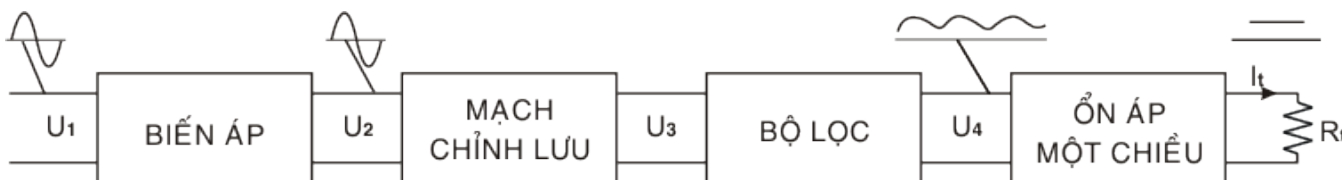


# BÀI 1: NGUỒN CẤP ĐIỆN MỘT CHIỀU

## I. Giới thiệu chung về nguồn điện:

### 1. Tổng quát:

Nguồn điện có nhiệm vụ cung cấp năng lượng một chiều cho các mạch điện và thiết bị điện tử, điện tử công nghiệp-tự động hoá hoạt động. Năng lượng một chiều đó được lấy từ nguồn điện xoay chiều của lưới điện thông qua một số quá trình biến đổi được thực hiện như hình 1.1 sau:



Hình 1.1 Sơ đồ khối nguồn điện cung cấp

Mạch chỉnh lưu là bộ biến đổi điện năng xoay chiều thành điện năng một chiều, được ứng dụng làm nguồn cấp điện một chiều trong các mạch điện tử. Trong mạch chỉnh lưu, phần tử chỉnh lưu có thể là diode (bộ chỉnh lưu không điều khiển) hay SCR (bộ chỉnh lưu có điều khiển).

Bộ lọc có nhiệm vụ san bằng điện áp một chiều.

Bộ Ổn áp một chiều có nhiệm vụ ổn định điện áp hoặc dòng điện ở ngõ ra khi áp vào thay đổi hoặc tải thay đổi.

**2. Các thông số đặc trưng của nguồn điện:** Một mạch chỉnh lưu được đặc trưng bằng các thông số như sau:

- Điện áp một chiều ngõ ra:  $V_{DC}$
- Dòng điện một chiều ngõ ra:  $I_{DC}$
- Điện áp hiệu dụng ngõ ra:  $V_{rms}$
- Dòng điện hiệu dụng ngõ ra:  $I_{rms}$
- Công suất một chiều ngõ ra:  $P_{DC} = V_{DC} \times I_{DC}$
- Công suất xoay chiều ngõ ra:  $P_{AC} = V_{rms} \times I_{rms}$
- Hiệu suất bộ chỉnh lưu :  $= \frac{P_{DC}}{P_{AC}} \times 100\%$
- Điện áp ngõ ra gồm 2 thành phần: thành phần DC và thành phần AC. Thành phần DC (hiệu dụng) ngõ ra là:

$$V_{AC} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{DC}^2}$$

- Hệ số gợn sóng ngõ ra (Ripple Factor):  $Kr = \frac{V_{AC}}{V_{DC}} = \sqrt{\frac{V_{rms}^2}{V_{DC}^2} - 1}$

- Hệ số sử dụng biến áp (Transformer utilization Factor):  $K_T = \frac{P_{DC}}{V_S \cdot I_S}$

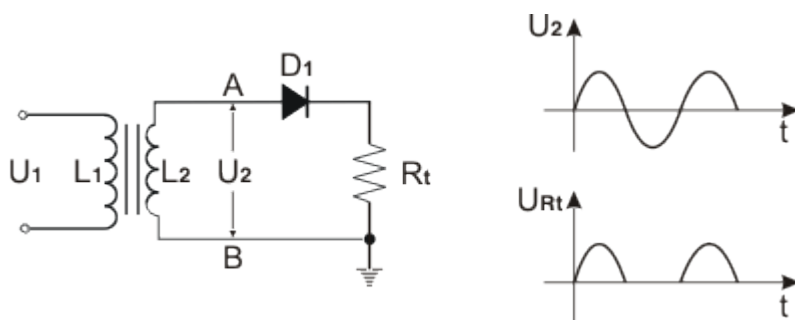
Với  $V_S, I_S$  lần lượt là điện áp và dòng điện hiệu dụng ở thứ cấp biến áp, hệ số  $K_T$  đặc trưng cho khả năng của biến áp cung cấp công suất nguồn cho bộ chỉnh lưu so với cung cấp nguồn AC thuần túy.

Một bộ chỉnh lưu lý tưởng khi:  $\eta = 100\%, V_{AC} = 0, K_r = 0, K_T = 1$

## II. Khảo sát các mạch chỉnh lưu:

### 1. Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ:

#### a. Mạch điện:



Hình 1.2 Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ

#### b. Phân tích:

Giả sử tại A có bán kỳ dương, tại B có bán kỳ âm thì Diode ( $D_1$ ) phân cực thuận nên dẫn điện, dòng điện qua tải chính là dòng qua Diode. Trong bán kỳ âm Diode bị phân cực nghịch nên tất không có dòng qua tải.

- Điện áp trung bình trên tải (giả sử Diode lý tưởng  $V_f = 0, R_D = 0$ )

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_M \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{V_M}{\pi} = 0,318 \cdot V_M$$

- Với  $V_M$  là biên độ điện áp ngõ vào.

- Gọi  $V$  là điện áp hiệu dụng ngõ vào thì:  $V_{DC} = \frac{V \cdot \sqrt{2}}{\pi} = 0,45 \cdot V$

- Điện áp hiệu dụng ngõ ra:  $V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_M^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t)} = \frac{V_M}{2} = 0,707 \cdot V$

- Tương tự ta có dòng điện trung bình trên tải:  $I_{DC} = \frac{I_M}{\pi} = \frac{V_M}{\pi \cdot R_L} = 0,45 \frac{V}{R_L}$

- Với  $I_M$  là dòng điện đỉnh trên tải.

#### c. Nhận xét: Khi chọn Diode cho mạch chỉnh lưu phải thỏa 3 thông số sau:

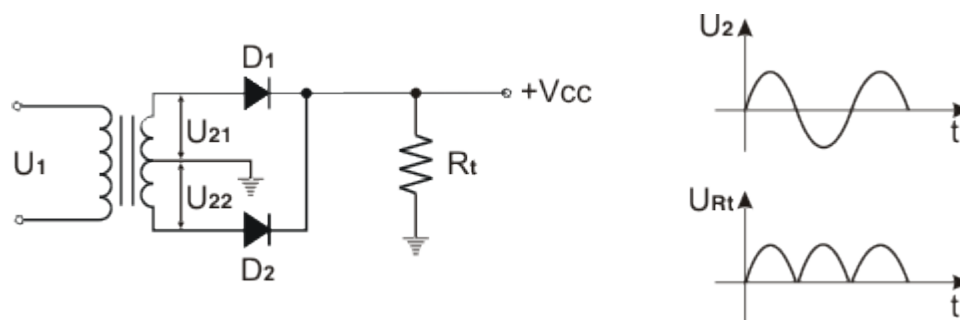
- Dòng điện đỉnh Diode:  $I_p > I_M = (1,5 \text{ -- } 3)I_M$ .

- Điện áp ngược đỉnh của Diode:  $PIV = V_M$

- Dòng trung bình diode:  $I_{avg} = I_{DC}$

### 1. Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng 2 diode:

#### a. Mạch điện:



Hình 1.3 Mạch chỉnh lưu toàn kỳ

#### b. Phân tích:

Biến áp có chấu giữa làm điểm chung, điện áp ở 2 đầu biến áp ngược pha nhau so với điểm chung.

Giả sử trong bán kỳ đầu  $U_{21}$  dương,  $U_{22}$  âm  $\rightarrow$   $D_1$  dẫn,  $D_2$  tắt dòng điện từ  $U_{21}$  qua  $D_1$  qua tải về lại điểm chung của biến thế. Ở bán kỳ sau  $U_{21}$  âm  $U_{22}$  dương  $\rightarrow$   $D_1$  tắt,  $D_2$  dẫn, dòng điện từ  $U_{22}$  qua  $D_2$  qua tải về lại điểm chung của biến thế. Dòng qua tải  $I_L$  chính là tổng 2 dòng điện qua 2 diode  $D_1$  và  $D_2 = i_1$  và  $i_2$ .

- Điện áp trung bình trên tải:  $V_{DC} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_M \sin t \cdot d(t) = \frac{2V_M}{\pi} = 0.9 \cdot V$

- Điện áp hiệu dụng trên tải:  $V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_M^2 \sin^2 t \cdot d(t)} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = V$

- Dòng điện trung bình trên tải:  $I_{DC} = \frac{2I_M}{\pi} = \frac{2V_M}{\pi \cdot R_L} = 0.9 \frac{V}{R_L}$

- Tần số dạng sóng bằng 2 lần tần số nguồn AC  $\Rightarrow f_{\text{gợn sóng}} = 2 f_{\text{nguồn}}$

Từ các công thức trên, ta dễ dàng suy ra hệ số gợn sóng ngõ ra của bộ chỉnh lưu toàn sóng thấp hơn so với bộ chỉnh lưu bán sóng, nên yêu cầu về mạch lọc ngõ ra sẽ đơn giản hơn.

#### c. Nhận xét: Khi chọn Diode cho mạch chỉnh lưu phải thỏa 3 thông số sau:

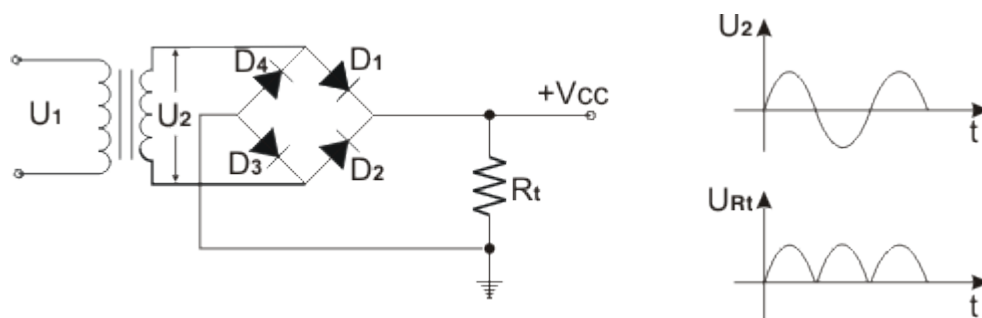
- Dòng điện đỉnh Diode:  $I_p > I_M = (1.5 \sim 3)I_{M.}$

- Điện áp ngược đỉnh của Diode:  $PIV = 2V_M$

- Dòng trung bình diode:  $I_{avg} = I_{DC}/2$

### 3. Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng 4 diode (Mạch chỉnh lưu cầu 1 pha):

#### a. Mạch điện:



Hình 1.4 Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng 4 diode

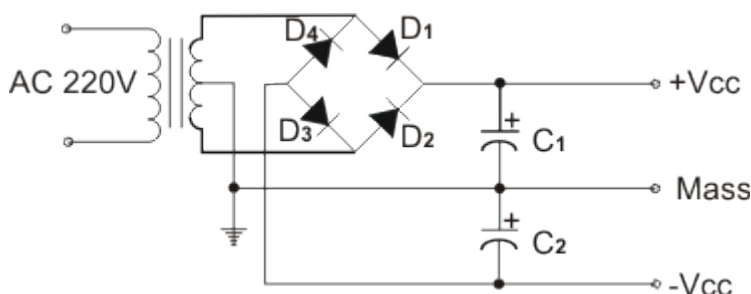
#### b. Phân tích.:

Mạch chỉnh lưu cầu 1 pha cũng có những tính chất giống như mạch chỉnh lưu toàn sóng nhưng không cần biến áp chấu giữa.

Trong bán kỳ đầu: A dương hơn C thì D<sub>1</sub>, D<sub>3</sub> dẫn D<sub>2</sub>, D<sub>4</sub> tắt dòng điện chảy từ A qua D<sub>1</sub> qua R<sub>L</sub> qua D<sub>3</sub> về C. trong bán kỳ sau, V<sub>AC</sub> âm, D<sub>1</sub> D<sub>3</sub> tắt, D<sub>2</sub> D<sub>4</sub> dẫn dòng điện chảy từ C qua D<sub>2</sub> qua tải qua D<sub>4</sub> về A. như vậy trong cả 2 bán kỳ dòng tải theo 1 chiều từ B đến GND. Gọi là mạch chỉnh lưu toàn sóng. Các công thức áp dụng cho mạch điện chỉnh lưu cầu 1 pha đều đúng với mạch chỉnh lưu toàn sóng.

### 4. Mạch chỉnh lưu nguồn đối xứng :

#### a. Mạch điện:



Hình 1.5 Mạch chỉnh lưu nguồn đối xứng

**b. Phân tích:** Kiểu mạch này nguyên lý giống như mạch chỉnh lưu toàn sóng nhưng có thêm dây trung tính tạo ra nguồn đối xứng  $V_{CC}$  và Mass  $0^V$ , kiểu mạch này thường dùng trong bộ nguồn Amply đời mới.

$$V_{DC} = V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{HD}$$

**Chú ý:** Trong tất cả các mạch nắn điện trên nếu tải là tụ điện, thì tụ sẽ nạp điện khi Diode dẫn do đó

điện áp trên tải sẽ sắp sĩ đạt cực đại, nghĩa là :

Khi đó tần số dòng sóng không còn nữa, điện áp ra là DC thuần túy. Vì vậy trong các mạch chỉnh lưu cho nguồn cung cấp thì đều có tụ lọc mắc song song với tải nhằm mục đích loại bỏ thành phần dòng sóng. Nghĩa là tụ sẽ nạp bằng giá trị  $V_{max}$  và xả qua tải khi điện áp bắt đầu giảm nhỏ hơn  $V_{max}$ . Giá trị của tụ lọc nguồn được tính bằng công thức :

**Trong đó :**

- $f'_L$  : tần số gợn sóng mà tụ cần lọc
- $R'_L$  : tải của tụ  $C_L$
- : hệ số gợn sóng cho phép , chọn càng

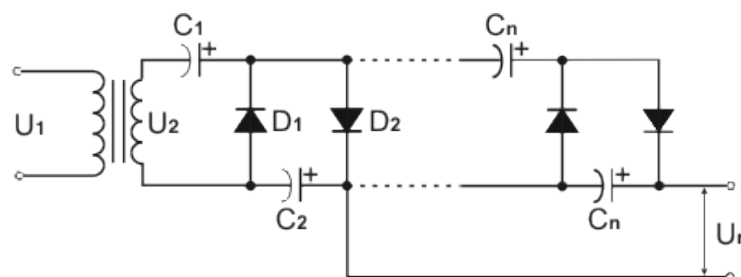
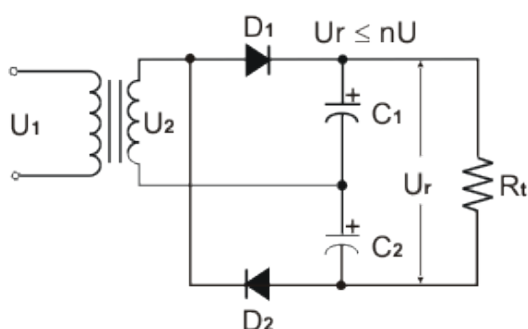
$$C_L = \frac{1}{4 \cdot 3 \cdot R'_L \cdot f'_L}$$

$f'_L$  .

nhỏ càng tốt

## 5. Mạch chỉnh điện bội áp:

### a. Mạch điện:



Hình 1.6 Mạch chỉnh điện bội áp

### b. Phân tích.:

Dùng cung cấp cho các thiết bị đòi hỏi có điện áp cao dòng tiêu thụ nhỏ và tiêu thụ công suất thấp.

