

KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR LƯỞNG CỰC

1.3.1. Giới thiệu

Các kiểu phân cực đã được giới thiệu ở phần trước sẽ được sử dụng để phân tích tín hiệu xoay chiều nhỏ. Các mạch được phân tích sau đây là những mạch điện thực tế thường được sử dụng. Để phân tích bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng BJT người ta dùng sơ đồ tương đương để phân tích. Khi vẽ sơ đồ tương đương đối với tín hiệu xoay chiều cần lưu ý 2 điểm sau :

- Thiết lập tất cả các nguồn cấp một chiều ở mức điện thế 0V (ngắn mạch nguồn cấp):

- Ngắn mạch tất cả các tụ điện

1.3.1.1 Sơ đồ tương đương của mạch CB

Trên hình 1.38a là sơ đồ cách măt C_B của transistor npn. Như phần trên chúng ta đã biết transistor được cấu tạo bởi ba lớp bán dẫn, tạo nên hai chuyển tiếp PN, ví thế ta coi chuyển tiếp emitter (giữa cực B và cực E) là một diode, ngoài ra vì I_C = I_E nên giữa cực B và cực C được thay thế bằng nguồn dòng có giá trị là r_e. Với sự thay thế đó ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương như hình 1.38b:

Hình 1.38

Khi transistor được phân cực và hoạt động ở vùng tích cực thì chuyển tiếp emitter phân cực thuận, khi đó diode D1 (trong sơ đồ tương đương) tương đương với một điện trở có giá trị bằng điện trở thuận của diode, điện trở này được ký hiệu là r_e và được tính theo công thức :

$$r_e = \frac{U_T}{I_E}$$

Với U_T là điện thế nhiệt, ở nhiệt độ bình thường U_T = 26mV do đó :

$$r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

Hình 1.39

Như vậy, sơ đồ tương đương của mạch CB được vẽ lại như hình 1.39. VỚI SƠ ĐỒ TƯƠNG ĐƯƠNG HÌNH 1.39 TA CÓ THỂ TÍNH ĐƯỢC TRỞ KHÁNG VÀO VÀ RA CỦA MẠCH CB NHƯ SAU : Z_v = r_e

Giá trị r_e rất nhỏ, tối đa là 50

Trở kháng ra được tính khi cho tín hiệu vào bằng không, vì thế I_E = 0 nên I_C = I_E = 0, nghĩa là điều ra của hình 1.39 hở mạch do đó :

Z_r =

Thực tế trở kháng ra của mạch CB cỡ vầy M

1.3.1.2. Sơ đồ tương đương của mạch CE

Tương tự với cách măt CB, ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương của mạch CE như hình 1.40

Vẽ hình 1.40

Theo sơ đồ trên ta có :

$$Z_v = \frac{U_V}{I_V} - \frac{U_{BE}}{I_B} - \frac{I_B r_E}{I_E} = r_E$$

Sơ đồ tương đương hình 1.40b không xác định được trở kháng ra, thực tế trở kháng ra được xác định theo độ dốc của đường đặt tuyế̄n ra (hình 1.41)

Giả sǔ trở kháng ra của mạch CE là $Z_r = r_0$

Với trở kháng vào là r_e , trở kháng ra là r_0 ta vẽ lại được sơ đồ tương đương của mạch CE như hình 1.42

Hình 1.41,1.42

1.3.1.3 . Sơ đồ tương đương của mạch CC

Tương tự như cách măt CE , ta sẽ có sơ đồ tương đương của mạch CCsơ đồ tương đương này sẽ được vẽ trong các mạch cụ thể ở phần sau .

1.3.2cac măch khuế̄c đại tín hiệu nhỏ thông dụng dùng BJT

1.3.2.1 Măch phân cực cố định măc E chung

Sơ đồ măch như hình 1.43

Tín hiệu vào U_v được đưa đến cực B của transistor trong khi đầu ra U_r lấy từ cực C . Để dàng nhận ra dòng I_v là dòng nguồn không phải dòng cực B , trong khi dòng ra I_r lại là dòng cực C

Hình 1.43. 1.44

Với tín hiệu AC ta có ta có thể vẽ lại sơ đồ như hình 1.44

Đây là măch măt theo kiểu CE nên ta có thể vẽ sơ đồ tương đương như hình 1.45

Chú ý rằng , hệ số $r_0 r_e$ được tra từ bảng các thông số kỹ thuật hoặc đặc tuyế̄n ra .
như vậy r_e và r_0 coi như đã biết

hình 1.45

Từ hình 1.45 cho thấy:

Trở kháng vào của măch :

$$Z_v = r_e$$

Trở kháng Z_r được xác định cho $U_v = 0$. trên hình 1.45 khi $U_v = 0$, $I_v = I_B = 0$,với một măch hở nguồn dòng ta có :

$$Z_r = R_C // r_0$$

Nếu $r_0 > 10R_C$ $R_C // r_0 \approx R_C$ thì :

$$Z_r \approx R_C$$

Hệ số khuế̄ch đại điện áp K_u được tính như sau :

$$U_r = - \frac{U_v}{r_e} I_B (R_C // r_0) \text{ nhưng } I_B = \frac{U_v}{R_e}$$

$$\text{Do đó } U_r = - \frac{U_v}{R_E} R_C // r_0$$

$$\text{Nên } K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_C // r_0}{r_e} \text{ nếu } r_0 > 10R_C \text{ thì } K_u = - \frac{R_C}{r_e}$$

Trong phuong trình trên , không có , tuy nhiên giá trị của r_e được dùng để xác định r_e , dấu trừ thể hiện điện áp ra ngược pha với điện áp vào .

Hệ số khuế̄ch đại dòng điện được xác định theo cách sau :

Theo luật phân dòng cho đầu vào và đầu ra .

$$Ir = \frac{r_0}{R_C} \frac{I_b}{I_v} \text{ nên } \frac{I_r}{I_b} = \frac{r_0}{R_C}$$

$$I_b = \frac{R_B}{R_{BB}} \frac{I_v}{r_e} \text{ nên } \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_B}{R_B - r_e}$$

kết quả:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{I_r}{I_b} \frac{I_b}{I_v} = \frac{r_0}{R_C} \frac{R_B}{R_B - r_e} = \frac{R_B r_0}{R_C R_B - r_e}$$

Nếu $r_0 \gg 10R_C$ và $R_B \gg r_e$ thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} \approx \frac{R_B r_0}{r_0 + R_B}$$

Quan hệ giữa K_u và K_i được thể hiện qua công thức sau:

$$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_C}$$

1.3.2.2. Mạch phân áp

Mạch phân áp như hình 1.47

Sơ đồ tương đương hình 1.48. chú ý, trong sơ đồ tương đương không có R_e là do ở tần số hoạt động của transistor, giá trị dung kháng rất nhỏ nên ta gọi ngắn mạch R_E đối với tín hiệu AC.

Trở kháng Z_v :

Hình 1.47, 1.48

$$\text{Với } R' = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Trở kháng ra

$$Z_r = R_C // r_0$$

$$\text{Nếu } r_0 \gg 10R_C \quad Z_r \approx R_C$$

Hiệu số khuếch đại điện áp K_u được tính như sau:

$$U_r = -(I_b)(R_C // r_0)$$

$$\text{Vì } I_b = \frac{U_v}{r_e} \text{ do đó } U_r = -\frac{U_v}{r_e} R_c // r_0$$

$$\text{Nếu } r_0 \gg 10R_C \text{ thì } K_u = -\frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_c}{r_e}$$

Hiệu số khuếch đại dòng điệ K_i:

Sơ đồ hình 1.48 giống với 1.45 nếu ta coi $R' = R_1 // R_2 = R_B$ do đó ta có :

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = -\frac{R' r_0}{r_0 R_C R' - r_e}$$

Nếu $r_0 \gg 10R_C$ thì :

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R' r_0}{r_0 R' - r_e} = \frac{R'}{R' - r_e}$$

$$\text{Và nếu } R' = 10 \text{ r}_e \text{ thì } K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R'}{R} =$$

$$\text{Quang h}\bar{\text{e}} \text{ giữa } K_u \text{ và } K_i: K_i = -K_u \cdot \frac{Z_v}{R_c}$$

1.3.2.3. Mạch phân cực emitter

Số đồ mạch được cho như hình 1.50

Số đồ tương đương như hình 1.51. Số đồ này có điện trở cực E, không thể bỏ qua được đối với thành phần AC

Trên số đồ không có m\acute{a}t r_0 . \acute{A}nh h\bar{o}ng r_0 l\acute{a}m cho m\acute{a}ch ph\acute{a}n t\acute{i}ch r\acute{a}t ph\acute{u}c t\acute{a}p; n\acute{e}n trong thực tế hầu hết cá tr\acute{u}ng hợp có thể bỏ qua.

A\up{u}p dụng định luật kirchhoff với \acute{a}nh vào hình 1.51 ta có:

$$U_v = I_b r_e + I_e R_E$$

$$U_v = I_b r_e + (+1)R_E$$

Vì thường lớn hơn 1 do đó phương trình được rút gọn.

$$Z_b = r_e + R_E \quad (r_e + R_E)$$

Vì R_E thường lớn hơn r_e rất nhiều :nên $Z_b \approx R_E$

Trở kháng vào : $Z_v = Z_b // R_B$

Trở kháng ra Z_r : với $U_v = 0$, $I_b = 0$ và $I_v = 0$ số đồ 1.51 có thể thay thế bằng một m\acute{a}ch tương đương h\bar{o} m\acute{a}ch . k\acute{e}t qu\acute{a} là : $Z_r = R_C$

Hệ số khu\acute{e}ch đại K_u được tính như sau

$$I_b \frac{U_v}{Z_b}$$

$$U_r = -I_r R_C = -I_b R_C - \frac{U_v}{Z_b} R_C$$

$$\text{N\acute{e}n } K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_C}{Z_b}$$

Thay thế $Z_b = (r_e + R_E)$ ta có :

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_C}{r_e R_E}$$

Lấy xấp xỉ $Z_b \approx R_E$

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_C}{R_E}$$

Hệ số khu\acute{e}ch đại dòng K_i

Giá trị R_B thường chọn gần v\acute{o} Z_b n\acute{e}n cho phép xấp xỉ $I_b = I_v$. theo luật ph\acute{a} dòng với m\acute{a}ch vào ta có k\acute{e}t qu\acute{a} :

$$I_b = \frac{R_B I_v}{R_B + Z_b} \text{ n\acute{e}n } \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

$$\text{Hơn nữa } \frac{I_r}{I_b}$$

$$\text{Do đó } K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{I_r}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

$$\text{Quang hệ giữa } K_i \text{ và } K_u: K_i = -K_u \frac{Z_r}{R_C}$$

1.3.2.4. Mạch khuếch đại tải cực E (mắc CC)

Khi đầu ra được lấy từ cực E của transistor như hình 1.53. sơ đồ được mắc cực C chung. Điện áp ra luôn nhỏ hơn tín hiệu vào chút ít bởi vì tiêu hao trên cực B tới cực E, do đó $K_u < 1$ không giống như điện áp cực C, điện áp cực E cùng pha với U_v và điện áp $U_r = U_v$.

Với trổ kháng vào lớn và trổ kháng ra nhỏ, sơ đồ này được dùng để phối hợp trổ kháng. Hiệu quả của nó có thể đạt được tương đương với một điện áp.

Bỏ qua ảnh hưởng của r_0 ta vẫn được mạch tương đương như hình 1.54. A ùn h ùng c ủa r_0 đ ược sét sau .

Trổ kháng vào được xác định như các mạch trên với

Hình 1.54

$$Z_v = R_B // Z_b$$

$$\text{Với } Z_b = \beta r_e + (\beta+1)R_E = \beta R_E$$

Zr: trổ kháng ra được xác định qua phương trình dòng I_b

$$I_b = \frac{U_v}{Z_b}$$

Sau đó nhân với $(\beta+1)$ để có I_e . ta có .

$$I_e = (\beta+1) I_b = (\beta+1) \frac{U_v}{Z_b}$$

Thay $Z_b = \beta R_E$

$$I_e = \frac{\frac{1}{r_e} \frac{U_v}{1 + R_E}}{\frac{1}{r_e} / \frac{1}{1 + R_E}}$$

$$\text{Nhưng } (\beta+1) = \frac{r_e}{1} = r_e$$

$$\frac{U_v}{r_e R_E}$$

Do đó $I_e = \frac{U_v}{r_e R_E}$

Với dòng I_e được xác định theo công thức trên ta có thể vẫn được mạch như hình 1.55

Trổ kháng ra được xác định khi $U_v = 0$ nên

$$Z_r = R_E // r_e$$

Hình 1.55

Vì R_E thường lớn hơn r_e do đó :

$$Z_r \approx r_e$$

Hệ số khuếch đại điện áp K_u được tính :

$$U_r = \frac{R_E U_v}{R_E + r_e}$$

$$\text{Do đó } K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E}{R_E - r_e}$$

Vì R_E thường lớn hơn r_e nên $R_E + r_e \approx R_E$ do đó

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} \approx 1$$

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

$$\text{Ta có } I_b = \frac{R_B I_V}{R_B + Z_b} \text{ nên } \frac{I_b}{I_V} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

$$\text{Và } I_e = -I_b - (\beta + 1) I_b \text{ nên } \frac{I_r}{I_b} = -(\beta + 1)$$

$$\text{Do đó } K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{I_r I_b}{I_b I_V} = -(\beta + 1) \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

$$\text{Vì } (\beta + 1) \gg 1 \text{ nên } K_i \approx \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

$$\text{Quan hệ giữa } K_i \text{ và } K_u: K_i = -K_u \frac{Z_V}{R_E}$$

Xét ảnh hưởng của r_0 : Bằng việc tính toán chi tiết sẽ có:

$$Z_v: Z_b = r_e + \frac{1 + \frac{R_E}{r_0}}{1 + \frac{R_E}{r_0}}$$

Nếu điều kiện $r_0 > 10R_E$ được thoả mãn nên có thể coi $1 + \frac{R_E}{r_0} \approx 1$, vì vậy:

$$Z_b = r_e + (\beta + 1) R_E \quad (r_e + R_E)$$

$$Z_r: Z_r = r_0 // R_E // \frac{r_e}{1}$$

Coi $1 + \frac{R_E}{r_0} \approx 1$, $Z_r = r_0 // R_E // r_e$ và vì $r_0 \gg r_e$,

$$Z_r \approx R_E // r_e$$

$$K_u: K_u = \frac{\frac{1}{1 + \frac{R_E}{r_0}} / Z_b}{1 + \frac{R_E}{r_0}}$$

Nếu điều kiện $r_0 > 10R_e$ được thoả mãn và coi $1 + \frac{R_E}{r_0} \approx 1$

$$K_u \approx \frac{R_E}{Z_b}$$

$$\text{Nhưng } Z_b \approx (r_e + R_E)$$

Do đó

$$K_u \approx \frac{R_E}{r_e + R_E} \approx \frac{R_E}{r_e}$$

1.3.2.5. mạch base chung

Mạch Base chung đặt trưng là trở kháng vào nhỏ, trở kháng ra lớn và hệ số khuếch đại dòng nhỏ hơn mạch EC, trong khi hệ số khuếch đại điện áp rất lớn. sơ đồ như hình 1.57.

