

KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR LƯỠNG 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 mắt 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 thể 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 I_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 đầu ra của hình 1.39 hở mạch do đó :

$$Z_r =$$

Thực tế trở kháng ra của mạch CB cỡ vài M

1.3.1.2.Sơ đồ tương đương của mạch CE

tương tự với cách mắt 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 tuyến ra (hình 1.41)

Giả sử 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 mắt CE , ta sẽ có sơ đồ tương đương của mạch CC sơ đồ tương đương này sẽ được vẽ trong các mạch cụ thể ở phần sau .

1.3.2 các mạch khuếch đại tín hiệu nhỏ thông dụng dùng BJT

1.3.2.1 Mạch phân cực cố định mắc E chung

Sơ đồ mạch 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 mạch mắt theo kiểu CE nên ta có thể vẽ sơ đồ tương đương như hình 1.45

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

hình 1.45

Từ hình 1.45 cho thấy:

Trở kháng vào của mạch :

$$Z_V = r_e$$

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 mạch hở nguồn dòng ta có :

$$Z_r = R_C // r_0$$

Nếu $r_0 \gg 10R_C$ thì $Z_r \approx R_C$ thì :

$$Z_r \approx R_C$$

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

$$U_r = - I_b(R_C // r_0) \text{ nhưng } I_b = \frac{U_V}{r_e}$$

$$\text{Do đó } U_r = - \frac{U_V}{r_e} R_C // r_0$$

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

Trong phương trình trên , không có β , tuy nhiên giá trị của β được dùng để xác định

r_e , dấu trừ thể hiện điện áp ra ngược pha với điện áp vào .

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

Theo luật phân dòng cho đầu vào và đầu ra .

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

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

kết quả:

$$K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{I_r}{I_b} \frac{I_b}{I_V} = \frac{r_0}{R_C} \frac{R_B}{R_{BB} r_e} = \frac{R_B r_0}{R_C R_{BB} r_e}$$

Nếu $r_0 \gg 10R_C$ và $R_{BB} \gg 10 r_e$ thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{R_B r_0}{r_0 R_{BB}} = \frac{R_B}{R_{BB}}$$

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

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

Trở kháng ra

$$Z_r = R_C // r_0$$

Nếu $r_0 \gg 10R_C$ thì $Z_r \approx R_C$

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

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

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

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

Hệ số khuếch đại dòng điện 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 :

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

Nếu $r_0 \gg 10R_C$ thì :

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

Và nếu $R' \gg 10 r_e$ thì $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R'}{R} =$

Quan hệ giữa K_u và K_i : $K_i = -K_u \cdot \frac{Z_v}{R_C}$

1.3.2.3. Mạch phân cực emitter

Sơ đồ mạch được cho như hình 1.50

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

Trên sơ đồ không có mặt r_0 . ảnh hưởng r_0 làm cho mạch phân tích rất phức tạp ; nên trong thực tế hầu hết các trường hợp có thể bỏ qua.

Áp dụng định luật Kirchhoff với đầu vào hình 1.51 ta có:

$$U_v = I_b r_e + I_e R_E$$

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

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

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

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 $I_e = 0$ sơ đồ 1.51 có thể thay thế bằng một mạch tương đương hở mạch . kết quả là : $Z_r = R_C$

Hệ số khuếch đại K_u được tính như sau

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

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

$$\text{Nên } K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_C}{Z_b}$$

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 $Z_b \approx R_E$

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

Hệ số khuếch đại dòng K_i

Giá trị R_B thường chọn gần với Z_b nên cho phép xấp xỉ $I_b = I_v$. theo luật phân dòng với mạch vào ta có kết quả :

$$I_b = \frac{R_B I_v}{R_B + Z_b} \text{ nên } \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

Hơn nữa $\frac{I_r}{I_b}$

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

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

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

Bỏ qua ảnh hưởng của r_0 ta vẽ được mạch tương đương như hình 1.54 .Ảnh hưởng của r_0 được xét sau .