Về bản chất cũng giống như các mạch chỉnh lưu bán kỳ nhưng tải là tụ điện và các mạch được mắc nối tiếp với nhau trên tạo hiệu ứng nhân đôi điện áp.

Nửa chu kỳ dương thì  $D_1$  dẫn  $D_2$  tắt tụ  $C_1$  nạp bằng nguồn  $E_{max}$

Nửa chu kỳ âm  $D_1$  tắt  $D_2$  dẫn, tụ  $C_2$  nạp trên tụ  $C_1$  cũng bằng nguồn  $E_{max}$  có chiều như hình vẽ.

Trong khi đó trên tụ  $C_1$  cũng có 1  $E_{max}$ , vậy giữa 2 đầu + và - của 2 tụ sẽ có giá trị  $U_r = 2 V_{max}$ .

## III. Khảo sát, tính toán các bộ lọc nguồn:

### 1. Các khái niệm về bộ lọc:

Chức năng của bộ chỉnh lưu là chuyển điện áp xoay chiều thành điện áp một chiều. Đầu ra của bộ chỉnh lưu ta thu được điện áp một chiều. Tuy nhiên điện áp này chưa được ổn định như mong muốn. Vì vậy ta phải cho qua bộ lọc để được điện áp một chiều ổn định hơn.

Tín hiệu ra sau khi lọc được biểu diễn như hình vẽ gồm thành phần một chiều và thành phần thay đổi (độ gợn sóng) thành phần này có giá trị nhỏ.

Để đánh giá điện áp đầu ra của bộ lọc ta sử dụng V.O.M, dùng V.O.M đo cho ta giá trị trung bình hoặc giá trị của điện áp một chiều  $U_{dc}$  hoặc cho ta giá trị thành phần thay đổi  $U_r$  (rms) độ gợn sóng

được tính theo công thức:  $r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} 100\%$

**Ví dụ1:** Sử dụng V.O.M đo tín hiệu ra của một mạch lọc ta đọc được  $V_{DC}$  là 25V và  $V_{AC}$  là 1,5V, độ gợn sóng đầu ra của bộ lọc khi đó sẽ là:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} 100\% = \frac{1,5V}{25V} 100\% = 6\%$$

**Sự ổn định điện áp:** Là một nhân tố quan trọng khác trong bộ nguồn cung cấp đó là lượng chênh lệch điện áp một chiều giữa đầu ra của bộ nguồn và yêu cầu thực tế của mạch điện. Điện áp cung cấp ở đầu ra của bộ nguồn khi chưa có tải sẽ bị giảm đi khi có tải. Lượng chênh lệch điện áp trong trường hợp không tải và có tải được xác định bởi hệ số gọi là hệ số ổn định điện áp  $\%U_R$ , được xác định:

$$U_R = \frac{U_{kt} - U_{ct}}{U_{ct}} 100\%$$

**Ví dụ2:** Một nguồn điện áp một chiều cung cấp 60V khi đầu ra không có tải. Khi nối với tải, điện áp thực tế trên đó là 56V, tính giá trị ổn định điện áp .

Giải

$$U_R = \frac{U_{kt} - U_{ct}}{U_{ct}} 100\% = \frac{60 - 56}{56} 100\% = 7,1\%$$

Nếu giá trị điện áp có tải bằng giá trị điện áp không có tải thì sự ổn định điện áp là 0%, đây chính là điều mong muốn đạt được.

**Hệ số gợn sóng của các bộ chỉnh lưu:** Điện áp sau khi đã được chỉnh lưu bao gồm thành phần một chiều và thành phần hài (gợn sóng).

Đối với tín hiệu chỉnh lưu nửa chu kỳ, điện áp một chiều đầu ra là:  $U_{dc} = 0,318U_m$

**Giá trị của điện áp gợn sóng là:**  $U_{rms} = 0,385U_m$

Độ gợn sóng r của mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ được tính:  $r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} 100\% = \frac{0,385U_m}{0,318U_m} 100\% = 121\%$

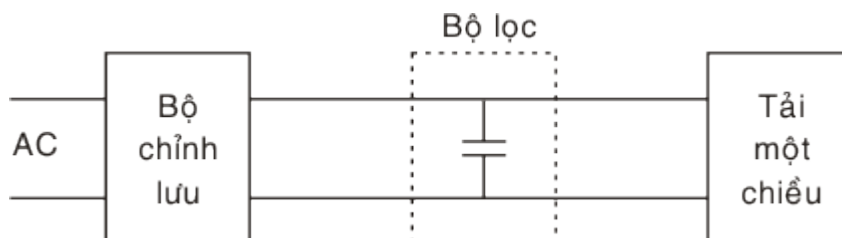
Đối với mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ, điện áp một chiều đầu ra là:  $U_{dc} = 0,636U_m$

Giá trị điện áp gợn sóng là:  $U_{r(rms)} = 0,308U_m$

Độ gợn sóng r của tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ được tính:  $r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} \cdot 100\% = 48\%$

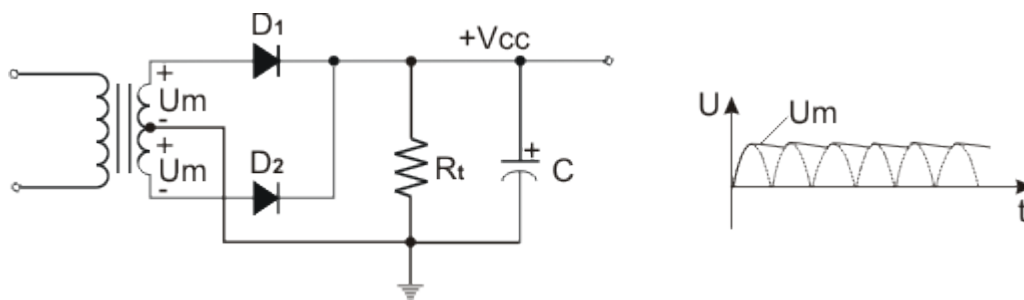
## 2. Các dạng bộ lọc:

**a. Bộ lọc dùng tụ điện:** Mạch lọc thông dụng nhất hiện nay là mạch lọc tụ điện, bao gồm một tụ điện được nối vào đầu ra của bộ chỉnh lưu điện áp một chiều được lấy ra từ giữa hai đầu tụ điện

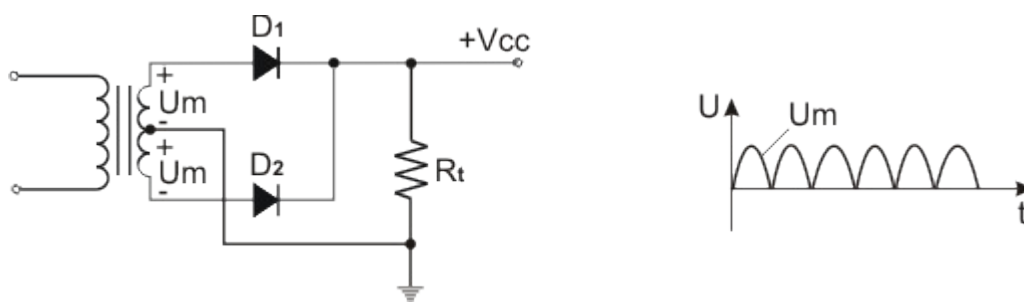


Hình 1.7 sơ đồ khối mạch lọc dùng tụ

Hình 1.7a chỉ ra điện áp của bộ chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ trước khi lọc. Hình 1.7b là dạng điện áp ra của bộ chỉnh lưu sau khi đã được nối với tụ điện. Dạng điện áp sau khi đã lọc là điện áp một chiều nhưng vẫn còn nhấp nhô (có thay đổi).

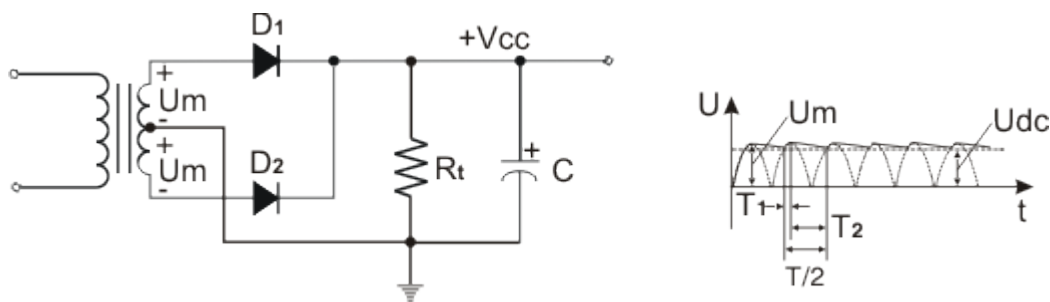


Hình 1.7a Mạch chỉnh lưu khi chưa có tụ



Hình 1.7b Mạch chỉnh lưu khi có tụ

Hình 1.8 là giản đồ dạng sóng đầu ra của bộ lọc tụ điện, thời gian T1 là khoảng thời gian tụ điện đang nạp điện và nạp đến giá trị bằng biên độ điện áp đầu ra của bộ chỉnh lưu  $U_m$ , T2 là khoảng thời gian tụ điện phóng điện vào tải.



Hình 1.8 Mạch chỉnh lưu khi có tụ

Như vậy dạng sóng đầu ra gồm điện áp một chiều  $U_{dc}$  và hài,  $U_r$  chính là sự nạp và phóng của tụ điện

Điện áp gợn sóng  $U_{(rms)}$  được tính theo công thức:  $U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2,4U_{dc}}{C} = \frac{2,4U_{dc}}{R_t C}$

Trong đó:  $I_{dc}$  [mA] dòng điện một chiều qua tải tính bằng mA,  $C$  [ F ] điện dung của tụ lọc tính bằng

F,  $R_t$  [k ] là điện trở tải tính bằng K ,  $f$  là tần số của điện áp đưa vào bộ chỉnh lưu tính bằng Khz.

**Ví dụ 1 :** Tính toán điện áp gợn sóng của bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ với  $C = 100$  F nối với tải tiêu thụ dòng 50[mA].

Giải

Ta có:  $U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4U_{dc}}{R_t C}$ , thay số vào ta có:  $U_{r(rms)} = \frac{2,4 \cdot 50}{100} = 1,2V$

**Điện áp một chiều  $U_{dc}$ :** Điện áp một chiều ở đầu ra bộ lọc dùng tụ điện được tính theo công thức:

$$U_{dc} = U_m - \frac{I_{dc}}{4fC} = U_m - \frac{4,17I_{dc}}{C}$$

**Trong đó :**

- $U_m$ : biên độ điện áp sau bộ chỉnh lưu
- $I_{dc}$ : Dòng điện tải, tính bằng mA
- $C$ : điện dung tụ lọc chính ( F )
- $f$ : Tần số tín hiệu vào, tính bằng Khz.

**Ví dụ 2:** Biên độ điện áp sau khi chỉnh lưu là 30V, giá trị tụ lọc  $C = 100$  F, tải tiêu thụ dòng 50[mA].

Tính toán điện áp một chiều ở đầu ra bộ lọc.

Giải

Ta có:  $U_{dc} = U_m - \frac{I_{dc}}{4fC} = U_m - \frac{4,17I_{dc}}{C}$

Thay số vào ta tính được  $U_{dc}$ :

$$U_{dc} = U_m - \frac{4,17I_{dc}}{C} = 30 - \frac{4,17 \cdot 50}{100} = 27,9V$$



**Ví dụ 3:** Tính toán điện áp gợn sóng của bộ lọc tụ điện với biên độ điện áp chỉnh lưu là 30V, tụ điện có điện dung 50 F, dòng trên tải là 50[mA].