Sơ đồ tương đương 1.58

Theo sơ đồ hình 1.58:

Trở kháng vào : $Z_v = R_E // r_e$

Trở kháng ra : $Z_r = R_C$

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:

$$U_r = - I_r R_C = - (-I_C) R_C = I_e R_C$$

$$\text{Với } I_e = \frac{U_v}{r_e}$$

$$\text{Do đó } U_r = \frac{U_v}{r_e} R_C$$

$$\text{Và } K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_C}{r_e} = \frac{R_C}{r_e}$$

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i : coi $R_E >> r_e$

$$I_e = I_v$$

$$\text{Và } I_r = - I_e = - I_v$$

$$\text{Suy ra } K_i = \frac{I_r}{I_v} = - 1$$

1.3.2.6. mạch hồi tiếp AC từ cực C

Mạch hồi tiếp từ cực C về cực B như hình 1.59 để tăng độ ổn định cho mạch.

Với sơ đồ tương đương như hình 1.60. các bước thực hiện sau đây là kết quả của kinh nghiệm làm việc với mạch điện này.

Hình 1.59, 1.60

Trở kháng vào Z_v :

$$I' = \frac{U_r - U_v}{R_F}$$

$$\text{Với } U_r = - I_r R_C$$

$$\text{Và } I_r = I_b + I'$$

Vì I_b thường lớn hơn I'

$$I_r \approx I_b$$

$$\text{Và } U_r = - (I_b) R_C = - I_b R_C$$

$$\text{Nhưng } I_b = \frac{U_v}{r_e} \text{ nên}$$

$$U_r = - \frac{U_v}{r_e} R_C = - \frac{R_C}{r_e} U_v$$

$$\text{Vì thế } I' = \frac{U_r - U_v}{R_F} = - \frac{R_C U_v}{r_e R_F} - \frac{U_v}{R_F} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_e}} U_v$$

Mặc khác $U_v = I_b \cdot r_e = (Iv + I) \cdot r_e = I_v \cdot r_e + I \cdot r_e$

$$U_v = I_v \cdot r_e - \frac{1}{R_F} \cdot 1 \cdot \frac{R_C}{r_e} \cdot r_e U_v$$

$$\text{Nên } U_v = 1 \cdot \frac{r_e}{R_F} \cdot 1 \cdot \frac{R_C}{r_e} \cdot I_v \cdot r_e$$

$$\text{Từ đó suy ra } Z_v = \frac{U_v}{I_v} = \frac{r_e}{1 - \frac{R_C}{R_F} \cdot 1 \cdot \frac{R_C}{r_e}}$$

$$\text{Nhưng } R_C \text{ thường lớn hơn } r_e \text{ nên } 1 - \frac{R_C}{r_e} \ll 1$$

$$\text{Do đó } Z_v = \frac{r_e}{1 - \frac{R_C}{R_F}} \approx \frac{r_e}{\frac{1}{R_F} \cdot R_C}$$

Trở kháng ra Z_r khi đấu vào $U_v = 0$, hình 1.60 được vẽ lại như hình 1.61. nếu bỏ qua ảnh hưởng của r_e thì :

Hình 1.61

$$Z_r = R_C // R_F$$

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau : tại cực C(hình 1.60)

$$I_r = I_b + I'$$

Với giá trị $I_b \gg I'$ và $I_r = I_b$

$$U_r = -I_r R_C = -I_b R_C$$

$$\text{Thay } I_b = \frac{U_v}{r_e} \text{ ta có :}$$

$$U_r = \frac{U_r}{U_v} \cdot \frac{R_C}{r_e}$$

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

Aùp dụng định luật kirchhoff cho vòng ra .

$$U_v - U_{R_F} - U_r = 0 \text{ tương đương với :}$$

$$I_b \cdot r_e + (I_b - I_r) R_F + I_r R_C = 0$$

$$\text{Với } I_r = I_b, \text{ ta có } I_b \cdot r_e + I_b R_F - I_v R_F + I_b R_C = 0$$

$$\text{Nên } I_b(r_e + R_F + R_C) = I_v R_F$$

$$\text{Thay } I_b = \frac{I_r}{r_e} \text{ từ } I_r = I_b \text{ ta có :}$$

$$\frac{I_r}{r_e} = R_F + R_C - I_v R_F$$

$$\text{suy ra } I_r = \frac{R_F I_v}{r_e + R_F + R_C}$$

r_e rất nhỏ soi với $R_F + R_C$, có thể bỏ qua nên:

$$K_i = \frac{I}{I_v} = \frac{R_F}{R_F + R_C}$$

Với $R_C >> R_F$, thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R_F}{R_F + R_C}$$

Với $R_C >> R_F$, thì :

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R_F}{R_F + R_C} = \frac{R_F}{R_C}$$

Aùnh hùñg cùa r₀:

$$Z_V: \text{tinh chi tiét sõ có kết quả } Z_V = \frac{\frac{1}{r_e} \frac{R_C // r_0}{E_F}}{\frac{1}{R_F} \frac{1}{R_C // R_E}}$$

Thuờng R_F rãt lớn nêñ $\frac{1}{R_F} \ll 0$ và nếu điều kiêñ $r_0 \gg 10R_C$ thoả mãn thi :

$$Z_V \approx \frac{\frac{1}{r_e} \frac{R_C}{R_F}}{\frac{1}{R_F} \frac{R_C}{R_F r_e}}$$

Thuờng $\frac{R_C}{R_F} \ll 1$ nêñ

$$Z_V \approx \frac{\frac{1}{r_e} \frac{r_e}{R_C}}{\frac{1}{R_F} \frac{R_C}{R_F r_E}} = \frac{1}{r_e} \frac{r_e}{R_F} \text{ giõng kết quả truõc}$$

$Z_r; Z_r = Zr_0 // R_C // R_F$

Với $r_0 \gg 10R_C$

$Z_r \approx R_C$ giõng kết quả truõc

Với điều kiêñ chung $R_F >> R_C$

$Z_r \approx R_C$

$$K_u = \frac{\frac{1}{R_F} \frac{1}{r_e} \frac{r_0 // R_C}{1 - \frac{r_0 // R_C}{R_F}}}{\frac{1}{R_F}}$$

vì $R_F >> r_e$

$$K_u = \frac{\frac{r_0 // R_C}{r_e}}{1 - \frac{r_0 // R_C}{R_F}}$$

Với $r_0 = 10R_C$

$$K_U = \frac{\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_C}{R_F}}$$

Vì $\frac{R_C}{R_F}$ thường nhỏ hơn 1 rất nhiều, nên:

$$K_U = \frac{R_C}{r_e}$$

1.3.2.7. Mạch hồi tiếp DC từ cực C

Sơ đồ mạch được cho trên hình 1.63, mạch có điện trở hồi tiếp một chiều để tăng độ ổn định, tụ C_3 sẽ thay đổi tỷ lệ điện trở hồi tiếp từ đầu ra về đầu vào của mạch đối với thành phần xoay chiều:

Với tín hiệu xoay chiều tụ C_3 coi như ngắn mạch thành phần xoay chiều xuống mát. Do đó ta có sơ đồ tương đương như hình 1.64

Hình 1.63

Trở kháng vào: $Z_V = R_{F_1} // r_e$

Trở kháng ra :

$$Z_r = R_C // R_{F_2} // r_0$$

Với $r_0 = 10R_C$:

$$Z_r = R_C // R_{F_2}$$

Hình 1.64

Hệ số khuếch đại K_U được tính:

Đặt $R' = r_0 // R_{F_2} // RC$ thì $U_r = -I_b R'$

$$\text{Nhưng } I_b = \frac{U_V}{r_e} \text{ nên } U_r = -\frac{U_V}{r_e} R'$$

$$\text{Do đó } K_U = \frac{U_r}{U_V} = \frac{r_0 // R_{F_2} // R_C}{r_e}$$

$$\text{Với } r_0 = 10R_C \text{ thì } K_U = \frac{U_r}{U_V} = \frac{R_{F_2} // R_C}{r_e}$$

Hệ số khuếch đại dòng K_i được tính như sau:

$$I_b = \frac{R_{F_1} I_V}{R_{F_1} + r_e} \text{ nên } \frac{I_b}{I_V} = \frac{R_{F_1}}{R_{F_1} + r_e}$$

Và với đầu ra sử dụng $R' = r_0 // R_{F_2}$

$$I_r = \frac{R' I_b}{R' + R_C} \text{ nên } \frac{I_r}{I_b} = \frac{R'}{R' + R_C}$$

$$\text{Do đó : } Ki = \frac{I_r}{I_{V_v}} = \frac{I_r}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_V} = \frac{R'}{R} \cdot \frac{R_{F_1}}{R_{F_1} + R_C} = \frac{R_{F_1} R'}{R_{F_1} + r_e R' + R_C}$$

Vì R_{F_1} thường lớn hơn r_e , nên $R_{F_1} \gg R_e \gg R_{F_1}$

$$\text{Vì thế } Ki = \frac{I_r}{I_V} = \frac{R_{F_1} r_0 // R_{F_2}}{R_{F_1} r_0 // R_{F_2} + R_C} = \frac{r_0 // R_{F_2}}{1 + \frac{R_C}{r_0 // R_{F_2}}}$$

$$\text{Hoặc } K_i = \frac{I_r}{I_V} = K_u \frac{Z_V}{R_C}$$

1.41. Sơ lược cấu tạo transistor trường FET

1.4.1.1. Giới thiệu chung

Khác với transistor lưỡng cực mà đặt điểm chủ yếu là dòng điện trong chúng do cả hai loại hạt dẫn (điện tử/lỗ trống) tạo nên, transistor trường (Field Effect Transistor-FET) hoạt động dựa trên nguyên lý hiệu ứng trường, điều khiển độ dẫn điện đơn tinh thể bán dẫn nhờ tác dụng của một điện trường ngoài. Dòng điện trong FET chỉ do một loại điện tích tạo nên. Công nghệ bán dẫn, vi điện tử càng tiến bộ, FET càng tỏ rõ ưu điểm quang trọng trên mặt sử lí gia công tín hiệu với độ tin cậy cao và mức tiêu hao năng lượng cực bé

#####

Sự khác nhau cơ bản giữa BJT và FET được chỉ rõ ở hình 1.66

Transistor hiệu ứng trường FET gồm có hai loại chính

_FET điều khiển bằn tiếp súc p-n (hay còn gọi là FET mối nối đơn): junction FET, viết tắt là JFET

_FET có cách điện: Insulated Gate FET viết tắt là IGFET thông thường lớp cách điện là lớp oxít niken gọi là Metal Oxide semiconductor FET (MOSFET hay MOS). Trong loại transistor trường có cách cửa cách điện chia làm hai loại là MOS có kênh dẫn sẵn và MOS có kênh cảm ứng

_ Mỗi loại FET lại được chia làm hai loại, kênh N và kênh P
transistor trường có ba phân cực: cực nguồn (source) ký hiệu là S, cực cổng (Gate) ký hiệu là G và cực máng (drain).

- Cực nguồn là nơi đa số các hạt dẫn đi vào kênh và tạo ra dòng điện nguồn I_S

- Cực máng D là nơi các hạt dẫn đa số đi ra khỏi kênh

- Cực cửa D là cực điều khiển dòng điện chạy qua kênh

transistor trường có những ưu điểm nổi bật so với transistor lưỡng cực BJT là dòng điện qua FET chỉ do một loại hạt dẫn đa số tạo nên, do vậy FET là linh kiện một loại hạt dẫn. FET có trở kháng vào rất cao, tiếng ồn trong FET ít hơn nhiều so với BJT. Nó không bị điện áp tại vùng $I_D = 0$ và do đó nó là phần tử ngắt điện, FET có độ ổn định về nhiệt cao. Tuy nhiên nó có nhược điểm là hệ số khuếch đại thấp hơn nhiều so với BJT

1.4.1.2 Cấu tạo và đặc tính của JFET

1 Cấu tạo và ký hiệu

JFET được gọi là FET có mối nối đơn, có hai loại là JFET kênh N và JFET kênh P

JFET kênh N có cấu tạo gồm thanh bán dẫn loại N ,hai đầu nối với hai dây ra gọi là cực máng D và cực nguồn S. Hai bên thanh bán dẫn loại N là hai vùng bán dẫn loại P thành mối nối p – n như diode . hai vùng này nối với nhau gọi là cực cửa G(hình 1.67) JFET kênh P có cấu tạo tương tự như chất bán dẫn ngược lại với JFET kênh N

Ký hiệu của JFET như hình 1.68a(kênh N)và 1.68b (kênh P)

#####
50

2.Đặt tính

#####
50

Xét JFET kênh N có cực D nối với dương nguồn , S nối với âm nguồn như hình 1.69 A. khi cực G mở ($U_{GS} = 0V$):

Lúc này dòng điện sẽ đi qua kênh theo chiều từ cực dương của nguồn vào cực D và ra ở cực S để trở về âm nguồn của U_{DD} , kênh cò tác dụng như một điện trở.

