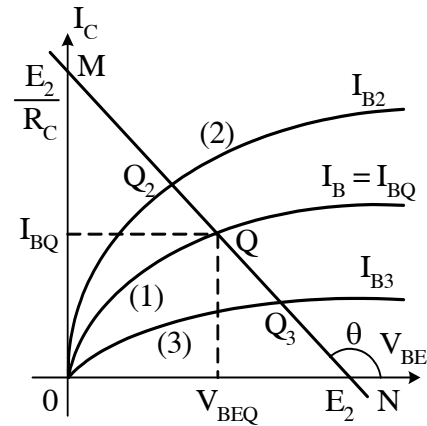
Giao điểm của hai đồ thị nói trên thoả mãn đồng thời của hai quan hệ nên sẽ xác định giá trị tức thời của dòng và áp trong mạch (I_{BQ} , V_{BEQ}). Đó cũng chính là điểm làm việc tĩnh Q của ngõ vào đã định nghĩa ở trên. AB gọi là đường tải một chiều của mạch vào.

Cũng vậy, trong mạch ra, dòng I_C và áp V_{CE} có quan hệ với nhau theo đặc tuyến ra của BJT (hình 4-2-3, đường số 1, ứng với dòng $I_B = I_{BQ}$). Mặt khác chúng phải thoả mãn định luật Ohm trong mạch này:

$$E_2 = I_C R_C + V_{CE}$$

hay
$$I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{E_2}{R_C} \quad (4-2-2)$$

Đường biểu diễn của hàm này là đường thẳng MN, có độ dốc $\text{tg}\theta = \frac{-1}{R_C}$ cắt trục hoành



Hình 4.2.3. Đặc tuyến ra và đường tải của mạch ra

tại hoành độ E_2 , cắt trục tung tại tung độ $\frac{E_2}{R_C}$ (hình 4-2-3) và có tên là đường tải một chiều của mạch ra. Giao điểm của hai đồ thị trên chính là điểm làm việc tĩnh của ngõ ra, có tọa độ là dòng và áp tức thời I_{CQ} , V_{CEQ} .

Tóm lại đối với tầng khuếch đại đang xét (h. 4-2-1), các cặp giá trị của dòng I_B và áp V_{BE} (hoặc I_C và V_{CE}) thoả mãn định luật Ohm trong mạch vào (hoặc mạch ra). Giao điểm của đường tải một chiều với đặc tuyến tĩnh tương ứng của BJT chính là điểm làm việc tĩnh mà tọa độ của nó là giá trị dòng và áp tức thời trong mạch.

Ta cũng nhận xét rằng: đường tải AB của mạch vào có độ dốc là:

$$\text{tgy} = -\frac{1}{R_B} \quad (4-2-3a)$$

Đường tải MN của mạch ra có độ dốc:

$$\text{tg}\theta = -\frac{1}{R_C} \quad (4-2-3b)$$

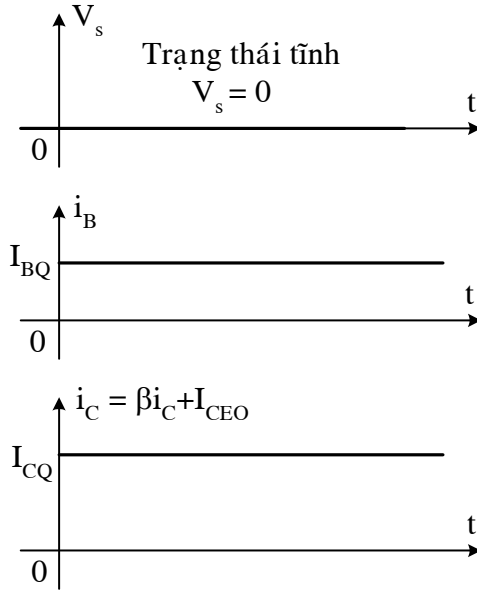
Như vậy một cách tổng quát, độ dốc của đường tải một chiều có giá trị tuyệt đối bằng nghịch đảo của điện trở tải tương ứng. Điều này hoàn toàn dựa trên cơ sở của định luật Ohm.

Cuối cùng cũng cần lưu ý rằng: Mạch phân cực dùng hai nguồn E_1 , E_2 và các điện trở R_B , R_C như h. 4-2-1 chỉ là một ví dụ đơn giản. Trên thực tế, BJT còn có thể làm việc với rất nhiều dạng mạch khác. Các mạch đó thường tiết kiệm bớt một nguồn, tuy vậy vẫn đảm bảo điện áp phân cực cần thiết cho cả hai chuyển tiếp J_E , J_C , ta sẽ xét tới ở 4-3-2 về sau.

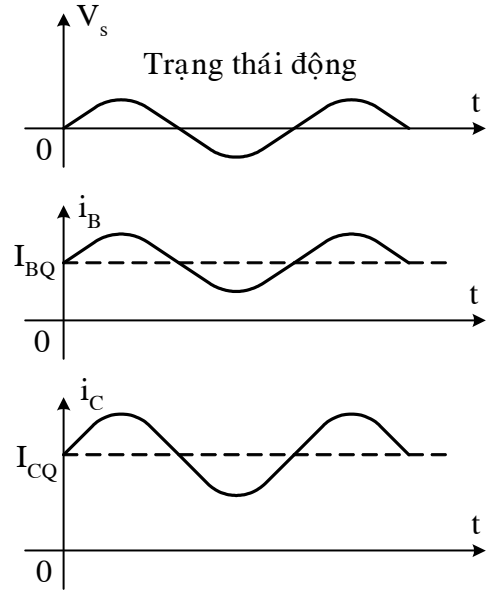
4-2-2. Trạng thái động - Đồ thị thời gian

Trạng thái làm việc của BJT (hoặc FET) khi có tín hiệu xoay chiều đưa đến ngõ vào (và do đó xuất hiện điện áp xoay chiều hoặc dòng điện xoay chiều ở ngõ ra) gọi là trạng thái động. Như đã giới thiệu ở chương 2, lúc này tín hiệu xoay chiều v_s xếp chồng lên điện áp phân cực vốn có ở trạng

thái tĩnh, làm cho dòng và áp trong mạch vào và mạch ra bị tăng giảm theo tín hiệu. Trên hình 4-2-4 minh họa đồ thị thời gian của các dòng ở trạng thái tĩnh và trên hình (4-2-5) là các dòng tương ứng ở trạng thái động khi v_s hình sin

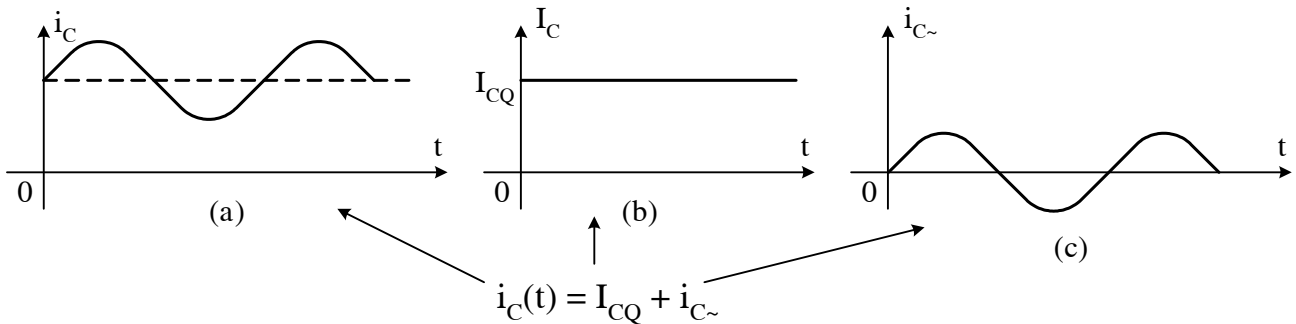


Hình 4.2.4. Các dòng điện ở trạng thái tĩnh



Hình 4.2.5. Đồ thị thời gian của các dòng điện ở trạng thái động

Ta thấy dòng điện tức thời ở trạng thái động coi như là tổng đại số của hai thành phần: Thành phần một chiều (ứng với trạng thái tĩnh) và thành phần xoay chiều do tín hiệu v_s gây ra (xem minh họa đối với trường hợp dòng collector trên hình 4-2-6).



Hình 4.2.6. Các thành phần của dòng điện tức thời

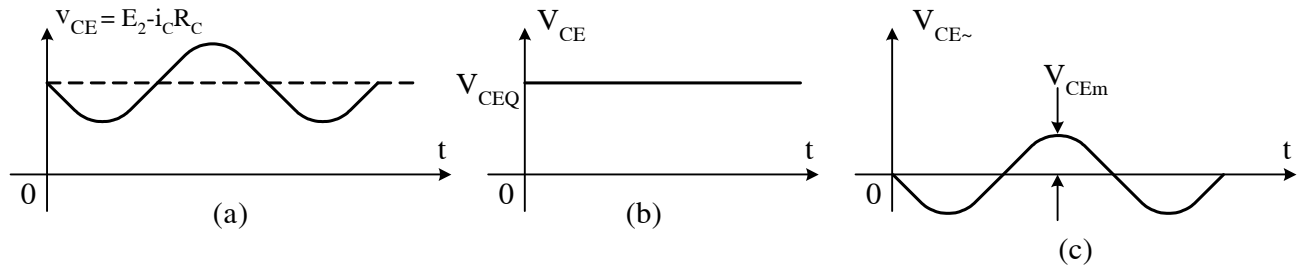
Để vẽ nên các dạng sóng trên các dòng điện i_B , i_C như trên h. 4-25, ta dựa vào nguyên lý hoạt động của BJT hoặc dựa theo định luật Ohm. Đồ thị thời gian của các điện áp cũng suy luận tương tự. Chẳng hạn ở mạch ra:

$$v_{CE}(t) = E_2 - i_C(t) R_C \quad (4-2-4)$$

Do đó, từ dạng sóng $i_C(t)$ ở h. 4-2-5c ta sẽ vẽ được dạng sóng $v_{CE}(t)$ như h. 4-2-7a. Cũng như trên, có thể coi điện áp $v_{CE}(t)$ này như là tổng của hai thành phần: thành phần một chiều V_{CEQ} và thành phần xoay chiều $v_{CE\sim}$

$$V_{CE}(t) = V_{CEQ} + v_{CE\sim}$$

Như hình minh họa trên h. 4-2-7b và c.



Hình 4.2.7. Các thành phần của điện áp tức thời v_{CE}

4-2-3. Đường tải xoay chiều (còn gọi: đường tải động)

Hãy trở lại hình 4-2-3 của trạng thái tĩnh. Như đã nêu, đường tải MN là đồ thị của hàm (4-2-2), phản ánh định luật Ohm trong mạch ra. Nếu dòng một chiều ngõ vào là I_{BQ} (đặc tuyến số 1) thì giao điểm của đặc tuyến này với đường MN sẽ xác định nên điểm làm việc tĩnh Q. Khi điện áp phân cực thay đổi (ví dụ do E_1 hoặc R_B thay đổi), dòng một chiều ngõ vào trở thành I_{B2} hoặc I_{B3} , v.v... (đặc tuyến số 2 hoặc số 3, v.v...) thì điểm làm việc tĩnh tương ứng sẽ là giao điểm Q_2 hoặc Q_3 , v.v... như vậy, đường tải MN là tập hợp tất cả các vị trí có thể của điểm làm việc tĩnh. Nói cách khác mỗi điểm trên đường tải một chiều MN xác định một cặp giá trị tương ứng của dòng I_C và điện áp V_{CE} .

Đối với trạng thái động, ta cũng có khái niệm tương tự. Khi có nguồn tín hiệu xoay chiều v_S tác động, mỗi cặp giá trị tương ứng của dòng và áp tức thời $i_C(t)$, $v_{CE}(t)$ trên ngõ ra sẽ xác định nên trên đặc tuyến ra một việc làm việc động. Khi biên độ v_S thay đổi, điểm làm việc động này sẽ dịch ra. Nó cũng chính là đồ thị thể hiện định luật Ohm đối với các loại lượng $i_C(t)$ và $v_{CE}(t)$ trong mạch ra.

Gọi R_{\sim} là điện trở tải đối với tín hiệu xoay chiều của mạch ra:

$$R_{\sim} = \frac{v_{CE\sim}}{i_{C\sim}} \quad (4-2-6)$$

i_C và v_{CE} là thành phần xoay chiều của dòng và áp trên mạch ra (xem hình 4-2-6c và 4-2-7c).

Dựa vào nhận xét đã nêu đối với đường tải một chiều (hệ thức 4-2-3) Cũng như dựa trên cơ sở của định luật Ohm, ta suy ra: độ dốc của đường tải xoay chiều phải là:

$$\text{tg}\delta = \frac{1}{R_{\sim}} \quad (4-2-7)$$

trong đó δ là góc mà đường tải xoay chiều làm với trục hoành V_{CE} .

Mặt khác, có thể coi trạng thái tĩnh như là một trường hợp riêng (ứng với biên độ v_S bằng không) của trạng thái động. Khi biên độ v_S thay đổi, điểm làm việc động di chuyển trên đường tải xoay chiều. Khi biên độ v_S bằng không, điểm làm việc động trở về trùng với điểm làm việc tĩnh. Điều này chứng tỏ điểm làm việc tĩnh cũng chỉ là một điểm đặc biệt của đường tải xoay chiều, nằm ngay trên đường tải xoay chiều đó. Như vậy, cả đường tải một chiều lẫn xoay chiều đều chứa điểm làm việc tĩnh, hay nói cách khác: điểm làm việc tĩnh Q chính là giao điểm của hai đường tải đó.

Từ các nhận xét trên ta suy ra: đường tải xoay chiều là một đường thẳng đi qua điểm làm việc tĩnh Q và có độ dốc xác định bởi (4-2-7).

Khái niệm đường tải xoay chiều và vai trò rất quan trọng. Nó giúp ta phân tích hoạt động của tầng khuếch đại được rõ ràng, chính xác nó minh họa cách lựa chọn tải, lựa chọn biên độ biên độ tín hiệu vào, tín hiệu ra sao cho phát huy tất nhất vai trò của phần tử khuếch đại.

Dưới đây sẽ giới thiệu đường tải xoay chiều mạch ra trong một vài trường hợp cụ thể:

1) Trường hợp tầng khuếch đại tải điện trở thuần (hình 4-2-1)

Ở mạch này, điện trở R_C vừa là tải đối với dòng một chiều, vừa là tải đối với tín hiệu xoay chiều:

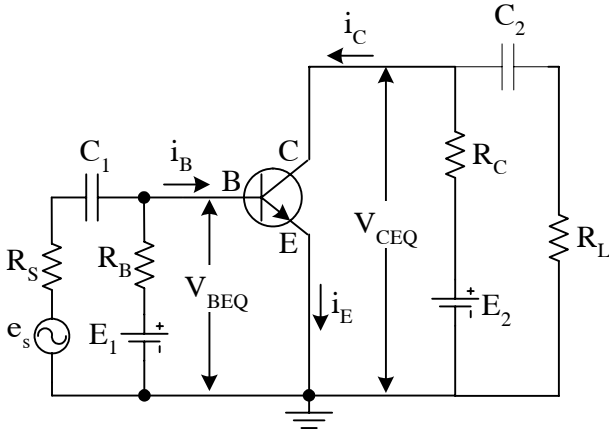
$$R_{\sim} = R_{\sim} = R_C$$

Vì vậy đường tải một chiều MN của mạch ra (hình 4-2-3) cũng trùng với đường tải xoay chiều của mạch ra. Độ dốc của đường tải:

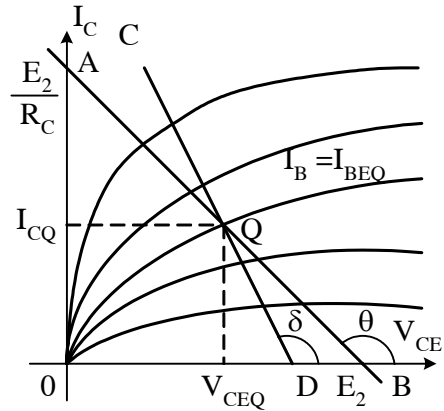
$$\operatorname{tg}\theta = -\frac{1}{R_{\sim}} = \frac{-1}{R_C}$$

2) Trường hợp tầng khuếch đại có tải phép qua tụ điện (còn gọi: tải C-R) (h 4-2-8)

Mạch này chỉ khác mạch h. 4-2-1 ở chỗ có thêm tụ C_2 nối tiếp với tải R_L ở ngõ ra. Tụ C_2 ngăn dòng một chiều I_{CQ} chạy qua tải R_L , còn đối với thành phần xoay chiều i_c thì khi điện dung C_2 khá lớn (nghĩa là trở kháng quay chiều của tụ khá nhỏ) dòng xoay chiều coi như ngắn mạch qua tụ (Vai trò tụ C_1 cũng tương tự: C_1 ngắn mạch dòng xoay chiều của tín hiệu V_S truyền vào cực base, đồng thời ngăn cản dòng một chiều I_{BQ} chạy ngược qua nguồn V_S . Do tác dụng này C_1, C_2 gọi là tụ ghép tầng hoặc tụ phân đường).



Hình 4.2.8. Tầng khuếch đại có tải ghép qua tụ



Hình 4.2.9. Đường tải một chiều và xoay chiều

Như vậy tải đối với dòng một chiều ở ngõ ra là $R_{\sim} = R_C$. Đường tải một chiều là đường thẳng AB trên hình 4-2-9. đường này cách trục hoành tại hoành độ E_2 và có độ dốc là:

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{-1}{R_C} \tag{4-2-9}$$

Đối với tín hiệu xoay chiều, tụ C_2 ngắn mạch. Nguồn E_2 cũng có nội trở không đáng kể. Vì vậy dễ dàng suy ra điện trở tải đối với tín hiệu xoay chiều ở ngõ ra là:

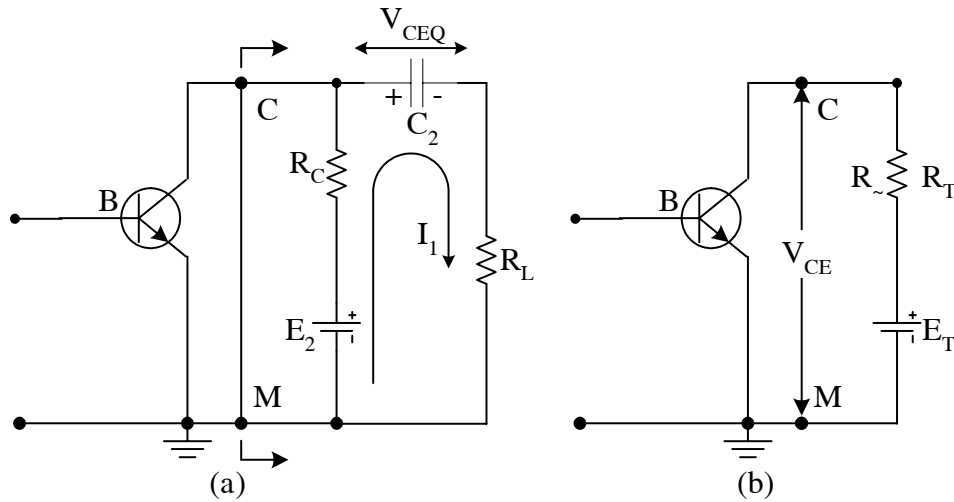
$$R_{\sim} = (R_C // R_L) = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \tag{4-2-10}$$

Đường tải xoay chiều là đường thẳng CD đi qua Q và có độ dốc:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{-1}{R_{\sim}} = \frac{R_C + R_L}{R_C R_L} \tag{4-2-11}$$

(xem h. 4-2-9). Do trị số của R_{\sim} nhỏ hơn điện trở tại một chiều R_C cho nên góc δ nhỏ hơn góc θ , nghĩa là chân D của đường tải xoay chiều nằm ở phía bên trái của điểm B.

Hoàn chỉnh độ điểm D có thể tìm được bằng cách áp dụng định lý Thévenin thay thế bộ phận mạch giữa hai điểm C-M của hình 4-2-8 (hoặc vẽ lại trên h. 4-2-10a) bằng mạch tương đương gồm R_T và E_T như hình 4.2.10b trong đó:



Hình 4.2.10. Thay thế phần mạch ra của tầng khuếch đại bằng mạch tương đương Thevenin

$$R_T = (R_C // R_L) = R \quad (4-2-12)$$

Còn E_T bằng điện áp do đó được giữa hai điểm C-M khi nhánh collector hở mạch. Để đơn giản, giả thiết tụ C_2 rất lớn, điện áp một chiều trên hai cực của nó coi như không đổi và bằng điện áp ra tĩnh V_{CEQ} . Lúc đó sẽ tính được:

$$E_T = E_2 - I_1 R_C = E_2 - \frac{E_2 - V_{CEQ}}{R_C + R_L} R_C \quad (4-2-13)$$

Theo h. 4-2-10b, ta có:

$$v_{CE}(t) = E_T - i_C(t)R_-$$

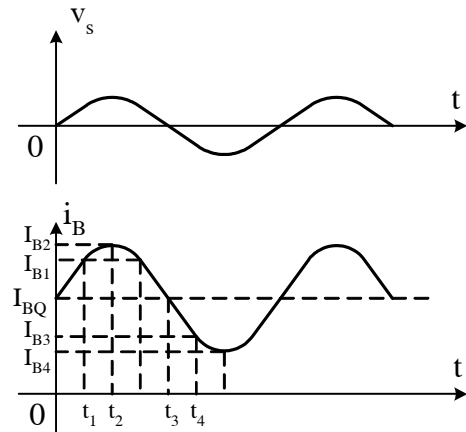
hay
$$i_C(t) = \frac{-1}{R_-} v_{CE}(t) + \frac{E_T}{R_-} \quad (4-2-14)$$

Đây chính là biểu thức đường tải xoay chiều CD. Rõ ràng là đường này cắt trục hoành tại hoành độ E_T [xác định theo (4-2-13)], đi qua Q và có độ dốc là $-1 / R_-$.

Trên đây là trường hợp điện trở tải xoay chiều R_- nhỏ hơn điện trở tải một chiều R_+ . Trong kỹ thuật, ta còn gặp cả trường hợp ngược lại, ví dụ tầng khuếch đại ghép biến áp, có $R_- > R_+$, ta sẽ kết hợp đến vấn đề này ở bài 4-7.

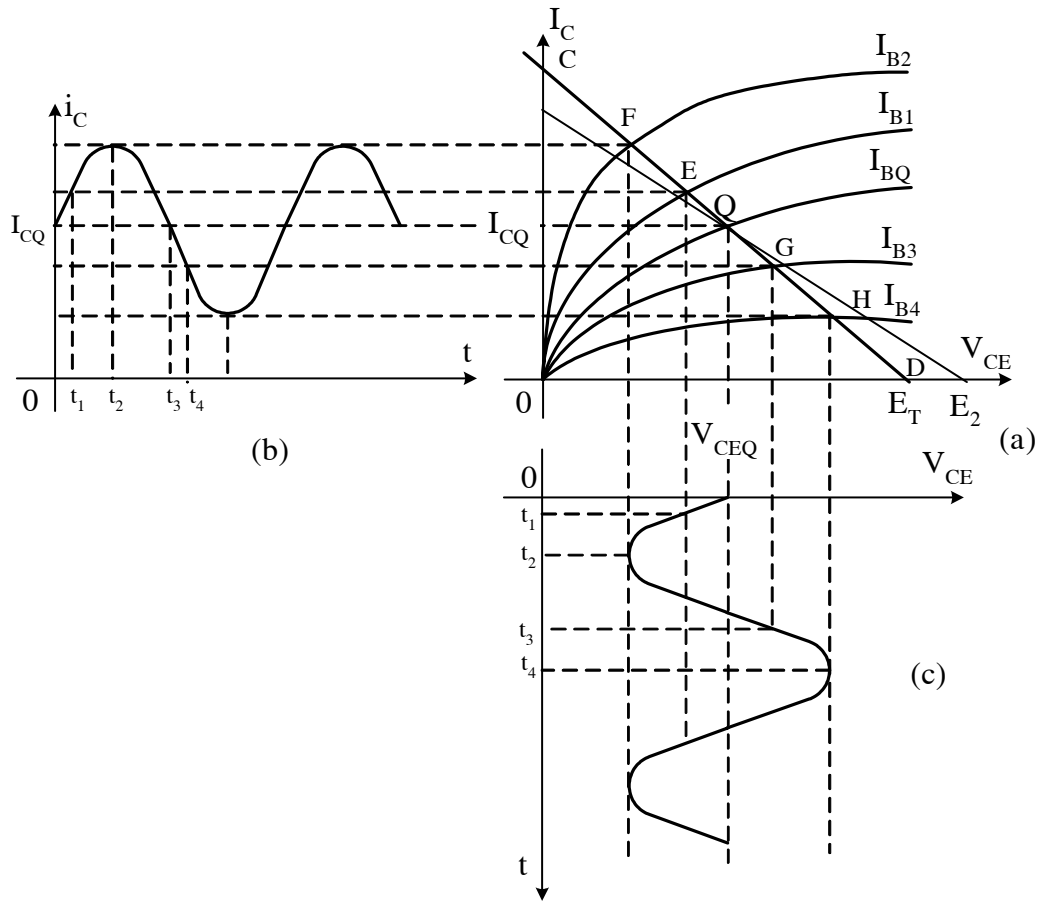
Đối với tầng khuếch đại dùng JFET hoặc MOSFET, các khái niệm về điểm làm việc, đường tải v.v... vẫn hoàn toàn tương tự.

Hình 4-2-11 và 4-2-11 minh họa một ứng dụng quan trọng của đường tải xoay chiều: vẽ dạng sóng của dòng và áp ở ngõ ra khi đã dạng sóng của ngõ vào $v_S(t)$ (xét cho tầng khuếch đại E.C ở h. 4-2-8)



Hình 4.2.11. Từ dạng sóng của tín hiệu vào suy ra dạng sóng của dòng i_B

Thật vậy, từ đồ thị của $v_S(t)$, ta có dạng sóng $i_B(t)$ như h. 4-2-11: tại các thời điểm $t_0 = 0, t_1, t_2, t_3, t_4$, i_B lần lượt có giá trị là $I_{BQ}, I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}, I_{B4}$. Giả sử các giá trị này đã xác định được, đồng thời đã có họ đặc tuyến ra của BJT ứng với các giá trị I_B đó (h. 4-2-12a). Trên hình này, AB là đường tải một chiều, CD là đường tải xoay chiều. Giao điểm của đường tải xoay chiều với đặc tuyến và ứng với các giá trị I_B nói trên theo ký tự ký hiệu là Q, E, F, G, H. ta sẽ dựa vào tọa độ các điểm này để vẽ ra dạng sóng của $I_C(t)$ và $v_{CE}(t)$.



Hình 4.2.12. Ứng dụng đường tải xoay chiều để vẽ dạng sóng của dòng i_C và điện áp v_{CE}

Như đã biết, ở trạng thái tĩnh, $i_B = I_{BQ}$ và mạch ra của BJT làm việc ở điểm tĩnh sẽ là các đường thẳng song song với trục thời gian t (vẽ nét đứt trên h. 4-2-12b và c).

Ở trạng thái động, do tác dụng của v_S tại t_1, t_2, t_3, t_4 , i_B lấy các giá trị $I_{BQ}, I_{B1}, I_{B2}, I_{B3}, I_{B4}$ cho nên điểm làm việc ở ngõ ra lần lượt là E, F, G, H (h. 4-2-12a). Tọa độ của mỗi điểm này xác định giá trị I_C và v_{CE} tương ứng, vì vậy từ các điểm E, F, G, H chiếu lên hai trục, ta xây dựng được đồ thị $i_C(t)$ (h. 4-2-12b) và $v_{CE}(t)$ (h. 4-2-12c). Rõ ràng là khi $I_B(t)$ thay đổi theo quy luật hình sin, nếu chọn vị trí điểm tĩnh Q và đường tải quay chiều CD thích hợp (thường chọn Q nằm ở điểm giữa của đường AB và đường CD để khuếch đại ít méo phi tuyến, đồng thời có biên độ tín hiệu xoay chiều ở ngõ ra đủ lớn), dạng của dòng là áp ở ngõ ra tầng khuếch đại cũng sẽ gần như hình sin (Với tầng khuếch đại kiểu E.C, hình 4-2-12c cũng cho thấy: điện áp ra v_{CE} ngược pha với tín hiệu vào v_S)

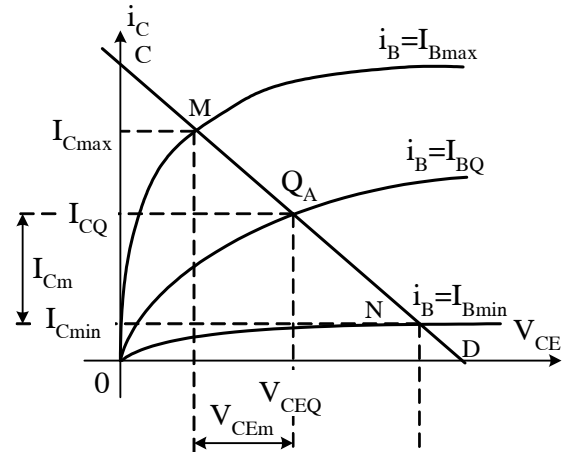
4-2-4. Các chế độ làm việc của phần tử khuếch đại

Tùy theo vị trí điểm làm việc tĩnh trên đường tải xoay chiều, người ta phân biệt các chế độ làm việc sau đây:

1 – Chế độ A (lớp A)

Khi chọn điện áp phân cực sao cho điểm tĩnh Q nằm ở khoảng giữa đoạn MN trên đường tải xoay chiều (trong đó M và N là giao điểm của đường tải xoay chiều với đặc tuyến ra ứng với dòng cực đại I_{Bmax} và dòng cực tiểu I_{Bmin} , xem h. 4-2-13) thì ta nói phần tử khuếch đại làm việc ở chế độ A. như đã minh họa trên h. 4-2-12, đặc điểm của chế độ này là:

- Khuếch đại trung thực, ít méo khi tuyến.
- Dòng tĩnh và áp tĩnh luôn luôn khác không, nghĩa là ngay cả trạng thái tĩnh, tầng khuếch đại đã tiêu hao một năng lượng đáng kể. Biên độ dòng và áp xoay chiều lấy ra (I_{cm} , V_{CEm}) tối đa chỉ bằng dòng và áp tĩnh. Vì vậy chế độ A có hiệu suất thấp (theo định nghĩa, hiệu suất η đo bằng tỷ số giữa công suất tín hiệu xoay chiều đưa ra trên tải và tổng công suất tầng khuếch đại tiêu thụ của nguồn cấp điện). Thông thường $\eta_{Amax} = 25\%$
- Chế độ A thường dùng trong các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ.