Giải

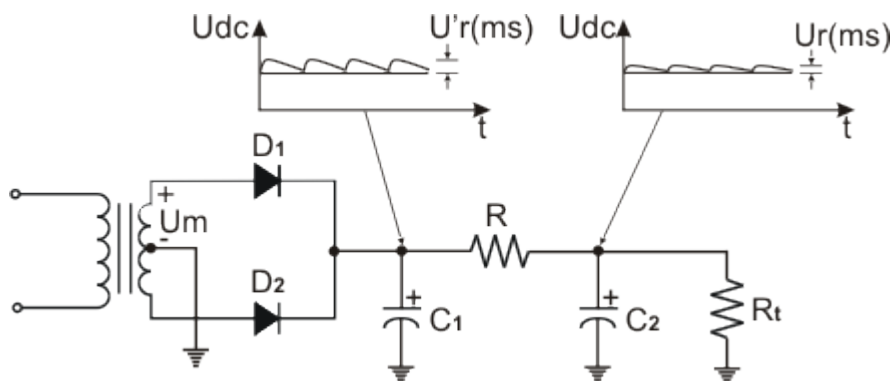
( $U_{dc} = 27,9V$  theo ví dụ 2)

$$r = \frac{2,4I_{dc}}{C.U_{dc}} \cdot 100\% = \frac{2,4 \cdot 50}{100 \cdot 27,9} \cdot 100\% = 4,3\%$$

Cũng có thể tính theo cách khác: Biết  $U_{dc} = U_m \frac{4,17}{C} = 30 \frac{4,17 \cdot 50}{100} = 27,9V$ , Mà  $r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} \cdot 100\%$

$$\text{Vậy } r = \frac{1,2V}{27,9V} \cdot 100\% = 4,3\%$$

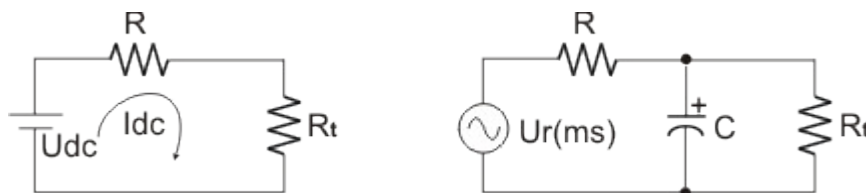
**b. Bộ lọc RC:** Để giảm nhỏ độ gợn sóng ở đầu ra bộ lọc tụ điện ta mắc thêm bộ lọc RC (xem hình 1.9). Tín hiệu đầu ra được chỉ ra trên hình 1.9.



Hình 1.9 Mạch lọc RC và dạng sóng đầu ra

Xét ảnh hưởng của bộ lọc RC đối với thành phần DC điện áp một chiều trên tải được tính như sau:

$$U'_{dc} = \frac{R_t}{R + R_t} U_{dc}$$



Hình 1.10 Sơ đồ tương đương của mạch lọc RC

**Ví dụ 1:** Tính điện áp một chiều ra tải có điện trở  $R_t = 1k$ , mạch lọc RC có thông số  $R = 120$ ,  $C = 10$  F, Điện áp  $U_{dc}$  qua bộ lọc tụ điện  $U_{dc} = 60V$ .

$$\text{Ta có: } U'_{dc} = \frac{R_t}{R + R_t} U_{dc} = \frac{1000}{120 + 1000} \cdot 60 = 53,6V$$

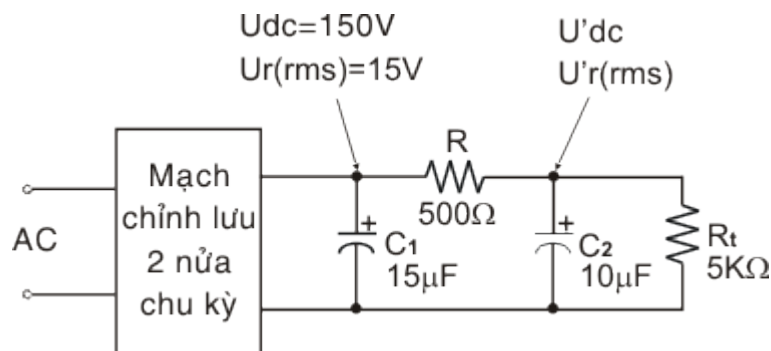
Xét ảnh hưởng của của bộ lọc RC đối với thành phần AC, độ gợn sóng được biểu hiện như sơ đồ hình 1.9.

Khi đó điện áp gợn sóng đầu ra được xác định như sau:  $U'_{r(rms)} = \frac{X_C}{R} \cdot U_{r(rms)}$

Đối với một bộ chỉnh lưu cả chu kỳ, nếu tín hiệu vào có  $f = 60\text{Hz}$  thì dung kháng của tụ điện được tính

theo công thức:  $X_C = \frac{1,3}{C}$ , với đơn vị của C là  $\mu\text{F}$ ,  $X_C$  là  $\Omega$ .

**Ví dụ 2:** Tính toán các thành phần một chiều và xoay chiều của tín hiệu ra tải  $R_t$  của mạch sau:



Hình 1.11 Mạch lọc RC

Giải

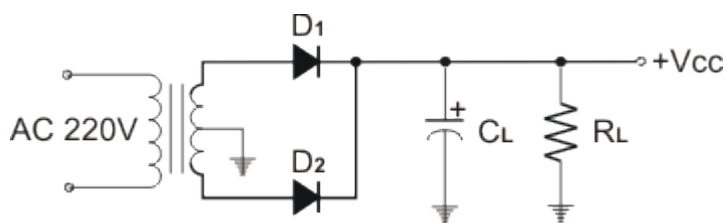
Tính toán các thành phần DC:  $U'_{dc} = \frac{R_t}{R + R_t} \cdot U_{dc} = \frac{5k}{500 + 5k} \cdot 150V = 136,4V$

Tính toán thành phần AC:  $X_C = \frac{1,3}{C} = \frac{1,3}{10} = 0,13k = 130\Omega$

Điện áp gợn sóng đầu ra:  $U'_{r(rms)} = \frac{X_C}{R} \cdot U_{r(rms)} = \frac{130}{500} \cdot (15V) = 3,9V$

Độ gợn sóng đầu ra:  $r = \frac{U'_{r(rms)}}{U'_{dc}} \cdot 100\% = \frac{3,9V}{136,4V} \cdot 100\% = 2,86\%$

Để giảm độ gợn sóng ngõ ra ta dùng các mạch lọc, là các phần tử R, L, C được chọn có thời hằng thích hợp theo yêu cầu của dòng tải và độ gợn sóng cho phép. Mạch lọc đơn giản là dùng C và R. Mạch điện chất lượng hơn cho điện áp ra không còn gợn sóng thì dùng L, C.



1.12 Mạch lọc đơn giản dùng một tụ điện

Khi  $D_1$  dẫn tụ  $C_L$  nạp đến giá trị đỉnh  $V_M$ , khi  $D_1$  tắt tụ xả dòng qua tải điện áp trên C giảm cho đến khi bé hơn giá trị tức thời điện áp xoay chiều trên tải,  $D_2$  dẫn tụ C nạp đến điện áp đỉnh,  $D_2$  tắt, C lại xả dòng qua tải...

Với dạng sóng gợn sóng trên tải gần như hình tam giác. Có giá trị hiệu dụng được tính theo công

$$\text{thức: } V_{r(\text{rms})} = \frac{V_r \cdot PP}{2\sqrt{3}}$$

$$\text{Hệ số gợn sóng sau khi lọc } K_r \text{ (hay } K_r) = \frac{V_{AC}}{V_{DC}} = \frac{V_r}{V_{DC}} = \frac{1}{4\sqrt{3} R_L f C} \quad (\text{F})$$

$$\text{Giá trị tụ lọc được tính bằng công thức: } C = \frac{1}{4\sqrt{3} R_L f K_r} \quad (\text{F})$$

Với  $f = 50\text{Hz}$ ,  $C$  tính bằng đơn vị F,  $R_L$  tính bằng đơn vị

$$\text{Ta có thể đơn giản công thức trên thành: } C = \frac{2887}{R_L K_r} \quad (\text{F})$$

$$\text{Điện áp một chiều trung bình ngõ ra được tính là: } V_{DC} = V_M - \frac{V_r \cdot PP}{2}$$

$$\text{Bằng phép tính toán ta có: } V_{DC} = \frac{4fR_L C}{4fR_L C - 1} V_M$$

Từ công thức tính giá trị tụ lọc và điện áp trung bình trên tải ta nhận thấy: khi tăng  $R_L$  hay  $C$  thì điện áp 1 chiều ngõ ra tăng và gợn sóng giảm. Các công thức trên cho phép ta tính được giá trị tụ lọc để đạt được điện áp DC ngõ ra và dòng tải theo yêu cầu với độ gợn sóng cho phép.

**Ví dụ 3:** Tính mạch chỉnh lưu toàn kỳ với:  $U_1 = 220\text{V}$ ,  $n_1 = 660$  vòng,  $n_2 = 36$  vòng,  $R_L = 8$

Giải

$$\text{Từ công thức: } \frac{U_1}{U_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad u_2 = \frac{u_1}{n_1} n_2 = \frac{220}{660} \cdot 36 = 12\text{V}$$

$$\text{Amp một chiều trên tải: } V_L = \sqrt{2} V_{AC} = 1,414 \cdot 12 = 16,8\text{V}$$

$$\text{Dòng điện qua tải: } I_D = I_L = 2\text{A. chọn } I_{D(\text{max})} = 1,5 \cdot 3 I_L = 3 - 6\text{A}$$

$$V_{D(\text{max})} = 2V_{\text{max}} = 2 \times 16,8 = 33,6\text{V. Chọn } V_{\text{ngược}} = 2 \cdot 3V_D = 100\text{V}$$

$$\text{Chọn điện áp làm việc (WV) của tụ } WV = (1,5 - 2)V_C = 25\text{V}$$

$$\text{Từ công thức: } C = \frac{1}{4\sqrt{3} R_L f'}$$

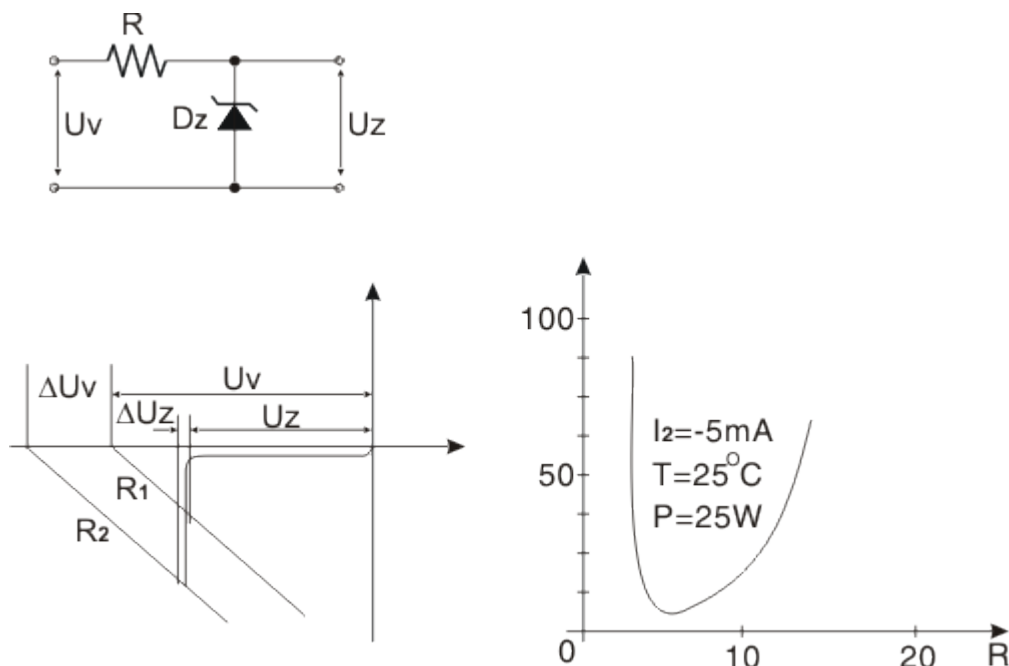
$$\text{Ta có: } f' = 2f = 100\text{Hz}$$

$$\text{Đổi hệ số gợn sóng: } = 2\% = 0,02, C = \frac{1}{4 \sqrt{3}} \frac{1}{8 \cdot 100 \cdot 0,02} = \frac{1}{108,8} F = 0,009 F = 9000 F,$$

Chọn C = 10.000 F/25V

#### IV. Mạch Ổn áp:

1. **Mạch Ổn áp dùng diode zener:** Sơ đồ mạch Ổn áp dùng diode zener như hình vẽ 1.13a.



Hình 1.13a Mạch Ổn áp dùng zener, hình 1.13b đồ thị đặc tính Ổn định,

Hình 1.13c sự phụ thuộc của điện trở động vào điện áp Ổn định

Diode Ổn áp (diode zener) làm việc nhờ hiệu ứng đánh thủng zener và hiệu ứng đánh thủng thác lũ của chuyển tiếp p-n khi phân cực ngược. Khác với diode thông dụng, các diode Ổn định công tác ở chế độ phân cực ngược, những tham số kỹ thuật của diode zener là:

Điện áp Ổn định  $U_z$  (điện áp zener): là điện áp ngược đặt lên diode làm phát sinh ra hiện tượng đánh thủng.

Điện trở động  $r_{dz}$ : được định nghĩa là độ dốc đặc tuyến tĩnh của diode tại điểm làm

$$\text{việc: } r_{dz} = \frac{dU_z}{dI_z}$$

Căn cứ vào công thức trên có thể thấy rằng độ dốc của đặc tuyến ở phần đánh thủng có tác dụng quyết định đến chất lượng Ổn định của diode. Khi điện trở động bằng không (lúc đó phần đặc tuyến đánh thủng song song với trục tung) thì sự Ổn định điện áp đạt tới mức lý tưởng.

Điện trở tĩnh  $R_t$  được tính bằng tỉ số giữa điện áp đặt vào và dòng điện qua diode:  $R_t = \frac{U_z}{I_z}$

Hệ số ổn định được định nghĩa bằng tỉ số giữa các biến đổi tương đối của dòng điện qua diode

và điện áp rơi trên diode do dòng này gây ra:  $Z = \left(\frac{dI_Z}{I_Z}\right)\left(\frac{dU_Z}{U_Z}\right) = \frac{R}{r_{dz}} \frac{R_t}{r_{dz}}$

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

Để đạt hệ số ổn định cao, với một biến đổi dòng điện qua diode đã cho trước, điện áp rơi trên diode (do dòng này gây ra) phải biến đổi nhỏ nhất. Các diode ổn định  $S_i$  thường có  $Z > 100$ . Trở kháng

ra của mạch ổn định cũng là một thông số chủ yếu đánh giá chất lượng của mạch:  $R_r = \frac{U_r}{I_r}$

Ở đây  $U_r$  là giá số của điện áp ra, gây ra bởi giá số  $I_r$  của dòng tải.