Nếu tăng điện thế U_{DS} từ 0v thì dòng I_D tăng lên nhanh nhưng sau đó tới một điện thế giới hạn thì dòng I_D không tăng được nữa gọi là dòng điện bảo hòa I_{DSS} . Điện thế U_{DS} có I_{DSS} gọi là điện thế ngắt U_P (pinch – off)

B. Khi cực G có điện thế âm ($U_{GS} < 0V$) hình 1.70

Khi cực G có điện thế âm nối vào chất bán dẫn loại P, trong kênh N có dòng điện chạy qua nên có điện thế dương ở giữa chất bán dẫn N sẽ làm cho mối nối P – N bị phân cực ngược làm điện tử trong chất bán dẫn kênh N bị đẩy và làm thu hẹp tiết diện kênh ,nên điện trở tiết diện dây dẫn tăng lên, dòng I_D giảm xuống

#####
51

Khi tăng điện thế âm ở cực G thì mức phân cực ngược càng lớn làm dòng I_D càng giảm nhỏ và đến một giá trị giới hạn thì dòng I_D gần như không còn . Điện thế này ở cực G gọi là điện thế ngắt U_P

Hình 1.71 là đặt tuyến của JFET kênh N để chỉ sự thay đổi I_D theo U_{DS} ứng với từng điện thế U_{GS} ở cực G (gọi là họ đặt tuyến I_D/I_{DS})

Đối với JFET kênh P: JFET kênh P có mạch thí nghiệm như hình 1.72 với nguồn $-U_{DD}$ cung cấp cho U_{DS} , điện cung cấp cực G bây giờ là điện thế dương (U_G, U_S) JFET kênh P cũng có đặt tuyến giống như JFET kênh N nhưng có dòng điện và điện thế ngược dấu

#####
51, 52

3.Đặt tuyến truyền dẫn

Đối với transistor lưỡng cực BJT thì dòng điện ra I_C và dùng điều khiển I_B quan hệ với nhau theo hệ số :

Ở đây là hằng số còn I_B là biến điều khiển . Mỗi quang hệ này được biểu thị là một đường thẳng

Còn đối với JFET , quan hệ giữa I_D và U_{GS} được đặt trưng bởi công thức shockley

$$I_D = I_{DSS}(1 - U_{GS}/U_P)^2$$

Công thức 1.1 thì I_{DSS} và U_P là các hằng số ,còn U_{GS} là biến điều khiển . Phương trình 1.1 biểu thị mối quan hệ giữa dòng điện I_D và điện áp U_{GS} .Đồ thị biểu diễn của nó là một đường có dạng gần như đường cong parabol, gọi là đặt tuyến điều khiển hay đặt tuyến truyền đạt . Quan hệ này được thể hiện bằng hàm $I_D = f(U_{GS})$ khi điện áp U_{DS} không đổi. Ta có thể vẽ được đường đặt tuyến truyền đạt này bằng cách suy từ đặt tuyến ra (hình 1.7)hoặc vẽ trực tiếp theo phương trình Shockley

#####52

Qua đường đặt tuyến truyền đặt ta thấy :khi thay đổi điện áp trên cực cổng thì bề dày của lớp tiếp xúc P –N sẽ thay đổi , làm cho tiết diện của kênh cung thay đổi theo .Do đó điện trở của kênh thay đổi và cường độ điện qua kênh cung thay đổi . Như vậy điện áp trên cực cổng UGS đã điều khiển được dòng điện ở cực máng ID

Theo lý thuyết , khi $U_{GS} = U_p$ thì bề rộng của kênh giảm xuống 0 và dòng điện vào máng bảo hoà $I_{DSS} = 0$ nhưng với linh kiện thực tế thì có một số dòng dò vẫn chảy qua kênh ngay cả' khi ở điều kiện ngắn $|U_{GS}| > |U_p|$

Dòng điện ngược cực cổng I_{GS} là dòng điện chạy từ cực cổng đến cực nguồn khi cực máng ngắn mạch với cực nguồn trong trường hợp $|U_{GS}| > |U_p|$

Thông thường dòng I_{GS} bằng khoảng vài nA đối với FET chế tạo bằng Silic

4. Những mối quang hệ giữa BJT và JFET (hình 1.75)

#####53

1.4.2. mosfet

MOSFET được chia làm hai loại là MOSFET kênh liên tục và MOSFET kênh gián đoạn .Mỗi loại kênh liên tục (kênh đặc sẵn) hay gián đoạn (cảm ứng) đều có phân loại theo chất bán dẫn là kênh N hay kênh P . ta chỉ xét các loại MOSFET kênh N và suy ra cấu tạo ngược lại cho kênh P

1.4.2.1 **cấu tạo và ký hiệu của MOSFET kênh liên tục**

Người ta chế tạo sẵn kênh dẫn điện gồm hai vùng bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất cao được nối liền nhau bằng một kênh dẫn là bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất thấp hơn.Các lớp bán dẫn này được khuếch tán trên một nền là chất bán dẫn loại P, phía trên kênh dẫn điện có phủ lớp ôxít cách điện SiO_2

Hai dây dẫn xuyên qua lớp cách điện nối vào hai vùng bán dẫn N nồng độ cao gọi là cực S và D . Cực G có tiếp xúc kim loại bên ngoài lớp ôxít nhưng vẫn cách điện với kênh dẫn, thường cực S được nối chung với nền P

#####54

1.4.2.2. **Đặt tính của MOSFET kênh liên tục**

A khi $U_{GS} = 0\text{v}$

Trường hợp này kênh dẫn điện có tác dụng như một điện trở ,khi tăng điện áp U_{DS} thì dòng $I =$ tăng lên đến một trị số giới hạn là I_{DSS} (dòng I_D bảo hoà). Điện áp U_{DS} ở trị số I_{DSS} cũng gọi là điện áp ngắn UP giống JFET

B. khi $U_{GS} < 0\text{v}$

Khi này cực G có điện thế âm nên đẩy các điện tử ở kênh N vào vùng nền P làm thu hẹp tiết diện kênh dẫn điện N và dòng I_D bị giảm xuống do điện trở kênh dẫn điện tăng lên . Khi tăng điện thế âm ở cực G thì dòng I_D càng nhỏ và đến trị số giới hạn thì dòng I_D gần như không còn , điện thế này ở cực G gọi là điện thế ngắn U_p

C. khi $U_{GS} > 0\text{v}$

Khi phân cực cho cực G có điện thế dương thì các điện tử thiểu số ở miền P bị hút vào vùng N nên làm tăng tiết diện kênh , điện trở kênh bị giảm xuống và dòng I_D tăng cao hơn trị số bảo hoà . Trường hợp này dòng I_D lớn để làm hỏng MOSFET nên ít sử dụng

Hình 1.78 là đặt tuyến ra I_D/U_{DS} và đặt tuyến truyền đặt I_D/U_{DS} ủa MOSFET liên tục kênh N.

#####55

1.4.2.3.MOSFET liên tục kênh P (hình 1.79)

#####55

1.4.2.4.ký hiệu và cấu tạo của MOSFET kênh gián đoạn (cảm ứng)

Hình 1.80 guồng thiêu cấu tạo của MOSFET kênh giáng đoạn ,hình 1.81 là ký hiệu của chúng .

#####56

Trong MOSFET gián đoạn thì hai vùng bán dẫn loại N pha nồng độ cao không dính liền nhau nên gọi là kênh giáng đoạn ,mặt bên kinh dán điện cũng được phủ một lớp ô xít cách điện SiO_2 . Hai dây dẫn xuyên qua lớp cách điện nối vào vùng bán dẫn N gọi là cực S và ϕD . Cực G có tiếp xúc kim loại bên ngoài lớp ô xít và cách điện đối với cực D và S

1.4.2.5. Đặt tính của MOSFET kênh gián đoạn (hính 2.82)

Do cấu tạo kinh bị giáng đoạn nên bình thường không có dòng điện qua kinh , $I_D = 0$ và điện trở giữa D và S rất lớn

#####56

Khi phân cực cho G có $U_{GS} > 0v$ thì điện tích dương ở cực G sẽ hút các điện tử của nén P về phía giữa hai vùng bán dẫn N và khi lực hút đủ lớn thì số điện tử bị hút nhiều hơn đủ để nối liền hai vùng bán dẫn N và khi lực hút đủ lớn thì số điện tử bị hút nhiều hơn đủ để nối liền hai vùng bán dẫn N và kinh được liên tục . Khi đó có dòng điện I_D đi từ D sang S , điện thế phân cực cho cực G càng tăng thì dòng I_D càng lớn. Điện thế U_{GS} đủ lớn để tạo thành kinh dẫn điện gọi là điện thế ngưỡng $U_{GS(T)}$ hay U_T . khi $U_{GS} < U_T$ thì dòng cực máng $I_D = 0\text{mA}$ hay không có dòng điện chạy qua kinh (kênh dẫn chưa được tạo thành)

Đặt tuyến ra và đặt tuyến truyền đạt của MOSFET giáng đoạn kinh N được biểu thị ở hình 1.83, khi $U_{GS} > U_T$ thì dòng I_D và U_{GS} quan hệ với nhau theo công thức $I_D = K(U_{GS} - U_T)^2$

Đây chính là phương trình của đặt tuyến truyền đạt ở hình 1.82b

Hệ số K là một hằng số , nó được xác định nhờ các giá trị I_D và U_{GS} tương ứng trên đặc tuyến ra (ứng với mỗi một điểm bất kỳ trên đặc tuyến ra ta có một cặp(I_D, U_{GS})tương ứng gọi là $I_{D(on)}$ và $U_{GS(on)}$ khi đó

$$k \frac{ID(on)}{(UGS(on) - UT)^2}$$

Ví dụ ở hình 1.82b với $I_{D(on)} = 10\text{mA}$ khi $U_{GS(on)} = 8v$

$$K = (10\text{mA})/(8v - 2v)^2 = 0.287\text{A/V}^2$$

$$I_D = 0.278 \cdot 10^{-3}(U_{GS} - 2v)^2\text{mA}$$

1.4.2.6.MOSFET giáng đoạn kinh P(hình 1.83)

Tương tự như MOSFET giáng đoạn kinh N,hình 1.83a- mô tả cấu tạo ,b – đặt tuyến truyền đạt và c – đặt tuyến ra của MOSFET gián đoạn kinh P

#####57

1.23. Các cách măt cờ bǎn của transistor

Transistor có ba cực (E,B,C), nếu đưa nín hiệu vào trên hai cực và lấy tín hiệu ra trên hai cực thì phải có một cực là cực chung. Do vậy ,đối với transistor có ba cách măt cờ bǎn :Base chung , emitter chung ,collector chung.

1.2.3.1. Base chung (CB – common Base)

Sơ đồ cách măt CB được minh hoạ trên hình 1.9

#####
10

Trên hình vẽ chiều mũi tên chỉ chiều của dòng điện trên các cực của transistor. Để thấy rõ quan hệ giỮ 3 cực của transistor trong cách măt C_B người ta dùng hai đặc tuyến: đặc tuyến vào và đặc tuyến ra . Đặc tuyến vào(hình 1.10a) mô tả quang hê giỮa dòng vào I_E với điện áp đầu vào U_{BE}. Ứng với các giá trị điện áp khác nhau của điện áp ra U_{CB}

#####
11

Đặt tuyến ra(hình 1.10b)mô tả quan hê giỮa dòng I_C với điện áp U_{CB}, Ứng với các giá trị khác nhau của dòng điện I_E. Trên đặt tuyến này được chia thành 3 vùng :vùng tích cực ,vùng cắn và vùng bǎo hoà .

#####
11

Vùng tích cực được dùng để khuếch đại tín hiệu (nên còn được gọi là vùng khuếch đại). Trong vùng tích cực chuyển tiếp emitter được phân cực thuận , chuyển tiếp collector phân cực ngược .Ở phần thấp nhất của vùng tích cực (đường I_E = 0) dòng I_C là dòng bǎo hoà ngược I_{CO}, dòng I_{CO} rất nhỏ (cở A) và thường được kí hiệu thay cho I_{CB0} (hình 1.11)

Khi transistor hoạt động trong vùng tích cực có quan hê gần đúng I_E = I_C

Vùng cắn là vùng có dòng I_C = 0. Trong vùng cắn chuyển tiếp emitter và collector đều phân cực ngược

Vùng bǎo hoà là vùng ở bên trái đường U_{CB} = 0 trên đặt tuyến ra. Trong vùng bǎo hoà chuyển tiếp emitter và collector phân cực thuận .

+ Hé sô

Trong chế độ một chiều , để đánh giá mức hao hụt dòng khuếch tán trong miền Base, người ta định nghĩa hé sô truyền đạt dòng điện DC

$$dc = \frac{I_C}{I_E}$$

Với I_C, I_E là dòng điện tại điểm làm việc. Theo đặt tuyến ra hình 1.10b thí = 1 , nhưng thực tế thường trong khoảng $0,9 \div 0,998$
Trong chế độ xoay chiều, khi điểm làm việc thay đổi trên đặt tuyến ra , hệ số xoay chiều được định nghĩa :

$$\alpha_{ac} = \frac{I_C}{I_E}$$

Hệ số α_{ac} còn gọi là hệ số Base chung , hệ số ngắn mạch,hay hệ số khuếch đại.

Thông thường, giá trị $\alpha_{dc} = \alpha_{ac}$

1.2.3.2. Emitter chung (CE – common Emitter)

#####
12

Sơ đồ cách măc C_E được cho trên hình 1.12

Trong cách măt C_E , đặc tuyến ra là quang hẽ giữa dòng ra I và điện áp ra UCE , ưng với khoảng giá trị của dòng vào IB . Đặc tuyến vào là quan hẽ giữa dòng vào IB và điện áp vào UBE , ưng với khoảng giá trị của điện áp ra UCE

Chú ý rằng trên hình 1.13, độ lớn của IB cở uA , còn độ lớn IC cở mA . Vùng tích cực của cách măt CE là miền ở bên phải của đường nét đứt U_{Cebh} và phía trên đường $IB = 0$

#####
13

Vùng phía trái đường U_{Cebh} là vùng bảo hoà. Vùng cắt là vùng phía dưới đường $IB = 0$. trong vùng tích cực chuyển tiếp emitter phân cực thuận, chuyển tiếp collector phân cực ngược, vùng này được dùng để khuếch đại điện áp , dòng điện hoạt động suất .

Theo đặt tuyến ra hình 1.13b khi $IB = 0$ thì $IC \neq 0$. điều này được giải thích như sau:

Ta có IC

1.2.4. nguyên tắc khuếch đại của transistor

#####
15

xét sơ đồ CB như hình 1.15

Theo đặt tuyến vào và đặt tuyến ra của CB ta có thể rút ra nhận xét ; điện trở vào của cách măt CB rất nhỏ (khoảng $10 \div 1M$)

Trong sơ đồ hình 1.15 ta chọn transistor có điện trở vào $R_V = 20$, điện trở ra $R_r = 100k$

Dòng điện vào

$$I_V = \frac{U_V}{R_V} = \frac{200mV}{20} = 10mA$$

Giả sữ $\alpha_{ac} = 1$ ($I_e = IC$) thì $IV = Ir = 10mA$

Khi đó điện áp ra sẽ là:

$$U_r = I_r \cdot R_r = 10 \cdot 10 = 100(V)$$

Vậy hệ số khuếch đại điện áp :

$$K_U = \frac{U_r}{U_v} = \frac{100V}{200V} = 500$$

Như vậy, nguyên tắc khuếch đại ở đây chính là việc truyền đạt dòng điện từ mạch điện trở thấp sang sang mạch điện trở cao. Chính vì vậy, transistor là từ ghép từ hai từ tiếng anh :transfer(truyền đạt)và resistor(diện trở)

1.2.5. Các tham số giới hạn

đối với transistor có vùng làm việc trên đặc tuyến ra. Nếu transistor hoạt động trong vùng này sẽ có tỷ lệ tín hiệu ra trên tín hiệu vào là lớn nhất với độ méo nhỏ nhất.

vùng này sẽ bị giới hạn bởi một vài tham số như :dòng IC lớn nhất ICmax , Điện áp UCE lớn nhất UCEmax (đối với cách măt CE)

Với transistor có đặc tuyến ra như hình 1.16 :ICmax = 50mA, UCEmax = 20V

Đường UCEbh trên đặc tuyến là giá trị nhỏ nhất của UCE, thông thường UCEbh = 0.3V

Công xuất tiêu hao lớn nhất được định nghĩa :

$$P_{Cmax} + U_{CE} \cdot I_C$$

Với transistor cho trên hình 1.16 thì PCmax = 300mW

Ta có thể vẽ đường cong công suất trên đặc tuyến ra bằng cách chọn một vài điểm thoả mãn UCE.IC = 300mW

Ví dụ , chọn IC = ICmax = 50mA suy ra UCE = 6V. chọn UCE = UCEmax = 20V, suy ra IC = 15mA. Nếu chọn IC nằm giữa hai khoảng trên , IC = 25mA thì UCE = 12 V. với 3 điểm trên ta có thể vẽ được đường cong công suất (có thể lấy thêm các điểm khác) Như vậy , vùng hoạt động của transistor bị giới hạn bởi các tham số :

$$ICEO \quad IC \quad ICmax$$

$$UCEbh \quad UCE \quad UCEmax$$

$$UCE \cdot IC \quad P_{Cmax}$$

Chú ý : đối với cách măt CB thì $P_{Cmax} = U_{CB} \cdot I_C$

#####16

1.2.6. phân cực cho transistor lưỡng cực – BJT

11.2.6.1. giới thiệu

để transistor lưỡng cực hoạt động ta phải phân cực cho nó , nghĩa là đưa một điện áp một chiều từ bên ngoài vào chuyển tiếp emitter và collector với giá trị và cực tính phù hợp. Điện áp một chiều này sẽ thiết lập chế độ một chiều cho transistor. Khi phân cực nếu :

Chuyển tiếp emitter phân cực thuận, chuyển tiếp collector phân cực ngược transistor sẽ hoạt động trong vùng tích cực. Khi tính toán chế độ một chiều trong vùng này ta thường sử dụng các công thức :

$$UBE = 0.7V$$

$$IE = (+1)IB \quad IC$$

$$IC = I_B$$

Chuyển tiếp emitter phân cực ngược, transistor sẽ làm việc trong vùng cắt.