Hình 4.2.13. Điểm làm việc ở chế độ A

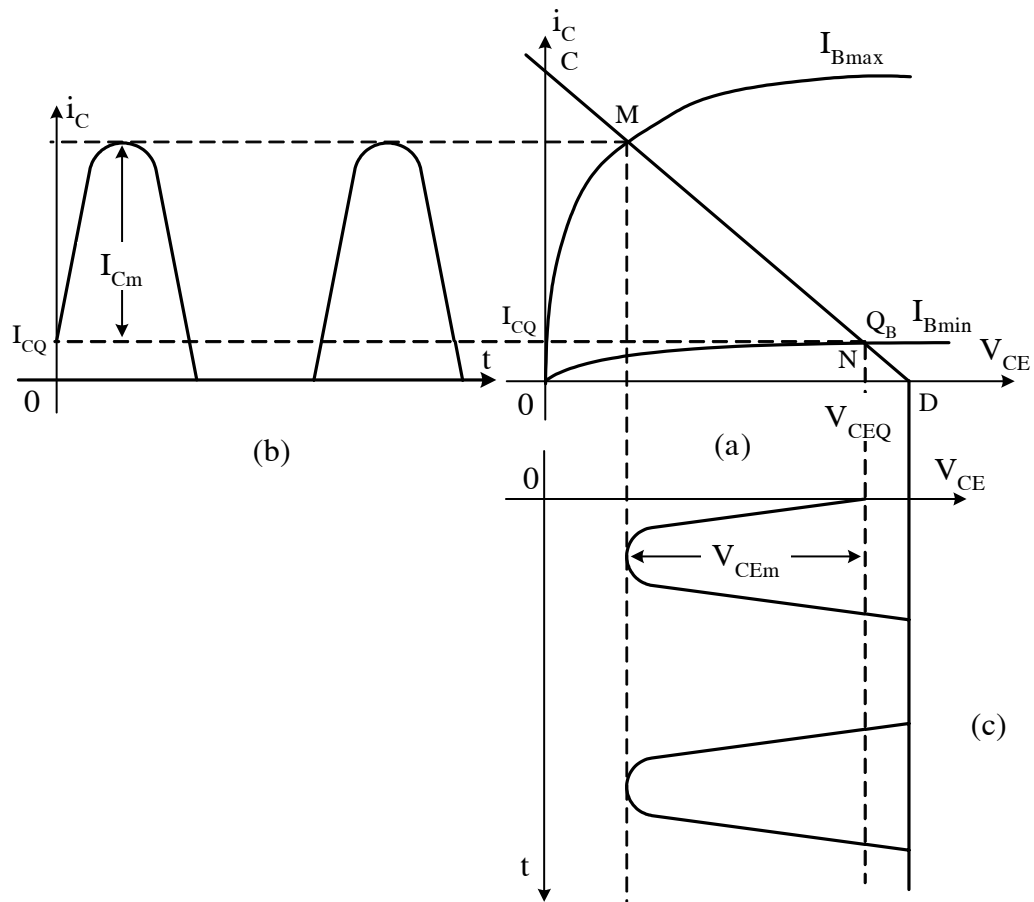
2 – Chế độ B (lớp B)

Nếu chọn điện áp phân cực sao cho vị trí điểm tĩnh Q trùng với điểm D (hoặc điểm N) thì phần tử khuếch đại làm việc ở chế độ B lý tưởng (hoặc chế độ B thực tế), xem h. 4-2-14.

Các đặc điểm của chế độ này:

- Khi dòng điện vào (hoặc điện áp vào) là hình sin, thì dòng điện ra và điện áp ra chỉ còn nửa (hoặc già nửa) hình sin, nói cách khác : méo phi tuyến trầm trọng
- Ở trạng thái tĩnh, dòng $I_{CQ} \approx 0$, do đó năng lượng tiêu thụ bởi tầng khuếch đại rất nhỏ. Chỉ có trạng thái động, dòng điện trung bình I_C mới tăng dần theo biên độ tín hiệu vào. Do đó, năng lượng tiêu thụ cũng tỷ lệ với biến độ tín hiệu xoay chiều lấy ra. Như vậy chế độ B có hiệu suất cao ($\eta_{Bmax} = 78,5\%$)
- Chế độ B thường dùng trong các tầng khuếch đại công suất (các tầng cuối của thiết bị khuếch đại). Để khắc phục méo phi tuyến, nó đòi hỏi mạch phải có 2 vế đối xứng, thay phiên nhau làm việc trong hai nửa chu kỳ (mạch “đẩy kéo”)

Trên thực tế, người ta còn dùng chế độ AB (trung gian giữa chế độ A và chế độ B): điểm Q chọn ở phía trên điểm N và gần điểm này. Lúc đó, phát huy được ưu điểm của mỗi chế độ, giảm bớt méo phi tuyến nhưng hiệu suất kém hơn chế độ B). Ngoài ra còn có chế độ C: điểm Q nằm ở phía dưới điểm N và ở trạng thái tĩnh, chuyển tiếp J_E phân cực nghịch. Chỉ khi tín hiệu vào đủ lớn, mới có dòng điện I_C khác không. Dạng sóng ra chỉ là một phần của nửa hình sin



Hình 4.2.14. Điểm làm việc ở chế độ B (a) cùng dạng sóng tương ứng của dòng điện (b) và điện áp (c)

3- Chế độ khoá (còn gọi chế độ đóng mở hay chế độ D)

Như đã giới thiệu ở 2-5-2, ngoài chế độ khuếch đại, BJT (hoặc FET) còn có thể làm việc như cái đóng ngắt điện (chế độ khoá). Lúc này, tùy theo xung điện vào (hoặc điện áp vào) mà BJT làm việc ở một trong hai trạng thái đối lập: trạng thái khoá (hoặc trạng thái tắt) khi Q nằm ở dưới điểm N , trạng thái dẫn bão hoà (hoặc trạng thái mở) khi Q nằm ở phía trên điểm M (gần điểm C) trên hình 4-2-14. Đây là chế độ làm việc của transistor khi hoạt động với tín hiệu xung.

4.3. CÁC MẠCH PHÂN CỰC CHO BJT VÀ FET

4-3-1. Yêu cầu ổn định điểm làm việc và tiêu chuẩn đánh giá

Như đã trình bày ở 4-2-1, tùy theo giá trị của các điện áp phân cực, ở trạng thái tĩnh, mỗi dòng và áp trên điện cực của BJT (hoặc FET) có một giá trị xác định. Những tổ hợp giá trị đó, xác định nên trên họ đặc tuyến của phần tử khuếch đại một điểm hoạt động nhất định gọi là điểm làm việc tĩnh (hoặc điểm tĩnh). Vị trí của điểm tĩnh rất quan trọng. Thế nhưng do ảnh hưởng của sự biến động điện áp nguồn, của nhiệt độ môi trường và các nhân tố khác, điểm tĩnh thường bị xô dịch. Vì vậy các mạch phân cực (sẽ khảo sát dưới đây) không chỉ có nhiệm vụ xác định vị trí điểm tĩnh mà còn phải đảm bảo ổn định các điểm đó.

Trong số các nguyên nhân gây mất ổn định điện tĩnh, đáng lưu ý nhất là vai trò của nhiệt độ, thể hiện qua các tham số sau:

1) Dòng ngược collector của BJT tăng nhanh theo nhiệt độ.

Như đã nhận xét ở 2-3-2, dòng điện ngược của chuyển tiếp P-N tăng nhanh theo nhiệt độ. Nếu gọi ΔT^* là khoảng biến thiên nhiệt độ đủ làm tăng gấp đôi giá trị dòng điện ngược vốn có thì đối với chuyển tiếp collector của BJT, khi nhiệt độ vùng nghèo tăng từ T_1 lên T_2 , sẽ có:

$$\frac{I_{CBO}(T_2)}{I_{CBO}(T_1)} = 2^{\frac{T_2 - T_1}{\Delta T^*}} \quad (4-3-2)$$

Thông thường $\Delta T^* = (5-8)^\circ\text{C}$ cho nên I_{CBO} tăng khá nhanh. Đối với BJT mắc theo sơ đồ E.C, dòng điện ngược I_{CEO} có giá trị lớn hơn I_{CBO} và cũng tăng nhanh theo nhiệt độ.

2) Các hệ số truyền đạt dòng điện α, β tăng theo nhiệt độ.

Người ta thường xác định theo công thức thực nghiệm:

$$\beta(T_2) = \beta(T_1) \left(1 + \frac{T_2 - T_1}{75} \right) \quad (4-3-2)$$

trong đó $\beta(T_1) = \beta(T_2)$ là giá trị của β tại nhiệt độ T_1 và T_2

3) Điện áp trên chuyển tiếp emitter V_{BE} ứng với một dòng điện $I_B = \text{const}$ (hoặc $I_E = \text{const}$) giảm khi nhiệt độ tăng:

$$\epsilon_T = \left. \frac{dV_{BE}}{dT} \right|_{I_B = \text{const}} = -(2 \div 2,5) \text{mV}/^\circ\text{C} \quad (4-3-2)$$

Như vậy, khi nhiệt độ môi trường thay đổi, dòng I_{CBO} (hoặc I_{CEO}), hệ số α (hoặc β) và áp V_{BE} thay đổi, khiến cho dòng I_C thay đổi và điểm tĩnh Q bị xô dịch.

Trong 3 ảnh hưởng trên đây, đáng kể nhất là vai trò I_{CBO} . Vì vậy mức độ thay đổi của I_C theo I_{CBO} , thể hiện qua hệ số:

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \quad (4-3-4)$$

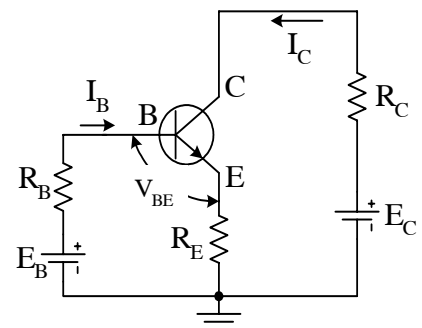
được dùng làm tiêu chuẩn đánh giá độ ổn định các mạch điện. S có tên là độ bất ổn định. Trường hợp lý tưởng: $S = 1$, mạch ổn định nhất. Nếu S càng lớn, mạch càng kém ổn định.

Hãy xác định biểu thức của hệ số S cho sơ đồ tổng quát vẽ trên h. 4-3-1. (Sau này, từng sơ đồ cụ thể sẽ được biến đổi tương đương về dạng này để áp dụng công thức tổng quát cho mỗi trường hợp riêng).

Áp dụng định luật Ohm cho mạch vào, ta có:

$$E_B - V_{BE} = I_B R_B + I_E R_E \quad (4-3-5)$$

Mặt khác : $I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$



Hình 4.3.1. Sơ đồ tổng quát về phân cực của một tầng khuếch đại

$$\text{hay } I_E = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} \quad (4-3-6)$$

$$I_B = I_E - I_C \text{ hay } I_B = \frac{I_C - I_{CBO}}{\alpha} - I_C \quad (4-3-7)$$

Thay (4-3-6) và (4-3-7) vào (4-3-5), sau một số biến đổi sẽ đi đến :

$$I_C = \frac{\alpha(E_B - V_{BE})}{R_E + R_B(1-\alpha)} + \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1-\alpha)} I_{CBO} \quad (4-3-8)$$

Từ đó, dựa vào định nghĩa (4-3-4), tìm được:

$$S = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B(1-\alpha)} \quad (4-3-9a)$$

nếu lợi dụng quan hệ $\frac{1}{1-\alpha} = \beta + 1$ [hệ quả của (2-5-6)] thì còn có thể biến đổi thành dạng mới:

$$S = (\beta + 1) \frac{R_E + R_B}{E_B + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-9b)$$

Ta sẽ dựa vào (4-3-9a) hoặc (4-3-9b) để xác định hệ số S cho từng mạch cụ thể sau này. Còn có thể xác định hệ số S theo cách sau đây: giả thiết khi nhiệt độ môi trường biến đổi, dòng I_{CBO} có lượng biến thiên ΔI_{CBO} (coi $\beta = \text{const}$) và tương ứng I_B, I_C có lượng biến thiên là $\Delta I_B, \Delta I_C$. Dựa vào hệ thức cơ bản (2-5-5) để dàng xác định được: $\Delta I_C = \beta \Delta I_B + (\beta + 1) \Delta I_{CBO}$.

Từ đó rút ra ΔI_{CBO} sau vài phép biến đổi đơn giản, sẽ xác định được

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \Delta I_B / \Delta I_C} \quad (4-3-9c)$$

4-3-2. Các mạch phân cực cho BJT

Mạch phân cực có nhiệm vụ tạo ra điện áp thuận cần thiết cho chuyển tiếp J_E và điện áp nghịch cần thiết cho chuyển tiếp J_C (chế độ khuếch đại). Đối với BJT mắc E.C, khi chỉ dùng một nguồn cấp điện (ký hiệu V_{CC}), ta thường gặp các dạng mạch phân cực sau đây:

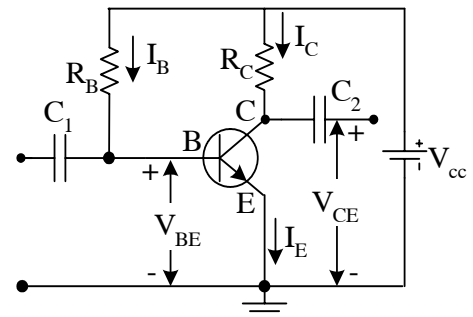
1. Phân cực kiểu định dòng base (I_B)

Dùng một điện trở R_B nối từ nguồn V_{CC} xuống cực Base như h. 4-3-2 (giả sử loại N-P-N). R_C là điện trở tải đối với dòng một chiều I_C (còn gọi là điện trở phân cực collector). Chiều các dòng điện và điện áp như hình vẽ. Áp dụng định luật Ohm cho mạch vòng chứa R_B và nguồn V_{CC} ta có:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (4-3-10)$$

điện áp trên chuyển tiếp J_E phân cực thuận thường có giá trị:

$$V_{BE} = \begin{cases} 0,6 \div 0,7V & (\text{transistor Si}) \\ 0,2 \div 0,3V & (\text{transistor Ge}) \end{cases} \quad (4-3-11)$$



Hình 4.3.2. Tầng khuếch đại dùng BJT, phân cực kiểu định dòng I_B

$$\text{Vì vậy: } I_B \approx \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (4-3-12)$$

Ta thấy dòng I_B có giá trị không đổi tùy thuộc trị số của V_{CC} và R_B . Vì vậy mạch này có tên là “định dòng base”.

Trong mạch ra:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \quad (4-3-13)$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$\text{hay } I_C = -\frac{1}{R_C} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (4-3-14)$$

Các hệ số thức (4-3-10) ÷ (4-3-14) thường dùng để xác định điểm làm việc khi đã biết V_{CC} , R_B , R_C và β .

Cũng có thể xác định điểm tĩnh theo phương pháp đồ thị (xem bài 4-2-1).

Muốn vậy, cần có họ đặc tuyến ra của BJT. Đường tải một chiều ngõ vào xây dựng theo hệ thức (4-3-10), còn hàm (4-3-14) chính là biểu thức giải tích của đường tải một chiều ngõ ra (xem minh hoạ trên h. 4-3-3).

So sánh mạch h. 4-3-2 với mạch tổng quát (h. 4-3-1) ta thấy: trường hợp này $R_E = 0$. Áp dụng (4-3-9) sẽ tìm được:

$$S = \beta + 1 \quad (4-3-15)$$

nghĩa là độ bất ổn định của mạch khá lớn.

Bài tập 4-1. Cho mạch điện như h. 4-3-2. biết $V_{CC} = 6V$, $R_C = 3K$, $R_B = 530K$, transistor loại N-P-N có $V_{BE} \approx 0,7V$, $\beta = 100$. Hãy xác định điểm làm việc tĩnh.

Giải

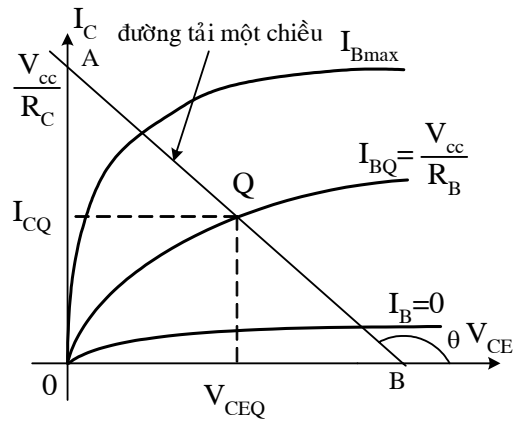
$$I_{BQ} = \frac{V_{BEQ}}{R_B} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{6 - 0,7}{530} = 0,01\text{mA}$$

$$I_{CQ} \approx \beta I_{BQ} = 100 \cdot 0,01 = 1\text{mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C R_C = 6 - 1 \times 3 = 3V$$

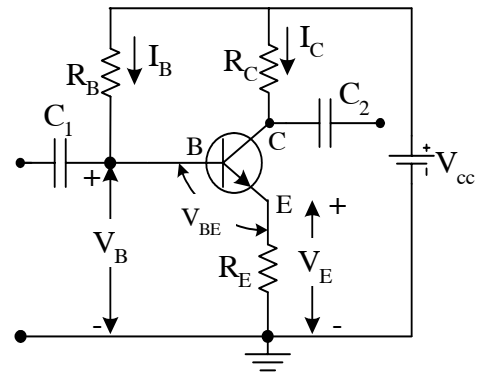
2. Phân cực định dòng I_B và có thêm điện trở R_E

Khi nhiệt độ môi trường tăng, do những phân tử như đã nêu ở bài 4-3-1, các dòng I_C , I_E của BJT gia tăng, làm cho điểm tĩnh Q mất ổn định. Với mạch h. 4-3-4, nhờ có thêm điện trở R_E cho nên:



Hình 4.3.3. Xác định điểm làm việc tĩnh theo phương pháp đồ thị

0,7v;



Hình 4.3.4. Phân cực kiểu định dòng I_B và có thêm điện trở ổn định dòng tĩnh

$$V_{BE} = V_B - V_E = V_B - I_E R_E \quad (4-3-16)$$

Vì vậy khi nhiệt độ làm I_C, I_E tăng thì đồng thời sẽ làm V_{BE} giảm. Mà điện áp phân cực này giảm sẽ làm giảm các dòng I_B, I_E, I_C nghĩa là hạn chế sự xô dịch điểm Q do nhiệt độ. Ta gọi đây là tác dụng hồi tiếp âm của R_E . R_E được gọi là điện trở ổn định dòng tĩnh (hoặc điện trở ổn định nhiệt).

Giá trị R_E càng lớn, tác dụng hồi tiếp âm càng mạnh, điểm Q càng ổn định. Tuy vậy, khi R_E lớn thì để đảm bảo V_{CE} như cũ, đòi hỏi nguồn V_{CC} phải lớn (Do vậy, trên thực tế thường chọn R_E sao cho: $V_E = (\frac{1}{5} \div \frac{1}{10})V_{CC}$). Mặt khác R_E làm giảm tín hiệu xoay chiều đưa trên chuyển tiếp J_E trong mạch vào và hại này, người ta thường dùng một tụ điện có điện dung khá lớn ($\frac{1}{\omega C} \ll R_E$) mắc song song với R_E để gấn mạch dòng xoay chiều qua R_E .

Công thức xác định điểm làm việc của mạch này vẫn rút ra từ định luật Ohm:

$$V_{CC} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$$

Thay: $I_E = I_C + I_B \approx (\beta+1)I_B$ sẽ tìm được:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1)R_E} \quad (4-3-17)$$

Trong đó V_{BE} xác định theo (4-3-11)

$$\text{Từ đó:} \quad I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B \quad (4-3-18)$$

$$\text{Và} \quad V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (4-3-19)$$

Ta cũng có thể xác định điểm tĩnh theo phương pháp đồ thị (xem bài 4-2-1), trong đó (4-3-17) và (4-3-19) chính là biểu thức của đường tải một chiều trên ngõ vào và ngõ ra. H. 4-3-5 minh họa phương pháp này thực hiện đối với ngõ ra.

Áp dụng (4-3-9b) sẽ tính được độ bất ổn định của mạch:

$$S = (\beta+1) \frac{R_E + R_B}{R_B + (\beta+1)R_E} \approx \frac{R_B}{R_E + \frac{R_B}{\beta+1}} \quad (4-3-20)$$

trong đó đã lưu ý điều kiện thường xảy ra:

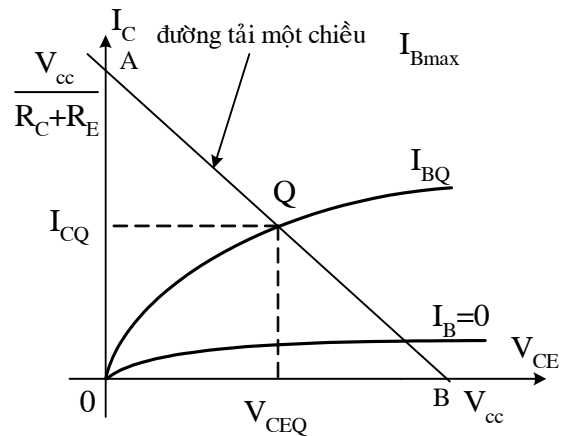
$$R_E \ll R_B$$

Rõ ràng R_E càng lớn hoặc R_B càng nhỏ thì mạch càng ổn định.

Bài tập 4-2: Cho tầng khuếch đại như h. 4-3-6. $V_{CC} = 9\text{v}$. BJT thuộc loại Silic N-P-N, có $\beta = 50$. hãy xác định điện trở trong mạch, biết rằng ở trạng thái tĩnh $I_C = 1\text{mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$.

Giải

Để ổn định điểm làm việc theo nhiệt độ, chọn R_E theo điều kiện:



Hình 4.3.5. Xác định điểm làm việc tĩnh ở ngõ ra theo phương pháp đồ thị

$$V_E = I_E R_E = \left(\frac{1}{5} \div \frac{1}{10} \right) V_{CC}$$

Chẳng hạn chọn $V_E = 1\text{v}$.

Do đó: $R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{V_E}{I_C} = \frac{1\text{V}}{1\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$

Dòng base ở trạng thái tĩnh:

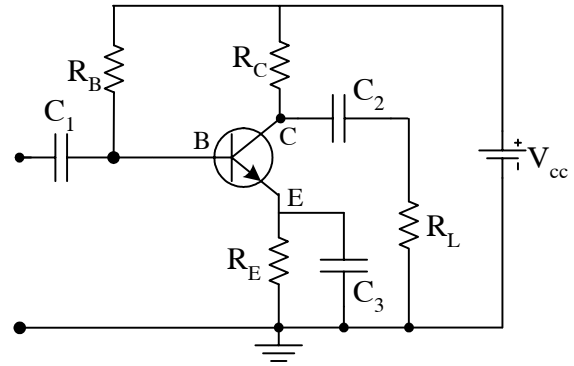
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1}{50} = 0,02\text{mA}$$

Giả thiết $V_{BE} = 0,7\text{v}$.

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1\text{V} + 0,7 = 1,7\text{v}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{9 - 1,7}{0,02} = 365\text{K}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{9 - 5 - 1}{1} = 3\text{K}\Omega$$



Hình 4.3.6.

Bài tập 4-3. Mạch điện vẫn như h. 4-3-6 biết $V_{CC} = 12\text{V}$, $R_C = 1\text{K}\Omega$, $R_E = 200\Omega$, $R_L = 3\text{K}\Omega$. Giả thiết C_1, C_2, C_3 có điện dung vô cùng lớn. Hãy chọn điểm làm việc tĩnh của mạch sao cho khuếch đại ít méo dạng và biến độ tín hiệu ra tương đối lớn. Vẽ đường tải xoay chiều trong trường hợp này.

Giải

Dựa vào (4-3-19) ta suy ra:

$$I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} C_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Đây chính là hệ thức của đường tải một chiều trong mạch ra. Đường này cắt trục hoành tại hoành độ $V_{CC} = 12\text{v}$, cắt trục tung tại tung độ:

$$\frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12\text{v}}{1,2\text{K}} = 10\text{mA} \quad (\text{đường AB trên}$$

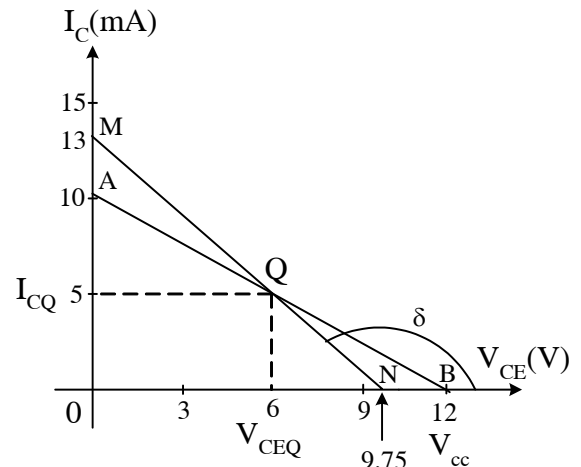
hình 4-3-7)

Để khuếch đại ít méo dạng và biên độ tín hiệu ra tương đối lớn, ta chọn điểm tĩnh Q nằm ở trung điểm đường tải một chiều:

$$V_{CEQ} = 6\text{V}; \quad I_{CQ} = 5\text{mA}$$

Tải đối với tín hiệu xoay chiều do R_C và R_L song song nhau đảm nhiệm (R_E bị tụ C_3 ngắn mạch):

$$R_{\sim} = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = \frac{1 \cdot 3}{1 + 3} = \frac{3}{4} \text{K}\Omega$$



Hình 4.3.7.

Đường tải xoay chiều (đường MN trên h. 4-3-7) đi qua Q và làm với trục hoành một góc

$$\delta = \arctg\left(-\frac{1}{R_{\sim}}\right) = \arctg\left(-\frac{4}{3}\right).$$

3. Phân cực kiểu phân áp (h. 4-3-8)

Mạch này dùng hai điện trở R_{B1} , R_{B2} tạo thành bộ phân áp để phân cực cho ngõ vào. R_E vẫn đóng vai trò ổn định điểm tĩnh (nhờ hồi tiếp âm dòng một chiều). Còn ở ngõ ra, nguồn V_{CC} cung cấp điện áp phân cực V_{CE} qua điện trở R_C và R_E .

Áp dụng định lý Thévenin, biến đổi tương đương phần mạch nằm phía bên trái 2 điểm B – M, ta có h. 4-3-9, trong đó:

$$R_{BB} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (4-3-21)$$

$$E_{BB} = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (4-3-22)$$

đối với sơ đồ này:

$$E_{BB} = I_B R_{BB} + V_{BE} + I_E R_E \quad (4-3-23)$$

Thay I_E theo (4-3-16) sẽ tìm được:

$$I_B = \frac{E_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-14)$$

trong đó V_{BE} vẫn xác định theo (4-3-11)

Dạng của hệ thức (4-3-24) cho phép ta mô phỏng mạch tương đương đối với dòng I_B trong ngõ vào như h. 4-3-10. Ta thấy: điện trở R_E ở h. 4-3-9 [mà dòng qua nó là $I_E = (\beta + 1) I_B$] đã được quy đổi thành điện trở $(\beta + 1) R_E$ ở h. 4-3-10 với dòng điện chạy qua là I_B . nhận xét này về sau sẽ được áp dụng cả cho các trường hợp khác.