Rõ ràng tỉ số về phải càng nhỏ thì chất lượng mạch ổn định càng cao, vì thế các mạch ổn định dùng diode zener có điện trở càng nhỏ thì càng tốt (điều này phù hợp với vai trò một nguồn điện áp lý

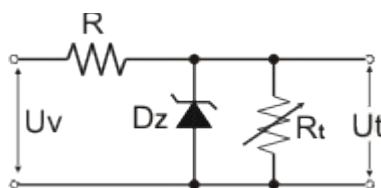
tưởng). Hệ số nhiệt độ của điện áp ổn định khi nhiệt độ thay đổi  $1^\circ\text{C}$ :  $\alpha = \left(\frac{1}{U_Z}\right)\left(\frac{du_Z}{dt}\right)\Big|_{I_Z = \text{const}}$

Hệ số này xác định bởi hệ số nhiệt độ của điện áp đánh thủng chuyển tiếp p-n. sự phụ thuộc của điện áp ổn định vào nhiệt độ có dạng:  $U_Z = U_{Z0} [1 + \alpha (T - T_0)]$

Trong đó  $U_{Z0}$  là điện áp ổn định của diode zener ở nhiệt độ  $T_0$ .

Hệ số nhiệt độ  $\alpha$  có giá trị âm nếu hiện tượng đánh thủng chủ yếu do hiệu ứng zener gây ra. Nó có giá trị dương nếu hiện tượng đánh thủng do hiện tượng thác lũ gây ra.

**Ví dụ 1:** Cho mạch điện như hình 1.13 với  $R=1k$ ,  $U_Z=10V$ ,  $I_{Z\max}=32\text{mA}$ . Hãy xác định khoảng giới hạn của  $R_t$  để mạch làm việc trong dãy ổn áp.



Hình 1.14 Mạch Ổn áp dùng diode zener

Giải:

Khi  $R_t=R_{\min}$  thì dòng qua diode zener là  $I_Z=I_{Z\min} = 0$ .

Theo công thức phân áp:  $U_t = U_Z \frac{R}{R + R_{t\min}} U_V \Rightarrow R_{t\min} = \frac{U_Z R}{U_V - U_Z}$

Thay số được:  $R_{t\min} = 250$

Khi  $R_t=R_{\max}$  ta có:  $U_R=U_V-U_Z=50V - 10V =40V$

Dòng chạy qua  $R_t$ :  $I_t=I_{t\min}=I_R-I_{Z\max} = 40\text{mA}-32\text{mA}=8\text{mA}$

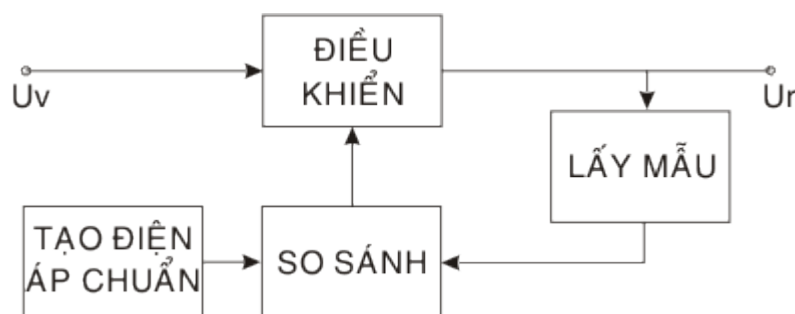
Suy ra:  $R_t = R_{tmax} = U_Z / I_{tmin} = 10V / 8mA = 1.25k$

Vậy khi  $R_t$  biến đổi trong dãy (250 - 1.25k ) thì mạch làm việc trong dãy ổn áp.

## 2. Mạch ổn áp nối tiếp:

Có hai loại mạch ổn áp dùng transistor là mạch ổn áp nối tiếp và mạch ổn áp song song. Các mạch ổn áp này có thể cung cấp một điện áp một chiều đầu ra ổn định ở một giá trị ổn định ngay cả khi giá trị đầu vào thay đổi hoặc tải của mạch thay đổi.

### a. Mạch ổn áp nối tiếp dùng transistor:



Hình 1.15 Sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp

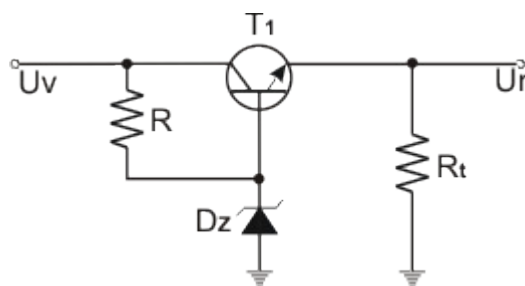
Sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp được biểu diễn ở hình 1.15.

Phần tử điều khiển để điều chỉnh điện áp đầu vào và điện áp đầu ra. Điện áp đầu ra được lấy đưa trở lại so sánh với nguồn điện áp chuẩn.

Giả sử điện áp đầu ra tăng, bộ so sánh cung cấp một tín hiệu điều khiển, phần tử điều khiển sẽ làm giảm điện áp ở đầu ra.

Giả sử điện áp đầu ra giảm, bộ so sánh cung cấp một tín hiệu điều khiển, phần tử điều khiển sẽ làm tăng điện áp ở đầu ra.

Trên hình 1.16 là mạch ổn áp nối tiếp đơn giản dùng một transistor và một diode zener. Trong sơ đồ, transistor  $T_1$  đóng vai trò điều khiển, diode zener đóng vai trò nguồn điện áp chuẩn, hoạt động của mạch như sau:



Hình 1.16 Mạch ổn áp đơn giản

Nếu điện áp đầu ra giảm  $\rightarrow$  làm cho  $U_E$  giảm  $\rightarrow U_{BE_{T1}}$  tăng  $\rightarrow$  làm cho  $T_1$  dẫn điện mạnh hơn, vì vậy tăng điện áp đầu ra  $\rightarrow$  duy trì điện áp đầu ra ổn định.

Nếu điện áp đầu ra tăng,  $U_E$  tăng  $\rightarrow U_{BE1}$  giảm  $T_1$  dẫn yếu đi  $\rightarrow$  vì vậy làm giảm điện áp đầu ra  $\rightarrow$  duy trì điện áp đầu ra Ổn định.

**Ví dụ 1:** Tính toàn điện áp đầu ra và dòng qua diode zener mạch Ổn áp hình 1.16, cho  $R_1=1k$  ,

$U_Z = 12V, R=220$  ,  $\beta = 50, U_V = 20V, U_{BE}=0.7V$ .

Giải

$$U_r = U_z + U_{BE} = 12V + 0,7V = 11,3V$$

$$U_{CE} = U_V - U_r = 20V - 11,3V = 8,7V$$

$$I_R = \frac{U_V - U_Z}{R} = \frac{20V - 12V}{220} = 36,4mA$$

$$\text{Dòng chạy qua } R_t: I_t = \frac{U_r}{U_t} = \frac{11,3V}{1K} = 11,3mA \quad IE = IC$$

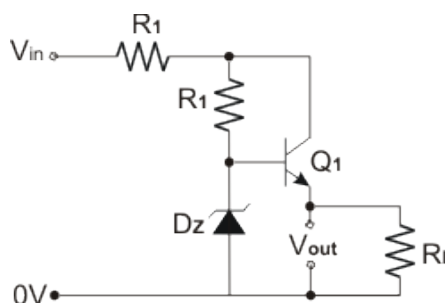
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{11,3mA}{50} = 226 \mu A$$

$$I_Z = I_R - I_B = 36,4mA - 226 \mu A = 36mA$$

**Ví dụ 2:** Thiết kế mạch Ổn áp có điện áp vào là từ 8 đến 10V, điện áp ra là 5V, dòng cung cấp cho tải lớn nhất là 100mA.

Giải

Chọn Mạch như hình vẽ sau:



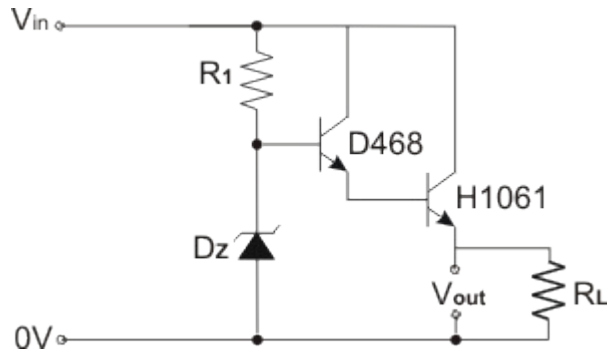
$$V_{out} = 5V \quad V_z = V_{out} + 0,6 = 5,6V \rightarrow \text{Chọn Dz có } V_z = 5,6V$$

$$I_{R1} = I_z + I_B = 10mA \text{ (vì dòng } I_B \text{ nhỏ, chọn } I_z \text{ trong vùng đánh thủng là } 10mA) \rightarrow \text{Chọn } R = 220 \text{ hoặc } 270$$

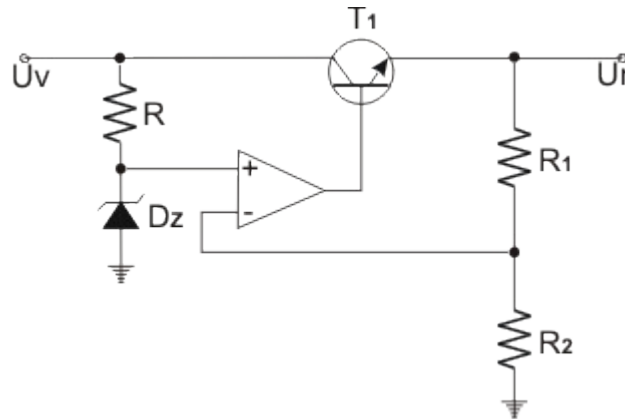
**Tính công suất Transistor:**

$V_{CE} = V_{IN \max} - V_{out} = 10 - 5 = 5V \rightarrow I_C = I_L = 100mA \rightarrow P_{TT} = V_{CE} \cdot I_C = 5 \cdot 100 = 500mW$ , chọn Transistor có :  $V_{CEmax}$  (1,5 đến 3)  $V_{CE} = 15V$  đến  $30V$ ,  $I_{C \max}$  (1,5 đến 3)  $I_C = 150mA$  đến  $300mA$ ,  $P_{max}$  (1,5 đến 3)  $P_{TT} = 1W$  đến  $3W$ . Tra cứu tìm transistor tương ứng như: D882 hoặc D468.

**Nếu cần cung cấp dòng tải lớn (vài Ampe) thì dùng hai transistor ghép Darlington, như hình vẽ sau:**



**b. Mạch Ổn áp nối tiếp dùng OP-AMP:**



**Hình 1.17 Mạch Ổn áp nối tiếp dùng OP-AMP**

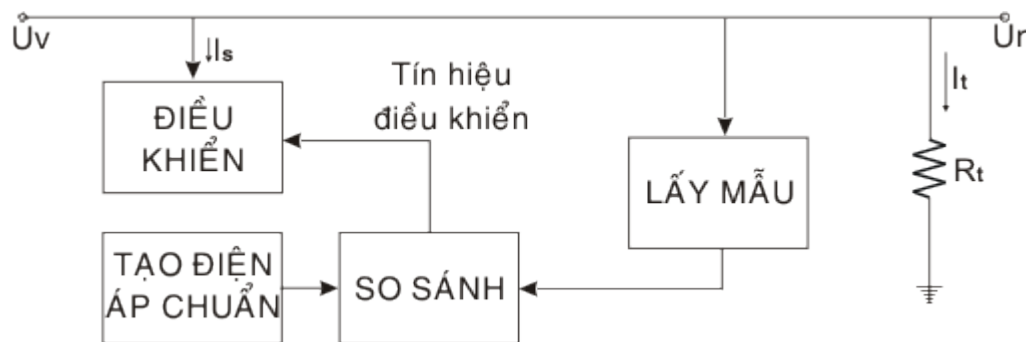
Hiện nay một số mạch Ổn áp nối tiếp đã sử dụng khuếch đại thuật toán OP-AMP.

Trong hình 1.17 là mạch OP-AMP so sánh điện áp chuẩn trên diode zener với điện áp hồi tiếp từ bộ phân áp  $R_1$  và  $R_2$ , nếu điện áp đầu ra này không thay đổi điện áp ra được tính theo công thức:

$$U_r = 1 + \frac{R_1}{R_2} U_z$$

**2. Mạch Ổn áp song song:**

Mạch Ổn áp song song thực hiện Ổn áp bằng dòng điện tiêu hao song song với tải để ổn định điện áp ra. Hình 1.18 là sơ đồ khối của mạch Ổn áp.



**Hình 1.18 sơ đồ khối của mạch Ổn song song**

Điện áp đầu ra không ổn định cung cấp dòng cho tải. Một phần dòng điện bị mất đi do phần tử điều khiển để bảo đảm cho điện áp ra được ổn định đưa đến tải. Mạch lấy mẫu cung cấp tín hiệu hồi

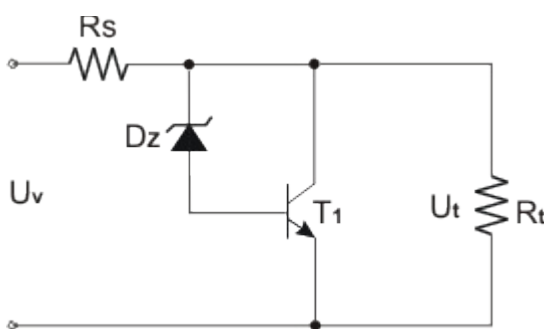


tiếp tới bộ so sánh, sau đó lấy ra một tín hiệu điều khiển để làm thay đổi dòng điện chảy qua phần tử điều khiển.

**Ví dụ:** Khi điện áp đầu ra tăng, mạch lấy mẫu cung cấp tín hiệu hồi tiếp tới mạch so sánh, đầu ra mạch so sánh đưa tín hiệu điều khiển làm tăng dòng điện song song qua phần tử điều khiển, làm cho dòng tải giảm xuống giữ điện áp ổn định.

### a. Mạch Ổn áp song song đơn giản dùng transistor :

Mạch Ổn áp song song đơn giản như hình 1.19.



Hình 1.19 Mạch Ổn áp song song đơn giản

Trên điện trở  $R_s$  điện áp chưa ổn định, sụt áp do dòng cung cấp tới tải  $R_t$ . Điện áp trên tải được xác định bởi điện áp zener và điện áp giữa base – emitter. Nếu điện trở tải giảm, dòng điều khiển cực B của  $T_1$  cũng giảm, làm dòng collector cũng giảm, sẽ làm dòng tải lớn hơn và ổn định được điện áp ra tải. Điện áp ra trên tải là:  $U_t = U_z + U_{BE}$

**Ví dụ:** Cho mạch điện như hình 1.19 với  $R_s = 120 \Omega$ ,  $R_t = 100 \Omega$ ,  $U_z = 8,2V$ ,  $U_v = 22V$ . Xác định điện áp ổn áp ra, dòng  $I_c, I_t, I_s$ ?