Chuyển tiếp emitter và collector đều phân cực thuận, transistor sẽ làm việc trong vùng bảo hoà .

Chú ý rằng, để transistor khuếch đại tín hiệu phải phân cực cho nó hoạt động ở vùng tích cực.

Điểm làm việc tĩnh

Khi phân cực cho transistor, dòng điện và điện áp một chiều sẽ thiết lập cho transistor một điểm làm việc cố định trên đặc tuyến ra, điểm này gọi là điểm làm việc tĩnh(còn gọi là điểm công tác tĩnh và thường ký hiệu là d7iem Q). Để transistor khuếch đại được tín hiệu, điểm làm việc tĩnh Q phải nằm trong vùng tích cực, nếu chọn được điểm Q thích hợp thì biên độ tín hiệu ra có thể lớn mà không bị méo (thường là giữa đặc tuyến ra)

1.2.6.2.Phân cực cố định

Sơ đồ mạch phân cực cố định được cho trên hình 1.17

Với transistor pnp, sơ đồ , các công thức và cách tính hoàn toàn tương tự , bằng cách thay đổi chiều dòng điện và cực của điện áp cung cấp .

#####18

Để phân tích chế độ mở chiều ta có thể bỏ các tụ điện và sử dụng sơ đồ tương đương hình 1.17b

+Xét vòng Base – emitter (hình 1.18)

Viết định luật kirchhoff cho vòng điện áp ta được :

$$U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} = 0$$

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}$$

#####18

Theo công thức trên , điện áp U_{CC} , U_{BE} luôn không đổi, vì thế giá trị R_B sẽ quyết định giá trị dòng điện I_B , và dòng I_B này sẽ không đổi(vì vậy nên gọi là phân cực cố định).

+ Xét dòng collector – emitter (hình1.19)

Giá trị dòng I_C chạy qua điện trở R_C được tính theo công thức

$$I_C = I_B$$

Chú ý rằng , dòng I_B phụ thuộc vào giá trị R_B , mà I_C tỷ lệ với I_B theo một hằng số , vì vậy giá trị của I_C không phụ thuộc vào điện trở R_C . Khi thay đổi R_C dòng I_B và I_C không đổi. tuy vậy ta sẽ thấy giá trị R_C quyết định giá trị U_{CE} mà U_{CE} là một tham số rất quang trọng .

Aùp dụng định luật Kirchhoff cho vòng collector – emitter(hình 1.19)ta có:

$$U_{CE} + I_C R_C - U_{CC} = 0$$

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

$$\text{Ta có : } U_{CE} = U = - U_E$$

Với U_C, U_E lần lượt là điện thế của các cực collector và emitter

#####19

Ví dụ 1.1

Cho mạch điện như hình 1.20 Hãy tính các giá trị của chế độ một chiều IB, IC, UCE, UC, UBE.

#####19

Giải

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0,7V}{240k} = 47,08 \text{ mA}$$

$$I_C = I_B = 50 \cdot 47,8 \text{ mA} = 2,35 \text{ mA}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 6,83 \text{ V}$$

$$U_B = U_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

$$U_C = U_{CE} = 6,83 \text{ V}$$

$$U_{BC} = U_B - U_C = 0,7 - 6,83 = -6,13 \text{ V}$$

Trong trường hợp này : $U_E = 0 \text{ V}$, nên $U_{CE} = U_C$

Ngoài ra , $U_{CE} + U_B - U_E$ suy ra $U_{BE} = U_B$

+ Đường tải tĩnh

Đường tải tĩnh là đường quan hệ giữa dòng điện và điện áp ra trong chế độ một chiều . Đường tải tĩnh được vẽ trên đặc tuyến ra, điểm làm việc tĩnh Q sẽ nằm trên đường này

Đối với sơ đồ mạch như hình 1.19, quan hệ giữa dòng điện ra IC và điện áp ra U_{CE} khi có tải R_C :

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C$$

Phương trình trên chính là phương trình đường tải tĩnh. Để vẽ đường tải tĩnh ta

cần xác định hai điểm: Điểm thứ nhất ta cho $U_{CE} = 0$ suy ra $I_C = \frac{U_{CC}}{R_C}$, điểm thứ hai

ta cho $I_C = 0$ suy ra $U_{CE}=U_{CC}$ với hai điểm này ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 1.21

#####20

Nếu thay đổi giá trị điện trở R_B sẽ làm cho I_B thay đổi, khi đó đường tải tĩnh không đổi, nhưng điểm làm việc tĩnh Q sẽ dịch lên hoặc xuống (hình 1.21)

Khi giữ nguyên giá trị R_C và thay đổi nguồn U_{CC} thì đường tải tĩnh sẽ dịch chuyển như hình 1.22a

Trong trường hợp thay đổi giá trị điện trở R_C và giữ nguyên nguồn U_{CC} sẽ làm đường tải tĩnh thay đổi như hình 1.24b

#####21

ví dụ 1.2 cho mạch phân cực cố định có đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh Q như hình 1.23. hãy tính các giá trị U_{CC} , R_B , R_C

Giải

#####21

Từ hình 1.23 ta có .

Tại $IC = 0$

$UCE = U_{CC} = 15 \text{ V}$

Tại $UCE = 0$

$$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = 6 \text{ mA}$$

$$R_C = \frac{U_{CC}}{I_C} = \frac{15V}{6mA} = 2,5k$$

Lấy $U_{BE} = 0,7V$, ta có

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_B} = \frac{15V - 0,7V}{3F} = 4,77M$$

+ Transistor bão hoà

Theo đặc tuyến của transistor, khi transistor bão hoà thì $U_{CE} = 0V$ do đó dòng điện collector bão hoà I_{cbh} sẽ là dòng I_{Cmax} và được tính theo công thức :

$$I_{cbh} = I_{Cmax} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

Mạch phân cực ổn định cực emitter

Mạch phân cực ổn định cực emitter như hình 1.24 điện trở R_E được măt thêm để tăng độ ổn định hơn so với mạch phân cực cố định (điều này). Trước hết xét vòng emitter – collector.

#####22

+ vòng base – collector (hình 1.25)

Theo định luật kirchhoff ta có phuong trình

$$+U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} - I_E R_E = 0$$

Ta đã biết $I_E = (+1) I_B$

Thay vào phuong trình ta có :

$$+U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} - (+1) I_B R_E = 0$$

Rút I_B ta được :

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R + (1)R_E}$$

#####22

Với công thức trên ta có thể vẽ một mạch nối tiếp như hình 1.26

Trong trường hợp này, điện áp U_{EB} từ base đến emitter được điện trở R_E phản hồi trở về đầu vào với hệ số $(+1)$. Nói cách khác điện trở cực E là linh kiện trong vùng emitter – collector xuất hiện với $R_E = (+1)R$ trong vòng base – collector .

+ Vòng emitter – collector (hình 1.27)

Theo định luật kirchhoff ta có kết quả :

$$I_{ERE} + U_{CE} + I_{CRC} - U_{CC} = 0$$

Thay thế $I_E = I_C$ và nhóm các số hạng ta có :

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

Điện áp U_E được xác định bằng :

$$U_E = I_{ERE}$$

#####22

Trong khi điện áp từ cực C tối mát là :

$$U_C = U_{CE} + U_E$$

$$\text{Hoặc : } U_C = U_{CC} - I_C R_C$$

Điện áp tại cực B có thể xác định từ : $U_B - I_B R_B$ hoặc $U_B = U_{BE} + U_E$

Ví dụ 1.3 với mạch phân cực emitter 1.28 xác định: $U_{CE}, U_{BE}, U_B, U_E, U_C, I_B, I_E$

#####23

giải

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + RE} = \frac{20V - 0,7V}{430k + 51k} = 40,1 \text{ mA}$$

$$IC = IB = (50) . (40,1 \text{ mA}) = 2,01 \text{ mA}$$

$$UCE = UCC - IC(RC + RE)$$

$$= 20V - (2,01 \text{ mA})(2k + 1k) = 13,97V$$

$$UC = UCC - ICRC = 20V - (2,01 \text{ mA})(2k) = 20V - 4,02V = 15,98V$$

UE = UC - UCE = 15,98V - 13,97V = 2,01V hoặc ta có thể tính theo công thức:

$$U_E = UCC - ICRC = (2,01 \text{ mA})(1k) = 2,01V$$

$$UB = UBE + UE = 0,7V + 2,01V = 1,71V$$

$$UBE = UB - UC = 1,71V - 15,98 = 13,27V$$

+ Mức bảo hoà

mức bảo hoà cực C hoặc dòng cực C cực đại với mạch phân cực emitter có thể xác định tương tự như mạch phân cực cố định :

$$I_{cbh} = I_{Cmax} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$$

+ Đường tải tĩnh xác định giống phương pháp xác định đường tải tĩnh ở mục

1.2.6.2

1.2.6.3. mạch phân áp

Trong các mạch phân cực trước, sự phân cực dòng điện I_{CQ} và điện áp U_{CEQ} là một hàm số của hệ số khiech đại dòng điện (β). Trong khi đó, là nhai cảm với nhiệt độ, đặc biệt là chất silicon, giá trị thực tế của thường không được xác định chính xác. Vì thế, xây dựng được một mạch phân cực mà ít phụ thuộc, hoặc độc lập với

là vô cùng quang trọng. Với sơ đồ của mạch phân áp như hình 1.29, nếu chọn được các tham số của mạch hoàn hảo thì dòng điện I_{CQ} và điện áp U_{CEQ} có thể hoàn toàn độc lập với β .

Hình 1.29

+ Tính toán các tham số trong mạch

Đầu vào của sơ đồ hình 1.29 có thể vẽ lại như hình 1.30

Sử dụng định lý Thevenin ta có thể tính được dòng I_B như sau:

Ngắn mạch nguồn cấp U_{CC} (hình 1a) ta có :

$$R_{td} = R_1 // R_2$$

Nguồn tương đương U_{td} (hình 1b):

$$U_{td} = UR_2 = \frac{R_2 \cdot U_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Hình 1.31

Từ sơ đồ tương đương Thevenin (hình 1.32)

$$U_{td} - I_B \cdot R_{td} - U_{BE} - I_E \cdot R_E = 0$$

$$I_B = \frac{U_{BE}}{R_{t\bar{n}} - (1 + R_E)}$$

Hình 1.32

Vô lú B ta có thể xác định nồng độ IC, tần số của nồng độ UCE theo công thức:

$$U_{CE} = U_{CC} I_C (R_C + R_E)$$

+ Phản tích gãy nung

Nếu vaø cuà mæch phaâ àp có thể nồng độ veñhö hình 1.33. trôñkhang giøa base vaø emitter laø $R_i = (1 + 1)R_E$. Nếu $R_i \gg R_2$ thì doøg $I_B \ll I_1$, khi nòi $I_2 = I$ và $I_B = 0$.

Do nòi

$$U_B = \frac{R_2 U_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Vì $R_i = (1 + 1)R_E = R_E$ khi phản tích gãy nung R_E phải thoả mãn níeà kieä:

$$R_E \gg R_2$$

Níeà àp vaø doøg níeà cõc E nồng độ tính:

$$U_E = U_b - U_{BE} I_E = \frac{U_E}{R_E} I_{CQ} - I_E$$

Tôønøù níeà àp U_{CE} nồng độ tính nhö sau:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

Vôlú ñòi treâ, rõ ràng I_{CQ} và U_{CEQ} hoaø toøi nòi laø vôù .

1.2.6.4. Mæch phaâ cõc hoiatie pâ aân níeà àp

Mæch phaâ cõc hoiatie pâ aân níeà àp co treâ hình 1.35. mæch nồng độ hoaø toøi C ve cõc B laøn cho mæch năt nồng độ sòiøa nòng nâng keä Tuy nhieâ níeà laøn vieä Q(nồng độ xàù nòng bôùl C_Q và U_{CEQ}) khoâng hoaø toøi nòi laø vôù , nhöng oå nòng hòn so vôù mæch phaâ cõc coñøn hoaø phaâ cõc emitter.

Hình 1.35

+ Võøg base - emitter (hình 1.36)

Theo nòng lúakirchhoff ta có keäquaùsau :

$$U_{CC} - I_C' I_C R_C - I_B R_B - U_{BE} I_E R_E = 0$$

Mækhaù: $I_C' = I_C + I_B$. tuy nhieâ , doøg I_C và I_C' quanløi so vñgôùl B neâ $I_C' = I_C$. Thay theá $I_C' = I_C + I_B$ và $I_E = I_C$ seø có keäquaùlaø

$$U_{CC} - I_B R_C - I_B R_B - U_{BE} - I_B R_B = 0$$

Rútgoïn ta cóù

$$U_{CC} - U_{BE} - I_B (R_C + R_E) - I_B R_B = 0$$

Vàø doøg I_B laø

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_C + R_E}$$

Keäquaùtreâ cho ta thaý phaâ hoàcuâ níeà trôñ R_C trôñlaï nàà vaø, töông nồng vñùsöi phaâ hoàcuâ R_E

GHÉP TẦN KHUẾCH ĐẠI

Một bộ khuếch đại thường gồm nhiều tần khuếch đại măc liên tiếp như hình 2.1 vì thông thường một tần khuếch đại không đảm bảo đủ hệ số khuếch đại cần thiết ,trong sơ đồ này tín hiệu ra của tần trước và tín hiệu vào của tần sau .

\$17

Theo hình 2.1 Hệ số khuếch đại của toàn mạch là :

$$K_U = \frac{U_{rN}}{U_{v1}} \cdot \frac{U_{r1}}{U_{v1}} \cdot \frac{U_{r2}}{U_{v2}} \cdots \frac{U_{rN}}{U_{vN}} = K_1 \cdot K_2 \cdots K_N$$

Tính theo đơn vị dB ta có :

$$K_U(\text{dB}) = K_{U1}(\text{dB}) + K_{U2}(\text{dB}) + \dots + K_{UN}(\text{dB})$$

Để thực hiện việc ghép giữa các tần người ta có thể dùng tụ điện , biến áp hoặc trực tiếp ...