Ở mạch ra:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} \approx \beta I_B = \beta \frac{E_{BB} - V_{BE}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-25)$$

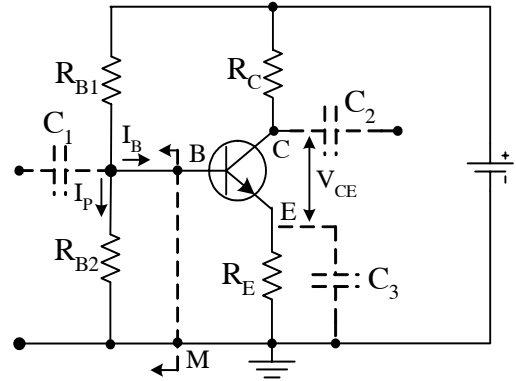
$$\text{và } V_{CE} \approx V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (4-3-26a)$$

$$\text{hay } I_C = -\frac{1}{R_C + R_E} V_{CE} + \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (4-3-26b)$$

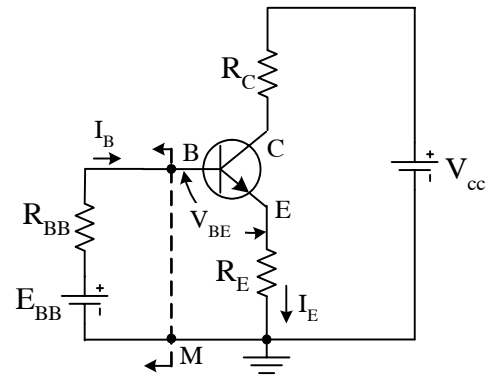
Về phương diện ổn định điểm làm việc, so sánh h. 4-3-9 với mạch tổng quát (h. 4-3-1) áp dụng công thức (4-3-9b) sẽ tính được độ bất ổn định của mạch phân cực kiểu phân áp:

$$S = (\beta + 1) \frac{R_E + R_{BB}}{R_{BB} + (\beta + 1)R_E} \quad (4-3-27)$$

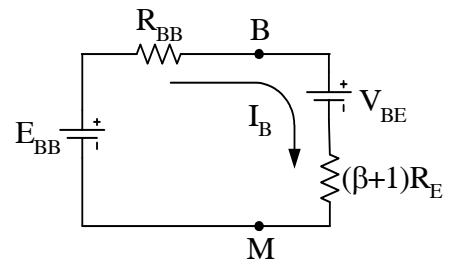
Nếu R_{BB} thỏa mãn điều kiện:



Hình 4.3.8. Mạch phân cực cho BJT kiểu phân áp



Hình 4.3.9. Mạch tương đương của h.4.3.8



Hình 4.3.10. Mạch tương đương của ngõ vào tầng khuếch đại h.4.3.8

$$R_{bb} \ll (\beta+1)R_E \quad (4-3-28a)$$

hay viết dưới dạng khác:

$$R_{BB} \ll \frac{R_E}{1-\alpha} \quad (4-3-28b)$$

thì (4-3-27) trở thành:

$$S = 1 + \frac{R_{BB}}{R_E} \quad (4-3-29)$$

Ta thấy R_E càng lớn, R_{BB} càng nhỏ, mạch sẽ càng ổn định.

Điều này (4-3-28a) được giải thích như sau. Số hạng $(\beta+1)R_E$ chính là điện trở đối với dòng I_B giữa hai điểm B – M (h. 4-3-10). Nó đại diện cho điện trở cào của transistor trên h. 4-3-8 hoặc h. 4-3-9. khi $(\beta+1)R_E$ rất lớn so với R_{BB} có nghĩa là dòng I_B chạy trên ngõ vào của BJT chỉ rất nhỏ so với dòng phân cực I_P (và vì vậy do giá trị R_{B1}, R_{B2}) quyết định, còn bản thân transistor ít gây ảnh hưởng. Nhờ đó điện áp phân cực V_{BM} khá ổn định là điểm làm việc Q ít bị xô dịch (Cũng trên cơ sở giải thích này mà về sau, ở các tầng khuếch đại phân cực kiểu phân áp, để đảm bảo ổn định điểm tĩnh, người ta thường chọn R_{B1}, R_{B2} sao cho $I_P = (5 \div 10) I_B$. điều này hoàn toàn tương hợp với điều kiện (4-3-29a). trong thực tế, để thoả mãn (4-3-28a), người ta chọn: $R_{BB} = (\frac{1}{5} \div \frac{1}{10})(\beta+1)R_E$)

Trở lại các công thức xác định điểm tĩnh, khi có điều kiện (4-3-28), các hệ thức (4-3-23), (4-3-24) trở thành:

$$E_{BB} = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \approx V_{BE} + I_E R_E \quad (4-3-23a)$$

$$I_B \approx \frac{E_{BB} - V_{BE}}{(\beta+1)R_E} \quad (4-3-24a)$$

do đó:
$$I_C = \beta I_B \approx \frac{E_{BB} - V_{BE}}{R_E} \quad (4-3-25a)$$

nghĩa là dòng I_C hầu như không phụ thuộc gì vào β và sự biến động của tham số đó

Các hệ thức (4-3-24) ÷ (4-3-26) thường dùng để xác định điểm làm việc của BJT khi đã biết $V_{CC}, R_C, R_E, R_{B1}, R_{B2}, \beta \dots$. Trong thiết kế mạch, nhiều khi người ta lại cho trước (hoặc chọn trước) điểm tĩnh Q rồi cần tìm các điện trở phân cực. Lúc đó, giá trị R_{B1}, R_{B2} được tính theo công thức sau đây, rút ra từ hệ phương trình (4-3-21), (4-3-22):

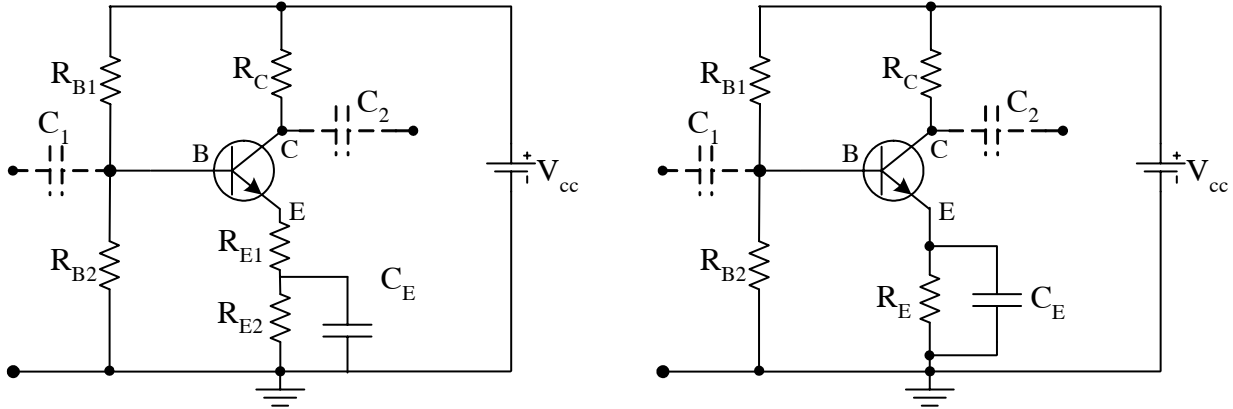
$$R_{B1} = R_{BB} \frac{V_{CC}}{E_{BB}} \quad (4-3-30)$$

$$R_{B2} = \frac{R_{BB}}{1 - \frac{E_{BB}}{V_{CC}}} \quad (4-3-31)$$

trong đó giá trị R_{BB} và E_{BB} chọn theo (4-3-28) và (4-3-23a)

Ta vẫn có thể xác định điểm làm việc theo phương pháp đồ thị bằng cách dùng đặc tuyến tĩnh và các đường tải, xây dựng theo (4-3-24) (hoặc 4-3-24a) và (4-3-26b).

Các công thức (4-3-4), (4-3-29) trên đây thể hiện vai trò điện trở R_E trong việc ổn định làm việc. Đây là tác dụng hồi tiếp âm dòng điện một chiều mà R_E đã gây ra cho tầng khuếch đại. Cũng như mạch ở h. 4-3-4, để tránh mất mát tín hiệu xoay chiều, người ta dùng tụ và có điện dung khá lớn mắc song song với một phân hoặc toàn bộ điện trở R_E như minh hoạ trên h. 4-3-11a và b.



Hình 4.3.11. Dùng tụ C_E để triệt hiện tượng hồi tiếp âm tín hiệu xoay chiều do R_E gây ra

Bài tập 4-4: Tầng khuếch đại E.C phân cực kiểu phân áp như h. 4-3-8. BJT thuộc loại N-P-N có $\beta = 100$, $I_{CBO} \approx 0$. $V_{CC} = 15V$. Biết $R_{B1} = 32K$, $R_{B2} = 6,8 K$, $R_E = 1,5K$, $R_C = 3K$, hãy xác định điểm làm việc tĩnh.

Giải

Lập sơ đồ tương đương thevenin cho bộ phận mạch ở bên trái hai điểm B-M ta có h. 4-3-9, trong đó:

$$R_{BB} = 32K // 6,8K = 5,6K; \quad E_{BB} = 15V \cdot \frac{6,8}{32 + 6,8} = 2,60V$$

Áp dụng (4-3-24) tính được $I_{BQ} = \frac{2,6 - 0,7}{5,6 + 101 \cdot 1,5} = 0,012mA$

$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 1,2mA$; $V_{CEQ} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 15 - 1,2 (3 + 1,5) = 9,6V$

Có thể giải gần đúng như sau:

Coi I_{BQ} rất nhỏ (tức là bỏ qua tác dụng mắc song song của điện trở vào BJT so với R_{B2}) nên $V_B = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 2,6V$. Do đó $V_E = V_B - V_{BE} = 2,6 - 0,7 = 1,9V$. từ đó

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = \frac{V_E}{R_E} = 1,26mA, \quad I_{BQ} = \frac{I_C}{\beta} = 0,012mA, \quad V_{CE} = 9,3V.$$

Bài tập 4-5. Cho mạch điện như H. 4-3-8, $V_{CC} = 9v$, BJT thuộc loại Silic có $\beta = 60$, làm việc ở điểm tĩnh Q ($V_{CE} = 4,5v$, $I_C = 3mA$). Hãy xác định các điện trở trong mạch, và dựng đường tải một chiều trên đặc tuyến ra

Giải

Để ổn định điểm tĩnh theo nhiệt độ, chọn:

$$V_E = I_E R_E = \frac{1}{10} V_{CC} = 0,9V$$

Do đó: $R_E = \frac{V_E}{I_E} \approx \frac{0,9V}{3mA} = 0,300k\Omega$

$R_C = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE}}{I_C} = \frac{9 - 0,9 - 4,5}{3} = 1,2k\Omega$

Dựa vào sơ đồ tương đương h. 4-3-9, coi I_B rất nhỏ, ta có:

$E_{BB} = V_{BE} + I_E R_E = 0,7 + 0,9 = 1,6V$

Để thoả mãn điều kiện (4-3-28a), chọn

$R_{BB} = \frac{1}{10}(\beta + 1)R_E = 0,1.61.0,3 \approx 1,8k\Omega$

Áp dụng (4-3-30) và (4-3-31) tính ra:

$R_{B1} = 10,125 k\Omega, R_{B2} = 2,197k\Omega$

Chọn các điện trở tiêu chuẩn: $R_{B2} = 2,2k\Omega, R_{B1} = 10 k\Omega$

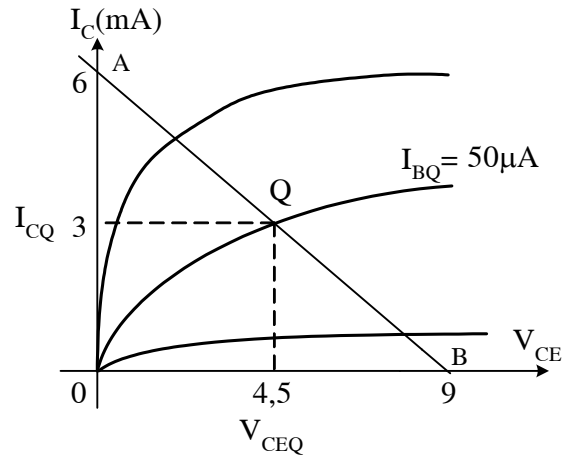
Tính lại giá trị R_{BB} tương ứng:

$R_{BB} = \frac{2,2 \times 10}{22 + 10} = 1,803k\Omega$ (xấp xỉ giá trị cũ)

Như vậy dòng tĩnh ngõ vào là:

$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{3}{60} = 0,05mA$

Đường tải một chiều cắt trục hoành tại hoành độ 9V, cắt trục tung tại tung độ $\frac{E_C}{R_C + R_E} = 6mA$ (xem h. 4-3-12)



Hình 4.3.12.

4 – Phân cực nhờ hồi tiếp từ collector (h. 4-3-13)

Ở mạch này, điện trở R_B dẫn điện áp ngõ ra (cực collector) đưa ngược về ngõ vào (cực base):

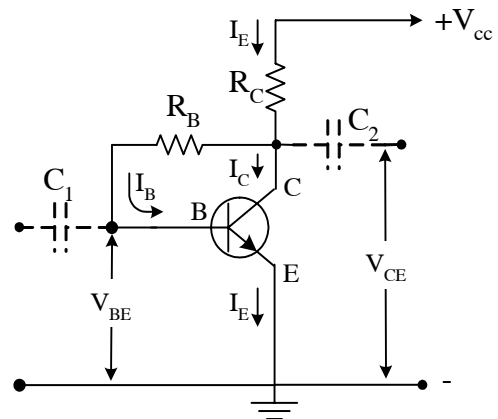
$V_{BE} = V_{CE} - I_B R_B = V_{CC} - (I_C + I_B) R_C - I_B R_B$ (4-3-32)

Vì vậy khi nhiệt độ làm dòng ra (I_C) tăng lên thì ảnh hưởng đó sẽ tác động ngược về ngõ vào, làm V_{BE} giảm và từ đó làm giảm I_C , nghĩa là bù trừ lại sự biến động điểm làm việc do nhiệt độ.

Áp dụng định luật Ohm cho vòng kín chứa R_C, R_B, V_{BE} , đồng thời lưu ý $I_C \approx \beta I_B$, ta dễ dàng xác định được.

$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C} \approx \frac{V_{CC}}{R_B + (\beta + 1)R_C}$ (4-3-33)

Từ đó: $I_C = \beta I_B + I_{CBO} \approx \beta I_B$



Hình 4.3.13. Phân cực kiểu hồi tiếp từ Collector

(4-3-34)

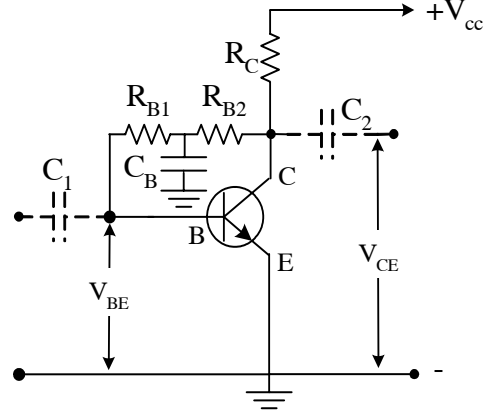
và: $V_{CE} = V_{CC} - I_E R_C$ (4-3-35a)

hay: $V_{CE} = I_B R_B + V_{BE} \approx I_B R_B$ (4-3-35b)

Để tính hệ số bất ổn định S, ta áp dụng định lý thevenin, biến đổi tương đương mạch h. 4-3-13 về dạng tổng quát (h. 4-3-1), kết quả có:

$$S = (\beta + 1) \frac{R_C + R_B}{R_B + (\beta + 1)R_C} = \frac{R_C + R_B}{R_B + (1 - \alpha)R_B} \quad (4-3-36)$$

Ta thấy: R_B càng nhỏ thì S càng tiến gần về giá trị 1, mạch càng ổn định. Tuy vậy, ngoài nhiệm vụ tạo điện áp phân cực V_{BE} , R_B còn dẫn tín hiệu xoay chiều ở ngõ ra (V_{CE}) đưa ngược về ngõ vào (hồi tiếp âm về điện áp) gây sút giảm hệ số khuếch đại của tầng. R_B càng bé tác dụng hồi tiếp âm càng mạnh, hệ số khuếch đại càng giảm. Để giảm bớt ảnh hưởng này, người ta mắc mạch như h. 4-3-14. Tụ C_B ngăn mạnh tín hiệu xoay chiều xuống đất, không hồi tiếp về cực base nữa.



Hình 4.3.14. Dùng tụ C_B để tránh hiện tượng hồi tiếp tín hiệu xoay chiều

Bài tập 4-6. Cho mạch điện như h. 4-3-15a. transistor N-P-N Silic có $\beta = 50$. $E = 9V$, $R_1 = 220K$, $R_2 = 300\Omega$, $R_3 = 1,7k\Omega$. hãy xác định điểm làm việc tĩnh.

Giải

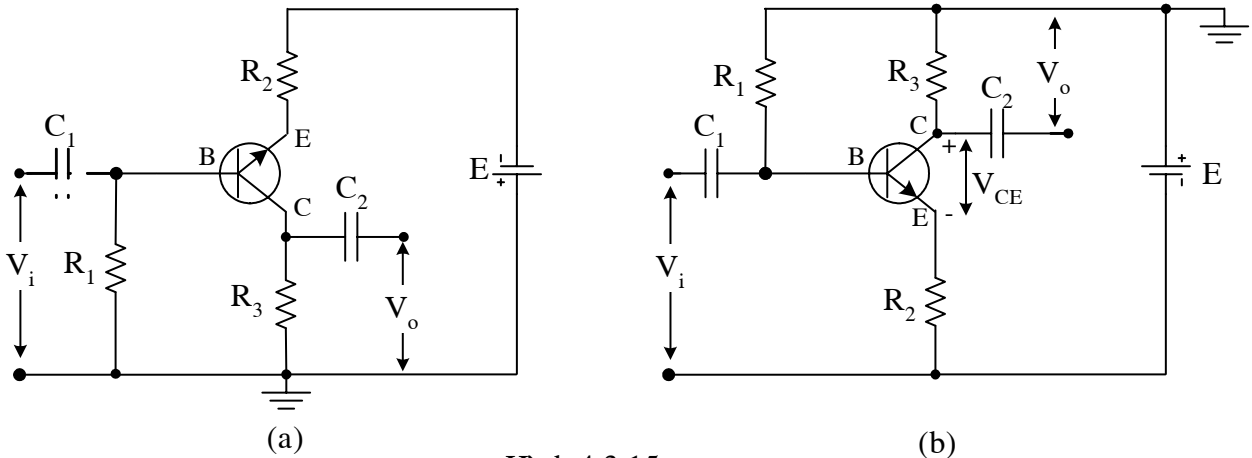
Thực chất đây vẫn là tầng khuếch đại E.C phân cực kiểu định dòng base, chỉ khác ở chỗ đã chọn cực dương của nguồn E làm điểm đất chung (masse) cho tào mạch. Ta sẽ lại mạch như h. 4-3-15b.

Giả thiết: $V_{BE} = 0,7V$ và coi dòng $I_{CBO} \approx 0$. Áp dụng (4-3-17):

$$I_B = \frac{E - V_{BE}}{R_1 + (\beta + 1)R_2} = \frac{9 - 0,7}{220 + 51.0,3} = 0,035mA$$

$$I_C = \beta I_B = 50. 0,035 = 1,75 mA$$

$$V_{CE} = E - I_C (R_2 + R_3) = 9v - 1,75 (1,7 + 0,3) = 5,50V$$



Hình 4.3.15.

Bài tập 4-7. Cho mạch điện như h. 4-3-16. transistor thuộc loại P-N-P chế độ bằng Ge có $\beta = 40$. biết $R_1 = 120 \text{ k}$, $R_2 = 3\text{k}$, $E = 12\text{v}$. Hãy xác định điểm tĩnh.

Giải

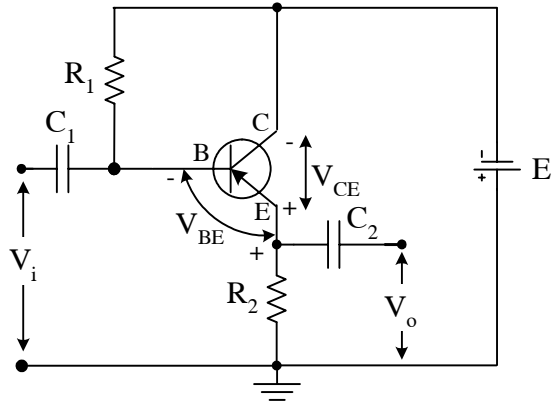
Đây là mạch khuếch đại kiểu collector chung (C.C) giả thiết $V_{BE} = 0,3\text{v}$.

$$I_B = \frac{|E| - V_{BE}}{R_1 + (\beta + 1)R_2} = \frac{12 - 0,3}{120 + 41.3} = 0,048\text{mA}$$

$$I_C \approx I_E \approx \beta I_B = 40.0,048 = 1,9\text{mA}$$

$$V_{EC} = 12\text{v} - 1,9.3 = 6,3\text{v}$$

$$\text{hay } V_{CE} = -6,3\text{v}$$



Hình 4.3.16

4-3-3. Phân cực cho JFET

1 – Phân cực cho JFET kiểu tự cấp

Các JFET thường được tự phân cực nhờ điện trở R_S mắc giữa cực nguồn và đất (hình 4-3-17, vẽ cho trường hợp JFET kênh N). Dòng máng I_D sẽ hạ trên điện trở đó một điện áp $V_{SM} = I_D R_S$. Chính điện áp này phân cực nghịch cho chuyển tiếp P-N giữa cực của kênh dẫn, bởi vì dòng qua R_G xấp xỉ bằng không cho nên điểm G gần như đẳng thế với điểm M.

$$V_{GS} = - I_D R_S \quad (4-3-37)$$

Ở ngõ ra, điện áp V_{DS} tạo bởi nguồn E_D giảm áp qua R_D và R_S :

$$V_{DS} = E_D - I_D(R_D + R_S) \quad (4-3-38)$$

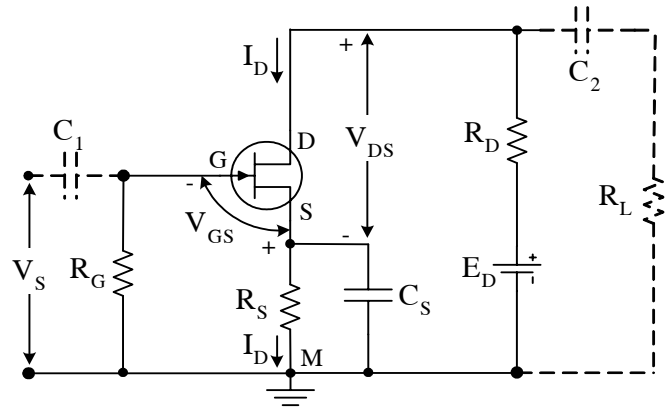
Các điện áp V_{GS} , V_{DS} này sẽ quyết định dòng điện trên các cực, nói cách khác: xác định nên điểm làm việc tĩnh.

Ta có thể xác định điểm làm việc tĩnh Q bằng đồ thị. Thật vậy, giả sử đã có đặc tuyến truyền đạt $I_D = f(V_{GS})$ của JFET như ở hình 4-3-18 (đường số 1). Đặc tuyến này thường được mô phỏng bằng biểu thức:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (4-3-39)$$

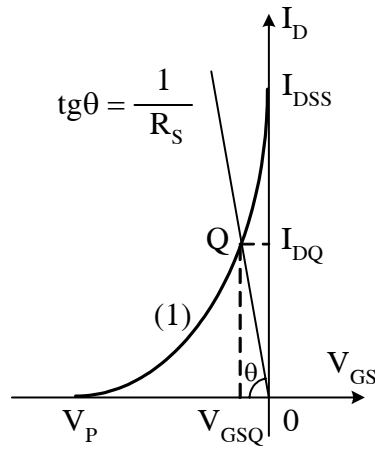
Mặt khác, từ (4-3-37) rút ra:

$$I_D = - \frac{1}{R_S} V_{GS} \quad (4-3-37a)$$

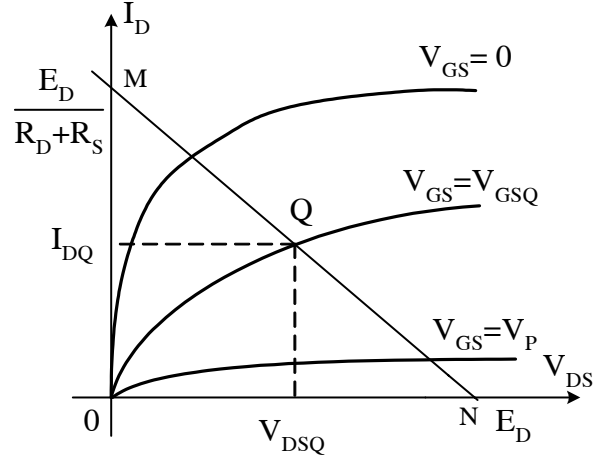


Hình 4.3.17. Phân cực cho JFET kiểu tự cấp

Đồ thị biểu diễn quan hệ này là đường thẳng OL trên h. 4-3-18. Giao điểm Q của hai đồ thị nói trên xác định cặp giá trị cần tìm : V_{GSQ} và I_{DQ} .



Hình 4.3.18. Xác định điểm tĩnh bằng đồ thị



Hình 4.3.19. Xác định điểm tĩnh ở ngõ ra theo phương pháp đồ thị

Ở ngõ ra, giả sử đã có họ đặc tuyến máng của JFET như h. 4-3-19. Mặt khác, từ (4-3-38) suy ra hàm giải tích của đường tải:

$$I_D = -\frac{1}{R_D + R_S} V_{DS} + \frac{E_D}{R_D + R_S} \quad (4-3-28a)$$

Thể hiện bằng đường MN, trên hình vẽ. Giao điểm của đường này với đặc tuyến tĩnh ứng với $V_{GS} = V_{GSQ}$ sẽ xác định trị số dòng và áp tĩnh trong mạch ra.

Người ta cũng có thể xác định điểm tĩnh Q theo phương pháp giải tích, khi đã biết các tham số V_P, I_{DSS}, R_D, R_S v.v...

Thật vậy, thay (4-3-37) vào biểu thức giải thích (4-3-29) của đặc tuyến, sau vài biến đổi đơn giản, sẽ đi đến:

$$\left(\frac{R_S}{V_P}\right)^2 I_{DSS} I_D^2 - \left(2 \cdot \frac{R_S \cdot I_{DSS}}{|V_P|} + 1\right) I_D + I_{DSS} = 0 \quad (4-3-40)$$

Đây là phương trình bậc hai đối với I_D . Nghiệm của nó chính là I_{DQ} (Nếu I_D đã cho thì (4-3-40) lại là phương trình bậc hai đối với R_S . Người ta thường giải phương trình này để tìm R_S khi dùng JFET như một nguồn dòng, tạo ra dòng $I_D = \text{const}$). Từ đó, áp dụng (4-3-37) (4-3-38) sẽ xác định được V_{GSQ} và V_{DSQ} .

Bài tập 4-8: Xác định điểm làm việc tĩnh của JFET kênh N mắc theo mạch nguồn chung, phân cực tự cấp (h.4-3-17) biết rằng $V_P = -4\text{v}$, $I_{DSS} = 8\text{mA}$, $R_D = 1,5\text{k}$, $R_S = 1\text{k}$, $E_D = 15\text{v}$, ($R_G = 1\text{M}\Omega$).

Giải

Dùng phương pháp giải thích, áp dụng phương trình (4-3-40), sau khi thấy các giá trị bằng số ta có:

$$0,5 \cdot 10^3 I_D^2 - 1I_D + 8 \cdot 10^{-3} = 0 \text{ (đơn vị mA)}$$

Phương trình bậc hai này có hai nghiệm là 8mA và 2mA, trong đó chỉ có nghiệm $I_{DQ} = 2mA$ là thích hợp.

Ta có: $V_{GSQ} = -R_S I_{DQ} = -10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = -2V$

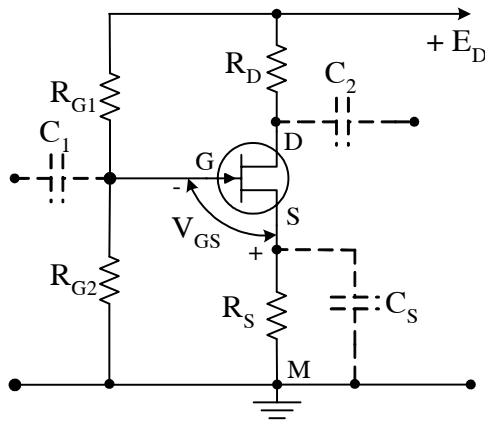
$$V_{DSQ} = E_D - I_{DQ}(R_S + R_D) = 15 - 2(1,5 + 1) = 10V$$

2 – Phân cực cho JFET (hoặc MOSFET) kiểu phân áp (h. 4-3-20)

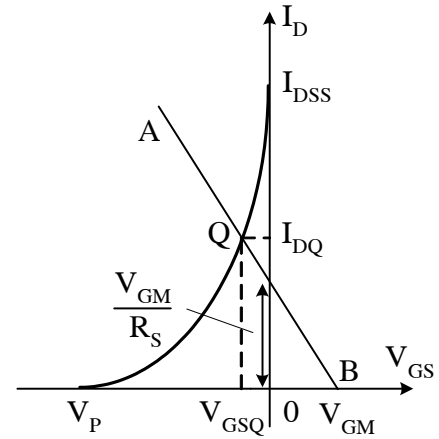
Hai điện trở R_{G1}, R_{G2} tạo nên bộ phân áp. Do $I_G \approx 0$ cho nên:

$$V_{GM} = E_D \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = \text{const} \tag{4-3-41}$$

Mặt khác $V_{SM} = I_D R_S \tag{4-3-42}$



Hình 4.3.20. Phân cực cho JFET kiểu phân áp



Hình 4.3.21. Xác định điểm tĩnh bằng đồ thị

Vì vậy điện áp phân cực ở ngõ vào xác định bởi:

$$V_{GS} = V_{GM} - I_D R_S \tag{4-3-43}$$

Và ở ngõ ra:

$$V_{DS} = E_D - I_D (R_D + R_S) \tag{4-3-44}$$

Muốn xác định điểm làm việc tĩnh bằng đồ thị, từ (4-3-43) ta rút ra:

$$I_D = -\frac{1}{R_S} V_{GS} + \frac{V_{GM}}{R_S}$$

Quan hệ này (dạng $y = ax + b$) thể hiện bằng đường thẳng AB trên h. 4-3-21 (cắt trục hoành tại hoành độ V_{GM} , cắt trục tung tại tung độ $\frac{V_{GM}}{R_S}$). Giao điểm của đường này với đặc tuyến truyền đạt

$I_D = f(V_{GS})$ sẽ là điểm tĩnh Q.

4-4. SƠ LƯỢC VỀ HỒI TIẾP VÀ ẢNH HƯỞNG CỦA CHÚNG

4-4-1 Định nghĩa

Hồi tiếp là hiện tượng đưa tín hiệu từ ngõ ra của bộ khuếch đại (hoặc tầng khuếch đại) ngược trở về ngõ vào, nghĩa là trái với đường truyền thông thường của quá trình khuếch đại.