Giải

Điện áp ổn áp trên tải:  $U_t = U_z + U_{BE} = 8,2 + 0,7 = 8,9V$

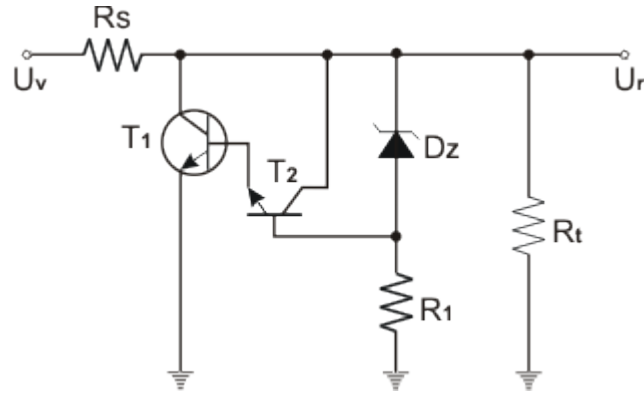
Dòng qua tải là:  $I_t = \frac{U_t}{R_t} = \frac{8,9V}{100} = 89mA$

Với điện áp vào 22V, dòng qua  $R_s$  là:  $I_s = \frac{U_v - U_t}{R_s} = \frac{22V - 8,9V}{120} = 109mA$

Do đó dòng qua collector là:  $I_c = I_s - I_t = 109mA - 89mA = 20mA$

**b. Mạch Ổn áp song song dùng hai transistor:** Mạch điện như hình vẽ 1.20.

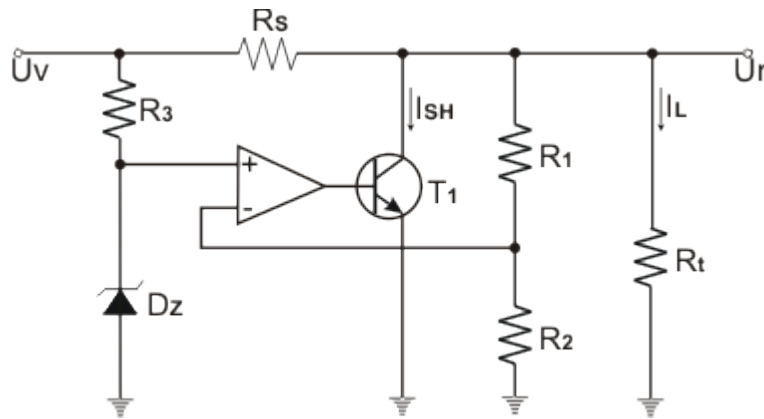
Diode cung cấp một điện áp chuẩn, do đó điện áp trên  $R_1$  sẽ quyết định điện áp ra



Hình 1.20 Mạch Ổn áp song song dùng transistor.

Khi điện áp thay đổi, làm dòng song song qua  $T_1$  cũng thay đổi để giữ cho điện áp ra Ổn định. Transistor  $T_2$  làm cho dòng cực Base  $T_1$  lớn hơn mạch dùng một transistor vì vậy Ổn định dòng qua tải lớn hơn. Điện áp ra được xác định như sau:  $U_r = U_t = U_z + U_{BE1} + U_{BE2}$

### c. Mạch Ổn áp song song dùng OP – AMP:



Hình 1.21 mạch Ổn áp song song dùng OP-AMP

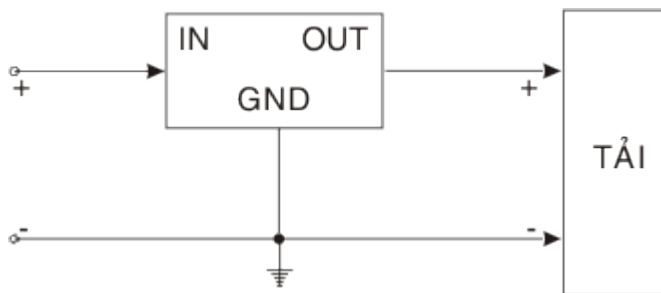
Hình 1.21 là mạch Ổn áp song song dùng OP-AMP như là bộ so sánh điện áp.

Điện áp zener được so sánh với điện áp hồi tiếp từ bộ phân áp  $R_1$  và  $R_2$  để điều khiển  $T_1$ . Dòng qua  $R_s$  sẽ được điều khiển sụt áp trên  $R_s$ , vì vậy điện áp ra được Ổn định.

### 3. Mạch Ổn áp dùng IC:

Rất nhiều mạch Ổn sử dụng các loại IC Ổn áp. Các IC Ổn áp chứa nguồn điện áp chuẩn, khuếch đại so sánh phân tử điều khiển bảo vệ quá tải, tất cả trong một IC đơn lẻ. Mặc dù cấu tạo bên trong IC có khác với các mạch Ổn áp trước nhưng hoạt động bên ngoài thì như nhau. Điện áp Ổn áp cũng có thể điều chỉnh được hoặc có thể là cố định. Dòng tải của các IC từ hàng trăm mA đến hàng chục A, do đó rất phù hợp với nhiều mạch thiết kế yêu cầu gọn nhẹ.

Hình 1.22 Cho thấy sự ghép nối IC Ổn áp 3 chân với mạch.



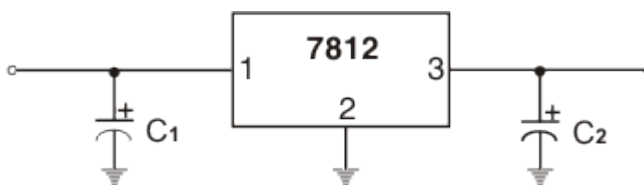
Hình 1.22 sơ đồ khối bộ ổn áp dùng IC

Điện áp vào UV được đưa tới một chân, điện áp ra được ổn áp  $U_r$  từ chân 2, chân thứ 3 được nối với mass.

### a. Mạch ổn áp cố định dùng IC:

IC Họ IC 78XX cung cấp điện áp ra cố định (+) 5V đến (+) 24. Ký hiệu XX để chỉ điện áp ra.

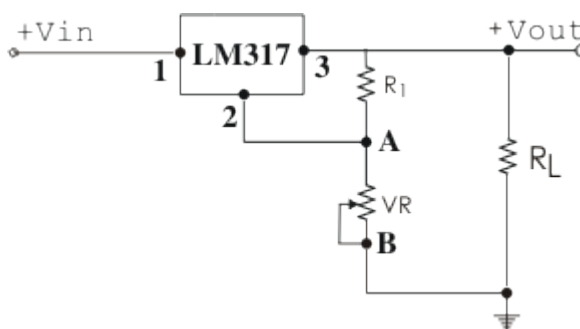
**Ví dụ:** IC 7805 là ổn áp 5V, 7824 là ổn áp 24V. Sơ đồ mạch mắc trong thực tế như hình vẽ sau.



**Trong đó:**

- Chân 1 được nối với điện áp vào.
- Chân 2 được nối với mass.
- Chân 3 được nối với tải.
  - Tụ điện  $C = 0,1\mu F$  để cải thiện quá trình quá độ và lọc nhiễu tần số cao.
  - Dòng điện đưa qua họ 78XX thường là  $\leq 1A$ .
  - Họ 79XX tương tự như họ 78XX nhưng cung cấp điện áp ra cố định từ -5V đến -24V

### b. Mạch ổn áp dùng IC có thể điều chỉnh được điện áp ra:



Hình 1.23 Mạch ổn áp dùng IC LM 317

Các IC ổn áp cũng sẵn có một số loại cho phép người sử dụng điều chỉnh điện áp ra như mong muốn. LM31 (1,2V đến 37V) là một ví dụ.

LM317 có thể hoạt động với phạm vi điện áp ra từ 1,2V đến 37V, điện trở  $R_1$  và  $R_2$  Xác định điện áp ra (1,2V đến 37V).

Điện áp ra được tính theo công thức sau:

$$U_r = U_{Ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{adj} R_2 \quad (*), \text{ trong đó } U_{ref} = 1,25V \text{ và } I_{adj} = 100\mu A$$

**Ví dụ:** Xác định điện áp ra của ICLM317 với  $R_1 = 240 \Omega$  và  $R_2 = 2,4k \Omega$ .

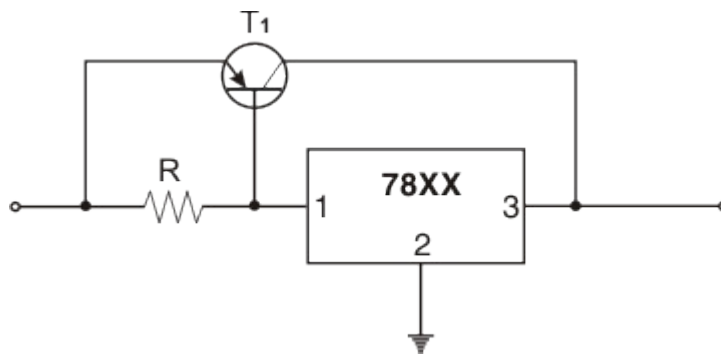
Giải

Theo công thức (\*) ta có :  $U_r = 1,25 \left(1 + \frac{2,4k}{240}\right) + (100 \mu A)(2,4k) = 13,75V + 0,24V = 13,99V$

**IC LM318 cũng thiết kế tương tự nhưng điện áp ra là điện áp (-)**

c. Một số mạch ổn áp khác dùng IC:

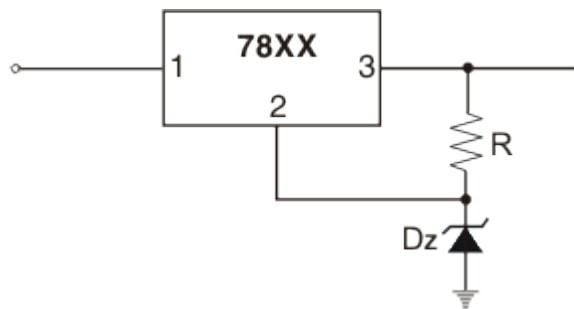
❖ **Mạch tăng dòng ra :**



Hình 1.24 Mạch tăng dòng ngõ ra

IC họ 78XX hay 79XX thường có dòng ra không lớn, do đó để tăng dòng ra có thể kết hợp với transistor như hình 1.24

❖ **Mạch tăng điện áp ra:**



Hình 1.25 Mạch tăng điện áp ra

Để tăng điện áp ra đầu thêm diode zener vào chân 2 của IC như hình 1.25.

Khi đó điện áp ra sẽ là:  $U_r = U_z + U_{78XX}$

## BÀI 2: KHẢO SÁT, TÍNH TOÁN PHÂN CỰC TÍNH CHO TRANSISTOR

### I. Tổng quát:

#### 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:

$$U_{BE} = 0.7V, I_E = (1 + \beta)I_B \quad I_C, I_c = \beta I_B$$

- 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.

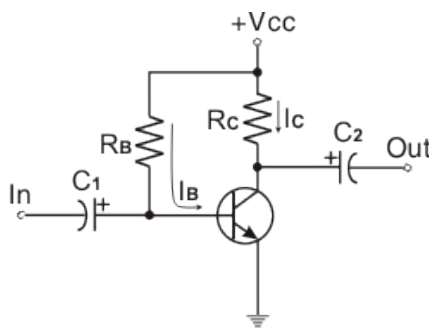
#### 2. Điểm làm việc tĩnh:

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 điểm 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).

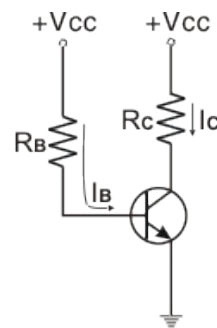
**3. Đường tải tĩnh:** Đường tải tĩnh là đường quan hệ giữa dòng điện và điện áp ra trong chế độ một chiều. Đường tải tĩnh được vẽ trên đặc tuyến ra, điểm làm việc tĩnh Q sẽ nằm trên đường này.

### II. Khảo sát, tính toán:

**1. Mạch phân cực cố định:** Sơ đồ mạch phân cực cố định được cho trên hình 2.1



Hình 2.1a phân cực cố định

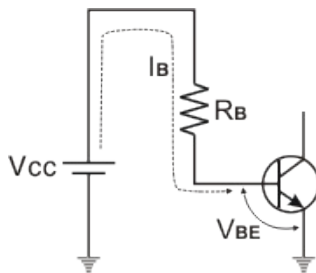


Hình 2.1b mạch tương đương

Để phân tích chế độ một chiều ta có thể bỏ các tụ điện và sử dụng sơ đồ tương đương hình 2.1b

#### a. Xét vòng Base – emitter (hình 2.2):

Viết định luật Kirchhoff cho vòng điện áp ta được:  $U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} = 0 \rightarrow I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B}$



Hình 2.2 vòng Base-Emitter

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).

**b. Xét dòng collector – emitter (hình 2.3):**

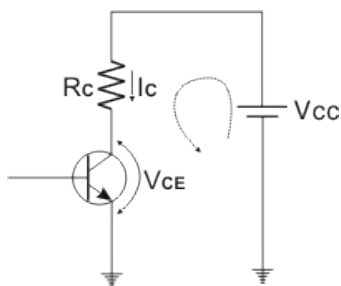
Giá trị dòng  $I_C$  chạy qua điện trở  $R_C$  được tính theo công thức:  $I_C = I_B$

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.