2.1. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP RC

Hình 2.2 mạch khuếch đại gồm 2 tần ghép với nhau bằng RC .

Hệ số khuếch đại điện áp ở mỗi tần :

$$K_U = \frac{R_C // R_L}{r_e}$$

Trở kháng vào của mạch

$$Z_v = R_1 // R_2 // r_e$$

\$118

Trở kháng ra của mạch

$$Z_r = R_C // r_0$$

Ví dụ 1 :

Tính hệ số khuếch đại điện áp ,điện áp ra ,trở kháng vào và trở kháng ra của mạch khuếch đại ghép tần bằng RC (hình 2.3). Biết điện trở tải $R_L = 10K$.

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$118

Giải

Các giá trị phân cực (chế độ DC) tính được là

$$U_B = 4.7V$$

$$U_E = 4V$$

$$U_C = 11V$$

$$I_E = 4mA$$

$$\text{Ta có } r_e = \frac{26}{I_E} = \frac{26}{4} = 6.5$$

Hệ số khuếch đại điện áp ở tần 1 :

$$K_U = \frac{R_C // R_1 // r_e}{r_e}$$

$$\frac{2.2k // 15k // 4.7k // 200}{6.5} 6.5$$

$$\frac{665.2k}{6.5} 102.3$$

Hệ số khuếch đại ở tần 2

$$K_{U_2} = \frac{R_C}{r_e} = \frac{2.2k}{6.5} = 338.46$$

Hệ số khuếch đại điện áp của cả mạch

$$K_U = K_{U1} K_{U2} = (-102.3) (-338.46) = 34,624$$

Điện áp ra

$$U_r = K_U U_V = (34.624) (25 \text{ V}) = 0.866V$$

Trở kháng vào

$$ZV = R1 // R2 // r_e = 4.7k // 15k // (200)(6.5) = 953.6$$

Trở kháng ra

$$Z_r = R_C = 2.2k$$

Nếu ở đầu ra mắc với 1 điện trở $10k\Omega$ thì điện áp trên tải là :

$$U_L = \frac{R_L}{Z_r + R_L} \cdot U_r = \frac{10k}{2.2k + 10k} \cdot 0.866V = 0.71V$$

2.2. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP BIẾN ÁP

Mạch khuếch đại ghép RC có một số nhược điểm là : tụ ghép liên tần làm suy giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số thấp, điện trở tải làm tiêu hao công suất AC và Điện giảm hiệu suất mạch và khó phối hợp trở kháng giữa các tần số ... Do vậy loại mạch ghép RC chỉ được sử dụng để khuếch đại tín hiệu nhỏ.

Mạch khuếch đại ghép biến áp tuy có một vài yếu điểm như : làm giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số rất cao do tụ tản giữa các vòng dây biến áp, tổn hao ở lõi sắt và hơi công kênh. Song nó có một số ưu điểm mà mạch ghép RC không thể có được, đó là hoàn toàn cách điện DC giữa các tần số. Nội trở của vòng dây đồng rất nhỏ ($khoảng$ Ω) nên tiêu hao công suất một chiều nhỏ, làm tăng hiệu suất mạch. Việc phối hợp trở kháng giữa các tầng luôn được đáp ứng dễ dàng để giảm méo và tăng công suất ra cực đại, nhờ ưu điểm này nên mạch ghép biến áp có thể vừa dùng làm mạch khuếch đại tín hiệu nhỏ, nhất là để khuếch đại công suất.

Mạch khuếch hai tần ghép biến áp được mô tả như hình 2.4 :

\$120

Từ mạch tương đương b ta có

$$U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_V = 4U_V$$

$$K_{U1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_L}{r_e}$$

2.3. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP TRỰC TIẾP

Mạch khuếch đại ghép trực tiếp (không có tụ ghép) nên không có tổn hao điện áp ở tần số thấp do tụ ghép. Các tầng không bị gán cách nguồn DC nên ảnh hưởng lẫn nhau rõ rệt từ việc tính toán đến việc thay thế transistor và sự thay đổi nhiệt độ môi trường.

Do vậy cần có mạch ổn định chế độ làm việc và ổn nhiệt bằng hồi tiếp âm emitter hoặc từ đầu ra vào đầu vào. Nếu như dùng 3 tần trở lên thì dễ gây tự kích, thông thường là mắc thêm tụ có giá trị hàng chục pF ở hai cực C – B của transistor. Loại mạch này có độ khuếch đại không lớn.

Một mạch khuếch đại ghép trực tiếp như ví dụ su (hình 2.5)

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$121

Xác định phân cực DC

Với T_2 : Từ điện áp đầu ra $U_{C2} = 8 V$, ta có

$$I_{(0.8k)} = \frac{12 - 8}{0.8k} = 5mA$$

Như vậy : $I_{C2} = I_{E2} = 5mA$

Và $U_{E2} = (5mA)(1.1k) = 5.5V$

Từ $U_{BE2} = 0.7V$, ta có : $U_{B2} = U_{C1} = 5.5 + 0.7 = 6.2V$

Aùp dụng quan hệ $I_{C2} = I_{B2}$ ta có

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{100} = \frac{5mA}{100} = 50 A$$

Với T_1

$$I_{(3k)} = \frac{12 - 6.2}{3k} = 1.93mA$$

Ta thấy

$I_{(3k)} > I_{B2}$, nên

$I_{C1} = I_{(3k)} = 1.93 mA$ và $I_{E1} = 1.93mA$

Vậy $U_{E1} = (1.93mA)(1.2k) = 2.32V$

Và $U_{B1} = U_{E1} + U_{BE} = 2.32 + 0.7 = 3.02V$

Xác định giá trị AC

Trở kháng vào mỗi tầng lặp emitter gần bằng R_E nên ta có :

$ZV1 = 1RE1 = 40(1.2k) = 48k$

$ZV2 = 21RE2 = 100(1.1k) = 110k$

$$K_{U1} = \frac{R_{L1}}{R_{E2}} = \frac{R_{C1} // R_{E2}}{R_{E1}} = \frac{3k // 110k}{1.2k} = \frac{3k}{1.2k} = 2.5$$

$$K_{U2} = \frac{R_{L2}}{R_{E2}} = \frac{R_{C2}}{R_{E1}} = \frac{0.8k}{1.1k} = 0.7273$$

$K_U = K_{U1} K_{U2} = (-2.5) (-0.7273) = 1.818$

$$|K_i| = |K_u| |Z_{V1}/Z| = \frac{1.818 \cdot 48k}{0.8k} = 109.08$$

$$|K_p| = |K_u| |K_i| = 1.818 \cdot 109.08 = 198.3$$

2.4. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CASCODE

Đặc điểm của mạch khuếch đại Cascode là dùng hai tầng khuếch đại măc nối tiếp (hình 2.6). Tầng thứ hai măc kiểu BC để tăng tần số cắt, giảm tạp nhiễu (vì nội vào của tần số thấp măc kiểu EC nhỏ nên hệ số khuếch đại của tần số này nhỏ) giảm thiểu hiệu ứng Miller ở tần số cao. Tầng thứ nhất măc kiểu EC, làm việc ở điện áp thấp hệ số khuếch đại điện áp nhỏ (cũng nhằm giảm thiểu hiệu ứng Miller ở tần số cao). Song hệ số khuếch đại điện áp toàn mạch lại lớn (khoản v่าย trăm lần).

Ta có thể dùng ví dụ tính toán cho mạch Cascode thực tế ở hình:

\$123

Giải

Tính các thông số DC

$I_{E2} = I_{E1}$ hoặc $I_{C2} = I_{C1}$

$$\text{Từ } I_1 = I_2 \text{ ta có: } \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{R_{B1}}{R_{B2}} = \frac{1}{2} \text{ hoặc } I_{B2} = I_{B1}$$

Dòng IB1 rẽ qua mạch RE mà nó được măc song song với RB3 = 4,7k .

Vì $RE = 100(1k) = 100k$, có giá trị lớn hơn R_{B3} nhiều lần nên có thể bỏ qua hiệu ứng I_{B1} lên mạch RE. Từ cách tính gần đúng có thể coi $I_{B2} = I_{B1}$

Aùp phân cực

$$U_{B1} = \frac{R_{B3} U_{CC}}{R_{B3} + R_{B2} + R_{B1}} = \frac{4.7k + 18}{4.7k + 5.6k + 6.8k} = \frac{84.6}{17.1} = 4.95V$$

$$\text{Và } I_{E1} = \frac{U_{E1}}{R_E} = \frac{U_{B1} - U_{CE}}{R_E} = \frac{4.97 - 0.7}{1k} = 4.25mA$$

Điện trở tiếp giáp BE của T1 là :

$$U_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26mV}{4.25mA} = 6.12$$

Từ $I_{E1} = I_{E2}$, ta có $r_{e2} = 6.12$

Tính các thông số AC:

$$K_{U1} = \frac{U_{r1}}{U_{V1}} = \frac{R_L}{r_{e1}}$$

Tải của T1 là trẽ vào của T2 tức là trẽ tiếp giáp EB của nó, nên : $R_L = r_{e2}$

$$\text{Vậy: } K_{u1} = \frac{r_{e2}}{r_{e1}} = 1 \text{ (hệ số khuếch đại nhỏ nên giảm được hiệu ứng miler)}$$

$$\text{Và } K_{u2} = \frac{R_L}{R_{e2}} = \frac{R_c}{r_{e2}} = \frac{1.8k}{6.12} = 294.1$$

$$\text{Vậy } K_U = \frac{U_{r2}}{U_{V1}} = K_{U1} K_{U2} = 1 \cdot 294.1 = 294.1$$

2.5. MẠCH KHUẾCH ĐẠI DALINGTON

Mạch khuếch đại Dalington kiểu cơ bản được mô tả ở hình 2.8. Đặc điểm của nó là : điện trở vào lớn điện trở ra nhỏ ,hệ số khuếch đại dòng lớn ,hệ số khuếch đại điện áp 1 trên tải emitter .

Cách phân cực của mạch này giống như một tầng lập emitter dùng hồi tiếp dòng điện của emitter ,chú ý rằng dòng emitter của tầng thứ nhất chính là dòng Bazor của tầng thứ hai .

Hai transistor sẽ tương đương với 1 transistor có $I_D = I_1 + I_2$ và $U_{BE} = 1.6V$, khi đó dòng cực gõc được tính :

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$125

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + R_E}$$

Do R_D rất lớn nên :

$$I_E = (1 + \beta) I_B = \beta I_B$$

Điện áp phân cực là :

$$U_E = I_E R_E$$

$$U_B = U_E + R_{BE}$$

Ví dụ 2: Tính điện áp và dòng điện phân cực ở hình 2.9

Giải

$$I_B = \frac{18V - 1.6V}{3.3M} = 2.56 A$$

$$I_E = 2.56 A = 20.48mA$$

$$U_E = 20.48mA \cdot 390 = I_C$$

$$UB = 8V - 1.6V = 9.6V$$

Với : $U_C = 18V$

\$\$\$\$\$125

Mạch tương đương xoay chiều

Mỗi mạch Darlington lắp emitter như hình 2.10. Tín hiệu được đưa vào qua tụ C_1 , tín hiệu V_r qua tụ C_2

Mạch tương đương như hình 2.11

Tính trở kháng vào AC

$$\text{Đòng bazơ chạy qua là } I_B = \frac{U_V - U_r}{r_v}$$

\$\$\$\$\$126

Vì

$$U_r = I_B r_v = I_B R_E$$

$$I_B r_v = U_V - U_r = U_V - I_B(1 + \beta)R_E$$

$$U_V = I_B r_v + I_B R_E = I_B(r_v + R_E)$$

Trở kháng vào nhìn từ bazơ của transistor :

$$\frac{U_V}{I_B} = r_v + R_E$$

TRở kháng vào của mạch :

$$Z_V = R_B // r_v + R_E$$

Hệ số khuếch đại dòng

Đòng điện ra trên R_E .

$$I_r = I_B + \beta I_B R_E = (1 + \beta) I_B = \beta I_B$$

$$\text{Với } \frac{I_r}{I_B} = \beta$$

Hệ số khuếch đại dòng của mạch là :

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{I_r}{I_B} \cdot \frac{I_B}{I_v}$$

$$\text{Với } I_B = \frac{R_B}{r_v + {}_D R_E} \cdot I_v = \frac{R_B}{{}_D R_E + R_B} \cdot I_v$$

$$K_i = \frac{{}_D R_B}{r_v + {}_D R_E} = \frac{{}_D R_B}{R_B}$$

Trở kháng ra AC :hình 2.12a,b

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$127

Ta có :

$$I_R = \frac{U_r}{R_E} = \frac{U_r}{r_v + {}_D I_B} = \frac{U_r}{R_E} = \frac{U_r}{r_v} = \frac{U_r}{r_v} = \frac{1}{R_E} = \frac{1}{r_v} = \frac{{}_D}{r_v} \cdot U_r$$

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$127

Mặc khác :

$$Z_r = \frac{U_r}{I_r} = \frac{1}{1/R_E + 1/r_v + {}_D/r_V}$$

Hệ số khuếch đại điện áp :

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$127

$$U_R = (I_B + {}_D I_B) R_E = I_B (R_E + {}_D R_E)$$

$$U_V = I_B r_v + (I_B + {}_D I_B) R_E$$

Ta có :

$$UV = IB(rv + RE + DIV)$$

$$U_r = \frac{U_v}{r_v + R_E + {}_D R_E} \cdot R_E = {}_D R_E$$

$$K_U = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E + {}_D R_E}{r_v + R_E + {}_D R_E} = 1$$

KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

3.1. ĐỊNH NGHĨA – PHÂN LOẠI

3.1.1. Định nghĩa

Các mạch khuếch đại đã nghiên cứu ở chương trước, tín hiệu ra ở các mạch đó còn nhỏ. Để tín hiệu ra đủ lớn đáp ứng yêu cầu các phụ tải,ví dụ :cho loa (radio – casttset) ;cho các cuộn lái tia (tivi) v.v... ta phải dùng đến mạch khuếch đại công suất .Để tín hiệu ra có công suất lớn và chất lượng đáp ứng những yêu cầu của tải như độ méo phi tuyếns,hiệu suất các mạch vì thế mạch công suất phải được nghiên cứu khác với mạch khuếch đại trước đó.

Vậy khuếch đại công suất là tầng khuếch đại cuối cùng của bộ khuếch đại , có tín hiệu vào lớn . Nó có nhiệm vụ cho ra tải một công suất lớn nhất có thể được , với độ méo cho phép và đảm bảo hiệu suất cao .

Do khuếch đại tín hiệu lớn , Transistor làm việc trong miền không tuyến tính nên không thể dùng sơ đồ tương đương tín hiệu nhỏ nghiên cứu mà phải dùng đồ thị .