Sơ đồ khối của khuếch đại có hồi tiếp như hình 4-4-1, trong đó mạch hồi tiếp được đại diện bằng mạng bốn cực với hệ số truyền đạt β (gọi là hệ số hồi tiếp).

$$\beta = \frac{V_F}{V_O} \quad (4-4-1)$$

Còn bản thân bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại điện áp (hoặc độ lợi áp) là:

$$A_v = \frac{V_O}{V_i} \quad (4-4-2)$$

Một cách tổng quát, các đại lượng điện áp vào, điện áp ra và điện áp hồi tiếp là những đại lượng hình sin, có biên độ và góc pha thay đổi theo tần số (do trong mạch chứa các linh kiện không thuần trở), cho nên chúng được biểu thị bằng các số phức.

Từ đó A_v và β cũng được biểu thị bằng các số phức:

$$\dot{A}_v = A_v \exp(j\varphi_k) \quad (4-4-3)$$

$$\dot{\beta} = \beta \exp(j\varphi_\beta) \quad (4-4-4)$$

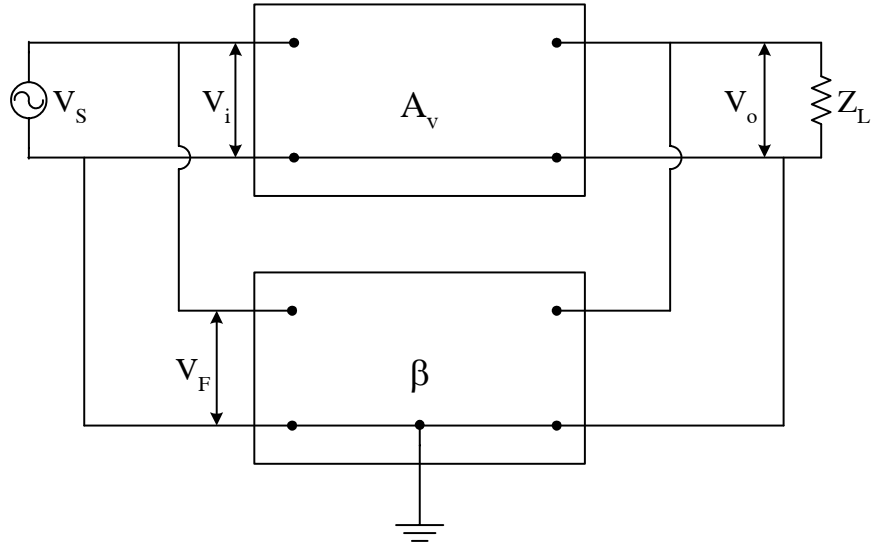
Trường hợp riêng, khi bộ khuếch đại chỉ làm việc ở tần số trung bình, góc lệch pha φ_k và φ_β là không đáng kể thì mới xem A_v , β là những số thực. Dưới đây trong các tính toán, để đơn giản ta thường giả thiết A , β là các số thực.

4-4-2. Phân loại

Để phân loại hồi tiếp, người ta thường dựa vào ba cơ sở:

- Tùy theo điện áp hồi tiếp (V_F) tỷ lệ với điện áp ra (V_O), dòng điện ra (I_O) hay tỷ lệ với cả hai mà hồi tiếp hỗn hợp. Thông thường, để phân biệt 3 trường hợp này, người ta làm phép thử: lần lượt cho tải ở ngõ ngắn mạch hoặc hở mạch, rồi xét xem trong trường hợp đó điện áp V_F bằng không hay khác không. Ví dụ nếu ngắn mạch tải mà $V_F = 0$ thì đó là hồi tiếp điện áp. Nếu hở mạch tải, $V_F = 0$ thì đó là hồi tiếp dòng điện.
- Mặt khác, tùy theo điện áp hồi tiếp đưa về ngõ vào mắc nối tiếp hay song song với nguồn tín hiệu vào mà phân biệt hồi tiếp nối tiếp hay hồi tiếp song song.
- Ngoài ra, nếu tín hiệu hồi tiếp đồng pha với nguồn tín hiệu ở ngõ vào (do đó làm tăng điện áp vào độ khuếch đại) thì gọi là hồi tiếp dương, nếu tín hiệu hồi tiếp ngược pha với nguồn tín hiệu ban đầu (do đó làm giảm điện áp vào) thì gọi là hồi tiếp âm.

Ví dụ ở mạch h. 4-3-13, R_B gây hồi tiếp âm - điện áp - song song, còn ở h. 4-3-11a, R_{E1} gây hồi tiếp âm - dòng điện - nối tiếp (đối với thành phần một chiều thì cả R_{E1} , R_{E2} gây hồi tiếp âm - dòng điện - nối tiếp).



Hình 4.4.1. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp

Hồi tiếp âm rất thông dụng trong các mạch khuếch đại. Nó cải thiện nhiều tính năng của mạch. Trái lại, hồi tiếp dương thường làm bộ khuếch đại giảm sút chất lượng, thậm chí phá hỏng trạng thái ổn định của nó, do đó rất cần tránh. Hồi tiếp dương chỉ được dùng trong các mạch tạo dao động mà thôi (xem chương 6).

4-4-3. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến các tham số của bộ khuếch đại

1 – Ảnh hưởng đối với độ lợi áp.

Xét sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp điện áp nối tiếp (h. 4-4-2) và hãy xác định độ lợi áp của mạch khi có hồi tiếp A_{vf}

Theo định nghĩa:

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_s} \quad (4-4-5)$$

Do có hồi tiếp nên:

$$V_i = V_s \pm V_F \quad (4-4-6)$$

Dấu cộng lúc V_F đồng pha với V_s (hồi tiếp dương), dấu trừ khi V_F ngược pha với V_s (hồi tiếp âm).

Thay V_o theo (4-4-2), V_i theo (4-4-6) đồng thời chú ý đến quan hệ (4-4-1) thì trong trường hợp hồi tiếp âm, ta sẽ có:

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 + \beta A_v} \quad (4-4-7a)$$

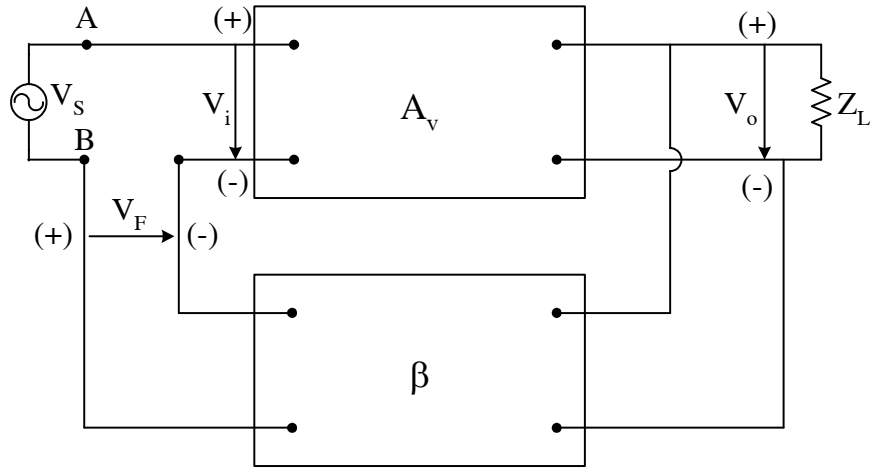
Nếu hồi tiếp dương thì :

$$A_{vf} = \frac{A_v}{1 - \beta A_v} \quad (4-4-7b)$$

Như vậy hồi tiếp âm đã làm giảm độ lợi áp của bộ khuếch đại. Hồi tiếp dương làm tăng độ lợi áp, nhưng nếu xảy ra điều kiện:

$$\beta A_v = 1 \quad (4-4-8)$$

thì $A_{vf} \rightarrow \infty$. Điều này có nghĩa là: chỉ cần một biến động nhỏ của điện áp hoặc dòng điện trên ngõ vào (khả năng này thường xảy ra) thì lượng biến động đó sẽ được tăng cường lên mãi, trở thành một dao động tồn tại thường xuyên ở ngõ ra, mặc dù không có tín hiệu hữu ích đưa đến ngõ vào. Ta gọi đó là dao động tự kích, hoặc tự dao động. Đây là trạng thái cần tránh ở các bộ khuếch đại. Thông thường, hồi tiếp dương làm cho mạch làm việc kém ổn định và dễ dàng dẫn tới điều kiện (4-4-8).



Hình 4.4.2. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp điện áp nối tiếp

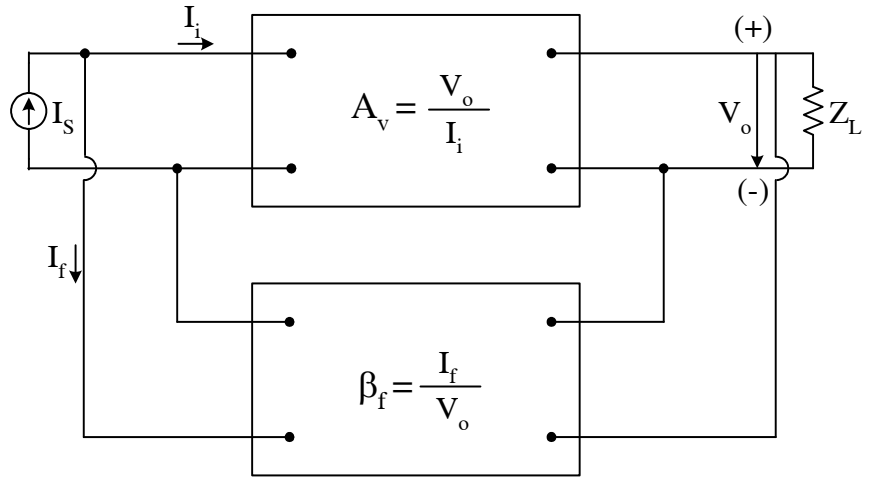
Đối với bộ khuếch đại có hồi tiếp âm song song (h. 4-4-3), biểu diễn tín hiệu vào dưới dạng nguồn dòng I_s , gọi hệ số hồi tiếp là:

$$\beta_f = \frac{I_f}{V_o} \quad (4-4-9)$$

bằng chứng minh tương tự, ta cùng tìm được hàm truyền thuận $A_f = \frac{V_o}{I_s}$ có dạng tổng quát:

$$A_f = \frac{V_o}{I_s} = \frac{A}{1 + \beta_f A} \quad (4-4-10)$$

Trong đó $A = \frac{V_o}{I_i}$ là hàm truyền thuận của bản thân bộ khuếch đại (chưa hồi tiếp).



Trong công thức (4-4-7), Hình 4.4.3. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp song song đại lượng $1 \pm \beta A_v = F$ thường gọi là độ sâu hồi tiếp

Trường hợp A_v rất lớn và $\beta A_v \gg 1$ (gọi là hồi tiếp rất sâu) thì (4-4-7a) trở thành:

$$A_{vf} \approx \frac{1}{\beta} \quad (4-4-11)$$

Nghĩa là độ lợi của mạch chỉ do bộ phận hồi tiếp quyết định, không phụ thuộc gì vào bản thân tầng khuếch đại và nhân tố gây mất ổn định trong tầng đó.

2. Ảnh hưởng đối với sự mất ổn định của độ lợi áp

Các tham số của transistor thường thay đổi theo nhiệt độ môi trường và theo thời gian làm việc (quá trình giá hoá), vì vậy độ lợi áp (hoặc độ lợi dòng) của bộ khuếch đại thường bị biến động.

$\frac{dA_v}{A_v}$ đặc trưng cho lượng thay đổi tương đối của độ lợi áp, còn gọi là hệ số bất ổn định của A_v

Đối với bộ khuếch đại có hồi tiếp âm, độ lợi áp xác định theo (4-4-7a). Lấy vi phân hệ thức này theo lượng biến đổi dA_v ta có:

$$dA_{vf} = \frac{1}{(1 + \beta A_v)^2} dA_v$$

Từ đó xác định được lượng biến đổi tương đối (tức là hệ số bất ổn định) của A_{vf}

$$\frac{dA_{vf}}{A_{vf}} = \frac{dA_v / A_v}{1 + \beta A_v} \quad (4-4-12)$$

Rõ ràng hồi tiếp âm đã làm giảm sự mất ổn định của độ lợi áp.

Hồi tiếp âm cũng làm cho độ lợi A_V ít bị thay đổi theo tần số nghĩa là giảm méo tần số mà mở rộng dải thông của bộ khuếch đại. Điều này có thể giải thích sơ lược như sau. Thông thường, trị số A_V bị sụt ở tần số thấp và tần số cao. Ở bộ khuếch đại có hồi tiếp âm, A_V sụt làm điện áp ra V_O giảm thì điện áp hồi tiếp $V_F = \beta V_O$ cũng giảm, do đó, theo (4-4-6), điện áp vào V_i sẽ tăng và làm điện áp ra tăng. Kết quả là điện áp ra ít bị thay đổi hơn so với khi không có hồi tiếp.

Ngoài ra hồi tiếp âm còn làm giảm méo phi tuyến, giảm nhiễu cho bộ khuếch đại.

3) Ảnh hưởng đối với điện trở vào

a) Trường hợp hồi tiếp nối tiếp (xem h. 4-4-2). Gọi Z_i là trở kháng vào của bản thân bộ khuếch đại (chưa có hồi tiếp):

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (4-2-13)$$

Còn Z_{if} là trở kháng vào khi đã hồi tiếp (trở kháng vào nhìn từ hai điểm A-B):

$$Z_{if} = \frac{V_S}{I_i} \quad (4-4-14)$$

Do: $V_i = V_S - V_F$ (khi hồi tiếp âm)

Hay: $V_S = V_i + V_F = V_i + \beta V_O = V_i (1 + \beta A_V)$

Nên (4-4-14) trở thành:

$$Z_{if} = Z_i + (1 + \beta A_V) Z_i = F Z_i \quad (4-4-15)$$

Như vậy hồi tiếp âm nối tiếp đã làm tăng trở kháng vào bộ khuếch đại lên F lần.

b) Trường hợp hồi tiếp âm song song (xem h. 4-4-3), dùng nguồn dòng I_S và các đại lượng A , β_f như đã ghi trên hình này ta dễ dàng xác định được trở kháng vào khi có hồi tiếp:

$$Z_{if} = \frac{V_i}{I_S} = \frac{Z_i}{1 + \beta_f A} \quad (4-4-16)$$

Nghĩa là hồi tiếp âm song song đã làm giảm trở kháng vào.

Lưu ý rằng nghịch đảo của trở kháng Z là dẫn nạp cho nên đảo ngược 2 vế của (4-4-16) ta có:

$$Y_{if} = \frac{I_S}{V_i} = \frac{1}{Z_i} + \frac{\beta_f A}{Z_i} = \frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_i / (\beta_f A)} \quad (4-4-17)$$

Biểu thức này cho thấy: khi có hồi tiếp âm song song, mạch vào của bộ khuếch đại bị phân dòng (tức là bị mắc song song) bởi một điện trở có một giá trị nhỏ hơn trở kháng vào $\beta_f A$ lần. Do đó ta có thể viết.

$$Z_{if} = \left(Z_i // \frac{Z_i}{\beta_f A} \right) \quad (4-4-16a)$$

Ví dụ mạch ở hình 4-3-13, dòng hồi tiếp I_f chính là dòng qua R_B , xác định từ hiệu điện thế ở hai đầu điện trở này, điện áp ra là V_{CE} . Do đó khi áp hệ thức (4-4-16),

Ta có :

$$\beta_f = \frac{I_f}{V_o} = \frac{V_{BE} - V_{CE}}{R_B \cdot V_{CE}}$$

$$A = \frac{V_o}{I_i} = \frac{V_{CE}}{I_B}$$

Nghĩa là :
$$B_f A = \frac{1}{R_B} \cdot \frac{V_{BE} - V_{CE}}{I_B}$$

Như đã nhận xét từ h. 4-2-12c trước đây, tầng khuếch đại Emitter chung có điện áp ra ngược pha với điện áp vào $V_{CE} = -A_v V_{BE}$, vì vậy:

$$V_{BE} - V_{CE} = V_{BE} - (-A_v V_{BE}) = V_{BE} (1 + A_v)$$

Từ đó:
$$B_f A = \frac{1}{R_b} Z_i (1 + A_v) \text{ hay } \frac{Z_i}{\beta_f A} = \frac{R_B}{1 + A_v}$$

Thay vào (4-4-16a) sẽ có:

$$Z_{if} = Z_i // \left(\frac{R_B}{1 + A_v} \right)$$

Rõ ràng điện trở $\frac{R_B}{1 + A_v}$ đã làm phân nhánh điện trở vào của tầng khuếch đại.

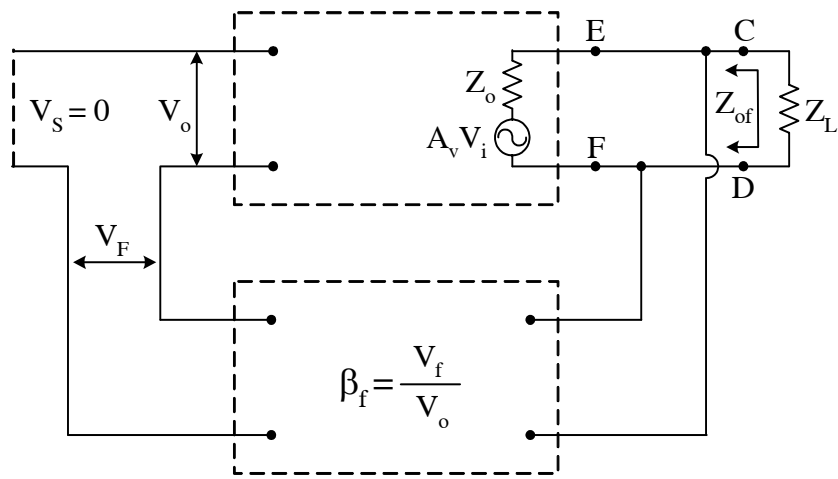
4) Ảnh hưởng đối với điện trở ra

Ảnh hưởng này chỉ tùy thuộc cách lấy tín hiệu hồi tiếp ở ngõ ra (nghĩa là tùy thuộc điện áp hay hồi tiếp dòng điện) mà không phụ thuộc cách đưa tín hiệu hồi tiếp về ngõ vào (song song hay nối tiếp).

Xét mạch hồi tiếp âm điện áp hồi tiếp như trên hình 4-4-4. Bản thân bộ khuếch đại vốn có trở kháng là Z_o , độ lợi áp là A_v , cho nên giữa hai cực ra (điểm E-F) sẽ tương đương như có một sức điện động $A_v V_i$ nối tiếp với trở kháng Z_o . Khi có hồi tiếp, trở kháng ra (tức trở kháng giữa hai điểm C-D nhìn về phía bộ khuếch đại) sẽ được ký hiệu Z_{of} .

Để xác định Z_{of} , ta giả thiết $V_s = 0$ mà có nguồn tín hiệu V_o đặt vào giữa hai điểm C-D, gây ra dòng I_o trong mạch ra.

Theo sơ đồ:
$$V_o = I_o Z_o + A_v V_i \tag{4-4-18}$$



Hình 4.4.4. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm điện áp nối tiếp

Nhưng $V_S = 0$ nên $V_i = -V_F = -\beta V_o$ (hồi tiếp âm).

Thay vào (4-4-18), sau vài phép tính đơn giản sẽ tìm được:

$$Z_{or} = \frac{V_o}{I_o} = \frac{Z_o}{1 + \beta A_v} \quad (4-4-19)$$

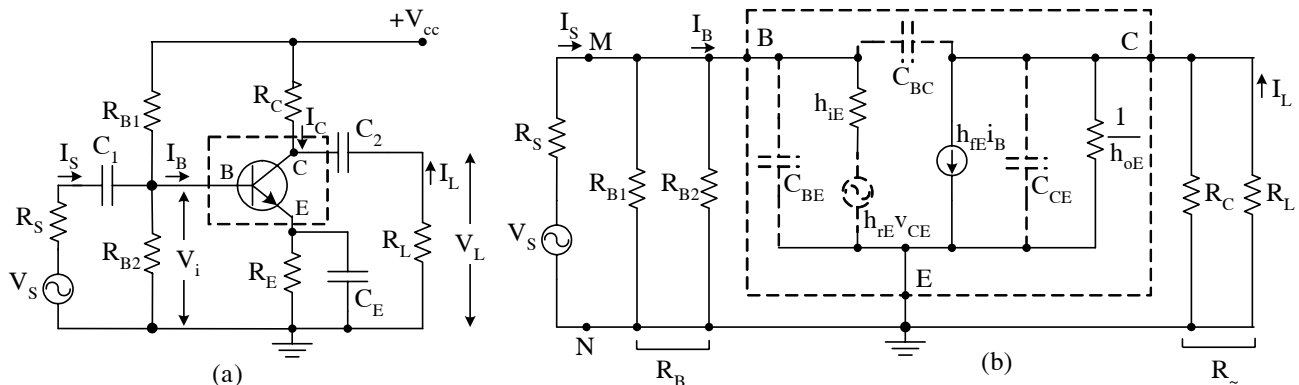
Hồi tiếp âm điện áp đã làm giảm trở kháng ra của bộ khuếch đại.

Tương tự, người ta cũng chứng minh được hồi tiếp âm dòng điện sẽ làm tăng trở kháng ra bộ khuếch đại.

4-5 CÁC TẦNG KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG BJT HOẶC FET

Một thiết bị khuếch đại thường bao gồm nhiều tầng kế tiếp nhau. Các tầng ở phía đầu làm nhiệm vụ khuếch đại điện áp với biên độ tín hiệu còn chưa lớn nên được gọi chung nên được gọi chung là tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ. Chúng làm việc ở chế độ A. Các tầng phía cuối có nhiệm vụ đưa ra trên tải một tín hiệu công suất lớn, ít méo dạng và hiệu suất cao, thường gọi là tầng khuếch đại công suất. Dưới đây, chúng ta khảo sát một tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ theo phương pháp thông dụng và phương pháp giải tích: thay thế mạch cụ thể bằng sơ đồ tương đương xoay chiều, rồi tiến hành đơn giản hoá, sau đó tính ra các thông số đặc trưng của mạch. Đó là các thông số: độ lợi áp, độ lợi dòng, điện trở vào, điện trở ra đối với tín hiệu xoay chiều.

4-5-1. Tầng khuếch đại dùng BJT mắc E.C (h. 4-5-1a).



Hình 4.5.1. Tầng khuếch đại EC (a) và sơ đồ tương đương của nó (b)

Như đã nêu ở phần 4-3-3, trong tầng này R_E là điện trở ổn định điểm làm việc, các điện trở R_{B1} , R_{B2} , R_C tạo điện áp phân cực cho ngõ vào và ngõ ra, R_L đại diện cho tải ở ngõ ra (hoặc điện trở vào của tầng tiếp theo), V_S và R_S là sức điện động và nội trở của nguồn tín hiệu cần khuếch đại. Các tụ điện C_1 , C_2 là tụ phân đường (hoặc tụ nối tầng). Tụ C_E tránh hiện tượng hồi tiếp âm dòng điện xoay chiều do R_E gây ra (gọi là tụ thoát emitter)

Để xác định điểm làm việc tĩnh của tầng khuếch đại này, ta có thể dùng phương pháp đồ thị [xem bài 4-2-1 với các đường tải xây dựng theo (4-3-24a) và (4-3-26b)] hoặc dùng phương pháp giải tích [dựa vào các hệ thức (4-3-21) ÷ (4-3-26)]

Dưới đây ta khảo sát các tham số xoay chiều của mạch.

Giả thiết tín hiệu vào có dạng hình sin, ở miền tần số trung bình. Các tụ điện C_1 , C_2 , C_E có điện dung khá lớn và do đó trở kháng rất nhỏ, coi như ngắn mạch các tín hiệu xoay chiều qua chúng. Còn

các điện dung liên cực và tụ ký sinh, ở miền tần số trung bình, coi như không đáng kể. Trong các điều kiện đó, thay BJT bằng sơ đồ tương đương dùng tham số h (xem h. 2-5-15b hoặc h. 2-5-15c), mạch đã cho sẽ có dạng h. 4-5-1b, với:

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2}) = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (4-5-1)$$

$$R_{\sim} = (R_C // R_L) = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (4-5-2)$$

Các điện áp và dòng điện ghi trên sơ đồ là các giá trị hiệu dụng. Các nhánh vẽ nét đứt là tương ứng với các đại lượng đã được bỏ qua.

a) Điện trở vào

Điện trở vào của tầng khuếch đại EC xác định được từ sơ đồ tương đương:

$$R_{iE} = (R_B // h_{iE}) \quad (4-5-3)$$

Ở đây h_{iE} là điện trở vào của BJT mắc EC (khi ngõ ra ngắn mạch tín hiệu xoay chiều) xác định tại điểm làm việc. Nó đồng nhất với tham số r_{iE} ở mạch tương đương vật lý, xác định bởi hệ thức (2-5-29):

$$h_{iE} = r_{iE} = r_B + (\beta + 1)r_E \approx \beta r_E \quad (4-5-4)$$

Trong đó r_E xác định gần đúng theo (2-5-24b) ở nhiệt độ thường. Nếu có:

$$R_B \gg h_{iE} \quad (4-5-5)$$

thì $R_{iE} \approx h_{iE} \quad (4-5-3a)$

Thông thường tầng khuếch đại E.C có điện trở vào cỡ $600\Omega \rightarrow 2k\Omega$

b) Điện trở ra

Điện trở ra của tầng khuếch đại (điện trở nhìn từ hai đầu tải R_L về phía trước, khi $V_S = 0$)

$$R_{OE} = \left(R_C // \frac{1}{h_{OE}} \right) \approx R_C \quad (4-5-6)$$

c) Độ lợi dòng

Độ lợi dòng xác định bởi tỷ số giữa dòng qua tải I_L và dòng tín hiệu ngõ vào I_S :

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} \quad (4-5-7)$$

ở ngõ ra điện áp trên tải có thể xác định theo dòng I_L hoặc theo nguồn dòng $h_{iE} I_B$:

$$V_L = - I_L R_L = - h_{FE} I_B R_{\sim}$$

Do đó:
$$I_L = h_{FE} I_B \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-8)$$

Tương tự, điện áp giữa hai điểm M-N trong ngõ vào cũng có thể xác định theo hai cách:

$$V_{MN} = I_S R_{iE} = I_B h_{iE}$$

Do đó:

$$I_S = I_B \frac{h_{iE}}{R_{iE}} \quad (4-5-9)$$

Thay (4-5-8) và (4-5-9) và (4-5-7):

$$A_{iE} = h_{fE} \cdot \frac{R_{iE}}{h_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-10)$$

Nếu thoả mãn điều kiện (4-5-5) thì điện áp (4-5-3a) sẽ có:

$$A_{iE} = h_{fE} \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-10a)$$

Để A_i lớn, trị số R_{\sim} không được quá nhỏ so với R_L . Muốn vậy R_C phải đủ lớn. Thực tế thường chọn $R_C = (3 \div 5) R_L$

d) Độ lợi áp

Độ lợi áp xác định bằng tỷ số giữa điện áp và điện tải và điện áp vào.

$$A_{vE} = \frac{V_L}{V_i} \quad (4-5-11)$$

Theo hình vẽ:

$$V_L = h_{fE} I_B R_{\sim} \quad (4-5-12)$$

$$V_i = h_{iE} I_B \quad (4-5-13)$$

Do đó:

$$A_{vE} = - h_{fE} \frac{R_{\sim}}{h_{iE}} \quad (4-5-14)$$

Dấu trừ biểu thị điện áp ra của mạch E.C ngược pha với điện áp vào (như đã nhận xét ở h. 4-2-12)

So sánh (4-5-14) với (4-5-10) sẽ có quan hệ:

$$A_{vE} = -A_{iE} \cdot \frac{R_L}{h_{iE}} \quad (4-5-15)$$

Nếu thoả mãn điều kiện (4-5-5), ứng dụng (4-5-10a) và chú ý đến (4-5-4) sẽ biểu thị gần đúng:

$$A_{vE} \approx -A_{iE} \cdot \frac{R_L}{h_{iE}} \quad (4-5-15a)$$

Cũng gần, lấy gần đúng (4-5-4) sẽ có dạng khác:

$$A_{vE} \approx -\frac{R_{\sim}}{r_E} \quad (4-5-15b)$$

(Trường hợp không có tụ C, điện trở R_E sẽ gây hồi tiếp âm làm giảm độ lợi áp. Một cách gần đúng, để tính A_{VE} , ta vẫn dùng (4-5-14) nhưng thay h_{iE} ở mẫu số [h_{iE} xác định theo (4-5-4)] bởi đại lượng $r_B + (\beta + 1)(r_E + R_E) \approx \beta(r_E + R_E)$. cũng có thể dùng công thức suy diễn từ (4-5-15b):

$$A_{VE} \approx \frac{-R_{\sim}}{r_E + R_E} \quad (4-5-15c)$$

trong đó:

$$R_E \approx \frac{25(\text{mV})}{I_E (\text{mA})} \quad (\text{ở nhiệt độ thường}) \quad (4-5-16)$$

Trên thực tế, các tầng khuếch đại E.C có độ lợi áp từ 20 đến 200

e) Độ lợi áp toàn phần

Người ta còn định nghĩa độ lợi áp toàn phần:

$$A_{tp} = \frac{V_L}{V_S} \quad (4-5-17)$$

Áp dụng định luật Ohm cho mạch vào:

$$V_S = I_S (R_S + R_{iE})$$

Thay I_S theo (4-5-9), V_L theo (4-5-12), kết quả tính được:

$$A_{tp} = -h_{fE} \frac{R_{iE}}{h_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_S + R_{iE}} \quad (4-5-18)$$

Nếu $R_B \gg h_{iE}$ thì:

$$A_{tp} \approx -h_{fE} \frac{R_{\sim}}{R_S + h_{iE}} \quad (4-5-19)$$

Bài tập 4-9. Cho tầng khuếch đại E.C, phân cực kiểu phân áp, như h. 4-5-1a. biết $R_{B1} = 10k$, $R_{B2} = 2,2k$, $R_C = 1,2k$, $R_E = 300\Omega$, $R_L = 3k\Omega$. BJT có $h_{fE} \approx \beta = 60$, $h_{iE} = 600\Omega$, $h_{iE} \approx h_{oE} \approx 0$. Nội trở nguồn tín hiệu $R_S = 100\Omega$. Hãy xác định các thông số cơ bản của tầng khuếch đại.