Àp dụng định luật Kirchhoff cho vòng collector – emitter (hình 2.3) ta có:  $U_{CE} + I_C R_C - U_{CC} = 0$

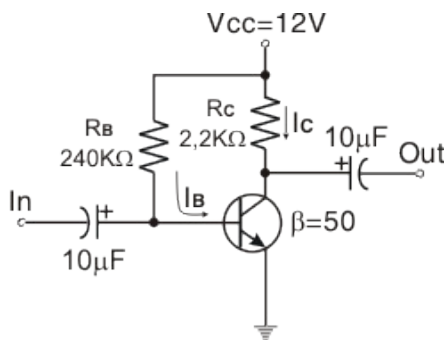
$U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C$ , ta có:  $U_{CE} = U_C - U_E$

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



Hình 2.3 vòng Collector- Emitter

**Ví dụ 1:** Cho mạch điện như hình 2.4, hãy tính các giá trị của chế độ một chiều  $I_B, I_C, U_{CE}, U_C, U_{BE}$ .



Hình 2.4 mạch điện ví dụ

Giải

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

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

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C = 6,83\text{V} \rightarrow U_B = U_{BE} = 0,7\text{V} \rightarrow U_C = U_{CE} = 6,83$$

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

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

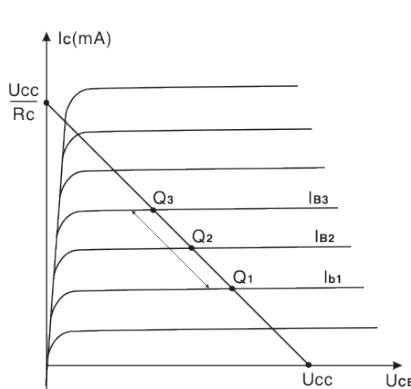
Ngoài ra ,  $U_{CE} + U_B - U_E$  suy ra  $U_{BE} = U_B$

**c.Đường tải tĩnh:** Đối với sơ đồ mạch như hình 2.3, quan hệ giữa dòng điện ra  $I_C$  và điện áp ra  $U_{CE}$  khi có tải  $R_C$ :  $U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C$

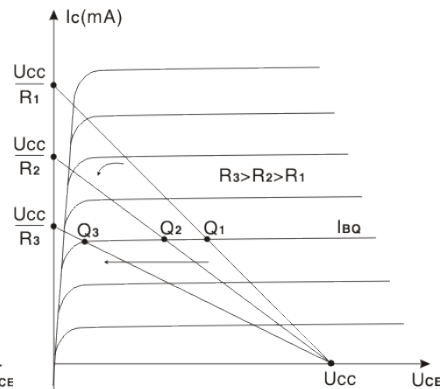
Phương trình trên chính là phương trình đường tải tĩnh. Để vẽ đường tải tĩnh ta cần xác định

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

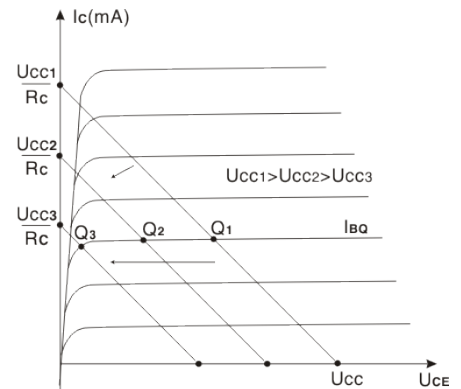
hai điểm này ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 2.5



Hình 2.5 đường tải tĩnh



Hình 2.5a



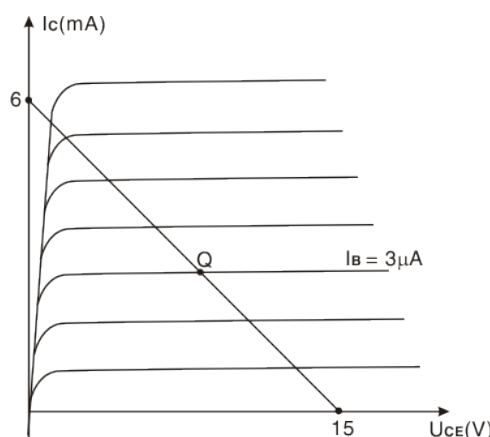
Hình 2.5b

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 2.5).

Khi giữ nguyên giá trị  $R_C$  và thay đổi nguồn  $U_{CC}$  thì đường tải tĩnh sẽ dịch chuyển như hình 2.5a

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 2.5b.

**Ví dụ 2:** cho mạch phân cực cố định có đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh  $Q$  như hình 2.6, hãy tính các giá trị  $U_{CC}, R_B, R_C$



Hình 2.6 sơ đồ ví dụ

Giải

Từ sơ đồ hình 2.6 ta có: Tại  $I_C = 0 \rightarrow U_{CE} = U_{CC} = 15V$

$$\text{Tại } U_{CE} = 0 \rightarrow I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{15V}{2,5k} = 6mA$$

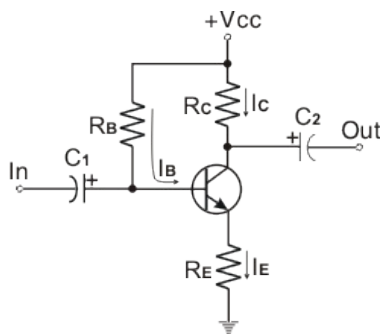
$$\text{lấy } U_{BE} = 0,7V, \text{ ta có: } R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_B} = \frac{15V - 0,7V}{3 \mu A} = 4,77M$$

**d. Transistor bảo hoà:** Theo đặc tuyến của transistor, khi transistor bảo hoà thì  $U_{CE} = 0V$  do đó dòng

điện collector bảo hoà  $I_{c_{bh}}$  sẽ là dòng  $I_{C_{max}}$  và được tính theo công thức:  $I_{c_{bh}} = I_{C_{max}} = \frac{U_{CC}}{R_C}$

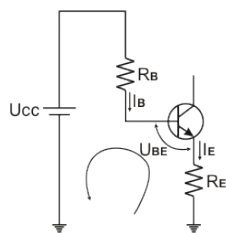
## 2. Mạch phân cực ổn định cực Emitter:

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. Trước hết xét vòng emitter – collector.



Hình 2.7 Mạch phân cực ổn định cực Emitter

a. Vòng base – collector (hình 2.7):



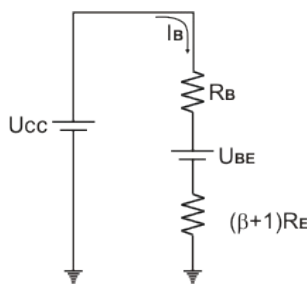
Hình 2.8 vòng Base-Collector

Theo định luật Kirchhoff ta có phương trình:  $U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} - I_E R_E = 0$

Ta có:  $I_E = (1 + \beta) I_B$ , thay vào phương trình ta có:  $U_{CC} - I_B R_B - U_{BE} - (1 + \beta) I_B R_E = 0$ , rút  $I_B$  ta được:

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



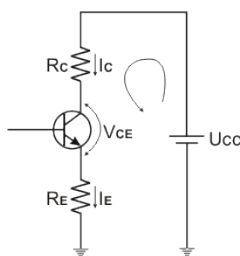


Hình 2.9

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  $(\beta + 1)$ . Nói cách khác điện trở cực E là linh kiện trong vùng emitter – collector xuất hiện với  $R_i = (\beta + 1)R_E$  trong vòng base – collector .

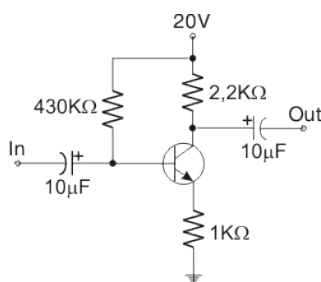
**b. Vòng emitter – collector (hình 2.10):**



Hình 2.10 Vòng emitter – collector

- Theo định luật kirchhoff ta có:  $I_E R_E + U_{CE} + I_C R_C - U_{CC} = 0$
- 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:  $U_E = I_E R_E$
- Trong khi điện áp từ cực C tới mass là:  $U_C = U_{CE} + U_E$ , 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:** Với mạch phân cực emitter 2.11, hãy xác định:  $U_{CE}, U_{BE}, U_B, U_E, U_C, I_B, I_E$



**Giải**

- $I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{20V - 0,7V}{430k + 51k} = 40,1 \mu A$
- $I_C = \beta I_B = (50) \cdot (40,1 \mu A) = 2,01mA$
- $U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 20V - (2,01mA)(2k + 1K) = 13,97V$
- $U_C = U_{CC} - I_C R_C = 20V - (2,01mA)(2K) = 20V - 4,02V = 15,98V$

- $U_E = U_C - U_{CE} = 15,98V - 13,97V = 2,01V$ , hoặc ta có thể tính theo công thức:
- $U_E = U_{CC} - I_C R_C = (2.01mA)(1K) = 2,01V$
- $U_B = U_{BE} + U_E = 0,7V + 2,01V = 1,71V$
- $U_{BE} = U_B - U_C = 2,71V - 15,98 = 13,27V$

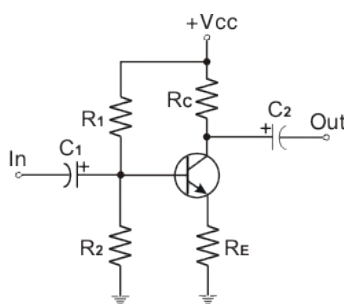
**c. Mức bảo hoà :** Mức bảo hoà cực C hoặc dòng cực C cực đại với mạch phân cực emitter có thể xác

định tương tự như mạch phân cực cố định:  $I_{cbh} = I_{Cmax} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$ .

**d. Đường tải tĩnh:** xác định giống phương pháp xác định đường tải tĩnh ở mạch phân cực cố định.

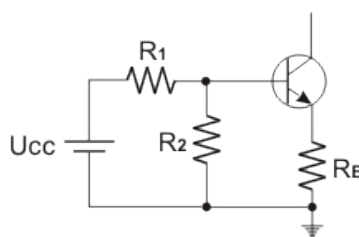
### 3. Mạch phân áp:

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 ( $\beta$ ). Trong khi đó hệ số  $\beta$  nhạy cảm với nhiệt độ, đặc biệt là chất silicon, giá trị thực tế của  $\beta$  thường không được xác định chính xác. Vì thế, xây dựng được một mạch phân cực mà ít phụ thuộc, hoặc độc lập với  $\beta$  là vô cùng quan trọng. Với sơ đồ của mạch phân áp như hình 2.12, 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  $\beta$ .



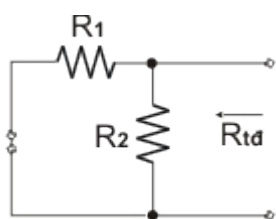
Hình 2.12 mạch phân áp

**a. Tính toán các tham số trong mạch:** Đầu vào của sơ đồ hình 2.12 có thể vẽ lại như hình 2.13

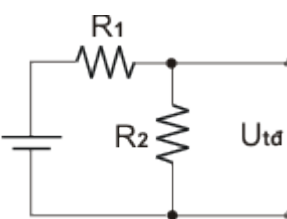


Hình 2.13

Sử dụng định lý Thevenin ta có thể tính được dòng  $I_B$  như sau: ngắn mạch nguồn cấp  $U_{CC}$ (hình 2.14a):



Hình 2.14a xác định  $R_{td}$

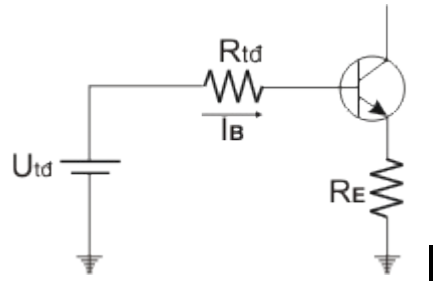


Hình 2.14b xác định  $U_{td}$

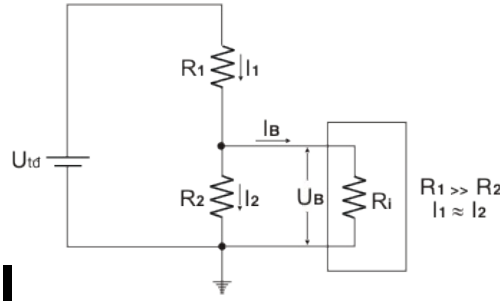
Ta có:  $R_{td} = R_1 // R_2$ , nguồn tương đương  $U_{td}$  (hình 2.14b):  $U_{td} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Từ sơ đồ tương đương thevenen (hình 2.15) ta có:

$$U_{td} - I_B \cdot R_{td} - U_{BE} - I_E \cdot R_E = 0 \rightarrow I_B = \frac{U_{td} - U_{BE}}{(1 + \beta) R_E}$$



Hình 2.15 sơ đồ tương đương thevenen



Hình 2.16

Với  $I_B$  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:

Đầu vào của mạch phân áp có thể được vẽ như hình 2.16 trở kháng giữa base và emitter là

$R_i = (1 + \beta)R_E$ . Nếu  $R_i \gg R_2$  thì dòng  $I_B \ll I_1$ , khi đó  $I_2 \approx I_1$  và  $I_B \approx 0$ . Do đó:  $U_B = \frac{R_2 \cdot U_{CC}}{R_1 + R_2}$ , Vì  $R_i =$

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

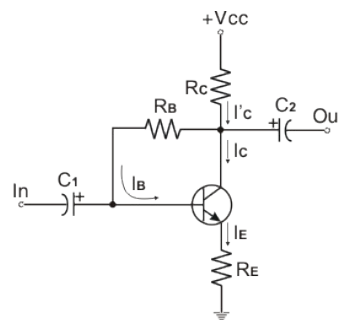
Điện áp và dòng điện cực E được tính:  $U_E = U_B - U_{BE} \approx I_E R_E = \frac{U_B}{1 + \beta} \approx I_C R_E$

Từ đó, điện áp  $U_{CE}$  được tính như sau:  $U_{CE} = U_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \rightarrow U_{CEQ} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$

Với cách tính như trên, rõ ràng  $I_{CQ}$  và  $U_{CEQ}$  hoàn toàn độc lập với  $\beta$ .

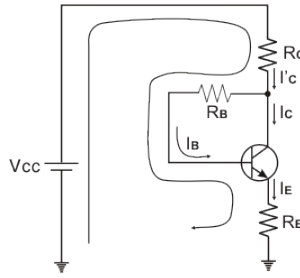
## 4. Mạch phân cực hồi tiếp âm điện áp :

Mạch phân cực hồi tiếp âm điện áp như sơ đồ hình 2.17, một đường hồi tiếp từ cực C về cực B làm cho mạch đạt được sự ổn định đáng kể. Tuy nhiên điểm làm việc Q được xác định bởi  $I_{CQ}$  và  $U_{CEQ}$  không hoàn toàn độc lập với  $\beta$ , nhưng ổn định hơn so với mạch phân cực cố định hoặc phân cực emitter.