Trở kháng vào được xác định như các mạch trên với

Hình 1.54

$$Z_v = R_B // Z_b$$

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

Zr: trở 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 $Z_b \approx \beta R_E$

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

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

$$\text{Do đó } I_e \approx \frac{U_v}{r_e + R_E}$$

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

Trở 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 :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Coi $1 + \beta \gg 1$, $Z_r = r_0 // R_E // r_e$ và vì $r_0 \gg r_e$,

$$Z_r \approx R_E // r_e$$

$$K_u: K_u = \frac{1}{1 + \beta} \frac{R_E}{r_0} \approx \frac{R_E}{r_0}$$

Nếu điều kiện $r_0 \gg 10R_E$ được thỏa mãn và coi $1 + \beta \gg 1$

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

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

Do đó

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

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:

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

$$\text{Với } I_e = \frac{U_V}{r_e}$$

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

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

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i ; coi $R_E \gg r_e$

$$I_e = I_v$$

$$\text{Và } I_r = -I_e = -I_v$$

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

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'

$$I_r \approx I_b$$

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

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

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

$$\text{Vì thế } I' = \frac{U_r - U_v}{R_F} = -\frac{R_C U_v}{r_e R_F} - \frac{U_v}{R_F} = \left(-\frac{R_C}{r_e R_F} - 1 \right) U_v$$

Mặt khác $U_V = I_b r_e = (I_V + I_r) r_e = I_V r_e + I_r r_e$

$$U_V = I_V r_e - \frac{1}{R_F} \left(1 - \frac{R_C}{r_e} \right) r_e U_V$$

$$\text{Nên } U_V \left(1 - \frac{r_e}{R_F} \left(1 - \frac{R_C}{r_e} \right) \right) = I_V r_e$$

$$\text{Từ đó suy ra } Z_V = \frac{U_V}{I_V} = \frac{r_e}{1 - \frac{R_C}{R_F} \left(1 - \frac{R_C}{r_e} \right)}$$

Nhưng R_C thường lớn hơn r_e nên $1 - \frac{R_C}{R_F} \left(1 - \frac{R_C}{r_e} \right) \approx \frac{R_C}{r_e}$

$$\text{Do đó } Z_V \approx \frac{r_e}{1 - \frac{R_C}{R_F}} \approx \frac{r_e}{R_F}$$

Trở kháng ra Z_r khi đầu 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)

$$I_r = I_b + I_r$$

Với giá trị $I_b \gg I_r$ và $I_r \approx I_b$

$$U_r = -I_r R_C = -(I_b) R_C$$

Thay $I_b = \frac{U_V}{r_e}$ ta có :

$$U_r = \frac{U_V}{r_e} R_C$$

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

Àp dụng định luật kirchhoff cho vòng ra .

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

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

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

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

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

$$\frac{I_r}{r_e} (r_e + R_F + R_C) = I_V R_F$$

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

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

$$K_i = \frac{I}{I_V} \frac{R_F}{R_C}$$

Với $R_C \gg R_F$, thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_V} \frac{R_F}{R_C}$$

Với $R_C \gg R_F$, thì :

$$K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{R_F}{R_C} \frac{R_F}{R_C}$$

Ảnh hưởng của r_0 :

$$Z_V: \text{ tính chi tiết sẽ có kết quả } Z_V = \frac{1 \frac{R_C // r_0}{E_F}}{\frac{1}{r_e} \frac{1}{R_F} \frac{R_C // R_E}{R_F r_e}}$$

Thường R_F rất lớn nên $\frac{1}{R_F} \approx 0$ và nếu điều kiện $r_0 \ll R_C$ thỏa mãn thì :

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

Thường $\frac{R_C}{R_F} \ll 1$ nên

$$Z_V = \frac{1}{\frac{1}{r_e} \frac{R_C}{R_F r_e}} \frac{r_e}{R_F} \text{ giống kết quả trước}$$

$$Z_r; Z_r = Z_{r_0} // R_C // R_F$$

Với $r_0 \ll R_C$

$Z_r \approx R_C$ giống kết quả trước

Với điều kiện chung $R_F \gg R_C$

$$Z_r \approx R_C$$

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

vì $R_F \gg r_e$

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

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:

$$K_U \approx - \frac{R_C}{r_e}$$

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

Nhưng $I_b = \frac{U_V}{r_e}$ 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 $R' = r_0 // R_{F_2}$