Giải

(Điểm làm việc tĩnh của mạch này đã xác định ở bài tập 4-5)

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 1,8K \quad ; \quad R_{\sim} = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 850\Omega$$

Vì vậy điện trở vào của tầng khuếch đại là:

$$R_B = (R_B // h_{iE}) = (1,8K // 600\Omega) = 450\Omega$$

- Điện trở ra:

$$R_{oE} = R_C = 1,2 k$$

Trị số h_{iE} lấy từ cảm nang về BJT hoặc có thể tính gần đúng theo hệ thức (4-5-4): $h_{iE} = r_B + (\beta+1)r_E \approx \beta r_E = \beta \frac{25}{I_E}$ chẳng hạn ở chế độ tĩnh đã xác định $I_E = 3^{mA}$ thì: $h_{iE} \approx 60 \frac{25}{3} \approx 500\Omega$

- Độ lợi áp $A_{VE} = -h_{iE} \frac{R_{\sim}}{h_{iE}} = -60 \frac{850}{600} = -85$
- Độ lợi dòng $A_{iE} = h_{iE} \frac{R_{\sim}}{R_L} \cdot \frac{R_{iE}}{h_{iE}} = 60 \cdot \frac{850}{3000} \cdot \frac{450}{600} = 13,25$
- Độ lợi toàn phần

$$A_{tp} = -h_{iE} \frac{R_{iE}}{h_{iE}} \frac{R_{\sim}}{R_S + h_{iE}} = -60 \frac{450}{600} \cdot \frac{850}{100 + 600} = -54,6$$

Trên đây là phân tích mạch dựa vào sơ đồ tương đương vật lý (h. 2-5-17b), với cách làm tương tự, ta sẽ đi đến mạch tương đương như h. 4-5-2. kết quả:

a) Điện trở vào:

$$R_{iE} = (R_B // r_{iE}) \quad (4-5-3a)$$

trong đó

$$R_B = (R_{B1} // R_{B2})$$

r_{iE} là điện trở vào của BJT mắc E.C, xác định theo (2-5-29) và đồng nhất với h_{iE}

nếu $R_B \gg r_{iE}$ thì: $R_{iE} \approx r_{iE} \quad (4-5-5a)$

b) Điện trở ra

$$R_{OE} = (R_C // r_{CE}) \approx R_C$$

c) Độ lợi dòng:

$$A_{iE} = \frac{I_L}{I_S} = \beta \cdot \frac{R_{iE}}{r_{iE}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-11a)$$

Trong đó β là hệ số khuếch đại dòng điện xoay chiều của mạch E.C (đồng thời với h_{iE})

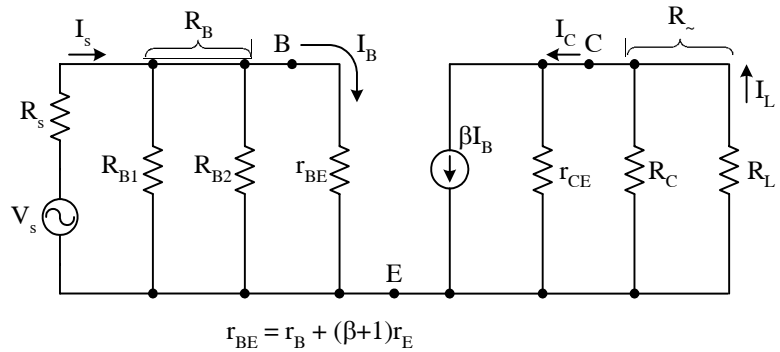
d) Độ lợi áp:

$$A_{VE} = -\beta \frac{R_{\sim}}{r_{iE}} \quad (4-5-15a)$$

e) Độ lợi áp toàn phần:

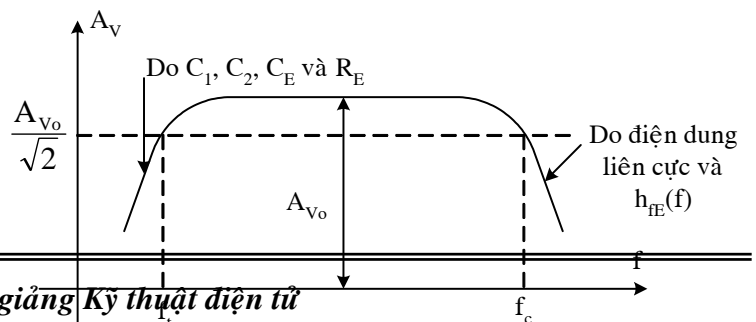
$$A_{tp} = -\beta \cdot \frac{R_{\sim}}{R_S + R_{iE}} \quad (4-5-19a)$$

Cũng cần lưu ý thêm rằng: nếu tín hiệu khuếch đại có tần số tương đối



Hình 4.5.2. Mạch tương đương vật lý của tầng khuếch đại

Hình 4.5.3. Đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại



thấp, thì không thể coi trở kháng các tụ: C_1, C_2, C_E là bằng không (ngắn mạch), do đó một phần tín hiệu sẽ mất mát trên trở kháng của các tụ này. Đặc biệt, điện trở R_E không còn bị C_E ngắn mạch nên sẽ gây hồi tiếp âm dòng điện. Kết quả là độ lợi áp của tầng bị giảm và điện áp ra trên tải sẽ giảm.

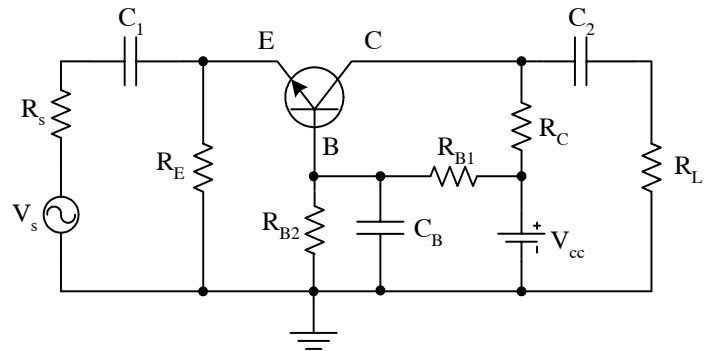
Trái lại, nếu tín hiệu có tần số khá cao thì vai trò các điện dung liên cực của BJT cùng các điện dung ký sinh khác sẽ không thể bỏ qua được nữa (vẽ nét đứt trên h. 4-5-1b). Mặt khác, theo đặc tính của BJT, hệ số h_{FE} (hoặc β) bị giảm ở tần số cao. Kết quả là ở vùng tần số cao, điện áp trên tải cũng bị giảm.

Các hiện tượng vừa nêu chính là nguyên nhân khiến đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại bị giảm ở phạm vi tần số thấp và tần số cao (h. 4-5-3)

4-5-2. Tầng khuếch đại dùng BJT mắc B.C

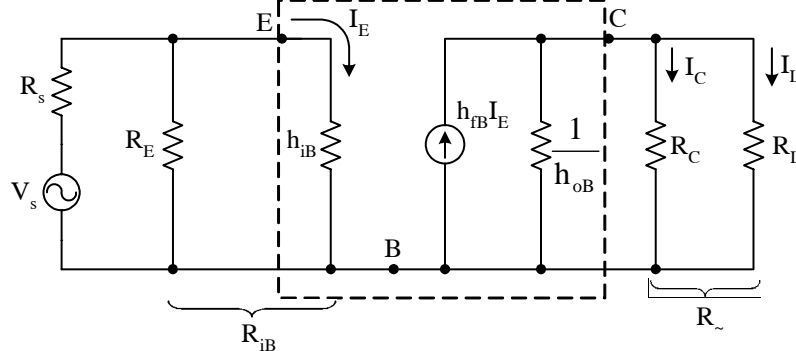
Trên hình 4-5-4 là tầng khuếch đại B.C chỉ dùng một nguồn cấp điện, phân cực kiểu phân áp (mạch base chung dùng hai nguồn cấp điện xem h. 2-5-2, hoặc 2-5-3).

Vai trò của điện trở, điện dung tương tự như ở mạch E.C. ở đây có thêm tụ C_B để ngắn mạch cực B xuống đất đối với tín hiệu xoay chiều.



Hình 4.5.4. Tầng khuếch đại B.C

Chế độ tĩnh của tầng này vẫn tính toán theo các hệ thức (4-3-21) ÷ (4-3-26) hoặc dùng phương pháp đồ thị, tương tự như mạch E.C.



Hình 4.5.5. Mạch tương đương đối với tín hiệu xoay chiều

Sơ đồ tương đương xoay chiều có dạng như h. 4-5-5. Từ hình này ta xác định được:

a) Điện trở vào của tầng khuếch đại B.C:

$$R_{iB} = (R_E // h_{iB}) \quad (4-5-20)$$

Thông thường : $R_E \gg h_{iB} \quad (4-5-21)$

Cho nên: $R_{iB} \approx h_{iB} \quad (4-5-22)$

Thông thường h_{iB} bé (cỡ mấy chục Ω). Vì vậy tầng khuếch đại B.C có điện trở vào bé.

b) Điện trở ra của tầng khuếch đại B.C (điện trở nhìn từ hai đầu tải R_L về phía trước, khi $V_S=0$):

$$R_{OB} = \left(R_C // \frac{1}{h_{OB}} \right) \approx R_C \quad (4-5-23)$$

c) Độ lợi dòng: $A_{iB} = \frac{I_L}{I_S}$ (4-5-24)

mà điện áp trên tải ngõ ra xác định bởi:

$$V_L = I_L = h_{FB} I_E R_{\sim} \quad (4-5-25)$$

Cho nên $I_L = h_{FB} I_E \frac{R_{\sim}}{R_L}$ (4-5-26)

Tương tự, điện áp giữa 2 điểm E.B trong ngõ vào xác định bằng:

$$V_{EB} = I_S R_{iB} = I_E h_{iB} \quad (4-5-27)$$

Dó đó: $I_S = I_E \frac{h_{iB}}{R_{iB}}$ (4-5-28)

Thay (4-5-26), (4-5-28), vào (4-5-24) sẽ có:

$$A_{iB} = h_{FB} \frac{R_{iB}}{h_{iB}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-29)$$

Nếu áp dụng (4-5-21) thì:

$$A_{iB} = h_{FB} \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-30)$$

Trường hợp $R_L \ll R_C$ (và trường hợp riêng: tải ngắn mạch, $R_L = 0$) thì $R_{\sim} = R_L$ nên:

$$A_{iB} = A_{iBmax} = h_{FB} \quad (4-5-31)$$

Nghĩa là h_{FB} là giá trị lớn nhất có thể của độ lợi dòng tầng B.C

d) Độ lợi áp của tầng khuếch đại base chung:

$$A_{VB} = \frac{V_L}{V_{EB}} \quad (4-5-32)$$

Thay (4-5-25) và (4-5-27) vào sẽ có:

$$A_{VB} = h_{FB} \frac{R_{\sim}}{h_{iB}} \quad (4-5-33)$$

Hệ số này dương, thể hiện điện áp ra của mạch B.C đồng pha với điện áp vào.

e) Độ lợi áp toàn phần:

$$A_{tp} = \frac{V_L}{V_S} = h_{FB} \frac{R_{\sim}}{R_S + R_{iB}} \quad (4-5-34)$$

Nếu dùng sơ đồ tương đương vật lý ta sẽ có mạch tương đương như h. 4-5-6 và các kết quả tương tự:

a) Điện trở vào

$R_{iB} = (R_E // r_{iB}) \approx r_{iB}$ (4-5-22a) với r_{iB} là điện trở vào của BJT mắc B.C (xem h. 2-5-16a) đồng nhất với h_{iB} . Từ hình này dễ dàng xác định được:

$$r_{iB} = r_E + (1+\alpha) r_B \approx r_E \quad (4-5-35)$$

nghĩa là điện trở vào của BJT mắc B.C (r_{iB} hoặc h_{iB}) chỉ rất bé. Đó đó R_{iB} bé.

b) Điện trở ra

$$R_{oB} \approx (R_C // r_C) \approx R_C \quad (4-5-23a)$$

c) Độ lợi dòng :

$$A_{iB} = \frac{I_L}{I_S} = \alpha \cdot \frac{R_{iB}}{r_{iB}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \approx \alpha \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-30a)$$

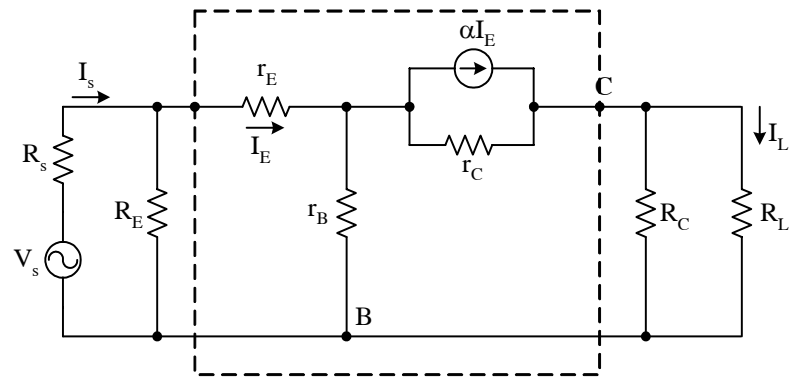
trong đó α là hệ số khuếch đại dòng điện xoay chiều của mạch B.C (đồng nhất với h_{fB})

d) Độ lợi áp:

$$A_{vB} = \frac{V_L}{V_{EB}} = \alpha \cdot \frac{R_{\sim}}{r_E} \quad (4-5-33a)$$

So sánh vế phải của (4-5-33) hoặc (4-5-33a) với giá trị A_{vE} xác định theo (4-5-15) hoặc (4-5-15b) đồng thời chú ý đến (4-5-4) ta dễ dàng nhận thấy trị số độ lợi áp tầng khuếch đại B.C và E.C là xấp xỉ bằng nhau.

Về quan hệ phụ thuộc tần số của các độ lợi áp và dòng ở tầng khuếch đại B.C, ta vẫn có nhận xét tương tự như ở mạch EC (phạm vi tần số thấp: các tụ C_1, C_2, C_B không thể coi là ngắn mạch, R_{B2} gây hồi tiếp âm; phạm vi tần số cao: điện dung liên cực của BJT và hệ số h_{fB} giảm theo tần số gây ảnh hưởng). Vì vậy áp tuyến tần số của mạch B.C vẫn bị giảm ở vùng tần số thấp và vùng tần số cao, chỉ có điều như đã thấy ở (2-5-33), tần số giới hạn của mạch B.C cao hơn của mạch E.C.



Hình 4.5.6. Mạch tương đương vật lý của tầng khuếch đại B.C

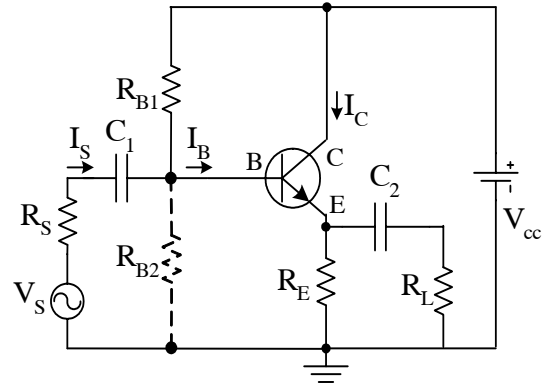
4-5-3. Tầng khuếch đại C.C

Trên hình 4-5-7 giới thiệu tầng khuếch đại dùng BJT mắc C.C, làm việc với một nguồn cấp điện. Điện trở phân cực cho mạch vào là R_{B1}, R_{B2} (thường ít dùng R_{B2} để không làm giảm nhiều điện trở vào của tầng). Tải R_L mắc giữa cực E và đất. Điện trở R_E là tải đối với dòng một chiều

(đồng thời thực hiện hồi tiếp âm dòng một chiều để ổn định điểm tĩnh). Cực C coi như nối đất về phương diện tín hiệu xoay chiều.

Việc xác định điểm làm việc tĩnh tiến hành tương tự như tầng E.C, theo phương pháp giải tích hoặc đồ thị.

Để tính toán các tham số xoay chiều, thay BJT bằng sơ đồ tương đương (xem h. 2-5-15b), kết quả có mạch như h. 4-5-8a hoặc vẽ lại trên h. 4-5-8b. Từ đây ta xác định được các tham số xoay chiều:

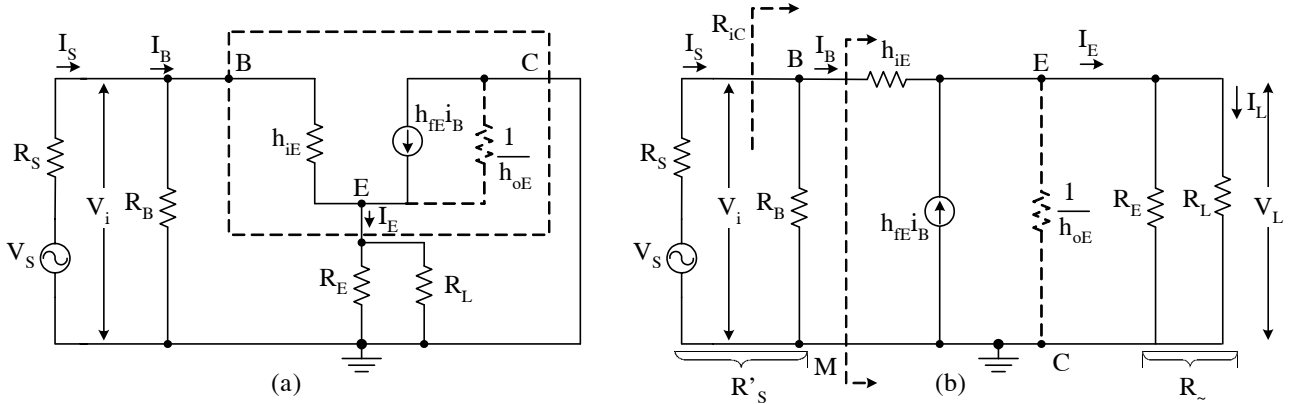


Hình 4.5.7. Tầng khuếch đại Collector chung

a) Điện trở vào của tầng:

$$R_{iC} = (R_B // r_{iC}) \quad (4-5-36)$$

Trong đó r_{iC} là điện trở vào của BJT mắc C.C (điện trở nhìn từ hai điểm B-M trên h. 4-5-8b). cũng theo hình này:



Hình 4.5.8. Mạch tương của tầng khuếch đại Collector chung

$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} = I_B \cdot h_{iE} + (h_{fE} + 1) I_B R_{\sim} \quad (4-5-37)$$

với $R_{\sim} = (R_E // R_L)$

do đó:

$$r_{iC} = \frac{V_{BC}}{I_B} = h_{iE} + (h_{fE} + 1)R_{\sim} \quad (4-5-38)$$

thay h_{iE} theo (4-5-4), đồng thời lưu ý rằng hệ số β ở đây thống nhất với h_{fE} thì còn có dạng khác:

$$r_{iC} = r_B + (h_{fE} + 1) (r_E + R_{\sim}) \approx h_{fE} R_{\sim} \quad (4-5-39)$$

Hệ thức (4-5-38) và (4-5-39) chứng tỏ điện trở vào của BJT mắc C.C có giá trị rất lớn (thường hàng chục đến hàng trăm k Ω). Vì vậy, theo (4-5-36):

$$R_{iC} = (R_B // r_{iC}) \approx R_B \quad (4-5-40)$$

Để R_{iC} lớn, phải chọn R_B lớn và như trên đã nói, thường chỉ dùng một điện trở R_{B1} đảm nhận vai trò phân cực .

Như vậy, so với tầng E.C, tầng khuếch đại C.C có điện trở vào lớn hơn rất nhiều. Đây là ưu điểm của tầng này là thường được sử dụng làm tầng đầu tiên của các thiết bị cần có nội trở lớn.

b) Điện trở ra của tầng C.C (điện trở nhìn từ hai đầu tải R_L về phía trước, Khi $V_S = 0$) theo h. 4-5-8b:

$$R_{OC} = (R_E // r_{EC}) \quad (4-5-41)$$

Với r_{EC} là điện trở nhìn từ hai điểm E-C về phía trước. Theo hình vẽ:

$$R_{EC} = \frac{V_{EC}}{I_E} = \frac{h_{iE} I_B + R'_S I_B}{I_E} = \frac{h_{iE} + R'_S}{h_{fE} + 1} \quad (4-5-42)$$

chú ý đến quan hệ (4-5-4) thì (4-5-42) còn có thể viết dưới dạng: $r_{EC} = r_E + \frac{R'_S}{h_{fE} + 1}$ (4-5-42a)

trong đó $R'_S = (R_S // R_B)$ (4-5-53)

giá trị r_{EC} rất nhỏ, vì vậy R_{OC} thường chỉ cỡ mấy chục Ω . Điện trở ra rất nhỏ cũng là một đặc điểm đáng lưu ý của tầng khuếch đại C.C.

c) Độ lợi dòng điện

$$A_{iC} = \frac{I_L}{I_S} \quad (4-5-44)$$

ở ngõ ra điện áp ra xác định bởi:

$$V_L = I_L R_L = I_E R_{\sim} = (h_{fE} + 1) I_B R_{\sim} \quad (4-5-45)$$

với $R_{\sim} = \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L}$ (4-5-46)

(bỏ qua vai trò h_{oE})

Do đó: $I_L = (h_{fE} + 1) I_B \frac{R_{\sim}}{R_L} = (h_{fE} + 1) I_B \frac{R_E}{R_E + R_L}$ (4-5-47)

Tương tự, điện áp vào xác định theo I_S hoặc I_B :

$$V_i = I_S R_{iC} = I_B r_{iC} \quad (4-5-48)$$

Do đó:

$$I_S = I_B \frac{r_{iC}}{R_{iC}} = \frac{R_B + r_{iC}}{R_B} I_B \quad (4-5-49)$$

Thay (4-5-47), (4-5-49) sẽ có :

$$A_{iC} = (h_{fE} + 1) \frac{R_{iC}}{r_{iC}} \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-50)$$

Nếu có điều kiện $R_B \gg r_{iC}$ thì $R_{iC} \approx r_{iC}$ và:

$$A_{iC} \approx (h_{FE} + 1) \frac{R_{\sim}}{R_L} \quad (4-5-51)$$

Như vậy mạch khuếch đại C.C có độ lợi dòng khá lớn. Dạng của (4-5-50) và (4-5-51) gần giống dạng của (4-5-10) và (4-5-10a) của mạch E.C.

d) Độ lợi áp:

$$A_{VC} = \frac{V_L}{V_i} \quad (4-5-52)$$

Thay (4-5-45), (4-5-48), đồng thời chú ý đến quan hệ (4-5-38) sẽ có:

$$A_{VC} = \frac{(h_{FE} + 1)R_{\sim}}{r_{iC}} = \frac{(h_{FE} + 1)R_{\sim}}{h_{iE} + (h_{FE} + 1)R_{\sim}} = \frac{R_{\sim}}{R_{\sim} + \frac{h_{iE}}{h_{FE} + 1}} \approx 1 \quad (4-5-53)$$

Điều này có nghĩa là ở tầng C.C, điện áp ra đồng pha và xấp xỉ trị số với điện áp vào. Bởi lý do này, tầng khuếch đại C.C còn gọi là tầng lặp lại điện áp hoặc tầng bám theo emitter (emitter follower)

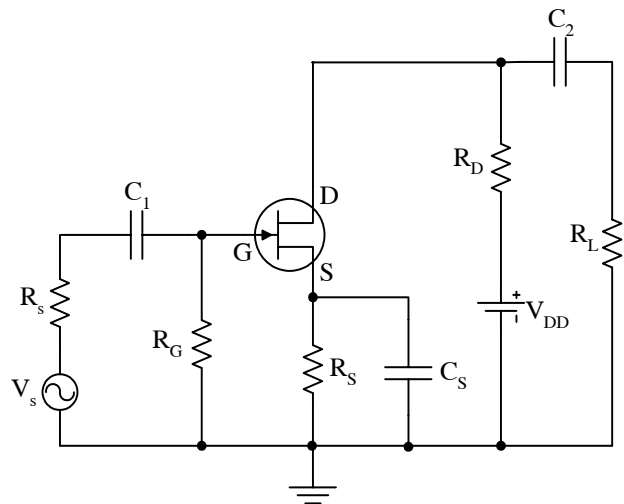
Tóm lại, tầng khuếch đại C.C có điện trở vào rất lớn, điện trở ra rất nhỏ, độ lợi dòng lớn, còn độ lợi áp xấp xỉ bằng 1. Nó thường được dùng làm tầng vào (có R_i lớn), làm tầng đệm (để phối hợp với tầng phía trước có điện trở ra lớn, và tầng phía sau có điện trở vào nhỏ) hoặc dùng làm tầng khuếch đại công suất phép tải trực tiếp (không qua biến áp).

Đặc tính tần số của tầng C.C cũng xấp xỉ như tầng E.C. Các nguyên nhân gây giảm điện áp ra ở vùng tần số thấp và vùng tần số cao vẫn tương tự.

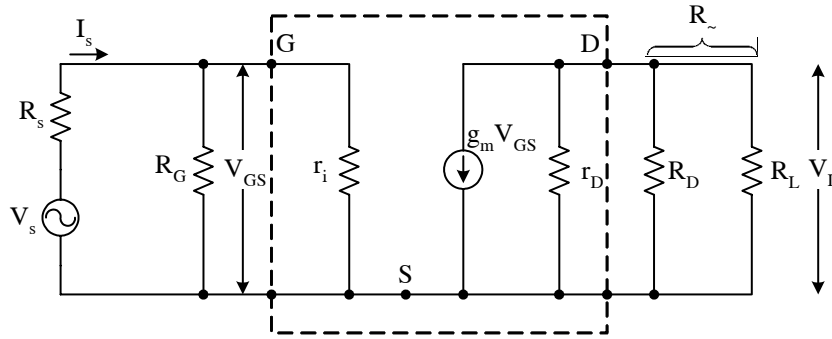
4-5-4. Tầng khuếch đại dùng JFET mắc nguồn chung (S.C)

Trên h. 4-5-9 là tầng khuếch đại dùng JFET kênh N mắc S.C, phân cực theo kiểu tự cấp (nhờ R_S). Vai trò của các tụ C_1 , C_2 , C_S cũng tương tự như các mạch ở khuếch đại E.C của BJT và ở phạm vi tần số không quá thấp, coi như chúng ngăn mạch đối với dòng xoay chiều.

Chế độ tĩnh của tầng có thể xác định theo phương pháp đồ thị hoặc giải tích (xem bài 4-3-4). Đối với tín hiệu xoay chiều biên độ nhỏ, ta thay thế JFET bằng sơ đồ tương đương (h. 2-6-7), do đó ở mạch như h. 4-5-10. Từ đó sẽ xác định được các tham số đặc trưng cho tầng khuếch đại.



Hình 4.5.9. Tầng khuếch đại dùng JFET kiểu nguồn chung



Hình 4.5.10. Mạch tương đương của tầng khuếch đại dùng JFET kiểu S.C

a) **Điện trở vào**

$$R_{iS} = (R_G // r_i) \approx R_G \quad (4-5-54)$$

Trong đó, r_i là điện trở vào của JFET (tức điện trở của chuyển tiếp P-N giữa cửa và nguồn) thường rất lớn vì chuyển tiếp này phân cực nghịch ($I_G \approx 0$)

Trên thực tế, R_{iS} thường cỡ một vài $M\Omega$

b) **Điện trở ra** (điện trở nhìn từ hai đầu tải R_L về phía trước)

$$R_{oS} = (R_D // r_D) \approx R_D \quad (4-5-55)$$

Với r_D là điện trở vi phân ngõ ra của JFET, thường có giá trị cỡ $(0,5 \div 1) M\Omega$

c) **Độ lợi áp**

$$A_{vS} = \frac{V_L}{V_{GS}} = -g_m (R_D // R_L // r_D) \quad (4-5-56)$$

Nếu $r_D \gg R_D$ thì:

$$A_{vS} \approx -g_m (R_D // R_L) = -g_m R_{\sim} \quad (4-5-57)$$

Dấu trừ thể hiện điện áp ra của mạch S.C ngược pha với điện áp vào.

Nếu xét hoạt động của mạch ở phạm vi tần số thấp thì, cũng giống như tầng khuếch đại E.C, không thể coi C_1, C_2, C_S là ngắn mạch, trên trở kháng của các tụ này sẽ có sự mất mát tín hiệu hữu ích. Mặt khác, Điện trở R_S gây hồi tiếp âm dòng điện xoay chiều. Kết quả là điện áp ra bị giảm, nghĩa là gây sai dạng tần số thấp.

Tương tự, ở phạm vi tần số cao, các điện dung liên cực C_{GS}, C_{DS} , nhất là C_{DG} , cùng các điện dung ký sinh khác sẽ gây ảnh hưởng, đồng thời hệ số g_m bị giảm theo tần số và hậu quả là điện áp ra giảm.

Như vậy đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại dùng JFET (hoặc MOSFET) sẽ bị giảm ở phạm vi tần số thấp và tần số cao (giống như h. 4-5-3).