Hình 2.17 Mạch phân cực hồi tiếp âm điện áp

### a. Vòng base – emitter:



Hình 2.18 vòng base-emitter

Theo định luật Kirchhoff ta có kết quả sau:  $U_{CC} - I'_C R_C - I_B R_B - U_{BE} - I_E R_E = 0$

Mặt khác:  $I'_C = I_C + I_B$ , tuy nhiên dòng  $I_C$  và  $I'_C$  quá lớn so với  $I_B$  nên  $I'_C \approx I_C$ . Thay thế  $I'_C \approx I_C + I_B$  và  $I_E \approx I_C$  sẽ có kết quả là:  $U_{CC} - I_C R_C - I_B R_B - U_{BE} - I_C R_E = 0$

Rút gọn ta có:  $U_{CC} - U_{BE} - I_B(R_C + R_E) - I_B R_B = 0$

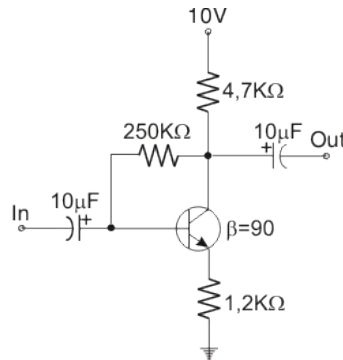
Vậy dòng  $I_B$  là: 
$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + R_C + R_E}$$

Kết quả trên cho ta thấy phản hồi của điện trở  $R_C$  trở lại đầu vào, tương đương với sự phản hồi của  $R_E$

**Chú ý:** với cách phân cực trên ta có một phương trình tổng quát tính  $I_B$  như sau :

$$I_B = \frac{U'}{R_B + R'} \text{, trong đó } U' = U_{CC} - U_{BE}; R' = R_C + R_E, \text{ và } U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

**Ví dụ:** Cho mạch điện như hình 2.19, xác định  $I_C$  và  $U_{CE}$  :



hình 2.19

Giải

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + R_C + R_E} = \frac{9,3V}{250k + 4,7k + 1,2k} = 11,91 \mu A \rightarrow I_C = I_B \cdot \beta = (11,91 \mu A) \cdot 90 = 1,07mA$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 10V - (1,07mA)(4,7k + 1,2k) = 10V - 6,3V = 3,69V$$

❖ Chế độ bão hòa: Lấy xấp xỉ  $I'_C \approx I_C$ , phương trình dòng bão hòa giống như mạch phân áp và phân

cực emitter đó là:  $I_{C_{bh}} = I_{C_{max}} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$

❖ Đường tải tĩnh: Nếu  $I_c = I_c$ , đường tải tĩnh của mạch hồi tiếp điện áp được xác định tương tự như mạch phân áp và mạch phân cực emitter.

#### IV. Phương pháp tính hệ số ổn định nhiệt:

##### 1. Khái niệm:

Như đã khảo sát ở phần linh kiện điện tử, các thông số của transistor đều bị thay đổi theo nhiệt độ, trong đó có 3 thông số bị ảnh hưởng lớn nhất là dòng điện điện rỉ  $I_{cbo}$ , độ khuếch đại và điện áp phân cực mối nối BE ( $V_{BE}$ ).

Để tránh ảnh hưởng của nhiệt độ lên thông số của transistor: có thể làm sai lệch điểm làm việc tĩnh Q người ta dùng nhiều cách phân cực cho transistor, mỗi cách phân cực có tác dụng và hiệu quả ổn định nhiệt khác nhau. Để đặc trưng cho tác dụng và hiệu quả ổn định nhiệt, người ta định nghĩa hệ số

Ổn định nhiệt là S thì:  $\bar{S} = \frac{I_c}{I_{CBO}}$  (S: Stability = độ Ổn định)

-  $\bar{S}$  : phủ định của S bằng độ bất ổn định nhiệt,  $S$  : càng nhỏ thì mạch càng Ổn định về nhiệt độ, nghĩa là  $\bar{S}$  càng nhỏ thì độ bất Ổn nhiệt càng nhỏ.

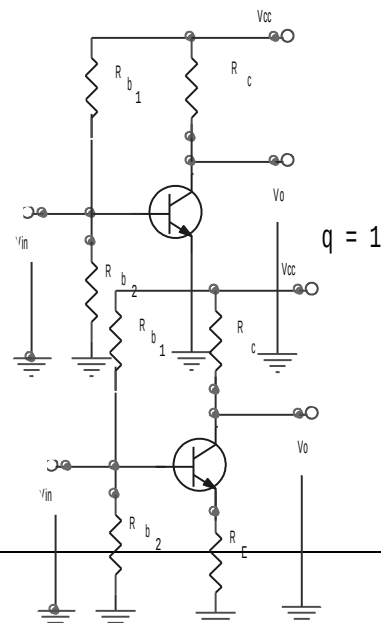
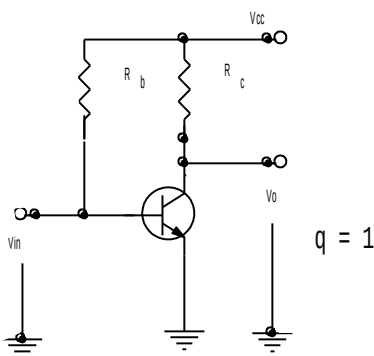
**Công thức tổng quát để tính là:**  $\bar{S} = \frac{q}{q}$

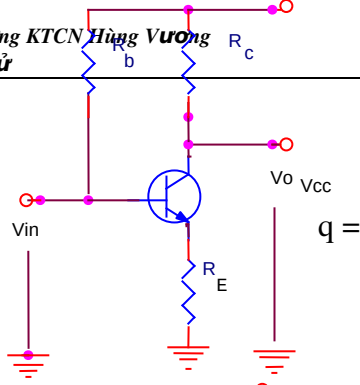
Trong đó:

- q: là hệ số tùy thuộc cách phân cực cho transistor
- : là hệ số truyền dẫn dòng điện ráp kiểu B chung

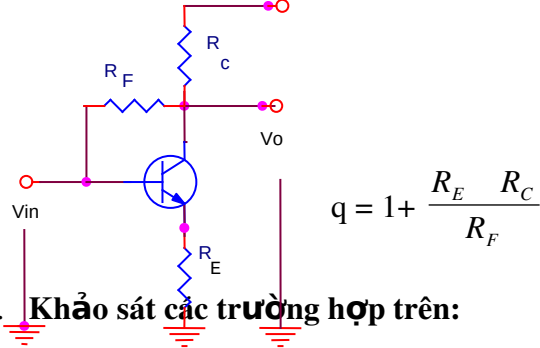
$$- I_c = \beta \cdot I_E = \frac{I_c}{I_E} = \frac{q}{1} = 0.95 \text{ } 0.99$$

**Hệ số q được xác định theo cách phân cực trình bày trong bản thiết kế mẫu sau:**

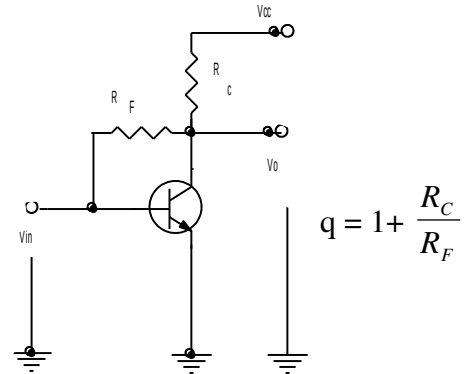




$q =$



$q = 1 + \frac{R_E R_C}{R_F}$



$q = 1 + \frac{R_C}{R_F}$

2. **Khảo sát các trường hợp trên:**

❖ Xét trường hợp khi  $q = 1$

$\bar{S} = \frac{q}{q} = \frac{1}{1} = \frac{1}{1} = 1$  = rất lớn, Đây là mạch có hệ số ổn định nhiệt kém nhất

❖ xét trường hợp  $q = 1 + \frac{R_E}{R_B}$

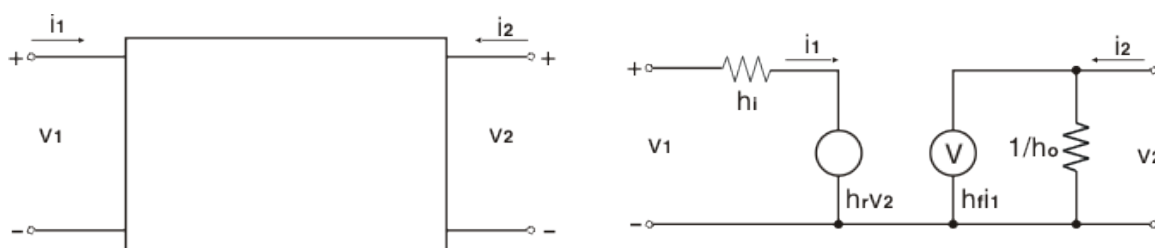
$\bar{S} = \frac{q}{q} = \frac{1 + \frac{R_E}{R_B}}{1 + \frac{R_E}{R_B}} = \frac{1 + \frac{R_E}{R_B}}{1 + \frac{R_E}{R_B}}$

Nếu lớn thì  $1 - 0$ , do đó:  $\bar{S} = \frac{1 + \frac{R_E}{R_B}}{\frac{R_E}{R_B}}$

Thường thì  $R_E \ll R_B$  Nên  $\frac{R_E}{R_B} \ll 1$  Nên:  $\bar{S} = \frac{1}{\frac{R_E}{R_B}} = \frac{R_B}{R_E}$        $\bar{S} = \frac{R_B}{R_E}$

## BÀI 3: KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR

### I. Giới thiệu các thông số Hybrit:



Phương trình của mạng hai cửa (bốn cực) viết theo thông số hybrid:

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$$

Thay các thông số mạng hai cửa bằng các thông số h của transistor:

$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o v_2$$

$$I_2 = h_{fi} i_1 + h_{ov} v_2$$

Trong đó, các thông số h của transistor được định nghĩa như sau:

$$h_i = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad \text{Trở kháng vào ngắn mạch}$$

$$h_r = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{Độ lợi điện áp ngược khi hở mạch}$$

$$h_f = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad \text{Độ lợi dòng thuận ngắn mạch}$$

$$h_o = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{Tổng dẫn ngõ ra hở mạch (admittance)}$$

Ứng dụng với cách mắc khác nhau, EC, BC hay CC mà chữ thứ hai được chỉ định. ví dụ:  $h_{oe}$ ,  $b_{ob}$ ...

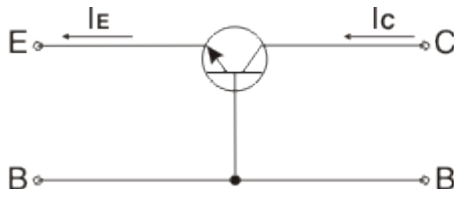
Các kiểu phân cực đã được giới thiệu ở phần trước sẽ được sử dụng để phân tích tín hiệu xoay chiều nhỏ, các mạch được phân tích sau đây là những mạch điện thực tế thường được sử dụng. Để phân tích độ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng BJT người ta dùng sơ đồ tương đương để phân tích. Khi vẽ sơ đồ tương đương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

- **Thiết lập tất cả các nguồn cấp một chiều ở mức điện thế 0 (ngắn mạch nguồn cấp).**
- **Ngắn mạch tất cả các tụ điện.**

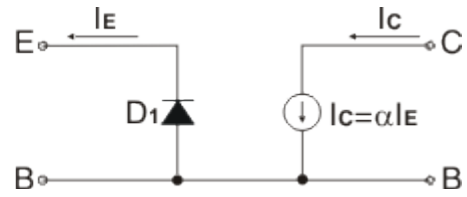
### II. Khảo sát, tính toán:

#### 1. Cách mắc Base chung (CB:Common Base):

Trên hình 3.1a là sơ đồ các mạch CB của transistor npn. Như chúng ta đã biết transistor được cấu tạo bởi ba lớp bán dẫn, tạo nên hai chuyển tiếp PN, vì thế ta coi chuyển tiếp emitter (giữa cực B và E) là một diode, ngoài ra vì  $I_c = \alpha I_E$  nên giữa cực B và cực C được thay thế bằng một nguồn dòng có giá trị là  $I_E$ . Với sự thay thế đó ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương như hình 3.1b.



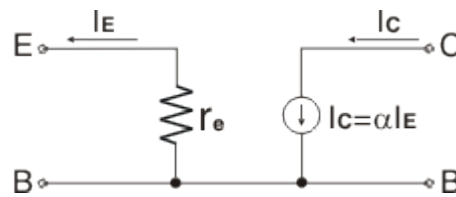
Hình 3.1a cách mắc CB



Hình 3.1b Sơ đồ tương đương

Khi transistor được phân cực và hoạt động ở vùng tích cực thì chuyển tiếp emitter được phân cực thuận, khi đó diode  $D_1$  (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  $U_T = 26V$ ,  $r_e = \frac{26mV}{I_E}$

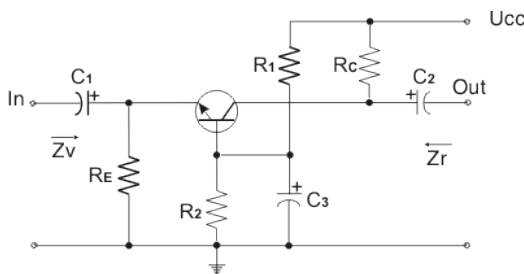


Hình 3.2 sơ đồ tương đương mạch mắc CB

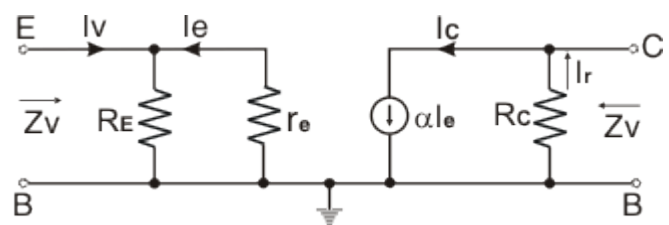
Như vậy sơ đồ tương đương của mạch BC được vẽ lại như hình 3.2, với sơ đồ tương đương như hình 3.2 ta có thể tính được trở kháng vào và ra của mạch như sau:  $Z_v = r_e$ , giá trị  $r_e$  rất nhỏ, tối đa là 50

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:  $Z_r = R_c$ , thực tế trở kháng ra của mạch CB cỡ vài MΩ.

a. **Khảo sát mạch B chung sau:**



Hình 3.3 mạch thực tế CB



Hình 3.4 mạch tương đương

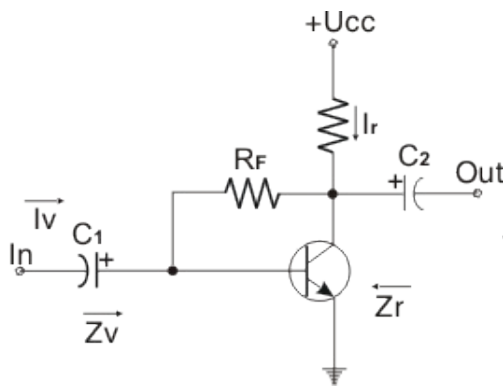
Mạch base chung đặc trưng là trở kháng vào, trở kháng ra lớn và hệ số khuếch đại dòng nhỏ hơn mạch EC, trong khi hệ số khuếch đại điện áp rất lớn. Sơ đồ như hình 3.3.