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

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

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

$$\text{Vì thế } K_i = \frac{I_r}{I_v} \cdot \frac{R_{F_1} r_0 // R_{F_2}}{R_{F_1} r_0 // R_{F_2} R_C} \cdot \frac{R_C}{r_0 // R_{F_2}}$$

$$\text{Hoặc } K_i = \frac{I_r}{I_v} \cdot K_u \cdot \frac{Z_v}{R_C}$$

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 lý gia công tín hiệu với độ tin cậy cao và mức tiêu hao năng lượng cực bé

#####48

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 bằng tiếp xúc p-n (hay còn gọi là FET mối nối đơn): junction FET, viết tắt là JFET

_ FET có cực cách điện: Insulated Gate FET viết tắt là IGFET thông thường lớp cách điện là lớp oxit nên gọi là Metal Oxide semiconductor FET (MOSFET hay MOS). Trong loại transistor trường có cực 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 D (drain).

-Cực nguồn là nơi đa số các hạt dẫn đi vào kênh và tạo ra dòng diên 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 bù 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 đặt 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 hở ($U_{GS} = 0v$):

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 có 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 bão hoà 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 thế 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 :

Ơu đây là hằng số còn I_B là biến điều khiển . Mối quan 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 đạt 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 cũng thay đổi theo .Do đó điện trở của kênh thay đổi và cường độ điện qua kênh cũng thay đổi . Như vậy điện áp trên cực cổng U_{GS} 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 ngắt $|U_{GS}| > |U_P|$

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 quan 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 ô xít 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 $U_{GS} = 0v$

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 ID bảo hoà). Điện áp U_{DS} ở trị số I_{DSS} cũng gọi là điện áp ngắt UP giống JFET

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

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 ID bị giảm xuống do điện trở kênh dẫn điện tăng lên . Khi tăng điện thế âm ở cực G thì dòng ID càng nhỏ và đến trị số giới hạn thì dòng ID gần như không còn , điện thế này ở cực G gọi là điện thế ngắt U_P

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

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 ID tăng cao hơn trị số bảo hoà . Trường hợp này dòng ID lớn dễ làm hỏng MOSFET nên ít sử dụng

Hình 1.78 là đặt tuyến ra I_D/U_{DS} và đặt tuyến truyền đạt I_D/U_{DS} của 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 giới thiệu cấu tạo của MOSFET kênh gián 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 gián đoạn ,mặt bên kênh dẫn điện cũng được phủ một lớp ô xít cách điện SiO₂ .Hai dây dẫn xuyên qua lớp cách điện nối vào vùng bán dẫn N gọi là cực S và D . 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 (hình 2.82)

Do cấu tạo kênh bị gián đoạn nên bình thường không có dòng điện qua kênh ,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 nền 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 kênh 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 kênh dẫn điện gọi là điện thế ngưỡng U_{GS(T)} hay U_T . khi U_{GS} < U_T thì dòng cực máng I_D = 0mA hay không có dòng điện chạy qua kênh (kênh dẫn chưa được tạo thành)

Đặt tuyến ra và đặt tuyến truyền đạt của MOSFET gián đoạn kênh 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

$$k = \frac{I_D(on)}{(U_{GS}(on) - U_T)^2}$$

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

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

$$I_D = 0,278.10^{-3}(U_{GS} - 2v)^2mA$$

1.4.2.6.MOSFET gián đoạn kênh P(hình 1.83)

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

#####57

1.23. Các cách mắc cơ bản của transistor

Transistor có ba cực (E,B,C), nếu đưa tín 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 mắc cơ bản: Base chung, emitter chung, collector chung.

1.2.3.1. Base chung (CB – common Base)

Sơ đồ cách mắc CB được minh họa 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 giữa 3 cực của transistor trong cách mắc C_B người ta dùng hai đặc tuyến: đặc tuyến vào và đặc tuyến ra. Đặc tuyến vào (hình 1.10a) mô tả quan hệ 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 hệ 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 cắt và vùng bão hòa.