Nếu JFET mắc theo sơ đồ máng chung (D.C) hoặc cửa chung (G.C) ta vẫn phân tích theo phương pháp tương tự. Tầng D.C vẫn có đặc điểm và ứng dụng gần như mạch C.C của BJT: điện trở vào lớn, điện trở ra nhỏ độ lợi áp xấp xỉ bằng 1 và tín hiệu ra đồng pha với tín hiệu vào.

Bài tập 4-10. Tầng khuếch đại dùng JFET kênh N mắc S.C, phân cực tự cấp. JFET có $V_p = -4\text{V}$, $I_{DSS} = 12\text{mA}$ làm việc với nguồn $E_D = 22\text{V}$, $R_D = 5\text{k}$, $R_S = 680\Omega$, $R_G = 1\text{M}\Omega$, $R_L = 5\text{k}$. Hãy xác định hồ dẫn của JFET và các tham số xoay chiều của tầng khuếch đại.

Giải

Dùng phương pháp giải tích hoặc đồ thị xác định làm việc của tầng (xem 4-3-3). Giả thiết, tìm được:

$$I_{DQ} = 3\text{mA}, V_{GSQ} = -2\text{V}, V_{DSQ} = 5\text{V}$$

Từ đó áp dụng (2-6-4) và (2-6-5) sẽ tính được:

$$g_{m.\text{max}} = 2 \frac{I_{DSS}}{|V_p|} = 2 \cdot \frac{12}{4} = 4 \text{ mA/V}$$

$$g_m \approx g_{m.\text{max}} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p} \right) = 6 \left(1 - \frac{2}{4} \right) = 3 \text{ mA/V}$$

Độ lợi áp của tầng (giả thiết $r_D \gg R_D$) xác định theo (4-5-57)

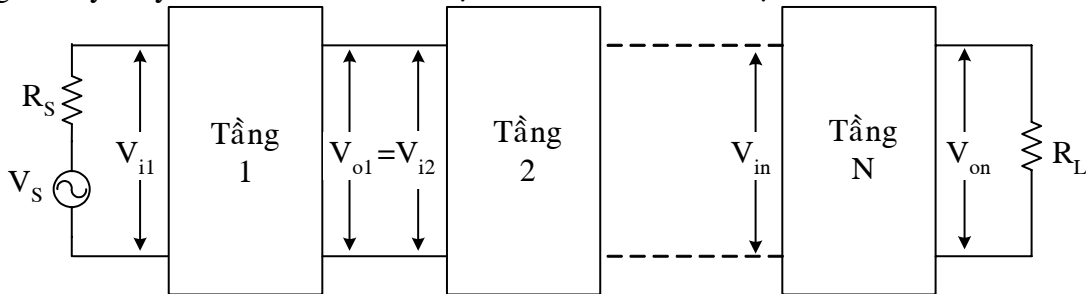
$$A_{SV} = -g_m (R_D // R_L) = -3 \cdot (5\text{K} // 5\text{K}) = -7,5$$

Điện trở vào của tầng $R_i \approx R_G = 1\text{M}\Omega$

Điện trở ra: $R_o \approx R_D = 3\text{K}\Omega$

4-6. CÁC DẠNG GHEP TẦNG

Ở tiết trên, chúng ta đã làm quen với một số tầng khuếch đại. Hình thức mạch điện của các tầng này có thể không giống nhau, sử dụng linh kiện khác nhau, ..., nhưng một cách tổng quát, ta luôn luôn coi chúng như những mạng 4 cực (hai cực vào và hai cực ra). Mỗi mạng được đặc trưng bởi các thông số cơ bản: trở kháng vào, trở kháng ra, độ lợi dòng, độ lợi áp, v.v... và thông thường, các thông số này thay đổi theo điểm làm việc và theo tần số tín hiệu.



Hình 4.6.1. Bộ khuếch đại nhiều tầng

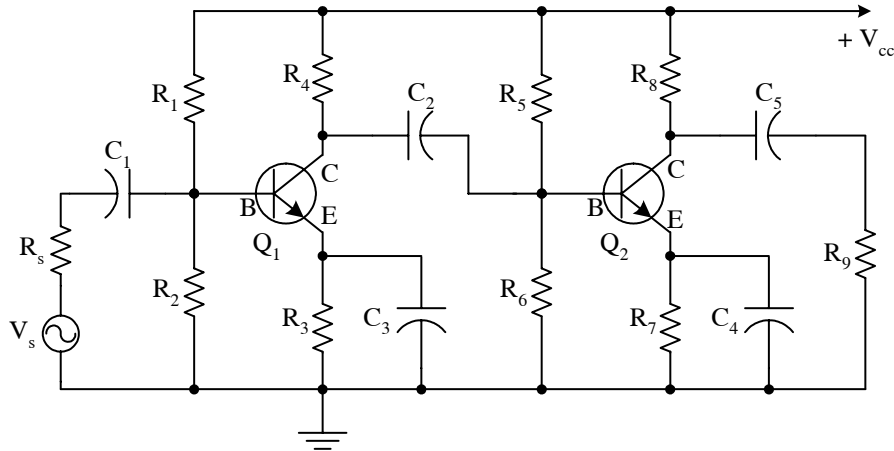
Một thiết bị khuếch đại bao gồm nhiều tầng khuếch đại. Việc ghép nối giữa các tầng thường thực hiện một cách liên tiếp: ngõ ra của tầng này đối với ngõ vào của tầng sau (h. 4-6-1). Như vậy tín hiệu ra của tầng trước đóng vai trò tín hiệu vào của tầng sau, điện trở vào của tầng sau làm nhiệm vụ tải của tầng trước. Độ lợi chung toàn thiết bị sẽ là tích của độ lợi từng tầng:

$$A_V = \frac{V_{ON}}{V_{i1}} = \frac{V_{O1}}{V_{i1}} \cdot \frac{V_{O2}}{V_{O1}} \cdot \frac{V_{O3}}{V_{O2}} \dots \frac{V_{on}}{V_{on-1}} = A_{V1} \cdot A_{V2} \dots A_{Vn} \quad (4-6-1)$$

Linh kiện thực hiện sự ghép tầng có thể là tụ điện, điện cảm, biến áp, v.v... Dưới đây sẽ khảo sát từng dạng ghép.

4-6-1 Ghép điện trở - điện dung (ghép RC)

Hình 4-6-2 giới thiệu hai tầng khuếch đại ghép với nhau qua tụ C_2 tương tự, nguồn tín hiệu V_s ghép với tầng thứ nhất qua tụ C_1 , còn tầng Q_2 ghép với tải R_9 qua tụ C_5 . Kiểu ghép như vậy gọi là R.C.



Hình 4.6.2. Bộ khuếch đại hai tầng ghép R.C

Loại ghép này có chế độ là chế độ tĩnh của các tầng cách biệt nhau, không ảnh hưởng lẫn nhau. Khi các tụ ghép có điện dung khá lớn (tức trở kháng đủ nhỏ) tín hiệu xoay chiều truyền qua chúng một cách dễ dàng.

Việc khảo sát bộ khuếch đại nhiều tầng (xác định điểm tĩnh, tính các thông số cơ bản v.v...) sẽ tiến hành lần lượt cho từng tầng, theo thứ tự từ sau ra trước. Để tính toán thông số xoay chiều của các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, ta vẫn dùng phương pháp quen thuộc: đầu tiên, xét ở phạm vi tần số trung bình, lập sơ đồ tương đương đơn giản hoá (coi các tụ nối tầng như ngắn mạch, bỏ qua các điện dung ký sinh...) rồi tính ra các thông số cần thiết. Sau đó xét cho phạm vi tần số thấp (trở kháng các tụ không còn lớn) và phạm vi tần số cao (xét với vai trò các tụ ký sinh và sự thay đổi theo tần số của các tham số transistor như α , β ...)

Đặc tuyến tần số của bộ khuếch đại nhiều tầng ghép RC là tổng hợp các đặc tuyến tần số của từng tầng (ví dụ xem h. 4-5-3). Nguyên nhân làm sụt đặc tuyến này ở tần số thấp và tần số cao vẫn tương tự. Điều đáng lưu ý là: do có nhiều tầng, nhiều nhân tố gây ảnh hưởng cho nên đặc tuyến tần số của toàn thiết bị sẽ xấu hơn (bị giảm sút nhiều hơn) so với đặc tuyến của mỗi tầng thành viên.

Ngoài ảnh hưởng đến đặc tuyến tần số, các tụ điện và điện cảm chứa trong mạch (kể cả tụ ký sinh) còn gây nên sự lệch pha giữa điện áp ra và điện áp vào, đặc trưng với độ méo pha

Bài tập 4-11. Bộ khuếch đại hai tầng ghép R.C như h. 4-6-2. Biết Q_1 có $h_{FE1} = 50$, $h_{iE1} = k\Omega$, $h_{oE1} \approx h_{rE1} \approx 0$; Q_2 có $h_{FE2} = 40$, $h_{iE2} = 700\Omega$, $h_{oE2} \approx h_{rE2} \approx 0$.

Giá trị các điện trở như sau: $R_1 = 33k$, $R_2 = 4,7k$, $R_3 = 680\Omega$, $R_4 = 2k$, $R_5 = 20k$, $R_6 = 5k$, $R_7 = 300\Omega$, $R_8 = 2k$, $R_9 = 3k$, $V_{CC} = 12$. tụ $C_1 \div C_5$ coi như rất lớn.

Hãy tính R_i , R_o , A_i , A_v của toàn mạch ở phạm vi tần số trung bình.

Giải

Trước hết xét tầng Q_2 . Ở phạm vi tần số trung bình (bỏ qua các điện dung ký sinh và coi h_{FE} chưa thay đổi theo tần số), lập sơ đồ tương đương (tương tự h. 4-5-1b) và vận dụng các công thức (4-5-1) ÷ (4-5-14) sẽ tính được tham số:

$$R_{B2} = (R_5 // R_6) = (20k // 5k) = 4k; \quad R_{\sim 2} = (R_8 // R_9) = (2k // 3k) = 1,2k$$

Điện trở vào tầng Q_2 : $R_{i2} = (R_{B2} // h_{iE2}) = (4K // 0,7K) \approx 600\Omega$

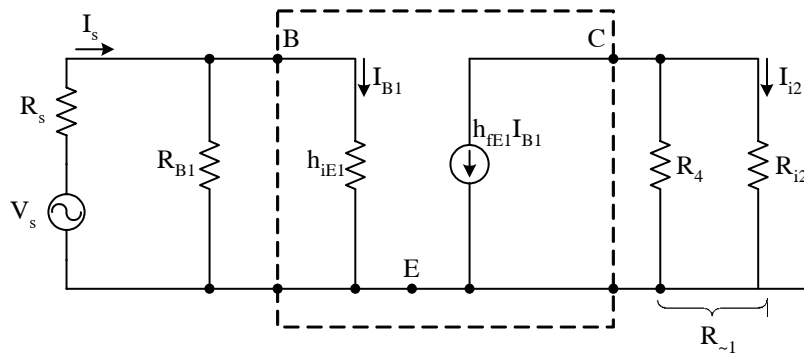
Điện trở ra của tầng Q_2 (cũng là điện trở ra chung của bộ khuếch đại):

$$R_O = R_{O2} = R_8 = 2K$$

Độ lợi của dòng tầng Q_2 (tỷ số giữa dòng qua tải và dòng qua tụ C_2)

$$A_{i2} = \frac{I_L}{I_{i2}} = h_{FE2} \frac{R_{i2}}{h_{iE2}} \cdot \frac{R_{\sim}}{R_L} = |A_{V2}| \cdot \frac{R_{i2}}{R_L} = 68 \cdot \frac{600}{3000} = 13,6$$

Sơ đồ tương đương của tầng Q_1 , kể cả điện trở vào tầng Q_2 , ở phạm vi tần số trung bình sẽ như h. 4-6-3, trong đó:



Hình 4.6.3. Sơ đồ tương đương tầng Q_1

$$R_{B1} = (R_1 // R_2) = (33k // 4,7 k) \approx 4,1k$$

$$R_{\sim 1} = (R_4 // R_{i2}) = (2k // 0,6k) = 460 \Omega$$

Điện trở vào của tầng Q_1 (cũng là điện trở vào của bộ khuếch đại):

$$R_i = R_{i1} = (R_{B1} // h_{iE1}) = (4,1K // 1K) \approx 800\Omega$$

Độ lợi áp tầng Q_1 : $A_{V1} = - h_{FE1} \frac{R_{\sim 1}}{h_{iE1}} = -50 \frac{460}{1000} = -23$

Độ lợi dòng tầng Q_1 (tỷ số giữa dòng qua tụ C_2 và dòng tín hiệu I_S):

$$A_{i1} = \frac{I_{i2}}{I_S} = h_{FE1} \frac{R_{i1}}{h_{iE1}} \cdot \frac{R_{\sim 1}}{R_{i2}} = |A_{V1}| \cdot \frac{R_{i1}}{R_{i2}} = 23 \cdot \frac{800}{600} \approx 31$$

Như vậy bộ khuếch đại hai tầng có:

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = 23 \cdot 68 = 1564$$

$$A_i = A_{i1} \cdot A_{i2} = 31 \cdot 13,6 \approx 420$$

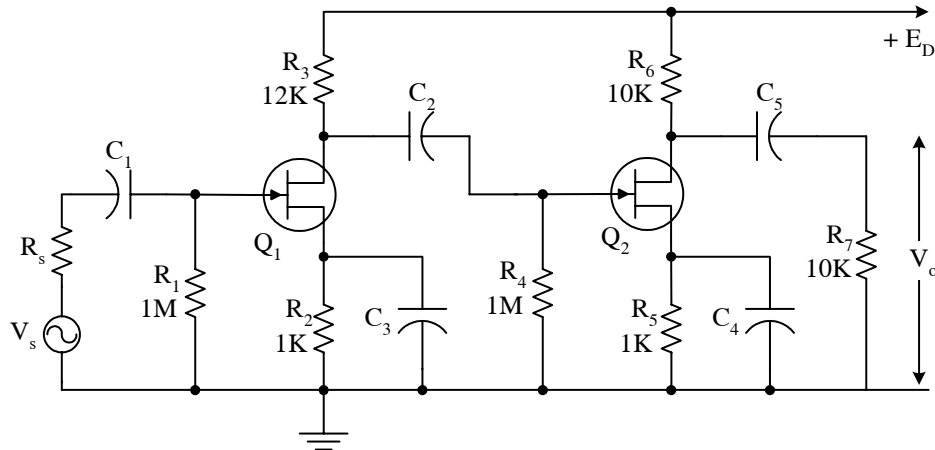
$$R_i = 800 \Omega$$

$$R_o = 2 \text{ K}$$

Các số liệu trên đây chỉ đúng cho trường hợp tín hiệu thuộc phạm vi tần số trung bình (không quá thấp hoặc quá cao)

Bài tập 4-12. Bộ khuếch đại hai tầng dùng JFET kênh N, mắc S.C (nguồn chung) phân cực tự cấp như h. 4-6-4. Biết tham số của JFET: $g_m = 3 \text{ mA/V}$, $r_D = 30 \text{ K}\Omega$

Các điện trở có giá trị như ghi trên hình vẽ. Các tụ điện coi như rất lớn. Hãy xác định các thông số xoay chiều (R_i , R_o , A_v) của mạch ở tần số trung bình.

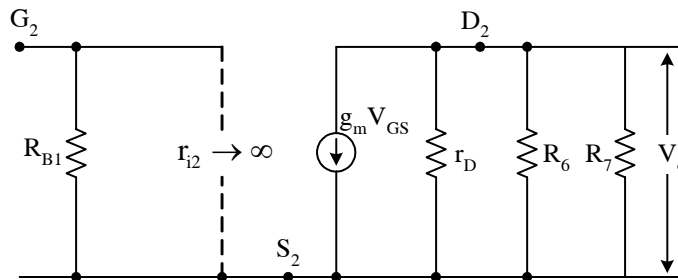


Hình 4.6.4. Bộ khuếch đại hai tầng dùng JFET

Giải:

Mạch tương đương đối với tín hiệu xoay chiều (tần số trung bình) của tầng Q_2 như h. 4-6-5. Độ lợi áp của tầng này:

$$A_{v2} = -g_m (r_D // R_6 // R_7) = -3 (30\text{K} // 10\text{K} // 10\text{K}) \approx -13$$



Hình 4.6.5. Mạch tương đương tầng Q_2

Điện trở vào của tầng Q_2 (coi chuyển tiếp P-N phân cực nghịch có điện trở rất lớn)

$$R_{i2} \approx R_4 = 1\text{M}\Omega$$

Điện trở ra tầng Q_2 và cũng là của bộ khuếch đại:

$$R_o = R_{o2} = (R_6 // r_D) = (10\text{K} // 30\text{K}) = 7,5\text{K}$$

Mạch tương đương của tầng Q_1 (kể cả vai trò điện trở vào tầng Q_2) như h. 4-6-6.

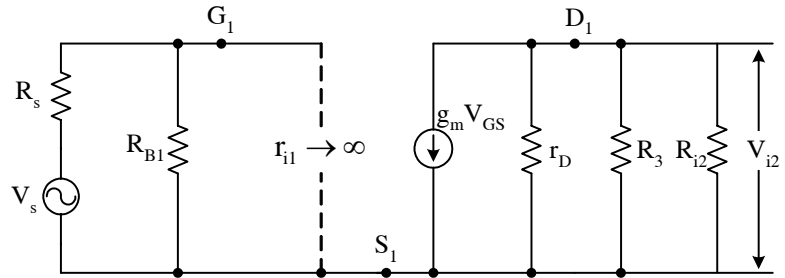
Điện trở vào của tầng này (đồng thời là điện trở vào của bộ khuếch đại) sẽ là:

$$A_{V1} = -g_m (r_D // R_3 // R_{i2}) = -3 (30K // 12K // 1M) = -25,7$$

Độ lợi áp chung toàn bộ khuếch đại.

$$A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = 25,7 \cdot 13 = 334$$

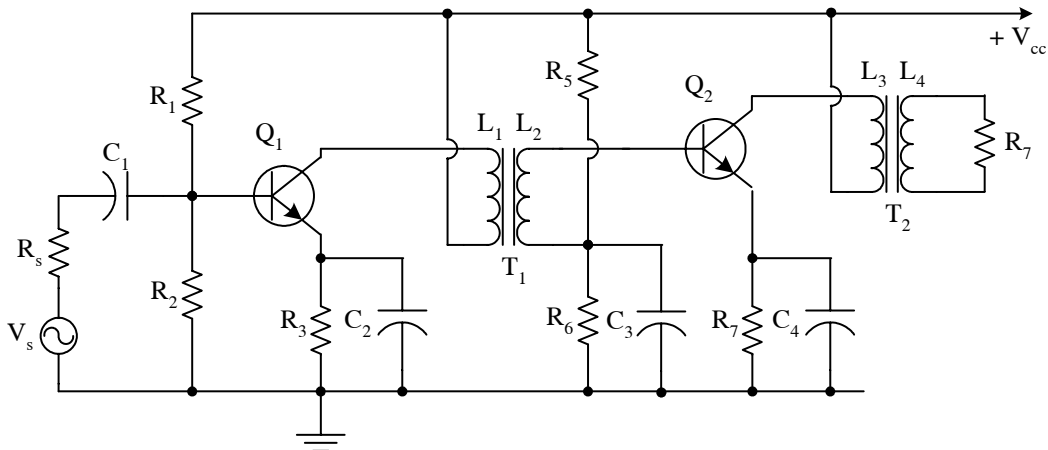
Nếu tín hiệu có số tương đối thấp, không thể bỏ qua trở kháng các tụ $C_1 \div C_5$ và tác dụng hồi tiếp âm của R_2, R_5 , khiến độ lợi A_V và điện áp ra V_o sẽ giảm (gây méo tần số thấp). Ngược lại nếu tín hiệu có tần số cao thì trên sơ đồ tương đương phải bổ sung thêm các điện dung liên cực C_{GS}, C_{GD} , và điện dung ký sinh của các gậy nối, đồng thời chú ý cả các hiện tượng hỗ dẫn g_m giảm theo tần số. C_{GD} còn gây hồi tiếp âm điện áp. Kết quả là điện áp ra giảm ở phạm vi tần số cao (méo tần số cao). Các tụ nối tầng và tụ liên cực cũng gây cả méo pha cho bộ khuếch đại.



Hình 4.6.6. Mạch tương đương tầng Q_1

4-6-2. Ghép biến áp

Hình 4-6-7 giới thiệu một bộ khuếch đại hai tầng, ghép bằng biến áp T_1 . Tương tự, tầng Q_2 ghép với tải (hoặc với tầng sau) qua biến áp T_2 . Mỗi tầng đều được phân cực kiểu phân áp (dùng R_1, R_2, R_3, R_4, R_5) có ổn định dòng điện tĩnh (nhờ R_3, R_6). Tín hiệu V_s , sau khi được Q_1 khuếch đại, đưa đến cuộn sơ cấp L_1 của biến áp T_1 và hồ cảm sang cuộn thứ cấp L_2 . Điện áp này lại dẫn tới hai cực B-E của Q_2 để khuếch đại tiếp (tụ C_3 và C_4 ngắn mạch phần tín hiệu xoay chiều hạ trên R_5, R_6 , nhờ đó toàn bộ điện áp thu được trên L_2 đều được đặt vào Q_2).



Hình 4.6.7. Bộ khuếch đại hai tầng ghép biến áp

Như vậy, điện áp trở R_7 là tải của Q_2 thông qua biến áp T_2 , điện trở vào của tầng Q_2 đóng vai trò tải của tầng Q_1 thông qua biến áp T_1 .

Gọi số vòng dây của các cuộn biến áp L_1, L_2, L_3, L_4 là W_1, W_2, W_3, W_4

$$n_1 = \frac{W_2}{W_1} \quad (4-6-2)$$

$$n_2 = \frac{W_4}{W_3} \quad (4-6-3)$$

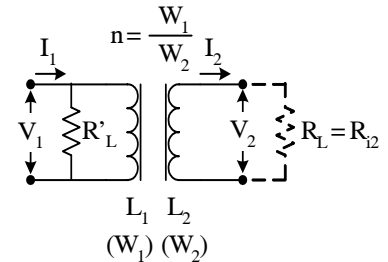
là hệ số biến áp của T_1 và T_2

Xét biến áp T_1 làm ví dụ (h. 4-6-8)

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{1}{n_1} \quad (4-6-4)$$

Tải R_L mắc vào cuộn L_2 chính là do điện áp trở vào tầng Q_2 tạo nên (R_{i2}). Nếu biến áp và lý tưởng (không tổn hao) thì có quan hệ.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{n_1} \quad (4-6-5)$$



Hình 4.6.8. Biến áp T_1 và tải phản ánh về sơ cấp R'_L

Công suất tiêu thụ trên tải ở cuộn thứ cấp L_2 :

$$P_2 = V_2 I_2 = \frac{V_2^2}{R_L} \quad (4-6-6)$$

Năng lượng này lấy từ bên sơ cấp, cho nên việc mắc tải R_L vào thứ cấp tương đương với hiện tượng mắc thêm điện trở R'_L vào cơ cấp, sao cho công suất tiêu thụ trên R'_L đúng bằng P_2 :

$$\frac{V_1^2}{R'_L} = P_2 \quad (4-6-7)$$

R'_L gọi là điện trở phản ánh về sơ cấp của R_L . Từ (4-6-7), thay P_2 theo (4-6-6) sẽ rút ra

$$R'_L = R_L \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2 = \frac{R_L}{n_1^2} \quad (4-6-8)$$

Công thức này cho thấy: với một điện trở tải R_L đã cho, ta có thể thay đổi điện áp n_1 (bằng cách thay đổi số vòng dây W_1, W_2 của biến áp) để cho giá trị tải phản ánh về sơ cấp R'_L đạt giá trị ngoài ý muốn. Người ta lợi dụng tính chất này để dùng điện áp biến đổi điện trở vào của tầng sao cho bằng với điện trở tải tối ưu của tầng phía trước (gọi là: phối hợp trở kháng giữa tầng sau và tầng trước). Lý thuyết mạch và chứng minh rằng: trong điều kiện phối hợp trở kháng như vậy thì công suất tín hiệu truyền từ tầng trước tới tầng sau sẽ đạt được cực đại.

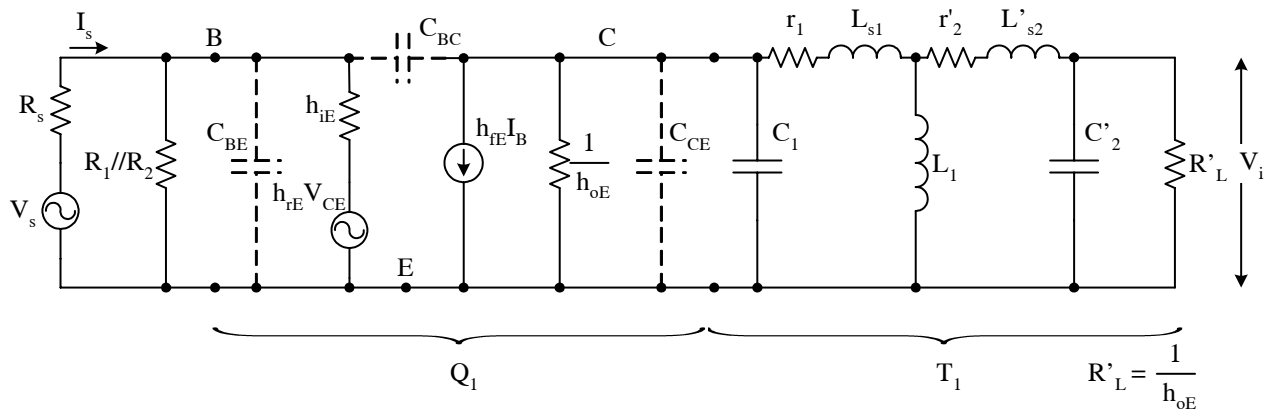
Chẳng hạn với mạch ở h. 4-6-7, Dựa vào đặc tuyến tĩnh của BJT ta biết transistor Q_1 đòi hỏi một giá trị tải tối ưu nào đó, ký hiệu là R_{Lopt} . Mặt khác, từ hai đầu cuộn sơ cấp L_1 nhìn về phía sau sẽ có điện trở phản ánh R'_L xác định theo (4-6-8) (R'_L mắc song song với trở kháng cuộn sơ cấp ωL_1 , nhưng do $\omega L_1 \gg R'_L$ nên vai trò ωL_1 được bỏ qua). Nếu chọn hệ số n_1 sao cho hai điện trở nêu trên bằng nhau:

$$R_{Lopt} = R'_L \quad (4-6-9)$$

thì như vậy đã thực hiện được sự phối hợp trở kháng, tầng khuếch đại Q_1 đã có được giá trị tải tối ưu đúng như nó đòi hỏi và công suất tín hiệu truyền từ Q_1 qua Q_2 đạt được lớn nhất.

Ngoài ưu điểm trên đây, cách ghép biến áp vẫn thể hiện được sự cách ly chế độ tĩnh giữa các tầng (tương tự ghép RC). Điện trở các cuộn sơ cấp, thứ cấp đối với dòng một chiều (ký hiệu r_1, r_2) thường rất nhỏ, hạ áp một chiều trên chúng là không đáng kể, vì vậy ghép biến áp tận dụng được điện áp nguồn đưa vào cực C (hoặc cực B) của transistor. Tuy nhiên dùng biến áp cũng có nhược điểm là công kênh, đáp tuyến tần số thường không bằng phẳng, dễ gây méo tần số thấp, méo tần số cao và cả méo phi tuyến.

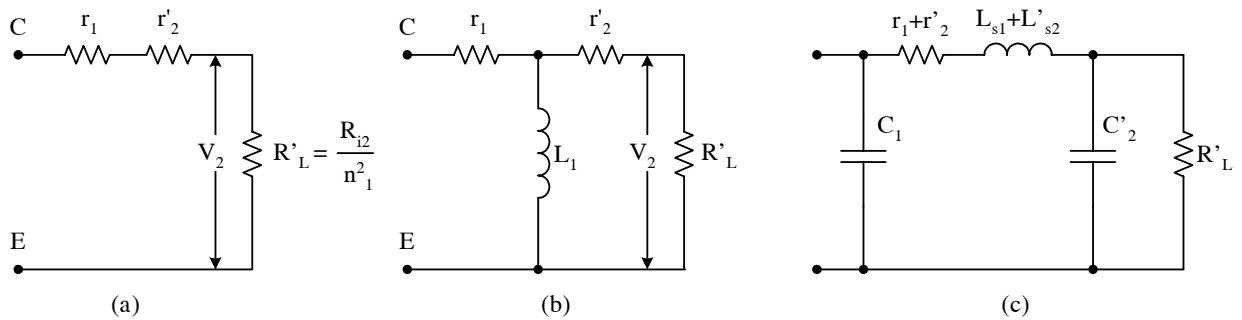
Sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ của tầng Q_1 , kể cả biến áp T_1 , như h. 4-6-9. Phần mạch tương đương của biến áp đã được quy về bên sơ cấp. R_1, L_1 là điện trở tổn hao và điện cảm của cuộn sơ cấp. C_1 là điện dung ký sinh và L_{s1} là điện cảm rò của nó (tương trưng cho các từ thông rò rỉ ra môi trường xung quanh) R'_L là điện trở phản ánh về bên sơ cấp của điện trở vào tầng Q_2 . Tương tự, r'_2, L'_{s2} và C'_2 là điện trở tổn hao, điện cảm rò và điện dung ký sinh của cuộn thứ cấp phản ánh về bên sơ cấp.