3.1.2. Phân loại

Tầng khuếch đại công suất có thể làm việc ở các chế độ A,B ,AB và C,D tùy thuộc vào các chế độ công tác của transistor .

Chế độ A : Là chế độ khiết đại cả tín hiệu hình sin vào . chế độ này có hiệu suất thấp (với tải điện trở dưới 25%) nhưng méo phi tuyến nhỏ nhất,nên được dùng trong trường hợp đặc biệt (hìn 3.1a)

Chế độ B : là chế độ khuếch đại nửa hình sin vào ,đây là chế độ có hiệu suất lớn (= 78%),tuy méo xuyên tâm lớn nhưng có thể khắc phục bằng cách kết hợp với chế độ AB và dùng hồi tiếp âm (hình 3.1b)

Chế độ AB : Có tính chất chuyển tiếp giữa A và B . Nó có dòng tĩnh nhỏ để tham gia vào việc giảm méo lúc tín hiệu vào có biên độ nhỏ.

\$130

Chế độ C: Khuếch đại tín hiệu ra bé hơn nửa hình sin ,có hiệu suất khá cao (> 78%) nhưng méo rất lớn . Nó được dùng trong các mạch khuếch đại cao tần có tải là khung cộng hưởng để chọn lọc sóng dài mong muống và để có hiệu suất cao .

Chế độ Điện: Transistor làm việc như một khoá điện tử đóng mở .Dưới tác dụng của tín hiệu vào điều khiển transistor thông bão hòa là khoá đóng , Dòng IC đạt cực đại , còn khoá mở khi transistor tắt , dòng IC = 0.

3.2 . KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ A

3.2.1. Khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở

Trong tầng khuếch đại chế độ A , điểm làm việc thay đổi đổi xung quanh điểm làm việc tĩnh . Xét tầng khuếch đại đơn măc EC và mạch này có hệ số khuếch đại lớn và méo nhỏ .Ta chỉ xét mạch ở dạng nguồn cấp nối tiếp . Mạch điện được cho ở hình 3.2

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$130

Chế độ tĩnh

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$131

Dòng phân cực 1 chiêu được tính theo U_{CC} và R_B :

$$I_B = \frac{U_{CC} - 0.7V}{R_B}$$

Tương ứng với dòng collector sẽ là :

$$I_C = I_B$$

Điện áp trên collector – emitter :

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C$$

Từ giá trị UCC ta vẽ được đường tải một chiều AB , từ đó sẽ xác định được điểm làm việc Q tương ứng với IBQ trên đặc tuyến ra .Hạ đường chiếu từ điểm Q đến hai trục toạ độ sẽ có ICQ và UCEQ như hình 3.3.

Chế độ động (khi có tín hiệu)

Khi có một tín hiệu AC được đưa tới đầu vào của bộ khuếch đại, dòng điện và điện áp ra sẽ thay đổi theo đường tải một chiều .

Một tín hiệu đầu vào nhỏ (hình 3.4a) sẽ gây ra dòng điện cực gối thay đổi ở bên trên và bên dưới của điểm làm việc tĩnh, dòng colector và điện áp collect – emitter cũng thay đổi xung quanh điểm làm việc tĩnh này.

Khi tín hiệu đầu vào lớn hơn (hình 3.4) đầu ra sẽ biến thiên xa hơn so với điểm làm việc tĩnh đã được thiết lập từ thời điểm trước, cho tới khi cả dòng điện và điện áp đều đạt tới một giá trị giới hạn. Đối với dòng điện, giá trị giới hạn này có thể là 0 ở điểm kết thúc thấp hoặc U_{CC}/R_C . Ở điểm kết thúc cao của chu kỳ hoạt động của nó. Đối với điện áp Collector – emitter, giới hạn cũng có thể là 0V hay bằng giá trị nguồn cung cấp, U_{CC} .

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$131

Công suất cung cấp từ nguồn một chiều

$$P_v(dc) = U_{CC} \cdot I_{CQ}$$

Công suất ra:

Tính theo giá trị hiệu dụng

$$Pr(ac) = U_{CE(ms)} \cdot IC(ms)$$

$$Pr(ac) = I_{C(ms)}^2 \cdot RC$$

$$Pr(ac) = \frac{U_{C(ms)}^2}{RC}$$

Tính theo giá trị đỉnh

$$P_r(ac) = \frac{U_{CE(P)} \cdot I_{C(P)}}{2} - \frac{I_{C(P)}^2}{2} R_C$$

$$P_r = \frac{U_{CE(P)}^2}{2R_C}$$

Tính theo giá trị đỉnh – đỉnh

$$P_r(ac) = \frac{U_{CE(P)} \cdot I_{C(P)}}{8}$$

$$P_r(ac) = \frac{I_{C(P)}^2}{8} R_C$$

$$P_{r(ac)} = \frac{U_{CE(P)}^2}{8R_C}$$

Hiệu suất mạch :hiệu suất của một mạch khuếch đại phụ thuộc vào tổng công suất xoay chiều trên tải và tổng công suất cung cấp từ nguồn một chiều .hiệu suất được xác định theo công thức sau :

$$\frac{P_{r(ac)}}{P_{v(dc)}} \cdot 100\%$$

Hiệu suất cực đại :

Với mạch khuếch đại công suất chế độ A, hiệu suất cực đại có thể được xác định thông qua giá trị dòng điện cực đại và điện áp cực đại

$$U_{CEmax(P)} = U_{CC}$$

$$I_{CE(P)} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

$$P_{rmat(ac)} = \frac{\frac{U_{CC} \cdot U_{CC}}{R_C}}{8}$$

Công suất một chiều (dc) từ nguồn điện áp cung cấp cực đại được tính ứng với giá trị dòng thiên áp bằng một nửa giá trị cực đại :

$$P_{V_{max(dc)}} = U_{CC} \cdot I_{C_{max}} = U_{CC} \cdot \frac{R_C}{2} = \frac{U^2_{CC}}{2R_C}$$

Ta tính được hiệu suất cực đại :

$$\max \frac{P_{rmat(ac)}}{P_{V_{max(dc)}}} \cdot 100\% = \frac{\frac{U^2_{CC}}{2R_C}}{\frac{U^2_{CC}}{2R_C}} \cdot 100\% = 25\%$$

Hiệu suất cực đại của mạch khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở như ta thấy là 25%. Hiệu suất này chỉ đạt được trong trường hợp đặc biệt, còn hầu hết các mạch khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở đều có hiệu suất nhỏ hơn giá trị 25%

Ví dụ 1: Tính công suất vào, công suất ra, hiệu suất và công suất tổn hao transistor khi cho tín hiệu vào với dòng Base $I_B(\text{peak}) = 10\text{mA}$

\$133

Giải:

Tính các giá trị để xác định điểm Q

$$I_B = U_{CC} - 0.7(V)/R_B = (20 - 0.7)/1(k\Omega) = 19.3\text{mA}$$

$$I_{CQ} = I_B = 25 \cdot 19.3 = 482.5\text{mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 20 - 482.5 \cdot 20 = 10.35(V)$$

Mạch điện không có R_E , nên $U_{CE} = U_{CC} = 20(V)$ và

$$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{20V}{20} = 1A = 1000mA$$

Ta vẽ được đường tải một chiều RDC.(2 điểm $U_{CE} = 20V$; $I_C = 1000mA$). Với ICQ và $UCEQ$ ta xác định được điểm làm việc trên đường tải.

Khi tín hiệu vào với dòng base $IB(P) = 10\text{mA}$ thì biên độ dòng collector trên đặc tuyến sẽ là :

$$IC(P) = .IB(P) = 25 \cdot 10 = 250\text{mA} \text{ (giá trị định)}$$

$$Pr(ac) = \frac{I^2 C P}{2} \cdot R_C = \frac{250 \cdot 10^3 A^2}{2} \cdot 20 = 0.625W$$

$$P_{V(DC)} = U_{CC} \cdot I_C = 20 \cdot 482.5 \cdot 10^{-3} = 9.65W$$

$$(\%) = P_{r(ac)}/P_{V(de)} \cdot 100\% = (0.625/9.65) \cdot 100\% = 6.48\%$$

$$P_Q = P_V - P_r = 9.65 - 0.625 = 9.025W$$

Quá ví dụ ta thấy rõ mạch khuếch đại RC dùng chế độ A có hiệu suất thấp, chỉ đạt 6.5% so với hiệu suất cực đại là 25%.

3.2.2. Khuếch đại chế độ A ghép biến áp

\$134

Đây là một dạng khuếch đại chế độ A với hiệu suất tối đa là 50% , sử dụng một máy biến áp để lấy tín hiệu đầu ra đến tải như hình 3.6.

Hoạt động của máy biến áp :một máy biến áp có thể tăng hay giảm giá trị điện áp và dòng điện theo tỷ lệ đã được định trước. Giả sử máy biến áp được nghiên cứu là loại máy tăng áp và bỏ qua sự tổn hao công suất .

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$135

3.2.2.1 Biến đổi điện áp

Như ta thấy hình 3.7a,máy biến áp có thể làm tăng hay giảm điện áp phụ thuộc vào những số vòng dây ở mỗi bên>

Sự biến đổi áp theo công thức $U_1/U_2 = N_1/N_2$

Điều này chỉ rõ rằng nếu số vòng dây cuộn thứ cấp lớn hơn cuộn sơ cấp thì điện áp ra thứ cấp sẽ lớn hơn điện áp vào sơ cấp .

3.2.2.2. Sự biến đổi của dòng điện

Dòng điện biến đổi sẽ tỷ lệ nghịch với số vòng dây ở hay cuộn . Tức là :

$$I_2/I_1=N_1/N_2$$

Mối quang hệ này được thể hiện ở hình 3.7b . Nếu số vòng dây ở cuộn thứ cấp lớn hơn cuộn sơ cấp thì dòng điện chạy ở cuộn thứ cấp sẽ nhỏ hơn dòng điện ở cuộn sơ cấp .

3.2.2.3. Tải của biến áp có biến đổi trở kháng

Khi biến áp thay đổi điện áp và dòng điện thì trở kháng ở cả hai cuộn dây cũng có thể bị thay đổi , như ta thấy ở hình 3.7c.

Ta gọi RL Là điện trở nhin vào từ cuộng dây sơ cấp máy biến áp, trên đó đã tính đến ảnh hưởng của tải ghép từ cuộn dây thứ cấp thông qua hệ số biến áp :

$$A^2 = (N_1/N_2)^2$$

Điện trở tải ở cuộn dây thứ cấp phản ánh qua điện rở sơ cấp được tính như sau :

$$R_L/R_L = R_1/R_2 = (N_1/N_2)^2 = a^2$$

Trong đó tỷ số : $U_1/U_2 = N_2/N_1$ và $I_2/I_1 = N_1/N_2$

Hệ số phản ánh từ tải qua sơ cấp biến áp biểu thị tỷ số giữa tải phản ánh RL và tải RL qua tỷ số biến áp :

$$RL/RL = \frac{N_1}{N_2}^2 = a^2$$

Ví dụ 2 :

+ tính tổng RL biết $RL = 8$ và tỷ số vòng của biến áp $a = 15/1$

$$R_L = \frac{N_1}{N_2}^2 \cdot R = 15^2 \cdot 8 = 1.8k$$

Tính số vòng của biến áp khi cho $R_L = 16$, $R_L = 10$

$$\frac{N_1}{N_2}^2 = \frac{R_L}{R_L} = \frac{10000}{16} = 625, suy ra: \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{625} = 25/1$$

3.2.2.4. Xác định đường tải một chiều ,điểm àm việc tinh và tải xoay chiều

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$136

Vì điện trở một chiều của cuộn dây biến áp rất nhỏ lý tưởng coi như bằng 0. Như vậy đường đặc tuyến tải một chiều R_{DC} lúc này sẽ thẳng đứng song song với trực tung (I_C). Điện áp tại điểm làm việc tĩnh: $U_{CEQ} = U_{CC}$. Nếu cho biết dòng định thiên I_B thì chỉ việc kẻ một đoạn thẳng song song với trực tung I_C , cắt đặc tuyến với dòng I_B sẽ tìm được điểm làm việc Q . Cần lưu ý rằng không được tự ý chọn dòng I_B mà phải căn cứ vào đặc tuyến để xác định sao cho có độ méo là thấp nhất. Điều này có quan hệ với biên độ điện áp và dòng tín hiệu ở ngõ ra, có nghĩa là biên độ của chúng không vượt quá đoạn cong đặc tuyến và đường cong giới hạn tổn hao cho phép của transistor.

Điểm làm việc được chọn trên giao điểm của đường tải RDC và dòng IC ứng với tham số $I_B = 6mA$. Để đảm bảo cho tín hiệu làm việc ở phần đặc tuyến thẳng thì dòng điện và có biên độ $4mA$ (Peak). Từ đó sẽ xác định được biên độ của điện áp và dòng ra trên tải biến áp.

Xác định đường tải xoay chiều RAC bằng cách kẻ đoạn thẳng có độ nghiêng ($-1/RL$) lệch về trực IC đi qua điểm làm việc Q .

Nếu tín hiệu bắt đầu từ điểm làm việc ở mức $0V$, thì dòng collector từ điểm Q , ICQ sẽ biến đổi một lượng:

$$I_C = \frac{U_{CE}}{R' L}$$

Từ giá trị I_C trên trực IC, kéo đường thẳng đến điểm Q tới trực U_{CE} sẽ có đặc tuyến tải R_{AC} .

3.2.2.5. Dạng tín hiệu ra và công suất ra

Tùy hình vẽ ta xác định được các giá trị sau:

\$137

Công suất xoay chiều gửi tới biến áp:

$$P_{r_{ac}} = \frac{U_{CE\ max} - U_{CE\ min}}{8} I_{C\ max} I_{C\ min}$$

Phần công suất này được gửi tới cuộn sơ cấp của biến áp, nếu biến áp là lý tưởng thì công suất trên tải gần bằng giá trị này.

Công suất ra cũng có thể được tính theo điện áp rơi trên tải.

Ví dụ 3

Cho mạch điện (hình 3.1)

Xác định các thông số giá trị hiệu dụng của dòng điện, điện áp, công suất trên tải.

Cho biết: Tỷ số điện áp $3/1$, dòng tĩnh $I_B = 6mA$, biên độ tín hiệu vào $I_{B(P)} = 4mA$.

Giải

Đặc tuyến tải RR(DC) bắt đầu từ điểm.

Tùy đặc tuyến tương ứng với $I_B = 6mA$, tìm được

\$138

$$UCEQ = 10V$$

$$ICQ = 14mA$$

Điện trở phản ánh từ tải qua sơ cấp RL:

$$R_L = (N_1/N_2)^2 \cdot R_L = 3^2 \cdot 8 = 72$$

Xác định đường tải xoay chiều như sau:

$$I_C = U_E/R_L = 10/72 = 139mA$$

Giá trị dòng tại điểm A trên đặc tuyến IC (trên hình 3.11b)

$$I_{CEQ} + I_C = 140 + 139 = 279\text{mA}$$

Nối A và Q sẽ được đặc tuyến tải R_{AC}

Xác định giá trị cực đại và cực tiểu của dòng và của áp trên collector BJT :

Đường đặc tuyến tải R_{AC} cắt đặc tuyến ra tại đường có $I_B = 2$ và đường có $I_B = 10$.