#####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 bão hòa ngược I_{CO} , dòng I_{CO} rất nhỏ (cỡ A) và thường được kí hiệu thay cho I_{CBO} (hình 1.11)

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

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

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

+ Hệ số

Trong chế độ một chiều, để đánh giá mức hao hụt dòng khuếch tán trong miền Base, người ta định nghĩa hệ số truyền đạt dòng điện β_{DC}

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

Với I_C, I_E là dòng điện tại điểm làm việc. Theo đặt tuyến ra hình 1.10b thì $\beta_{ac} = 1$, 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:

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

Hệ số β_{ac} còn gọi là hệ số Base chung, hệ số ngắn mạch, hay hệ số khuếch đại.
 Thông thường, giá trị $\beta_{dc} = \beta_{ac}$

1.2.3.2. Emitter chung (CE – common Emitter)

#####12

Sơ đồ cách mắc C_E được cho trên hình 1.12

Trong cách mắc C_E , đặc tuyến ra là quang hệ giữa dòng ra I và điện áp ra U_{CE} , ứng với khoảng giá trị của dòng vào I_B . Đặc tuyến vào là quan hệ giữa dòng vào I_B và điện áp vào U_{BE} , ứng với khoảng giá trị của điện áp ra U_{CE}

Chú ý rằng trên hình 1.13, độ lớn của I_B cỡ μA , còn độ lớn I_C cỡ mA . Vùng tích cực của cách mắc CE là miền ở bên phải của đường nét đứt U_{Cebh} và phía trên đường $I_B = 0$

#####13

Vùng phía trái đường U_{Cebh} là vùng bảo hoà. Vùng cắt là vùng phía dưới đường $I_B = 0$. 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 công suất.
 Theo đặt tuyến ra hình 1.13b khi $I_B = 0$ thì dòng $I_C \neq 0$. điều này được giải thích như sau:

Ta có I_C

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 mắc 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 sử $\alpha_{ac} = 1 (I_e = I_C)$ thì $I_V = I_r = 10mA$

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 tắt 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(điện 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 mắc 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 suất tiêu hao lớn nhất được định nghĩa :

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

Với transistor cho trên hình 1.16thì PCmax = 300mW

Ta có thể vẽ đường cong công suất trên đặc tuyến ra bằng cách chọn một vài điểm thỏa 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 :

$$I_{CEO} \quad I_C \quad I_{Cmax}$$

$$U_{CEbh} \quad U_{CE} \quad U_{CEmax}$$

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

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

#####16

1.2.6. phân cực cho transistor lưỡng cực – BJT

1.2.6.1. 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 :

$$U_{BE} = 0.7V$$

$$I_E = (+1)I_B \quad I_C$$

$$I_C = I_B$$

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 bão hòa.

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 I_{BQ} và U_{CEQ}). 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 một 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 (hình 1.19)

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 quan trọng.

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

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

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

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

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

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

$$I_C = \beta I_B = 50 \cdot 47,8 \mu A = 2,35mA$$

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

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

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

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

Trong trường hợp này : $U_E = 0V$, 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 UCE khi có tải RC:

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

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

chọn sát 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 .

$$\text{Tại } I_C = 0$$

$$U_{CE} = U_{CC} = 15V$$

$$\text{Tại } U_{CE} = 0$$

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

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

lấy $U_{BE} = 0,7V$, ta có

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

+ 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 mắc 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 phương trình

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

Ta đã biết $I_E = (+1) I_B$

Thay vào phương trình ta có :

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

Rút I_B ta được :

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

#####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 vòng emitter – collector xuất hiện với $R_i = (+1) R_E$ trong vòng base – collector .

+ Vòng emitter – collector (hình 1.27)

Theo định luật kirchhoff ta có kết quả :

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

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 :

$$U_E = I_E R_E$$

#####22

Trong khi điện áp từ cực C tới 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