Hình 4.6.9. Mạch tương đương của tầng Q_1

Ở phạm vi tần số trung bình, người ta thường bỏ qua vai trò của L_{s1}, L_{s2}, C_1, C_2 (cũng như bỏ qua vai trò C_{BE}, C_{BC}, C_{CE} ở transistor) đồng thời coi trở kháng ωL_1 là vô cùng lớn (do đó bỏ qua vai trò mắc song song của L_1). Vì vậy phản ánh tương đương của biến áp sẽ như h. 4-6-10a, trong đó $R'_L \gg r_1 + r'_2$

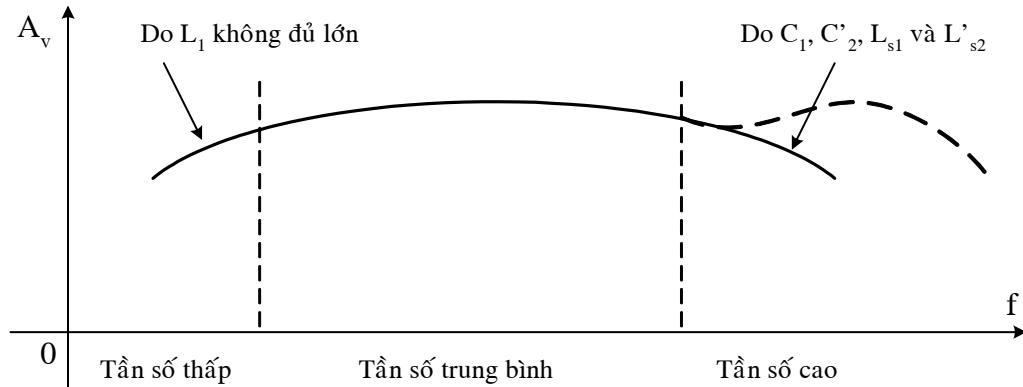
Ở phạm vi tần số cao, vai trò mắc song song của ωL_1 có giá trị hữu hạn, không thể bỏ qua vai trò mắc song song của nó, mạch tương đương của biến áp sẽ như h. 4-6-10b. Rõ ràng là tần số càng thấp, trở kháng ωL_1 càng nhỏ nên điện áp ra V_2 càng giảm. Như vậy do giá trị của L_1 không đủ lớn nên đã gây méo tần số trong phạm vi tần số thấp.



Hình 4.6.10. Mạch tương đương của biến áp ở tần số trung bình (a), ở tần số thấp (b) và ở tần số cao (c)

Ở phạm vi tần số cao, vai trò mắc song song của ωL_1 có thể bỏ qua, nhưng vai trò mắc song song nối tiếp của ωL_1 và L'_{s2} , cũng như các trở kháng song song do C_1, C'_2 (và C_{BE}, C_{CE}, C_{BC} của BJT) gây nên không thể không để ý tới. Mạch tương đương sẽ như h. 4-6-10c. Tần số càng cao, tác dụng phân nhánh của các tụ điện càng rõ rệt, khiến điện áp ra càng giảm (méo tần số cao).

Đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại ghép biến áp, như h. 4-6-11. trong trường hợp giá trị R'_L lớn, tụ C'_2 còn có thể cộng hưởng với điện áp rò ($L_{s1} + L'_{s2}$) tại một tần số khá cao nào đó, khiến cho đáp tuyến tần số vồng lên tại vùng này (vẽ nét đứt trên h. 4-6-11).



Hình 4.6.11. Đáp tuyến tần số của tầng khuếch đại ghép biến áp

Bài tập 4-13. Bộ khuếch đại hai tầng khuếch biến áp như h. 4-6-7. $V_{CC} = 12V$. biết Q_1, Q_2 có $h_{FE1} = 50, h_{FE2} = 40, h_{iE1} = 1K, h_{iE} = 500\Omega, h_{rE1} \approx h_{rE2} \approx 0, h_{oE1} = 10^{-2} mA/V, h_{oE2} = 2.10^{-2} mA/V, R_1 = 33K\Omega, R_2 = 4,7K\Omega, R_3 = 680\Omega, R_4 = 27K\Omega, R_5 = 6,8K\Omega, R_6 = 330\Omega$. Hệ số điện áp $n_1 = 0,2, n_2 = 0,1$. Tính độ lợi áp toàn mạch ở tần số trung bình.

Giải

Các điện trở phân cực dùng cho việc xác định điểm làm việc tĩnh. Dưới đây chỉ tính toán hệ số khuếch đại điện áp xoay chiều.

Điện trở phản ánh về sơ cấp của tải R_7 là:

$$R'_7 = \frac{R_7}{n_2^2} = \frac{8}{(0,1)^2} = 800\Omega$$

Như vậy, tải xoay chiều của tầng Q_2 là:

$$R_{\sim 2} = \left(\frac{1}{h_{oE2}} // R'_7 \right) = (50k // 0,8k) \approx 800\Omega$$

Độ lợi áp của tầng Q_2 , xác định theo (4-5-14):

$$A_{V2} = -h_{FE2} \frac{R_{\sim 2}}{h_{iE2}} = -40 \frac{800}{500} = -64$$

Điện trở vào của tầng Q_2 (cũng là tải ở thứ cấp biến áp T_1):

$$R_{i2} = h_{iE2} = 500\Omega$$

(Với cách mắc của trên hình 4-6-7, và R_4 và R_5 không song song với R_{i2} và bị C_3 ngắn mạch).
Điện trở tải phản ánh về sơ cấp biến áp T_1 :

$$R'_{i2} = \frac{R_{i2}}{n_1^2} = \frac{0,500K\Omega}{(0,2)^2} = 12,5K\Omega$$

Độ lợi áp của tầng Q_1 :

$$A_{v1} = -h_{FE1} \frac{\left(\frac{1}{h_{OE1}} // R'_2 \right)}{h_{iE1}} = -50 \frac{(100K // 12,5K)}{1} = -550$$

Như vậy độ lợi chung của toàn bộ khuếch đại, kể từ cực B của Q_1 cho đến tải R_7 sẽ là:

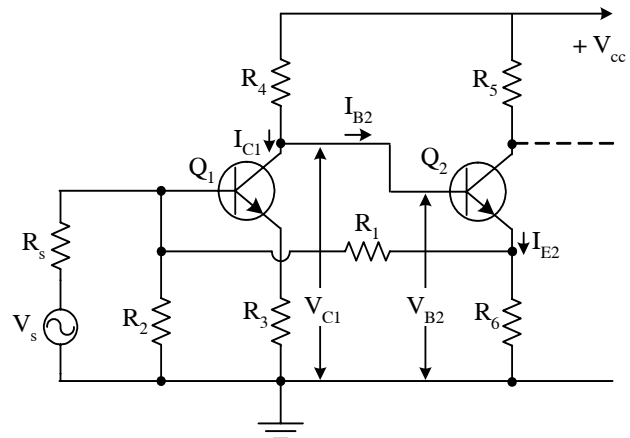
$$A_V = A_{v1} \cdot n_1 \cdot A_{v2} \cdot n_2 = 64 \cdot 0,2 \cdot 550 \cdot 0,1 = 704$$

4-6-3. Ghép trực tiếp

Để khuếch đại các tín hiệu một chiều hoặc tần số rất thấp (tín hiệu biến thiên chậm) không thể ghép tầng bằng tụ điện hoặc biến áp mà người ta nối trực tiếp ngõ ra tầng trước với ngõ vào tầng sau. Trên h. 4-6-12 là một ví dụ về kiểu ghép này.

Với cách ghép trực tiếp, chế độ tĩnh của các tầng liên quan mật thiết với nhau. Hiện tượng không ổn định điểm làm việc của tầng này sẽ gây ra sự xô dịch điểm làm việc của tầng kia và do đó làm thay đổi điện áp ra. Vì vậy người ta thường thực hiện hồi tiếp để hạn chế “sự trôi điểm tĩnh” vừa nêu.

Trên mạch ở h. 4-6-12, R_3 R_6 là các điện trở ổn định dòng tĩnh của từng transistor (hồi tiếp âm dòng điện nối tiếp). Dòng emitter của Q_2 gây nên điện áp một chiều trên R_6 . Chính điện áp này phân cực cho Q_1 (thông qua bộ phận áp $R_1 - R_2$).



Hình 4.6.12. Bộ khuếch đại hai tầng ghép trực tiếp

Cách phân cực nhờ hồi tiếp từ Q_2 về Q_1 như vậy sẽ tự động ổn định dòng tĩnh của các transistor. Thật vậy, do bản chất của transistor, khi nhiệt độ môi trường tăng thì các tham số I_{CEO} , I_{CBO} , α , β , ... sẽ tăng khiến dòng I_C , I_E tăng và điểm làm việc mất ổn định. Đối với h. 4-6-12, nếu nhiệt độ làm việc I_{E2} tăng thì điện áp trên R_6 tăng, do đó (thông qua nhân áp $R_1 - R_2$) điện áp phân cực cho Q_1 sẽ tăng và dòng I_{C1} tăng. Nhưng do ghép trực tiếp:

$$V_{B2} = V_{C1} = V_{CC} - (I_{C1} + I_{B2}) R_4 \quad (4-6-10)$$

cho nên khi I_{C1} tăng thì V_{B2} giảm. Điện áp phân cực này giảm sẽ làm I_{E2} và I_{C2} giảm, nghĩa là hạn chế sự tăng dòng tĩnh của Q_2 do nhiệt độ gây ra.

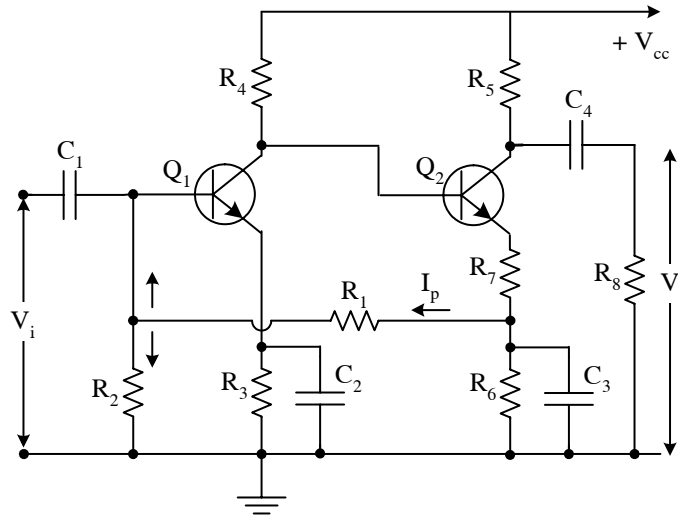
Như vậy mạch ghép trực tiếp có hồi tiếp trên đây có điểm làm việc khá ổn định. Độ lợi áp của mạch cũng khá cao. Dễ dàng chứng minh được rằng:

Khi $R_4 \gg R_{i2}$ thì:

$$A_v \approx h_{FE1} h_{FE2} \frac{R_{L2}}{R_{i1}} \quad (4-6-11)$$

Trong đó R_{L2} là tải của tầng Q_2 , R_{i1} là điện trở vào của tầng Q_1 .

Bài tập 4-14. Cho bộ khuếch đại tần số thấp ($f = 1000 \text{ Hz}$), hai tầng ghép trực tiếp h. 4-6-13. $V_{CC} = 12\text{V}$. Q_1 có $\beta_1 = 50$, làm việc với $I_{C1} = 1 \text{ mA}$, $V_{CE1} = 4\text{V}$. Q_2 có $\beta_2 = 40$, $I_{C2} = 1,5 \text{ mA}$, $V_{CE2} = 4\text{V}$. tải $R_8 = 5\text{K}$. Hãy xác định các điện trở trong mạch và tính độ lợi áp của bộ khuếch đại.



Hình 4.6.13.

Giải

Xuất phát từ yêu cầu ổn định điểm làm việc; chọn điện thế cực emitter của Q_1 (so với đất) là $V_{E1} = 1\text{V}$.

Giả sử Q_1, Q_2 đều có $V_{BE} = 0,7\text{V}$. do đó:

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE1} = 1 + 0,7 = 1,7\text{V}$$

$$V_{C1} = V_{E1} + V_{CE1} = 1 + 4 = 5\text{V}$$

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = 5\text{V} - 0,7\text{V} = 4,3\text{V}$$

$$V_{C2} = V_{E2} + V_{CE2} = 4,3 + 4 = 8,3\text{V}$$

$$R_5 = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{I_{C2}} = \frac{12 - 8,3}{1,5} \approx 2,5\text{k}\Omega$$

Giả thiết dòng I_p qua R_1 là rất nhỏ so với dòng I_{E2} (bỏ qua tác dụng rẽ dòng của R_1) thì:

$$E_6 + R_7 \approx \frac{V_{E2}}{I_{E2}} \approx \frac{V_{E2}}{I_{C2}} = \frac{4,3}{1,5} = 2,86\text{k}\Omega$$

Tụ C_3 ngắn mạch điện áp xoay chiều trên R_6 , chỉ còn R_7 có tác dụng hồi tiếp tín hiệu xoay chiều. Chọn $R_7 = 60\Omega$ (R_7 càng lớn, tác dụng hồi tiếp âm càng mạnh, các tính năng như độ ổn định

điểm làm việc, độ méo phi tuyến v.v...càng được cải thiện, nhưng độ lợi áp càng giảm). Do đó $R_6 \approx 2,8 \text{ k}\Omega$

Điện áp hạ trên R_6 :

$$V_{R6} = I_{E2} \cdot R_6 = 1,5 \cdot 2,8 = 4,2\text{V}$$

Dòng
$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{1\text{mA}}{50} = 0,02\text{mA}$$

Để đảm bảo Q_1 làm việc ổn định, thường chọn dòng qua R_1, R_2

$$I_P = (5 \div 10)I_{B1} \quad \text{chẳng hạn chọn } I_P = 0,2 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{V_{B1}}{I_P - I_{B1}} \approx \frac{V_{B1}}{I_P} = \frac{1,7}{0,2} = 8,5\text{k}\Omega$$

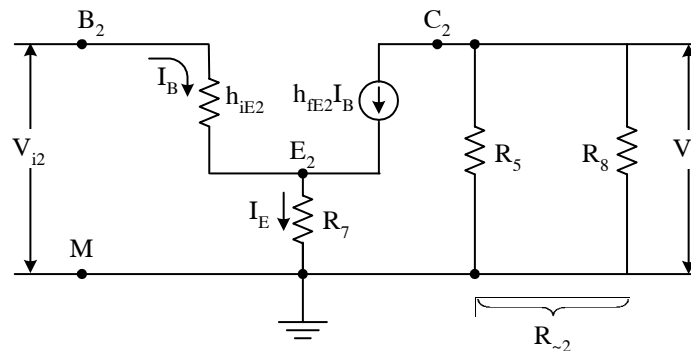
$$R_1 = \frac{V_{R6} - V_{B1}}{I_P} = \frac{4,2 - 1,7}{0,2} = 12,5\text{k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{E1}}{I_{E1}} = \frac{1\text{V}}{1\text{mA}} = 1\text{k}\Omega$$

Nếu coi dòng $I_{B2} \ll I_{O1}$ thì:

$$R_4 \approx \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1}} = \frac{12 - 5}{1} = 7\text{k}\Omega$$

Để xác định tham số xoay chiều, Trước hết vẽ mạch tương đương xoay chiều của tầng (h. 4-6-14). Tụ C_3, C_4 coi như ngắn mạch đối với thành phần xoay chiều.



Hình 4.6.14. Mạch tương đương của tầng Q_2

Điện trở vào của tầng này:

$$R_{i2} = \frac{V_{B_2M}}{I_B} = h_{ie2} + (h_{fe2} + 1)R_7$$

Trong đó:

$$h_{ie2} = r_{B2} + (h_{fe2} + 1)r_{E2} \approx (\beta_2 + 1) \frac{25}{I_{E2}} = 41 \frac{25}{1,5} \approx 680\Omega$$

Vậy:

$$R_{i2} = 680 + 41.60 = 680 + 2460 = 3140\Omega$$

Tải xoay chiều của tầng Q₂:

$$R_{\sim 2} = (R_5 // R_8) = (2,5 // 5) = 1,6K\Omega$$

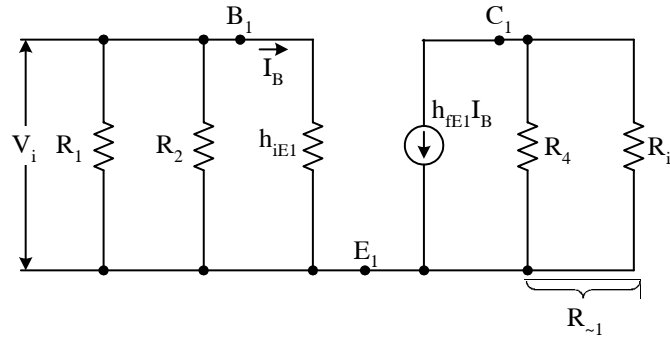
Độ lợi áp tầng Q₂:

$$A_{V2} = -h_{FE2} \frac{R_{\sim 2}}{R_{i2}} = -40 \frac{1,6}{3,14} = -20,3$$

(Đối với tầng khuếch đại có r_E mắc ở emitter (trường hợp h. 4-6-14 là R₇) khi tính toán gần đúng thường coi: (h_{FE} + 1) R_E >> h_{iE}. Do đó tính điện trở vào theo công thức : R_i ≈ h_{FE} kết quả A_V = -h_{FE}

$$\frac{R_{\sim}}{R_i} \approx \frac{R_{\sim}}{R_E}. \text{ Áp dụng cho hình 4-6-14: } A_{V2} = -\frac{R_{\sim 2}}{R_7} = -\frac{1,6}{0,06} = -26)$$

Sơ đồ tương đương của tầng Q₁ như h. 4-6-15.



Hình 4.6.15. Mạch tương đương của tầng Q₁

Tải xoay chiều của tầng này:

$$R_{\sim 1} = (R_4 // R_{i2}) = (7K\Omega // 3,14K\Omega) = 2,16K\Omega$$

Độ lợi áp A_{V1}:

$$A_{V1} = -h_{FE1} \frac{R_{\sim 1}}{h_{iE}} = -50 \frac{2,16}{1,25} = -86$$

$$\text{Trong đó } h_{iE1} \approx (\beta_1 + 1) \frac{25}{I_{E1}} = 50 \frac{25}{1} = 1,25k$$

Vậy độ lợi áp của toàn bộ khuếch đại : A_V = A_{V1} . A_{V2} = 86. 20,3 = 1745

Điện trở vào của tầng Q₁ (cũng là của toàn mạch):

$$R_i = (R_1 // R_2 // h_{iE1}) = (12,5 // 8,5 // 1,25) \approx 1$$

Nếu không có tụ C₂, R₃ sẽ gây hồi tiếp dòng điện. Tính toán tương tự như đã làm đối với tầng

Q₂ sẽ thấy: A_{V1} ≈ $\frac{-R_{\sim 1}}{R_3} = -2,16$; A_V = 43,8; Điện trở vào của Q₁ (chưa kể vai trò R₁, R₂) r_{i1} ≈ β₁R₃

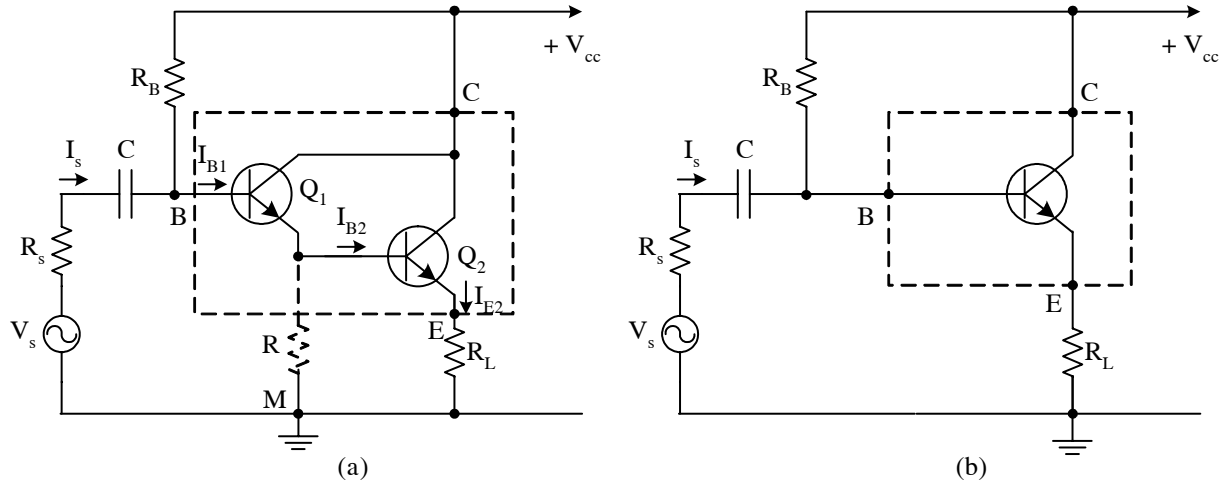
= 50K, còn điện trở vào chung của bộ khuếch đại:

$$R_i = (R_1 // R_2 // r_{i1}) = (12,5 // 8,5 // 50) \approx 5K\Omega$$

Như vậy vai trò hồi tiếp âm của R_3 tuy làm giảm độ lợi áp nhưng đã tăng điện trở vào của tầng.

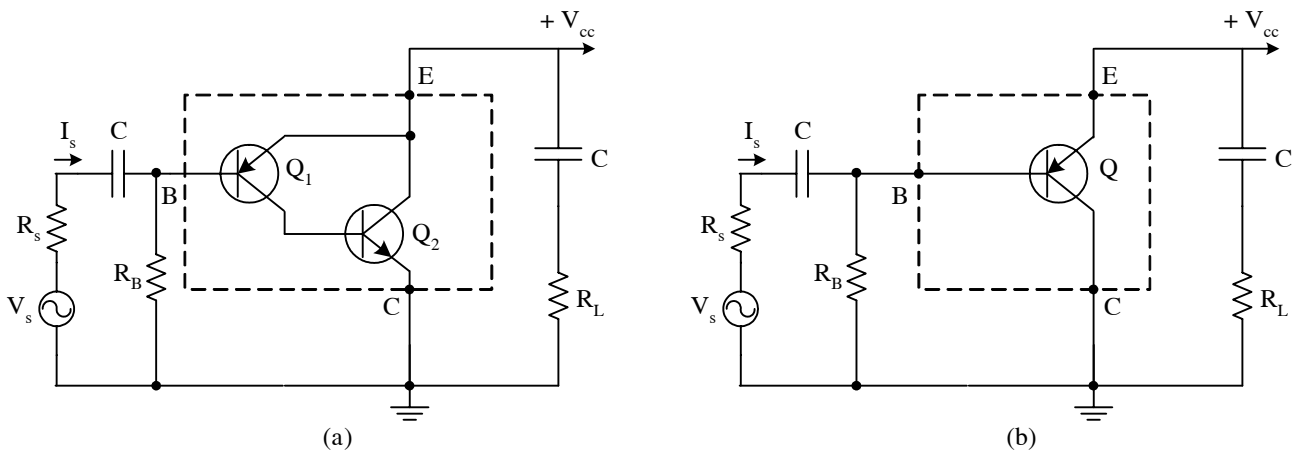
4-6-4. Ghép phức hợp (ghép Darlington)

Để nâng cao hệ khuếch đại và điện trở vào, nhiều khi người ta ghép hai (hoặc ba) transistor như h. 4-6-16a. Tổ hợp này đóng vai trò như một transistor N-P-N (h. 4-6-16b), gọi là transistor phức hợp hoặc transistor ghép Darlington. Tải R_L thường mắc ở cực E và do đó, trên h. 4-6-16, transistor phức hợp hoạt động như một tầng khuếch đại mắc C.C.



Hình 4.6.16. Tầng khuếch đại dùng BJT ghép phức hợp

Người ta cũng có thể ghép trên transistor P-N-P với một transistor N-P-N như h. 4-6-17a. Tổ hợp này đóng vai trò như một transistor loại P-N-P (h.4-6-17b). Như vậy, trong cách ghép phức hợp, transistor Q_1 đóng vai trò quyết định loại dẫn điện (N-P-N hay P-N-P) của transistor phức hợp, còn Q_2 chỉ làm nhiệm vụ khuếch đại dòng ra.



Hình 4.6.17. Ghép phức hợp để tạo transistor P-N-P

Hãy xét mạch h. 4-6-16a làm ví dụ. Tầng Q_2 , mắc C.C, có điện trở vào khá lớn:

$$R_{i2} = h_{iE2} + (1+h_{FE2}) R_L \approx h_{iE2} R_L \quad (4-6-12)$$

Độ lợi dòng :

$$A_{i2} = \frac{I_{E2}}{I_{B2}} = 1 + h_{FE2} \approx h_{FE2} \quad (4-6-13)$$

Áp dụng mạch tương đương của BJT mắc C.C (h. 4-5-8b) ta vẽ được một sơ đồ tương đương xoay chiều của tầng Q_1 như h.4-6-18. Điện trở vào của transistor phức hợp (nhìn từ cực B_1), xác định theo (4-5-38):

$$r_i = h_{FE1} + (h_{FE1} + 1) \left(\frac{1}{h_{OE1}} // R_{i2} \right) \approx h_{FE1} \left(\frac{1}{h_{OE1}} // R_{i2} \right) = h_{FE1} \frac{R_{i2}}{1 + R_{i2} h_{OE1}}$$

Ở đây do R_{i2} khá lớn nên không thể bỏ qua vai trò mắc song song của $\frac{1}{h_{OE1}}$ thay giá trị gần đúng của của R_{i2} theo (4-6-12) ta có:

$$r_i \approx h_{FE1} \cdot h_{FE2} \frac{R_L}{1 + h_{FE2} \cdot h_{OE1} R_L} \quad (4-6-14a)$$

Khi $h_{FE2} \cdot h_{OE1} \cdot R_L \ll 1$ thì:

$$R_i \approx h_{FE1} \cdot h_{FE2} \cdot R_L \quad (4-6-14b)$$

Điện trở vào của mạch h. 4-6-16, kể đến cả vai trò R_B :

$$R_i = (R_B // r_i) \quad (4-6-15)$$

Do r_i rất lớn nên trị số R_B đóng vai trò quyết định.

Độ lợi dòng của tầng Q_1

$$A_{i1} = \frac{I_{E1}}{I_S} \quad (4-6-16)$$

Trong đó:

$$I_{E1} = (1+h_{FE1})I_{B1} \quad (4-6-17)$$

Còn I_S xác định từ điện áp vào:

$$V_i = I_S (R_B // r_i) = I_{B1} R_i$$

$$\text{Cho nên: } I_S = \frac{I_{B1} r_i}{(R_B // r_i)} = I_{B1} \cdot \frac{R_B + r_i}{R_B} \quad (4-6-18)$$

Thay (4-6-17) và (4-6-18) vào (4-6-16)

$$A_{i1} = \frac{(1 + h_{FE1})R_B}{R_B + r_i} \quad (4-6-19)$$

Do đó độ lợi dòng cả toàn mạch:

$$A_i = A_{i1} \cdot A_{i2} = (1+h_{FE2}) \frac{R_B}{R_B + r_i} \approx h_{FE1} \cdot h_{FE2} \frac{R_B}{R_B + r_i} \quad (4-6-20)$$

Nếu bỏ qua tác dụng phân dòng của R_B thì độ lợi dòng của transistor phức hợp sẽ là:

$$A_i \approx h_{FE1} h_{FE2} \quad (4-6-21)$$

Độ lợi áp xác định tương tự như BJT mắc C.C:

$$A_v \approx 1 \quad (4-6-22)$$

4.7. TẦNG KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

Khuếch đại công suất là tầng cuối cùng của thiết bị khuếch đại. Nó có nhiệm vụ cung cấp cho tải một tín hiệu trung thực (ít méo phi tuyến và méo tần số), đạt công suất mong muốn và có hiệu suất hợp lý (càng cao càng tốt).

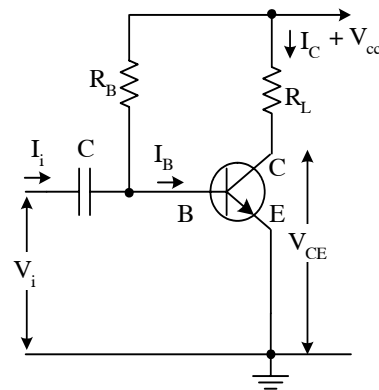
Phần tử khuếch đại dùng trong tầng KĐCS có thể là BJT hoặc FET. Chúng phải có khả năng làm việc với điện áp và dòng điện tương đối lớn để đưa ra tải một tín hiệu xoay chiều năng lượng lớn, thoả mãn nhu cầu. Các transistor này thường gắn kèm phiến tản nhiệt, làm việc ở chế độ A,B hoặc AB.

Việc ghép giữa tầng KĐCS với tải có thể là ghép trực tiếp, ghép R.C hoặc ghép biến áp.

4-7-1. Tầng khuếch đại công suất đơn, tải ghép trực tiếp

Trên h. 4-7-1 là một ví dụ thuộc loại này. Chúng thường đặc trưng dùng trong các bộ khuếch đại công suất nhỏ, transistor làm việc ở chế độ A. Điểm làm việc tĩnh của mạch h. 4-7-1 xác định theo các hệ thức (4-3-10), ..., (4-3-14).

Để xác định các đại lượng xoay chiều, ta sử dụng họ đặc tuyến ra của BJT, đường tải một chiều AB (cũng trùng với đường tải xoay chiều trong trường hợp này) cắt trục hoành tại hoành độ V_{CC} , cắt trục tung tại tung độ $\frac{V_{CC}}{R_L}$ và có độ



Hình 4.7.1. Tầng KĐCS đơn tải ghép trực tiếp

$$\text{đốc } \text{tg } \vartheta = -\frac{1}{R_L}$$

Khi chưa có tín hiệu vào, tầng KĐCS làm việc ở điểm tĩnh Q (thường chọn Q ở khoảng giữa đường tải xoay chiều để biên độ tín hiệu ra đủ lớn). Khi tín hiệu vào tăng dần, điểm làm việc xê dịch hai bên điểm Q, dọc trên đoạn thẳng MN. Vị trí điểm M và điểm N do biên độ tín hiệu vào quyết định.