Tại đường có $B = 2$ xác định được $I_{Cmin} = 25\text{mA}$ và $U_{CEmax} = 18.3\text{V}$. Tại đường có $I_B = 1.7\text{V}$ Xác định được $U_{REmin} = 1.7\text{V}$ và $I_{Cmax} = 255\text{A}$.

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$139

$$U_{CE(min)} = 1.7\text{V}; I_{Cmin} = 25\text{mA}$$

$$U_{E(max)} = 18.3\text{V}; I_{Cmax} = 255\text{A}$$

Công suất ra trên cuộn sò cấp biến áp :

$$P_{r_{ac}} = \frac{\frac{U_{CEmax}}{8} \cdot U_{CEmin} \cdot I_{Cmax}}{I_{Cmin}} = \frac{18.3}{8} \cdot \frac{1.7}{255} = 0.477\text{W}$$

Giá trị điện áp hiệu dụng trên cuộn sò cấp:

$$U_{rms} = \sqrt{U_{(P_P)}} / 2 = \sqrt{(U_{CEmax} - U_{CEmin}) / 2} = \sqrt{16.6 / 2} = 5.87\text{V}$$

Giá trị điện áp hiệu dụng trên tải :

$$U_{(rms)} = (N_2/N_1) \cdot U_{rms} = 1/3.5 \cdot 5.87 = 1.96\text{V}$$

Công suất ra trên tải tính theo áp U_L

$$P_{L(AC)} = U_L^2 / R_L = 1.96^2 / 8 = 0.48\text{W}$$

Giá trị hiệu dụng của dòng tải

$$I_L(rms) = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{C rms} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{I_{C max}}{I_{C min}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$= 3.230\text{mA} / 2.828 = 244\text{mA}$$

Công thức ra tính theo dòng I_L

$$P_{L(AC)} = I_L^2 \cdot R_L = (244 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 8 = 0.476\text{W}$$

3.2.2.6. Tính công suất 1 chiều và hiệu suất

Công suất của nguồn DC

$$P_{V(DC)} = U_C \cdot I_{CQ}$$

Công suất tiêu tán trên transistor ở chế độ tĩnh

$$P_Q = P_{V(DC)} \cdot P_{ra(AC)}$$

Với các thông số ở ví dụ 3, ta tính được:

$$P_{V(DC)} = U_{CC} \cdot I_{CQ} = 10 \cdot (140 \cdot 10^{-3}) = 1.4\text{W}$$

$$P_Q = P_{V(DC)} - P_{ra(AC)} = 1.4 - 0.48 = 0.92\text{W}$$

$$= (P_{ra(AC)} / P_{V(DC)}) \cdot 100\% = (0.48 / 1.4) \cdot 100\% = 34.3\%$$

Như vậy mạch khuếch đại công suất ở chế độ A ghép biến áp đã đạt trên 25%. Hiệu suất cực đại của nó có thể đạt được tới 50%

Ta có thể tính hiệu suất cực đại theo U_{CC} và U_{CE} bằng công thức kinh nghiệm cho mạch cho mạch ghép RC và biến áp :

Đối với mạch ghép RC:

$$= 25 \cdot \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \frac{U_{CEmax}}{U_{CEmin}} \cdot \%$$

Đối với mạch ghép biến áp :

$$= 50 \cdot \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \frac{U_{CEmax}}{U_{CEmin}} \cdot \%$$

Ví dụ 4

Tính hiệu suất của mạch khuếch đại công suất ghép biến áp với $U_{CC} = 12V$ trong các trường hợp :

A) $U_{peak} = 12V$ biến đổi xung quanh định thiên của điểm Q với $U_{CEQ} = 12V$

b) $U_{peak} = 6V$, $U_{CEQ} = 12V$

c) $U_{peak} = 6V$, $U_{CEQ} = 18V$

Giải:

$$U_{CEmax} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 12 = 24V$$

$$U_{CEmin} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 12 = 0V$$

$$= 25 \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \% = 25 \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \%$$

$$= 25[(24 - 0)^2 / 24.(24 + 0)].\% = 25\%$$

$$U_{CEmax} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 6 = 18V$$

$$U_{CEmin} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 6 = 6V$$

$$= 25 \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \% = 25 \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \%$$

$$= 25[(18 - 6)^2 / 18.(18 + 6)].\% = 6.25\%$$

$$U_{CEmax} = U_{CEQ} + U_p = 18 + 6 = 24V$$

$$U_{CEmin} = U_{CEQ} - U_p = 18 - 6 = 12V$$

$$= 25 \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \% = 25 \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{CC}} \cdot \%$$

$$= 25[(24 - 12)^2 / 24.(24 + 12)].\% = 4.17\%$$

Qua ví dụ trên ta thấy mối tương quan giữa biên độ ra U_{peak} với điện áp nguồn U_{CC} .

Khi $U_{peak} = U_{CC}$ thì hiệu suất đạt mức lớn nhất ($= 50\%$). Nếu $U_{peak} = 1/6 \cdot U_{CC} = 2V$ thì hiệu suất giảm rất nhanh đến giá trị nhỏ nhất ($= 1,39\%$).

Độ méo sóng hài của mạch khuếch đại chế độ A tương đối nhỏ. Trong trường hợp ghép biến áp, do có dòng một chiều chạy trong cuộn dây khá lớn làm tăng dòng từ hoá

của lõi sắt biến áp dẫn đến trạng thái bão hòa. Điều này sẽ gây méo dạng tín hiệu ra.

Để giảm méo do bão hòa từ, người ta tăng từ trở của lõi sắt bằng vật liệu các từ đắc ở khe hở giữa các lá sắt.

Như vậy, khuếch đại chế độ A chỉ dùng cho tín hiệu nhỏ như tầng khuếch đại mino, tiền khuếch đại và đảo pha ...

3.3. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ

Ở chế độ B, transistor sẽ điều khiển dòng điện ở mỗi nửa của chu kỳ của tín hiệu.

Để thu được cả chu kỳ tín hiệu đều ra, thì cần sử dụng 2 transistor, mỗi transistor được sử dụng ở mỗi nửa chu kỳ khác nhau của tín hiệu, sự vận hành kết hợp sẽ cho ra chu kỳ đầy đủ của tín hiệu. Khi một bộ phận cả mạch đẩy tín hiệu lên cao trong suốt nửa chu kỳ còn lại của mạch điện khi đó gọi là mạch đẩy kéo. Một tín hiệu đều vào AC được đưa vào trong mạch điện đẩy kéo với sự hoạt động ở mỗi phần trên mỗi nửa chu kỳ thay đổi nhau, tần số đó sẽ nhận được cả chu kỳ của tín hiệu đó.

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$142

Transistor công suất được sử dụng trong mạch đẩy kéo có khả năng cung cấp công suất mong muốn cho tải, và sự vận hành chế độ B của những transistor này sẽ có hiệu suất lớn hơn so với việc sử dụng 1 transistor đơn trong chế độ A.

3.3.1. Công suất và hiệu suất

Công suất vào DC (công suất nguồn cung cấp)

$$P_{DC} = U_{CC} \cdot I_{DC}$$

$I_{DC} = I_{AV}$ là dòng trung bình chạy qua nguồn cung cấp,

Biên độ hay dòng đỉnh $IC(P) = \sqrt{2} \cdot I_C$, nên dòng trung bình chạy qua nguồn trong toàn chu kỳ sẽ là :

$$I_{avg} = 2I_{C(P)}/$$

Vì dòng trung bình $I_{avg} = i_{C1} + i_{C2}$ nên ta có :

$$I_{avg} = 2\sqrt{2}U_C, \text{ nên}$$

$$P_{DC} = U_{CC}I_{DC} = \sqrt{2}U_C \cdot 2\sqrt{2}I_C / 4U_C I_C /$$

Công suất trên tải RL của 1 transistor là :

$$P' L = UCIC$$

$$\text{Nên } P_{DC} = \frac{4 \cdot P' L}{}$$

Công suất trên tải RL tính theo các giá trị sau :

$$P_{r(AC)} = U_{L(p-p)}^2 / 8R_L = U_{L(P)}^2 / 2R_L = U_{L(rms)}^2 / R_L$$

$$\text{Hiệu suất} = P_r / P_v \cdot 100\% = /4.100\% = 78,5\%$$

Ví dụ 1.5:

Xác định công suất cung cấp, công suất ra và hiệu suất ở chế độ B trong trường

Cho điện áp tín hiệu ra trên tải 16 là $20_{L(P)}$ và $U_{CC} = 30V$.

Giải

Dòng đỉnh trên tải 16 :

$$I_P = U_{L(P)} / R_L = 20 / 16 = 1.25A$$

Dòng chạy qua nguồn U_{CC} :

$$I_{DC} = \frac{2}{I_P} \cdot 0.796A$$

Công suất của điện áp nguồn :

$$P_{V(DC)} = U_{CC}I_{DC} = (30V)(0,796A) = 23.9W$$

Công suất ra trên tải R_L :

$$P_{r(AC)} = U_{L(P)}^2 / 2R_L = (20V)^2 / (2 \cdot 16) = 12.5W$$

Hiệu suất :

$$= P_{r(AC)} / P_{V(DC)} \cdot 100\% = 12.5W / 23.9W \cdot 100\% = 52,3\%$$

Công suất tổn hao trên 2 transistor và 1 transistor:

$$P_{2T} = P_V - P_r$$

$$P_T = P_{2T} / 2$$

3.3.2. Giá trị cực đại

Ở chế độ B, khi $U_{L(P)} = U_{cc}$ thì công suất ra đạt giá trị cực đại >

$$P_{r(AC) \max} = U_{CC}^2 / 2R_L$$

Dòng trung bình qua nguồn cung cấp

$$I_{DC} = \frac{2}{I_P} \cdot \frac{2}{R_L} \cdot \frac{U_{CC}}{R_L}$$

Công suất nguồn cung cấp cực đại

$$P_{V(DC) \max} = U_{CC}I_{DC} = U_{CC} \left(\frac{2}{I_P} \cdot \frac{U_{CC}}{R_L} \right) = 2U_{CC}^2 / R_L$$

$$\begin{aligned} \text{Hiệu suất cực đại} \\ = \text{Pr(AC)}/\text{PV(DC)} \cdot 100\% \end{aligned}$$

$$= (U_{CC}^2/R_L)/ U_{CC} / \frac{2}{R_L} \cdot 100\%$$

$$\frac{-100\%}{4} 78,54\%$$

Khi điện áp ra trên tải đạt $0,636U_{CC}$ $\frac{2}{R_L}U_{CC}$ thì tổn hao cực đại trên 2 transistor (năm trong đường giới hạn tổn hao cho phép) sẽ là:

$$P_{2Qmax} = \frac{2}{R_L} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L}$$

Tải của 2 transistor trên cuộn sơ cấp biến áp :

$$R_{CC} = (2a)^2 R_L = 4a^2 R_L = 4R'_L$$

Ví dụ 6:

Xác định công suất cực đại ở chế độ B khi cho $U_{CC} = 30V$, tải $R_L = 16$

Giải

$$PR_{(AC)max} = U_{CC}^2 / 2R_L = 28,125W$$

$$P_{Vmax(DC)} = 2U_{CC}^2 / R_L = 35,81W$$

$$\frac{P_{Ra}}{P_V} \cdot 100\% 78,54\%$$

$$P_{rmax} = P_{2Tmax} / 2 = 5,7W$$

Hiệu suất cực đại ở chế độ B còn có thể xác định theo giá trị đỉnh :

$$P_{r(AC)} = \frac{U_P^2}{2R_L}$$

$$P_v = U_{CC}I_{DC} = U_{CC} \cdot \frac{2}{R_L} \cdot \frac{U_P}{R_L}$$

$$= \frac{P_{r(AC)}}{P_{V(DC)}} \cdot 100\% 78,74\% \cdot \frac{U_P}{U_{CC}}$$

Qua kết quả ta thấy rằng, hiệu suất tăng theo tỷ số giữa U_{p-p}/U_{CC} .

3.3.3. Các mạch khuếch đại chế độ B

Mạch điện khuếch đại chế độ B phải dùng ít nhất là 2 transistor có cùng cực tính hay khác cực tính (P hoặc N). Khi cần tăng công suất ra, ở mỗi tầng công suất cuối thường hai dùng 2 transistor ở mỗi vế, mắc kiểu Darlington. Nếu tầng công suất dùng 2 transistor cùng cực tính thì tầng kích phải là tầng đảo pha để cấp 2 tín hiệu ngược pha của cửa vào.

3.3.3.1 Mạch dẩy kéo ghép biến áp (hình 3.13)

\$145

Ưu điểm của mạch này là chế độ tĩnh sẽ không tiêu thụ dòng do nguồn cung cấp nếu không có tổn hao trên transistor. Mạch khác, vì không có dòng một chiều chảy qua biến áp nên không gây méo do bảo hòa từ. Hiệu suất của mạch đạt lớn nhất, khoảng 78,5%.

Nhược điểm của nó là méo xuyên tâm khi tín hiệu vào nhỏ, Khi cả hai vế khuếch đại không được cân bằng .

Như mạch hình 3.13 đã chỉ rõ, ở nửa chu kỳ dương của tín hiệu đầu vào ,T1 phân cực nghịch nên không dẫn,T2 phân cực thuận nên dẫn. Ở nửa chu kỳ âm thì quá trình xảy ra ngược lại. Lúc chưa có tín hiệu ($U_s = 0$) thì T_1, T_2 . Điều tắt, sẽ không có dòng nguồn U_{CC} chạy qua biến áp mà chỉ có dòng ngược I_{CE} rất nhỏ chảy qua.

Tại thời điểm chuyển tiếp giữa quá trình dẫn, ngắt của T_1 và T_2 sẽ gây nên hiện tượng méo dạng sóng, gọi là méo dạng xuyên tâm.

3.3.3.2. Mạch bù đối xứng

Dùng các transistor (khác cực tính) mắc như hình 3.14a, 2 transistor sẽ làm việc thay phiên trong hai nửa chu kỳ cung cấp dòng ra trên tải. Hai nửa tín hiệu ra sẽ được tổng hợp thành tín hiệu hoàn chỉnh trên tải. Ở hình 3.14b là transistor npn làm việc, PNP tắt, còn hình 3.14c mô tả bán ký âm của tín hiệu vào, khi này npn tắt, còn pnp mở .

Một sự bất lợi của mạch này là cần phải có hai nguồn cung cấp riêng biệt. Và hạn chế

Nửa của mạch bù là meo xuyên tâm (hìn 3.14d). Đây là sự gãy khúc của tín hiệu ra trên tải Ở thời điểm chuyển tiếp từ nửa chu kỳ dương sang âm. Để giảm méo xuyên tâm cho chế độ B úc tín hiệu đầu vào còn yếu, người ta sẽ dùng chế độ AB để làm tăng kích thích cho tầng công suất cuối chế độ B.