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1)R_E} = \frac{20V - 0,7V}{430k + 51k} = 40,1 \mu A$$

$$I_C = I_B = (50) \cdot (40,1 \mu A) = 2,01mA$$

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

$$= 20V - (2,01mA)(2k + 1K) = 13,97V$$

$$U_C = U_{CC} - I_C R_C = 20V - (2,01mA)(2K) = 20V - 4,02V = 15,98V$$

$$U_E = U_C - U_{CE} = 15,98V - 13,97V = 2,01V \text{ hoặc ta có thể tính theo công thức:}$$

$$U_E = U_{CC} - I_C R_C = (2,01mA)(1K) = 2,01V$$

$$U_B = U_{BE} + U_E = 0,7V + 2,01V = 2,71V$$

$$U_{BE} = U_B - U_C = 2,71V - 15,98V = -13,27V$$

+ 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 khuếch đại dòng điện (β). Trong khi đó, β là nhạy cảm với nhiệt độ, đặt biệt là chất silicon, giá trị thực tế của β thường không được xác định chính xác. Vì thế, xây dựng được một mạch phân cực mà ít phụ thuộc, hoạt động lập với

β 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):

$$U_{td} = U_{R2} = \frac{R_2 \cdot U_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Hình 1.31

Từ sơ đồ tương đương thevenin (hình 1.32)

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

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

Hình 1.32

Vôl_B ta có thể xác định được I_C, từ đó xác định được U_{CE} theo công thức:

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

+ Phân tích gần đúng

Nếu vào của mạch phân áp có thể coi là nguồn điện áp hở mạch hình 1.33. trở kháng giữa base và emitter là $R_i = (1 + \beta)R_E$. Nếu $R_i \gg R_2$ thì dòng $I_B \ll I_2$, khi đó $I_2 \approx I$ và $U_B \approx 0$.

Do đó

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

Vì $R_i = (1 + \beta)R_E \gg R_E$ khi phân tích gần đúng R_E phải thỏa mãn điều kiện: $R_E \gg 10R_2$

Nếu áp vào bằng điện áp nguồn tính:

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

Từ đó nếu áp U_{CE} được tính như sau:

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

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

Vôl_{CE} tính như trên, rõ ràng I_{CQ} và U_{CEQ} hoàn toàn phụ thuộc vào U_B .

1.2.6.4. Mạch phân cực hai cực phân áp

Mạch phân cực hai cực phân áp có trên hình 1.35. mỗi nguồn điện áp hở mạch C và B làm cho mạch đạt được sự ổn định nhiệt độ. Tuy nhiên nếu làm việc ở nhiệt độ cao (nhiệt độ xác định bởi U_{CC} và U_{CEQ}) không hoàn toàn ổn định, những ảnh hưởng hỗn loạn của mạch phân cực có thể ảnh hưởng đến phân cực emitter.

Hình 1.35

+ Vòng base - emitter (hình 1.36)

Theo định luật Kirchhoff ta có thể viết được:

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

Mặt khác: $I_C = I_B + I_E$. tuy nhiên, dòng I_C và I_E qua điện trở R_C và R_E nên $I_C = I_E$. Thay thế $I_C = I_B + I_E$ và $I_E = I_C$ sẽ có thể viết được:

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

Rút gọn ta có:

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

Vậy dòng I_B là:

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

Kết quả trên cho ta thấy phân cực hai cực phân áp, tổng điện trở ở đầu vào, tổng điện trở ở đầu ra và tổng điện trở ở emitter.

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

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 :

$$P_{Vmax(dc)} = U_{CC} \cdot I_{Cmat} = U_{CC} \cdot \frac{U_{CC}}{2R_C} = \frac{U_{CC}^2}{2R_C}$$

Ta tính được hiệu suất cực đại :

$$\max \frac{P_{rmat(ac)}}{P_{Vmax(dc)}} \cdot 100\% = \frac{\frac{U_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{U_{CC}^2}{2R_C}} \cdot 100\% = 25\%$$

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 $I_{B(peak)} = 10mA$

133

Giải:

Tính các giá trị để xác định điểm Q

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

$$I_{CQ} = I_B = 25 \cdot 19.3 = 482,5mA$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 20 - 482,5 \cdot 20 = 10,35(V)$$

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 I_{CQ} và U_{CEQ} ta xác định được điểm làm việc trên đường tải.