Như vậy, dựa vào đồ thị, ta xác định được biên độ dòng điện I_{cm} và biên độ điện áp V_{CEm} mà tầng KĐCS tạo ra (V_{CEm} cũng là biên độ điện áp trên tải R_L)

Từ đó tín ra được công thức tín hiệu hữu ích trên tải:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} V_{CEm} I_{cm} \quad (4-7-1)$$

Còn công thức suất tầng KĐCS tiêu thụ của nguồn cấp điện:

$$P_o = V_{CC} I_{C.tb} \approx V_{CC} I_{CQ} = \frac{V_{CC}^2}{2R_L} \quad (4-7-2)$$

Trong đó $I_{C.tb}$ là giá trị trung bình của dòng qua mạch collector, đã lấy bằng I_{CQ} vì giả thiết dòng collector có dạng hình sin, đối xứng qua giá trị I_{CQ}

Trong trường hợp lý tưởng (có thể sử dụng toàn bộ đường tải xoay chiều từ A tới B) thì:

$$V_{CEm} = V_{CEQ} = \frac{1}{2} V_{CC} \quad (4-7-3)$$

$$I_{Cm} = I_{CQ} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (4-7-4)$$

Và công suất đưa ra trên tải sẽ đạt giá trị lớn nhất có thể:

$$P_{\sim max} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} V_{CC} \right) \left(\frac{1}{2} \frac{V_{CC}}{R_L} \right) = \frac{1}{8} \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L} \quad (4-7-5)$$

Trong trường hợp đó, hiệu suất của tầng KĐCS chế độ A đạt giá trị cực đại.

$$\eta_{max} = \frac{P_{\sim max}}{P_o} = \frac{1}{4} = 25\% \quad (4-7-6)$$

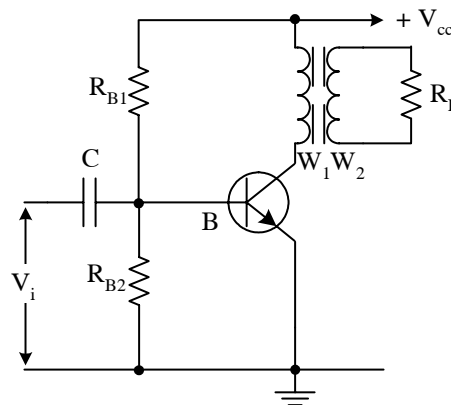
Tương ứng, công suất tiêu tán trên BJT sẽ là:

$$P_{t,t} = P_o - P_{\sim max} = 75\% P_o \quad (4-7-7)$$

Trên thực tế, như đã thấy (và xem nhận xét từ h. 2-5-18) không thể đạt được các biên độ ghi ở (4-7-3) và (4-7-4), cho nên KĐCS đơn tải ghép trực tiếp có công suất ra bé hơn giá trị xác định bởi (4-7-5) và hiệu suất thường chỉ đạt: (15 ÷ 20)%

4-7-2 Tầng KĐCS đơn, ghép biến áp

Mạch điển hình như h. 4-7-2. BJT phân cực kiểu phân áp, làm việc ở chế độ A.



Hình 4.7.2. Tầng KĐCS đơn tải ghép biến áp

Đối với dòng điện một chiều I_C , điện trở cuộn sơ cấp r_1 đóng vai trò tải. Giá trị rất nhỏ, vì vậy đường tải một chiều CD có độ dốc:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{1}{r_1} \quad (4-7-8)$$

sẽ gần như dốc đứng (h. 4-7-4). Hoành độ của điểm làm việc tĩnh Q có giá trị:

$$V_{CEQ} \approx V_{CC} \quad (4-7-9)$$

Như đã trình bày ở hình 4-6-2 và 4-6-8, tải R_L phản ánh về bên sơ cấp biến áp thành giá trị:

$$R'_L = \frac{R_L}{n^2} \quad (4-7-10)$$

Với $n = \frac{W_2}{W_1}$: hệ số biến áp

Do đó, tại phạm vi tần số trung bình, khi bỏ qua vai trò các điện trở r_1, r'_2 của cuộn dây biến áp đồng thời coi ωL_1 rất lớn thì tải xoay chiều mạch collector sẽ là:

$$R_{\sim} \approx R'_L = \frac{R_L}{n^2} \quad (4-7-11)$$

Đường tải xoay chiều đi qua điểm tĩnh Q và có độ dốc:

$$\operatorname{tg} \vartheta = -\frac{1}{R_{\sim}} \quad (4-7-12)$$

Để tín hiệu xoay chiều lấy ra có biên độ lớn, người ta thường chọn Q nằm ở trung điểm của đường tải này, Vì vậy hoành độ điểm B xấp xỉ giá trị $2V_{CC}$, và I_{Bmax} cắt đường tải xoay chiều tại N và M. Ở trạng thái động, điểm làm việc tức thời của BJT sẽ di chuyển trong phạm vi MN này. Từ đó xác định được biên độ điện áp (V_{CEm}) và biên độ dòng điện (I_{cm}) lấy ra trên sơ cấp biến áp như biểu thị trên hình vẽ. Ta nhận thấy:

$$V_{CEm} < V_{CEQ} \approx V_{CC} \quad (4-7-13)$$

$$I_{cm} = \frac{V_{CEm}}{R_{\sim}} < I_{CQ} \quad (4-7-14)$$

Công suất tín hiệu đưa ra trên sơ cấp biến áp:

$$P_s = \frac{1}{2} V_{CEm} I_{cm} \quad (4-7-15)$$

Công suất tín hiệu nhận được trên tải ở thứ cấp:

$$P_L = \eta_T P_s \quad (4-7-16)$$

Trong đó η_T là hiệu suất của biến áp, có giá trị khoảng $0,8 \rightarrow 0,9$.

Công suất tầng KĐCS tiêu thụ của nguồn:

$$P_o = V_{CC} I_{CQ} \quad (4-7-17)$$

Hiệu suất của tầng KĐCS ghép biến áp, chế độ A:

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_o} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CEm} \cdot I_{Cm}}{V_{CC} \cdot I_{CQ}} \quad (4-7-18)$$

Công suất tiêu tán trên transistor:

$$P_{tt} = P_o - P_{\sim} \quad (4-7-19)$$

Công suất này sẽ lớn nhất khi $P_{\sim} = 0$ nghĩa là ở trạng thái tĩnh. Transistor dùng trong tầng KĐCS cần phải chịu đựng nổi trường hợp xấu nhất này.

Trong trường hợp lý tưởng (tận dụng toàn bộ đường tải xoay chiều từ A tới B):

$$V_{CEm} = V_{CEQ} \approx V_{CC}, \quad I_{cm} = I_{CQ}$$

Công suất đưa ra trên sơ cấp (và trên tải) sẽ cực đại:

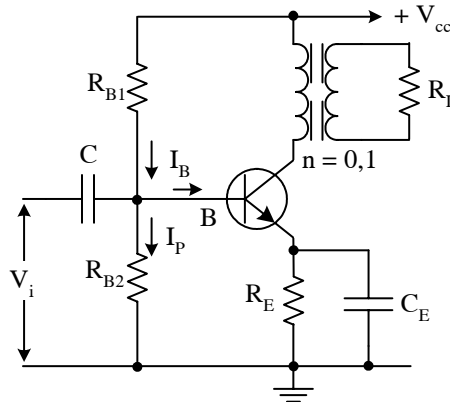
$$P_{\sim\max} = \frac{1}{2} V_{CC} i_{CQ} \quad (4-7-20)$$

$$\text{Và } \eta_{\max} = \frac{P_{\sim\max}}{P_o} = 50\% \quad (4-7-21)$$

Như vậy biến áp, đạt hiệu suất cao hơn ghép trực tiếp. Tuy vậy, ghép biến áp cũng đòi hỏi transistor khắc nghiệt hơn: khi điểm làm việc nằm ở vị trí N trên tải, điện áp đặt vào giữa cực C và cực E mà transistor phải chịu đựng gần gấp đôi điện áp nguồn:

$$V_{Cemax} \approx 2V_{CC} \quad (4-7-22)$$

Bài tập 4-15. Tầng KĐCS đơn, ghép biến áp như h. 4-7-3. Biết $V_{CC} = 9\text{V}$, $R_E = 66\Omega$, $R_L = 6\Omega$. Hệ số biến áp $n = 0,1$. BJT có dòng tĩnh $I_{CQ} = 15\text{mA}$, $\beta = 50$. hãy xác định công suất ra trên tải.



Hình 4.7.3.

Giải

Điện áp hạ trên R_E :

$$V_E = I_E R_E = 15 \text{ mA} \cdot 0,066\text{k}\Omega \approx 1\text{V}$$

Coi điện trở cuộn sơ cấp đối với dòng một chiều là không đáng kể nên $V_{CEQ} \approx V_{CC} - V_E = 9 - 1 = 8\text{V}$. Như vậy điểm tĩnh Q có tọa độ 8v, 15 mA

Tải phản ánh về sơ cấp:

$$R'_L = \frac{R_L}{n^2} = \frac{6}{(0,1)^2} = 600\Omega = 0,6K\Omega$$

Ta biết rằng đường tải xoay chiều đi qua Q và có độ dốc là $\text{tg } \vartheta = \frac{-1}{R'_L} = \frac{-1}{0,6}$ Vì vậy để vẽ đường tải xoay chiều, cần xác thêm vị trí điểm A (hoặc điểm B). xét tam giác AGQ:

$$GA = GQ \text{tg } \gamma = 8v \cdot \frac{1}{0,6k\Omega} = 13,3\text{mA}$$

Như vậy tung độ điểm A là: $15 + 13,3 = 28,3 \text{ mA}$. Chọn giá trị $V_{CEmin} = 1,5v$. Từ hoành độ này xác định được điểm M trên đường tải và do đó xác định đoạn HM:

$$\begin{aligned} HM &= HQ \text{tg } \gamma \\ &= (8v - 1,5v) \cdot \frac{1}{0,6} \\ &= 10,83 \text{ mA} \end{aligned}$$

Diện tích tam giác MHQ phản ánh công suất tín hiệu đưa ra trên sơ cấp biến áp:

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} V_{CEm} \cdot I_{CM} = \frac{1}{2} \cdot 6,5 \cdot 10,83 \text{ mA} = 35,2\text{mW}$$

Giả sử hiệu suất biến áp $\eta = 0,9$. Vậy công suất ra trên tải R_L :

$$P_L = \eta P_{\sim} = 31,6\text{mW}$$

Về các điện trở phân cực, có thể tính gần đúng như sau:

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{15}{50} = 0,3\text{mA}$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 + 1 = 1,7v$$

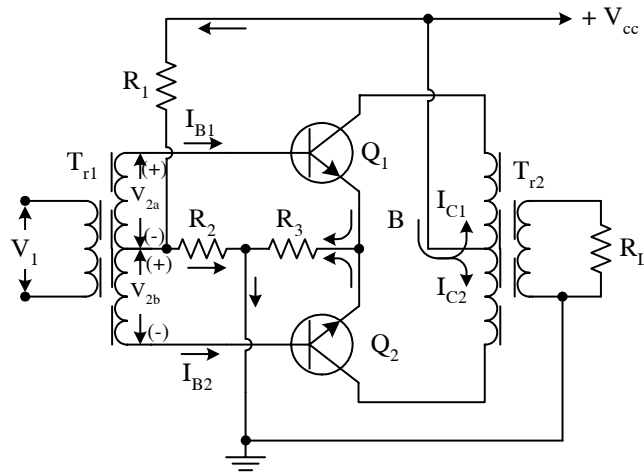
Để đảm bảo cho BJT có V_B tương đối ổn định, chọn dòng điện qua R_{B2} là:

$$I_p = (5 \div 10) I_{BQ}, \text{ ví dụ chọn } I_p = 1,5 \text{ mA}$$

Như vậy: $R_{B2} = \frac{V_B}{I_p} = \frac{1,7}{1,5} = 1,13k\Omega$, chẳng hạn chọn $R_{B2} = 1,2K$

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} - V_B}{I_p + I_B} = \frac{9 - 1,7}{1,8} \approx 4k\Omega$$

4-7-3. Tầng KĐCS đẩy kéo ghép biến áp (h. 4-7-4)



Hình 4.7.4. Tầng KĐCS đẩy kéo ghép biến áp

Q_1 Q_2 là hai transistor cùng loại, tham số giống hệt nhau. Biến áp vào Tr_1 đưa tín hiệu xoay chiều tới Q_1 Q_2 , còn biến áp ra Tr_2 truyền tín hiệu đã khuếch đại qua tải R_L . Cuộn thứ của Tr_1 và cuộn sơ của Tr_2 đều gồm hai nửa đối xứng. Như vậy ở trạng thái tĩnh, dòng I_C của Q_1 Q_2 chạy qua hai nửa cuộn sơ cấp biến áp Tr_2 theo chiều ngược nhau (do đó từ thông do chúng gây ra trong lõi biến áp Tr_2 sẽ triệt tiêu lẫn nhau, không có điện áp hồ cảm sang thứ cấp) Dòng I_E của Q_1 Q_2 thì chạy cùng chiều qua R_3 (điện trở ổn định dòng tĩnh) xuống đất. Mặt khác, dòng chạy qua R_1 , R_2 tạo nên trên R_2 một điện áp một chiều. Chính điện áp này phân cực cho Q_1 Q_2 (thông qua điện trở rất bé của hai nửa cuộn thứ Tr_1). Thông thường, điện áp phân cực này có trị số nhỏ, khiến cho Q_1 Q_2 làm việc ở chế độ AB (trung gian giữa chế độ B và chế độ A, nhưng gần chế độ B hơn (Nếu điện trở R_1 vô cùng lớn (hở mạch) điện áp phân cực cho Q_1 , Q_2 bằng không, Q_1 và Q_2 sẽ làm việc ở chế độ B lý tưởng có hiệu suất cao hơn, nhưng méo dạng trầm trọng hơn)

Khi có tín hiệu xoay chiều đặt vào (ở hình vẽ ký hiệu là V_1), trên tải nửa cuộn thứ của Tr_1 sẽ có các điện áp V_{2a} , V_{2b} có giá trị bằng nhau. Giả sử trong nửa chu kỳ đầu, V_{2a} sẽ có cực tính làm cho chuyển tiếp emitter của Q_1 phân cực thuận thì V_{2b} sẽ có cực tính làm cho chuyển tiếp emitter của Q_2 phân cực nghịch. Do đó dòng I_{C1} tăng lên (so với trạng thái tĩnh), còn dòng I_{C2} giảm. Từ thông do I_{C1} và I_{C2} gây ra trong biến áp Tr_2 , không còn triệt tiêu nhau nữa, trên cuộn thứ cấp và trên tải R_L sẽ có điện áp cảm ứng, tỷ lệ với I_{C1}

Như vậy mạch đẩy kéo gồm hai vế đối xứng. Q_1 , Q_2 thay phiên nhau dẫn điện trong hai dẫn chu kỳ.

Đường tải một chiều, đường tải xoay chiều và dạng sóng của một vế trong thời gian nửa chu kỳ. Nửa chu kỳ kia, vế còn lại làm việc hoàn toàn tương tự. Ta thấy:

$$I_{Cm} = I_{Cmax} - I_{CQ} \approx I_{Cmax}$$

$$V_{CEm} = V_{CEQ} - V_{CEmin} \approx V_{CC} \quad (4-7-23)$$

Công suất tín hiệu đưa ra trên sơ cấp biến áp Tr_2 (do cả hai transistor cung ứng):

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} V_{CEm} I_{Cm} \approx \frac{1}{2} V_{CC} I_{Cm} = \frac{V_{CC}^2}{2R_{\sim}} \quad (4-7-24)$$

Công suất này thể hiện bằng diện tích tam giác MHQ

Công suất cả hai transistor tiêu thụ của nguồn:

$$P_O = V_{CC} I_{tb} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{Cm} \quad (4-7-25)$$

Trong đó dòng điện trung bình xác định được từ dạng sóng của I_C (coi $I_{CQ} \approx 0$):

$$I_{tb} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Cm} \sin \omega t d\omega = \frac{2}{\pi} I_{Cm} \quad (4-7-26)$$

Như vậy hiệu suất của tầng KĐCS đẩy kéo ghép biến áp:

$$\eta = \frac{P_L}{P_O} = \eta_T \frac{P_{\sim}}{P_O} = \eta_T \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CEm}}{V_{CC}} \quad (4-7-27)$$

Trong trường hợp lý tưởng ($\eta_T = 100\%$, $V_{CEm} = V_{CC}$) thì có:

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (4-7-28)$$

nghĩa là tầng đẩy kéo, chế độ B có hiệu suất khá cao. Tuy vậy, trong thực tế $V_{CEm} < V_{CC}$, $I_{CQ} \neq 0$ cho nên hiệu suất chỉ đạt được cỡ 60 ÷ 70%

Về phương diện tổn hao, công suất tiêu tán trên cả hai transistor là:

$$P_T = P_O P_{\sim} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{Cm} - \frac{1}{2} V_{CEm} I_{Cm}$$

Thay $I_{Cm} = \frac{V_{CEm}}{R_{\sim}}$ vào sẽ có:

$$P_T = \frac{2}{\pi} V_{CC} \frac{V_{CEm}}{R_{\sim}} - \frac{1}{2} \frac{V_{CEm}^2}{R_{\sim}} \quad (4-7-29)$$

Công thức này chứng tỏ suất tiêu tán phụ thuộc vào biên độ tín hiệu ra V_{CEm} . Lấy đạo hàm theo V_{CEm} , đặt bằng không, ta sẽ tìm được:

$$\text{Tại giá trị } V_{CEm} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \approx 0,64 V_{CC} \quad (4-7-30)$$

Thì công suất tiêu tán trên cả hai transistor đạt cực đại:

$$P_{T\max} = \frac{2}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \approx 0,2 \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \quad (4-7-31)$$

Hoặc tính cho mỗi transistor:

$$P_{t. \max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \approx 0,1 \frac{V_{CC}^2}{R_{\sim}} \quad (4-7-32)$$

Transistor dùng trong tầng KĐCS cần phải chịu đựng được trường hợp xấu nhất này.

(Khi thiết kế ta thường phải chọn transistor sao cho đảm bảo được giá trị P_{\sim} cần thiết, đồng thời chịu được $P_{t, \max}$. So sánh (4-7-32) với (4-7-24), ta có quan hệ: $\frac{P_{t, \max}}{P_{\sim}} \approx 0,2$ (4-7-32a). Như vậy, muốn có công suất ra là 25W thì mỗi transistor phải có công suất tiêu tán cho ghép ít nhất là 5W).

Ngoài ra, về phương diện áp, cũng giống như tầng KĐCS đơn, BJT còn phải chịu nổi giá trị lớn nhất trong mỗi chu kỳ, xác định bởi (4-7-22).

Tầng KĐCS kiểu đẩy kéo, ngoài ưu điểm hiệu suất cao, còn khắc phục được một cách đáng kể hiện tượng méo phi tuyến do các thành phần hài bậc cao gây ra.

Thật vậy, do đặc tuyến của transistor không tuyến tính nên khi tín hiệu vào hình sin, tín hiệu ra không còn trung thực hình sin, nghĩa là xuất hiện thêm các thành phần hài (bậc 2, bậc 3 v.v...) Nếu hai vế hoàn toàn đối xứng, các thành phần hài bậc chẵn (2,4,6,...) trong dòng collector của Q_1, Q_2 (chạy ngược chiều nhau qua hai nửa cuộn sơ cấp Tr_2) sẽ triệt tiêu nhau, nhờ đó vắng mặt trong điện áp ra.

Hiện tượng thường gặp là dòng điện (hoặc điện áp) bị méo dạng ở vùng giá trị bé, nơi chuyển đổi từ giá trị dương sang giá trị âm (hoặc từ âm sang dương), do đặc tuyến vào của BJT bị công trong phạm vi dòng điện nhỏ gây nên (gọi là: “méo xuyên tâm” hoặc “méo dạng điểm qua”). Để khắc phục dạng méo này, phải chọn điện áp phân cực cho Q_1, Q_2 có giá trị thích hợp (chế độ AB)

Trên thực tế, khó lòng bảo đảm hay về thật sự đối xứng. Thêm vào đó, biến áp là linh kiện vừa công kênh, vừa dễ gây méo phi tuyến và méo tần số. Vì vậy KĐCS ghép biến áp thường có chất lượng không cao.

4-7-4. Tầng KĐCS đẩy kéo không biến áp

1. Mạch dùng hai transistor cùng kiểu dẫn điện

Q_1, Q_2 đều thuộc loại N-P-N có tham số y hệt nhau, phân cực kiểu phân áp. Nguồn V_{CC} có thêm ra giữa, phân thành hai nguồn $\frac{V_{CC}}{2}$ cung cấp riêng cho từng BJT. Tải R_L mắc trực tiếp vào điểm giữa của nguồn (điểm G trên hình vẽ) và điểm nối cực E_1 với cực C_2 (điểm F). Điện áp phân cực có giá trị nhỏ, sao cho Q_1, Q_2 làm việc ở chế độ AB. Ở trạng thái tĩnh dòng I_{E1} và I_{C2} chạy qua tải theo chiều ngược nhau, và gần nhau như triệt tiêu nhau, khiến điện áp trên R_L xấp xỉ bằng không.

Hai tín hiệu xoay chiều V_{i1}, V_{i2} ngược pha nhau (lấy từ tầng đảo pha phía trước) đưa đến ngõ vào, khiến Q_1, Q_2 thay phiên nhau dẫn điện trong từng nửa chu kỳ. Trên tải R_L ta nhận được điện áp xoay chiều, do dòng của Q_1, Q_2 lần lượt tạo nên trong bán kỳ dẫn điện của chúng.

Để tránh khó khăn nguồn cấp điện phải có đầu ra giữa, có thể mắc tải như h. 4-7-10. Tụ C_L có điện dung rất lớn để trở kháng của tụ là không đáng kể so với R_L

Ở trạng thái tĩnh, tụ C_L được nạp điện đến điện thế điểm F, nghĩa là $V_{CL} \approx \frac{V_{CC}}{2}$. Trong bán kỳ Q_2 dẫn điện, Q_1 khoá (điện trở giữa cực C_1 và E_1 rất lớn, dòng $I_{E1} \approx 0$), điện áp trên tụ C_L đóng vai trò nguồn cấp điện cho Q_2 và tải R_L ... còn trong bán kỳ Q_1 dẫn điện, Q_2 khoá (điện trở giữa cực C_2 và cực E_2 rất lớn, dòng $I_{C2} \approx 0$), nguồn V_{CC} (cùng điện áp trên tụ C_L) cấp điện cho Q_1 và tải. Dòng

I_{E1} nạp điện bổ sung cho tụ C_L để bù lại phần năng lượng đã tiêu hao trong bán kỳ trước. Nhờ vậy trong bán kỳ Q_2 dẫn điện, điện áp trên C_L đảm đương vai trò như một bộ nguồn $\frac{V_{CC}}{2}$

Mạch trên đây có vài nhược điểm:

- Q_1 hoạt động theo mạch C.C, còn Q_2 theo mạch E.C, vì vậy hai vé không đối xứng.
- Đòi hỏi có thêm tầng đảo pha phía trước

2 – Mạch dùng hai transistor khác kiểu dẫn điện (mạch bổ phụ)

Q_1 thuộc loại N-P-N, còn Q_2 : P-N-P, có tham số đối xứng nhau. Một cặp transistor như vậy thường gọi là một cặp bổ phụ (complementary).

Nguồn V_{CC} tạo dòng điện qua R_1, R_2, R_3, R_4 . điện áp trên Q_1, Q_2 làm việc ở chế độ AB. Ở trạng thái tĩnh, dòng I_{E1} và I_{E2} chạy ngược chiều nhau qua tải, khiến điện áp trên tải bằng không. Ở trạng thái động, tín hiệu xoay chiều V_i thông qua R_2, R_3 đặt vào giữa cực base B_1, B_2 và đất. Vì vậy trong bán kỳ dương của V_i, Q_1 dẫn, Q_2 khoá, còn trong bán kỳ âm: Q_1 khoá, Q_2 dẫn. Dòng emitter I_{E1} hoặc I_{E2} lần lượt chạy qua tải R_L trong từng bán kỳ tương ứng, tạo nên điện áp xoay chiều trên tải, như vậy thực chất Q_1, Q_2 làm việc theo mạch C.C.

Cũng như mạch trên đây, tải R_L vẫn có thể mắc qua tụ C_L (h. 4-7-12). Vai trò tụ C_L vẫn tương tự. Trên h. 4-7-12 cũng kết hợp giới thiệu cả cách dùng điện áp thuận trên điôt D_1, D_2 làm điện áp phân cực (thay cho vai trò của R_2, R_3). Khi nhiệt độ môi trường tăng, điện áp thuận trên điôt giảm [xem (2-3-14)] khiến Q_1, Q_2 được phân cực ít hơn, nghĩa là dòng điện tĩnh giảm, nhờ đó tự động ổn định điểm làm việc theo nhiệt độ. Đối với tín hiệu xoay chiều điện trở động của điôt (phân cực thuận) chỉ rất nhỏ, vì vậy gần như toàn bộ điện áp V_i đều được đưa đến cực base, không bị hao hụt như khi truyền qua các điện trở R_2, R_3 . Khi cần tăng công suất ra, người ta thay Q_1, Q_2 bằng các transistor phức tạp.

Giới thiệu tầng khuếch đại Q_0 ghép với tầng đẩy kéo dùng transistor phức hợp. $Q_1 - Q_3$ đóng vai trò như một transistor N-P-N còn $Q_2 - Q_4$ như một transistor P-N-P. Cặp bổ phụ này thay nhau làm việc trong hai bán kỳ, tương tự như Q_1, Q_2

Mạch thường dùng trong thực tế. So với mạch nguyên lý, mạch này có một vài cải tiến .

1) Vai trò tụ C_2 :

Như đã biết, tín hiệu vào V_i , sau khi được Q_0 khuếch đại, sẽ đưa đến cực base của Q_1, Q_2 . Ở bán kỳ âm của V_i , dòng collector của Q_0 giảm, điện thế điểm B_1 tăng, nghĩa là tín hiệu vào Q_1 ở bán kỳ dương, khiến Q_1, Q_3 dẫn mạch hơn và trên tải R_L sẽ có bán kỳ dương có điện áp ra V_L . Do tụ C_L khá lớn, điện áp một chiều trên hai đầu tụ gần như không đổi $V_{CL} \approx \frac{V_{CC}}{2}$ cho nên tại thời điểm

V_L đạt cực đại dương, điện thế điểm F (so với đất) tăng lên khá cao. Ở mạch h. 4-7-13, do tần tại các điện áp hạ trên R_4, V_{BE1}, V_{BE3} cho nên tại thời điểm đó, sự dẫn điện của Q_1, Q_3 bị hạn chế, dòng I_{B1}, I_{B3} không thể tăng nhiều và kết quả là điện áp ra V_L không đủ lớn.

Mạch h. 4-7-14 có thêm tụ C_2 với điện dung khá lớn. Ở trạng thái tĩnh, điện áp một chiều trên C_2 có giá trị đáng kể. Khi có tín hiệu xoay chiều V_i , trong quá trình điện áp ra V_L tăng dần từ không đến giá trị cực đại dương thì, thông qua tụ C_2 , điện thế điểm P (và do đó cả điện thế điểm B_1) cũng tăng

theo. Nhờ Q_1, Q_3 được kích dẫn đầy đủ, dòng I_E qua tải R_L không còn bị hạn chế nữa. Như vậy tụ C_2 góp phần tăng biên độ điện áp ra trong bán kỳ dương (C_2 gây hồi tiếp dương).

2) *Vai trò điện trở R_5 :*

Khi đã có C_2 , điện thế xoay chiều của điểm P và điểm F sẽ giống nhau, nghĩa là đối với tín hiệu xoay chiều, điện trở R_5 xem như mắc song song với tải R_L . Vì vậy, để không làm giảm điện áp ra, trị số R_5 phải đủ lớn. Do đó không thể nối R_4 trực tiếp tới nguồn V_{CC} như trường hợp h. 4-7-13. Ngoài ra, Q_1, Q_3 mắc theo sơ đồ collector chung, vốn có điện trở vào rất lớn. Ở h. 4-7-14, R_4 chỉ mắc song song giữa cực B_1 và điểm F mà không mắc song song với toàn bộ vào của tầng khuếch đại (tính từ cực B_1 đến masse) như trường hợp h. 4-7-13. Nhờ vậy, R_4 không làm giảm nhiều điện trở vào tầng $Q_1 - Q_3$, nói cách khác: làm tăng điện áp ra cho tầng Q_0 .

3) *Vai trò hồi tiếp của R_1 :*

Trong mạch h. 4-7-14, đầu trên của R_1 nối tới điểm F. Vì vậy R_1 vừa làm điện trở phân cực cho Q_0 , vừa làm nhiệm vụ hồi tiếp tín hiệu từ ngõ ra tầng KĐCS về ngõ vào (hồi tiếp âm – điện áp – song song). Hồi tiếp này cải thiện nhiều tính năng của tầng KĐCS như giảm méo phi tuyến, giảm điện trở ra, tăng độ ổn định có độ làm việc tĩnh và cho hệ số khuếch đại. Thay đổi vị trí R_1 sẽ thay đổi điểm làm việc tĩnh cho cả hệ thống và thay đổi độ lợi áp của tầng. Chính vì vậy R_1 thường dùng một biến trở.

Khi điều chỉnh, cần chọn giá trị R_1 sao cho điện thế tĩnh điểm F bằng $\frac{V_{CC}}{2}$, bảo đảm làm việc cho hai vế đối xứng.

Trên h. 4-7-14, các điện trở R_6, R_7, R_8, R_9 có tác dụng ổn định điểm tĩnh và hạn chế dòng điện.