Một dạng mạch đẩy kéo dùng các transistor bù được trình bày ở hình 3.. Mạch này ở mỗi vế là một cặp transistor cùng tính đồng thời khác tính với cặp transistor cùng tính bên kia, gọi là mạch Darlington bù đối xứng. Ở mạch này thì dòng điện đầu ra sẽ cao hơn, còn trở kháng thì thấp hơn .

Mạch giả bù cải tiến từ mạch bù đối xứng để đơn giản hóa công nghệ chế tạo vi mạch. Mạch này dùng hai cặp transistor ở một vế thì cùng tính, còn vế kia thì khác tính.

Nghuyên tắc làm việc của hai mạch Darlington bù và giả bù giống nhau, chỉ khác ở điện áp phân cực để tạo dòng tuyển tính ban đầu .

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$146

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$147

C) Mạch đẩy kéo giả bù

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$147

Ví dụ 7:

Từ mạch phân cực dòng tĩnh bằng diode, xác định :

a)Công suất tiêu tán trên mỗi transistor khi cấp điện áp hiệu dụng ở đầu vào là $12V_{rms}$

b)Nếu tín hiệu vào tăng đến giá trị cực đại mà tín hiệu ra chưa méo dạng, hãy tính giá trị cực đại của công suất vào và ra và công suất tiêu tán trên mỗi transistor.

c)Xác định công suất tiêu tán cực đại cho phép của mỗi transistor.

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$147

Giải:

a)Giá trị đỉnh của điện áp vào

$$U_{V(P)} = \sqrt{2}U_{V(rms)} = \sqrt{2}(12) = 16,97 \approx 17V$$

Xem biên độ của tín hiệu ra trên tải ra RL trong trường hợp lý tưởng gần bằng điện áp vào (độ lợi điện áp = 1)thì $U_{L(P)} = 17$

Công suất ra trên tải:

$$P_{r(AC)} = U_{L(P)}^2 / 2 \cdot R_L = 17^2 / 2 \cdot 4 = 36,125W$$

$$I_{L(P)} = U_{L(P)} / R_L = 17 / 4 = 4.25A$$

Dòng DC chạy qua nguồn lưỡng cực:

$$I_{DC} = 2 \cdot I_{L(P)} / = 2 \cdot 4,25 / = 2,71A$$

Công suất nguồn :

$$P_{V(DC)} = U_{CC} \cdot I_{DC} = 25,2,7 = 67,75W$$

Hiệu suất (với $U_V = 12V_{rms}$):

$$= (P_r/P_V) \cdot 100\% = (36,125/67,75) \cdot 100\% = 53,3\%$$

Công suất tiêu tán trên mỗi transistor:

$$P_T = P_{2T} / 2 = (P_V - P_{rA}) / 2 = (67,75 - 36,125) / 2 = 15,8W$$

b) Nếu điện áp vào tăng bằng điện áp U_{CC} , $U_V = 25$. U_{peak}

($U_V = 17,68V_{rms}$) thì $U_{L(P)} = U_{CC} = 25V$

Suy ra :

$$P_{max} = U_{CC}^2 / 2 \cdot R_L = 25^2 / 2 \cdot 4 = 78,125W$$

$$P_{Vmax} = (2/) \cdot (U_{CC}^2 / R_L) = (2/) \cdot (25^2 / 4) = 99,47W$$

$$= (P_r/P_V) \cdot 100\% = (78,25/99,47) \cdot 100\% = 78,54\%$$

Với tín hiệu vào cực đại thì công suất tiêu tán mỗi transistor sẽ là:

$$P_T = P_{2T} / 2 = (P_r - P_v) / 2 = (99,47 - 78,125) / 2 = 10,67W$$

c) Công suất tiêu tán cực đại cho phép ở mỗi transistor:

$$P_{2Tmax} = (2/ ^2) \cdot (U_{CC}^2 / R_L) = (2/ ^2) \cdot (252/4) = 31,66W$$

$$P_T = \frac{P_{2T}}{2} = 31,66 / 2 = 15,83W$$

3.4. MÉO TRONG TẦNG KHUẾCH ĐẠI

Một tín hiệu hàm số sin thuần tuý có một tầng số đơn ở đó điện áp thay đổi âm hay dương với số lượng bằng nhau. Bất kỳ tín hiệu nào thay đổi không đủ một chu kỳ thì được coi là bị méo. Bộ khuếch đại lý tưởng có thể khuếch đại một tín hiệu hàm sin thuần tuý để đưa ra tín hiệu lớn hơn, Dạng sóng trở thành tín hiệu sin tầng số đơn. Khi méo xảy ra, điều ra sẽ không còn nguyên dạng (ngoại trừ âm lượng) của tín hiệu đầu vào.

Méo có thể xuất hiện bởi vì các thiết bị có tính chất không tuyến tính, trong đó những trường hợp không tuyến tính hay méo biên độ sẽ xảy ra. Điều này có thể xuất hiện ở tất cả các chế độ khuếch đại. Méo cũng có thể xảy ra bởi vì phần tử của mạch điện và thiết bị điện áp ứng với thiết bị đầu vào một cách khác biệt ở những tầng số khác nhau, lúc đó nó đã trở thành méo tầng số.

Một kỹ thuật để miêu tả méo của những dạng sóng tuần hoàn và sử dụng sự phân tích của Fourier, mô tả dạng sóng tuần hoàn bất kỳ trên phương diện thành phần tần số cơ bản và những thành phần tầng số bội nguyên. Những thành phần ở bội nguyên này được gọi là thành phần sóng hài hay hàm điều hoà. Ví dụ: 1 tín hiệu có điện áp ứng gốc tầng số là 1kHz sau khi bị méo, nó có thành phần tầng số là 1kHz và thành phần điều hoà là 2kHz ... Tầng số gốc của 1kHz được gọi là tầng số cơ bản, những tầng số ở bội nguyên là các sóng hài. Thành phần 2kHz được gọi là sóng hài bậc 2, và 3kHz là sóng hài bậc 3 ... Tầng số cơ bản không được gọi là sóng hài. Fourier đã không thừa nhận tầng số sóng hài phân số, chỉ thừa nhận bội nguyên của quy tắc cơ bản.

3.4.1. Méo hài.

Một tín hiệu được gọi là có độ méo hài khi có thành phần tần số điều hoà (không cho thành phần cơ bản). Nếu tần số cơ bản có một biên độ A_1 và thành phần tần số n có biên độ A_n , thì độ méo hài có thể được định nghĩa như sau :

$$\%n (\text{méo hài bậc } n) = \text{Điện}_n \% = (|A_n|/|A_1|).100\%$$

Thành phần cơ bản thì lớn bất kỳ thành phần nào.

Ví dụ

Tính thà phần méo hài cho một tín hiệu đầu ra có biên độ gốc là 2.5V, biên độ hài bậc 2 là 0.25V biên độ hài bậc 3 là 0.1V và biên độ hài bậc 4 là 0.05V.

Giải.

$$D_2\% = (|A_2|/|A_1|).100\% = (0.25V/2.5V).100\% = 10\%$$

$$D_3\% = (|A_3|/|A_1|).100\% = (0.1V/2.5V).100\% = 4\%$$

$$D_4\% = (|A_4|/|A_1|).100\% = (0.05V/2.5V).100\% = 2\%$$

3.4.2. Méo hài tổng

Khi một tín hiệu đầu ra có các thành phần méo hài, tín hiệu có thể coi là méo hài tổng của những phần tử riêng biệt được kết hợp thông qua chương trình sau :

$$THD\% = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2}100\%$$

(THD là méo hài tổng)

Một công cụ như máy phân tích quang phổ thừa nhận sự đo lường của sóng hài trong tín hiệu bằng cách đưa ra thành phần cơ bản của tín hiệu và 1 số lượng các hài của nó lên màng hình. Tương tự như vậy, 1 máy phân tích sóng cho phép thừa nhận mức đo lường chính xác hơn những thành phần hài của tín hiệu méo bằng cách lọc ra từng thành phần và đọc những thành phần đó.

Trong bất kỳ trường hợp nào, kỹ thuật coi một tín hiệu méo bất kỳ nào cũng chứa một thành phần cơ sở và các thành phần hài là tiện dụng và hữu ích, trong đó thành phần hài bậc hai là lớn nhất. Vì vậy, mặc dù tín hiệu méo về lý thuyết là chứa tất cả các thành phần hài từ bậc thấp đến, thành phần quang trọng nhất trên phương diện độ méo ở các chế độ ở trên chính là méo hài bậc 2.

3.4.3. Méo hài bậc 2

Hình 3.18 chỉ ra một dạng sóng sử dụng để đạt được độ méo hài bậc 2. Dạng sóng hiện thời được đưa ra ở mức độ không hoạt động, nhỏ nhất và lớn nhất khi chúng xảy ra được thể hiện trên dạng sóng. Tín hiệu cởi ra vài độ méo hiện tại. Phêng trình mô tả dạng sóng tín hiệu méo như sau:

$$$$$$\$150$$

$$I_C = I_{CQ} + I_O + I_{1\cos t} + I_{2\cos 2t}$$

Dạng sóng hiện thời chứa đựng dòng điện tĩnh IC Xuất hiện ở tín hiệu đầu vào, một dòng điện 1 chiều I_O căn cứ vào độ trung bình nonzero của tín hiệu méo, thành phần cơ bản của tín hiệu xoay chiều cơ bản, à thành phần hài bậc hai I_2 có tần số cơ bản gấp 2 lần. Mặc dù nhữn hài khác đều suất hiện nhưng chỉ có hài bậc 2 mới được đề cập ở đây. Ta xét các thời điểm sau :

Tại thời điểm thứ nhất : $t = 0$

$$i_C = I_{Cmax} = I_{CQ} + I_O + I_{1cos0} + I_{2cos0}.$$

$$I_{Cmax} = I_{CQ} + I_O + I_1 + I_2$$

Thời điểm thứ hai : $t = \pi/2$

$$i_C = ICQ = I_{CQ} + I_O + I_{1cos\pi/2} + I_{2cps2}/2$$

$$I_{CQ} = I_{CQ} + I_O - I_2$$

Thời điểm thứ ba : $t = \pi$

$$i_C = ICmin = I_{CQ} + I_O + I_{1cos\pi} + I_{2cps2}$$

$$I_{Cmin} = I_{CQ} + I_O - I_1 - I_2$$

Từ các phương trình trên ta có kết quả sau:

$$I_0 = I_2 = (I_{Cmax} + I_{Cmin} - 2I_{CO})/4$$

$$I_1 = (I_{Cmax} + I_{Cmin})/2$$

Như vậy định nghĩa méo hài bậc 2 có thể được nhấn mạnh như sau :

$$D2 = |I_2/I_1| \cdot 100\%$$

Thay I_1, I_2 vào :

$$D2 = 1/2 \cdot (I_{Cmax} + I_{Cmin}) - I_{CQ}/(I_{Cmax} - I_{Cmin}) \cdot 100\%$$

3.4.4. Công suất tín hiệu méo

Khi độ méo suất hiện, công suất đầu ra được tính cho tín hiệu méo không còn chính xác nữa. Khi độ méo hiện diện, công suất đầu ra được phân phổi đến cho điện trở tải RC theo thà phần cơ bản của tín hiệu méo là :

$$P_1 = I^2 \cdot R \cdot C / 2$$

Công suất tổng :

$$P = (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \cdot R \cdot C / 2$$

Công suất tổng cũng có thể được biểu diễn với dạng méo hài tổng:

$$P = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots) \cdot I^2 \cdot R \cdot C / 2 = (1 + THD^2) \cdot P_1$$

Một dạng sóng méo như xuất hiện ở chế độ B có thể được thể hiện bằng cách sử dụng phân tích của Fourier như một nguyên tắc cơ bản với các thành phần hài. Hình 3.19a chỉ ra nửa chu kỳ dương của tầng khuếch đại chế độ B. Thành phần cơ bản của tín hiệu méo có thể đạt được như ở hình 3.19b.

\$152

Thành phần hài bậc 2 và 3 được chỉ ra ở hình 3.19c và d. Sử dụng kỹ thuật Fourier, dạng sóng méo có thể được tạo ra bằng cách thêm vào những thành phần hài và cơ bản như hình 3.19e. Nói chung, bất kỳ dạng sóng tuần hoàn nào cũng có thể được biểu diễn bằng cách thêm thành phần cơ bản và tất cả các thành phần hài, mỗi biên độ khác nhau ở mỗi góc pha khác nhau .

3.5. KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ C VÀ D

Mặc dù chế độ khuếch đại chế độ A, AB và B thường được dùng trong khuếch đại công suất, khuếch đại chế độ D cũng được ứng dụng khá phổ biến vì có hiệu suất cao. Các mạch khuếch đại chế độ C lại ít được sử dụng trong khuếch đại âm thanh mà chỉ dùng trong khuếch đại âm thanh mà chỉ dùng trong các mạch khuếch đại cao tầng để chọn lọc sóng hài mong muốn.

3.5.1. Khuếch đại chế độ C

Một mạch khuếch đại chế độ C như hình 3.20, hoạt động trong khoảng dưới $\frac{1}{2}$ chu kỳ tín hiệu vào. Dạng tín hiệu ở cửa ra cũng biểu diễn được đầy đủ chu kỳ của tín hiệu cơ sở hoạt của mạch cộng hưởng (mạch LC chằng hạn) ở cửa ra. Hoạt động của mạch khuếch đại này dấu sao cũng chỉ có giới hạn, như ở tầng trộn tần chằng hạn.

3.5.2. Khuếch đại chế độ Điện

Khuếch đại chế độ D được thiết kế để làm việc với tín hiệu xung hoặt số. Với hiệu suất trên 90% của nó sẽ làm tăng thêm hiệu quả trong khuếch đại công suất. Người ta thường chuyển tín hiệu đầu vào bất kỳ thành dạng xung trước khi sử dụng nó để truyền một lượng tải công suất lớn và sẽ truyền ngược lại thành dạng tín hiệu sin để phục hồi tín hiệu gốc.

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$153

Hình 3.21 chỉ ra các cách để tín hiệu hình sin được chuyển dạng răng cưa hay dạng sóng cắt để đưa đến đầu vào của mạch khuếch đại (loại máy so mẫu). Do đó một tín hiệu xung đặc trưng sẽ được tạo ra .

Trong khi chữ D được sử dụng để miêu tả thứ tự của một loại chế độ, sau chữ C, Thì người ta cũng có thể xem D là chữ viết tắt của "Digital", đây là bản chất của tín hiệu được tạo ra cho khuếch đại chế độ D.

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$154

Hình 3.21 chỉ ra sơ đồ khối của mạch khuếch đại chế độ D và biến đổi lại thành dạng sin thông qua một mạch lọc thông thấp (LPF). Transistor của bộ khuếch đại được sử dụng để tạo ra tín hiệu cơ bản khi chúng tắt hoặt mở, tạo ra dòng điện chỉ khi chúng được bật lên với một tổn hao công suất ít .

\$\$\$\$\$\$\$\$\$\$154