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

$$I_C(P) = 25 \cdot I_B(P) = 25 \cdot 10 = 250mA \text{ (giá trị đỉnh)}$$

$$P_r(ac) = \frac{I_C^2 \cdot P}{2} \cdot R_C = \frac{250 \cdot 10^{-3} A^2}{2} \cdot 20 = 0.625W$$

$$P_{V(DC)} = U_{CC} \cdot I_C = 20 \cdot 482,5 \cdot 10^{-3} = 9,65W$$

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

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

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 quan 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 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 R_L Là điện trở nhìn vào từ cuộn 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 trở 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 R_L và tải R_L qua tỷ số biến áp :

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

Ví dụ 2 :

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

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

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

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

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

136

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

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

Biên độ hay dòng đỉnh $I_C(P) = \sqrt{2} \cdot I_C$, 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 :

$$P'_L = U_C I_C$$

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

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

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

$$\text{Hiệu suất} = P_r / P_v \cdot 100\% = 1/4 \cdot 100\% = 78,5\%$$

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 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} :

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi} I_p = 0.796A$$

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

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

Công suất nguồn cung cấp cực đại

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

Hiệu suất cực đại

$$= P_{r(AC)} / P_{V(DC)} \cdot 100\%$$

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

$$= \frac{1}{4} \cdot 100\% = 78,54\%$$

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

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

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

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

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

$$\eta_{max} = \frac{P_{r(AC)}}{P_{V(DC)}} \cdot 100\% = 78,54\%$$

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

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

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

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

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

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 tổng công suất đúng 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 đẩy 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. Mặt khác, vì không có dòng một chiều chảy qua biến áp nên không gây méo do bão hòa từ. Hiệu suất của mạch đạt lớn nhất, khoảng 78,5%.

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:

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

Công suất nguồn :

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

Hiệu suất (với $U_V = 12V_{rms}$):

$$= (P_{ra}/P_V) \cdot 100\% = (36,125/67,75) \cdot 100\% = 53,3\%$$

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 :

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

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

$$\eta_{max} = (P_{ra}/P_V) \cdot 100\% = (78,25/99,47) \cdot 100\% = 78,54\%$$

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:

$$P_{2Tmax} = (2/ \sqrt{2}) \cdot (U_{CC}^2 / R_L) = (2/ \sqrt{2}) \cdot (25^2 / 4) = 31,66W$$

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

3.4. MÉO TRONG TẦNG KHUẾCH ĐẠI

Một tín hiệu hàm số sin thuần túy có một tần 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 túy để đưa ra tín hiệu lớn hơn, dạng sóng trở thành tín hiệu sin tần số đơn. Khi méo xảy ra, đầu 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 tần số .

Một kỹ thuật để miêu tả méo của những dạng sóng tuần hoàn và sử dụng sự phân tích của Furiê , mô tả dạng sóng tuần hoàn bất kỳ trên phương diện thành phần tần số cơ bản và những thành phần tần 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 tần số là 1kHz sau khi bị méo, nó có thành phần tần số là 1kHz và thành phần điều hoà là 2kHz ... Tần số gốc của 1kHz được gọi là tần số cơ bản, những tần 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 ... Tần số cơ bản không được gọi là sóng hài. Furiê đã không thừa nhận tần 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 tăng 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 :

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

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

Ví dụ

Tính thành 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.

$$D_2\% = (|A_2|/|A_1|) \cdot 100\% = (0,25V/2,5V) \cdot 100\% = 10\%$$

$$D_3\% = (|A_3|/|A_1|) \cdot 100\% = (0,1V/2,5V) \cdot 100\% = 4\%$$

$$D_4\% = (|A_4|/|A_1|) \cdot 100\% = (0,05V/2,5V) \cdot 100\% = 2\%$$

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 :

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

(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 màn 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. Vì vậy, mặc dù tín hiệu méo về lý thuyết là chứa tất cả các thành phần hài từ bậc trở lên, 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 coi ra vài độ méo hiện tại. Phương trình mô tả dạng sóng tín hiệu méo như sau:

$$i_c = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t$$

$$i_c = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t$$

Dạng sóng hiện thời chứa dòng điện tĩnh I_{CQ} Xuất hiện ở tín hiệu đầu vào, một dòng điện 1 chiều I_0 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 những 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 : $t = 0$

$$i_c = I_{Cmax} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos 0 + I_2 \cos 0.$$