❖ Sơ đồ tương đương hình 3.4:

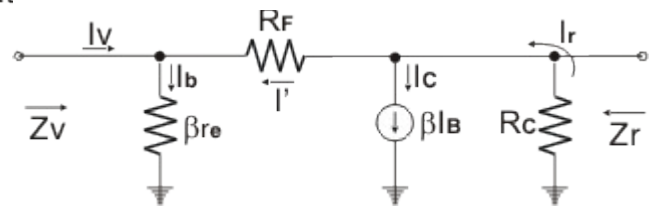


- Trở kháng vào :  $Z_v = R_E // r_e$
- Trở kháng ra:  $Z_r = R_C$
- Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:  $U_r = \frac{I_r R_C}{I_e R_C} = \frac{I_r}{I_e} R_C$
- Mà  $I_e = \frac{U_v}{r_e}$ , do đó  $U_r = \frac{U_v}{r_e} R_C \rightarrow K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_C}{r_e}$
- Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$ :
- Vì  $R_E \gg r_e$  nên  $I_V \approx -I_e$
- Mặt khác  $I_r = I_e = I_V \rightarrow K_i = \frac{I_r}{I_V} = 1$

**b. Khảo sát mạch hồi tiếp tín hiệu xoay chiều từ cực c:**



Hình 3.5 mạch hồi tiếp tín hiệu xoay chiều từ cực c



Hình 3.6 mạch tương đương

Mạch hồi tiếp từ cực C về cực B như hình 3.5 để tăng độ ổn định của mạch.

Với sơ đồ tương đương như hình 3.6 các bước thực hiện, sau đây là kết quả của kinh nghiệm làm việc với mạch điện này.

❖ **Tính trở kháng vào  $Z_v$ :**  $I' = \frac{U_r}{R_F} U_v$ , với  $U_r = I_r R_C$  và  $I_r = I_b = I'$

Vì  $I_b$  thường lớn hơn  $I' \rightarrow I_r = I_b = I'$

mà  $U_r = I_b R_C = I' R_C$ , nhưng  $-I_b = \frac{U_v}{r_e}$  nên  $U_r = \frac{U_v}{r_e} R_C = \frac{R_C}{r_e} U_v$

Vì thế  $I' = \frac{U_r}{R_F} U_v = \frac{R_C U_v}{r_e R_F} U_v = \frac{U_v}{R_F} \left( 1 + \frac{R_C}{r_e} \right) U_v$ , Mặt khác

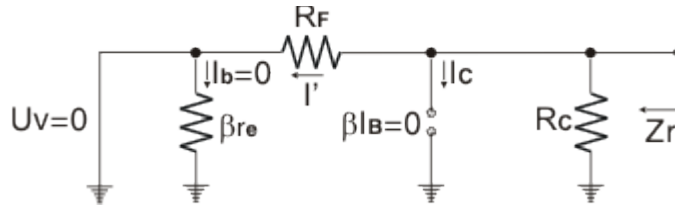
$U_v = I_b r_e = I' r_e = I' r_e$

$\rightarrow U_v = I' r_e \left( 1 + \frac{R_C}{r_e} \right) U_v$ , Nên  $U_v = 1 + \frac{r_e}{R_F} \left( 1 + \frac{R_C}{r_e} \right) I' r_e$

Từ đó suy ra:  $Z_V = \frac{U_V}{I_V} = \frac{r_e}{1 + \frac{r_e}{R_F} + \frac{R_C}{r_e}}$ , nhưng  $R_C$  thường lớn hơn  $r_e$  nên  $1 + \frac{R_C}{r_e} \approx \frac{R_C}{r_e}$

Do đó  $Z_V \approx \frac{r_e}{1 + \frac{R_C}{R_F}} = \frac{r_e}{\frac{R_F + R_C}{R_F}} = \frac{r_e R_F}{R_F + R_C}$

❖ **Trở kháng ra  $Z_r$** : Khi đầu vào  $U_V = 0$  hình 3.6 được vẽ lại như hình 3.7 nếu bỏ qua ảnh hưởng của  $r_e$  thì:  $Z_r = R_C // R_F$



Hình 3.7 xác định  $Z_r$

❖ **Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:**

Tại cực C (hình 3.6) ta có:  $I_r = I_b = I'$

Với giá trị  $I_B \gg I'$  và  $I_r = I_b \rightarrow U_r = I_r R_C = I_b R_C$

Thay  $I_b = \frac{U_V}{r_e}$  ta có:  $U_r = \frac{U_V}{r_e} R_C$

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

❖ **Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$ :**

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng ra ta có:  $U_V - U_{R_F} - U_r = 0$ , tương đương với:

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

Với  $I_r = I_b$  ta có  $I_b r_e + I_b R_F + I_V R_F + I_b R_C = 0$ , nên  $I_b r_e + R_F + R_C = I_V R_F$

Thay  $I_b = \frac{I_r}{r_e}$  từ  $I_r = I_b$  ta có:  $\frac{I_r}{r_e} r_e + R_F + R_C = I_V R_F \rightarrow I_r = \frac{R_F I_V}{R_F + R_C}$

$r_e$  rất nhỏ so với  $R_F + R_C$ , có thể bỏ qua nên:  $K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{R_F}{R_F + R_C}$

Với  $R_C \gg R_F$ , thì:  $K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{R_F}{R_C}$

**Ảnh hưởng của  $r_0$**

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

Thường  $R_F$  rất lớn nên  $\frac{1}{R_F} \approx 0$  và điều kiện  $R_0 \geq 10R_C$  thỏa mãn thì:  $Z_V = \frac{1}{\frac{1}{r_e} + \frac{R_C}{R_F r_e}}$

Thường  $\frac{R_C}{R_F} \gg 1$  nên:  $Z_V = \frac{1}{\frac{1}{r_e} + \frac{R_C}{R_F r_e}} = \frac{r_e}{1 + \frac{R_C}{R_F}}$

Giống kết quả trước:  $Z_r = r_e // R_C // R_F$

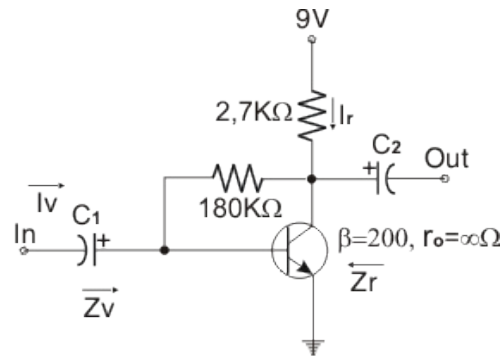
Với  $r \geq 10R_C \rightarrow Z_r = R_C // R_F$  giống kết quả trước.

Với điều kiện chung  $R_F \gg R_C \rightarrow Z_r = R_C \rightarrow K_u = \frac{\frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_e} r_0 // R_C}{1 + \frac{r_0 // R_C}{R_F}}$

Vì  $R_F \gg r_e$ :  $K_u = \frac{\frac{r_0 // R_C}{r_e}}{1 + \frac{r_0 // R_C}{R_F}}$ , Với  $r_0 \geq 10R_C$ :  $K_u = \frac{\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_C}{R_F}}$

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

**Bài tập áp dụng:** cho sơ đồ 3.8 hãy xác định:  $r_e, Z_V, Z_r, K_u, K_i$ .

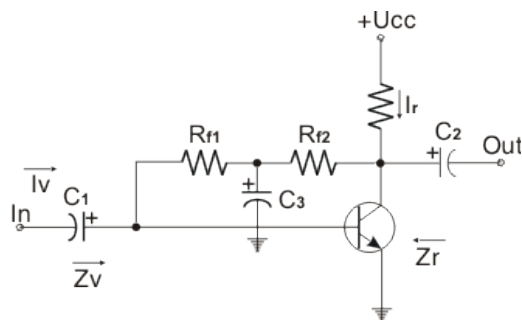


Hình 3.8 bài tập áp dụng

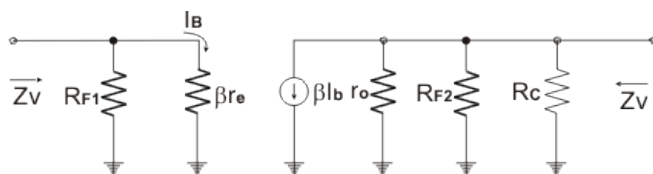
### c. Mạch hồi tiếp DC từ cực C:

Sơ đồ mạch được cho trên hình 3.9, 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 thành phần 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 mass. Do đó ta có sơ đồ tương đương như hình 3.10.



Hình 3.10 Mạch hồi tiếp DC từ cực C



Hình 3.11 mạch tương đương

Trở kháng vào:  $Z_V = R_{F1} // r_e$

Trở kháng ra:  $Z_r = R_C // R_{F2} // r_0$

Với  $r_0 \geq 10R_C \rightarrow Z_r = R_C // R_{F2}$

❖ **Hệ số khuếch đại điện áp  $K_u$  được tính:**

Ta đặt  $R' = r_0 // R_{F2} // R_C$  thì  $U_r = I_b R'$ , nhưng  $I_b = \frac{U_V}{r_e}$  nên  $U_r = \frac{U_V}{r_e} R'$

Do đó  $K_u = \frac{U_r}{U_V} = \frac{r_0 // R_{F2} // R_C}{r_e}$ , với  $r_0 \geq 10R_C$  thì:  $K_u = \frac{U_r}{U_V} = \frac{R_{F2} // R_C}{r_e}$

❖ **Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$  được tính như sau:**

$$I_b = \frac{R_{F1} I_V}{R_{F1} + r_e} \text{ nên } \frac{I_r}{I_b} = \frac{R_{F1}}{R' + r_e}$$

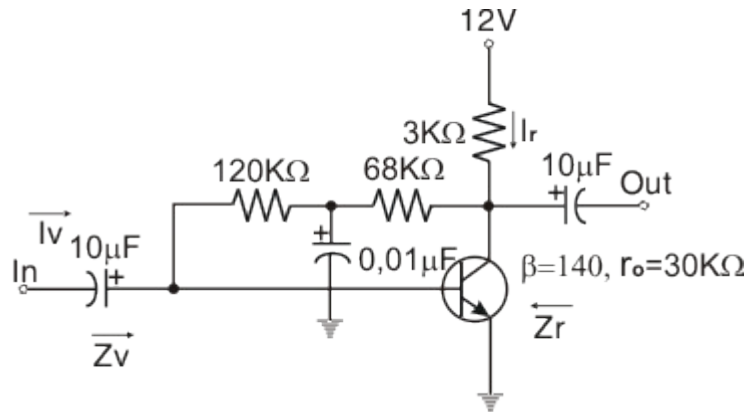
Với đầu ra sử dụng  $R' = r_0 // R_{F2} \rightarrow I_r = \frac{R'}{R' + R_C} I_b$  nên  $\frac{I_r}{I_b} = \frac{R'}{R' + R_C}$

$$\text{Do đó } K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{I_r}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_V} = \frac{R'}{R' + R_C} \cdot \frac{R_{F1}}{R_{F1} + r_e} = \frac{R_{F1} R'}{R_{F1} + r_e} \cdot \frac{1}{R' + R_C}$$

Vì  $R_{F1}$  thường lớn hơn  $r_e$ , nên  $R_{F1} + r_e \approx R_{F1}$ , Vì thế  $K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{R_{F1} r_0 // R_{F2}}{R_{F1} r_0 // R_{F2} + R_C} \approx \frac{R_C}{r_0 // R_{F2}}$

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

**Ví dụ:** Cho sơ đồ như hình 3.12, hãy xác định:  $r_e$ ,  $Z_V$ ,  $Z_r$ ,  $K_u$ ,  $K_i$ .



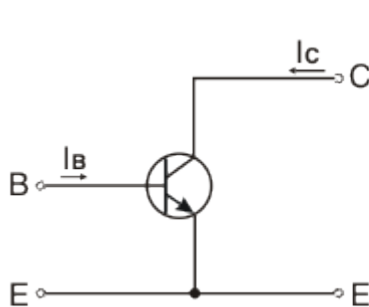
Hình 3.12

Giải:

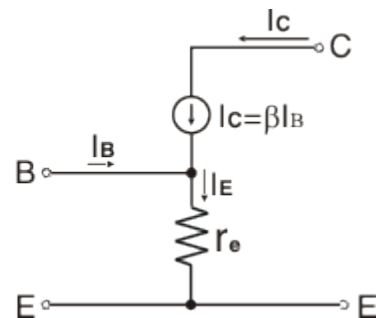
- $I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_F + R_C} = \frac{12V - 0,7V}{120k + 68k} = 18,6 \mu A \rightarrow I_E = 141 \cdot 18,6 \mu A = 2,62mA$
- $r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2,62mA} = 9,92k$
- $r_e = 140 \cdot 9,92 = 1,39k \rightarrow Z_V = R_F // r_e = 120k // 1,39k = 1,37k$
- Để dàng thấy điều kiện  $r_0 \geq 10R_C$  thỏa mãn, nên:  $Z_r = R_C // R_{F2} = 3k // 68k = 2,87k$
- $r_0 \geq 10R_C$  nên  $K_u = \frac{R_{F2} // R_C}{r_e} = \frac{68k // 3k}{9,92} = 283,3$
- Điều kiện  $R_{F1} \gg r_e$  thỏa mãn nên:  $K_i = \frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_0 // R_{F2}}}$ , sau khi thay số, tính được  $K_i = 122,8$

## 2. Cách mắc emitter chung (CE: Common Emitter):

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



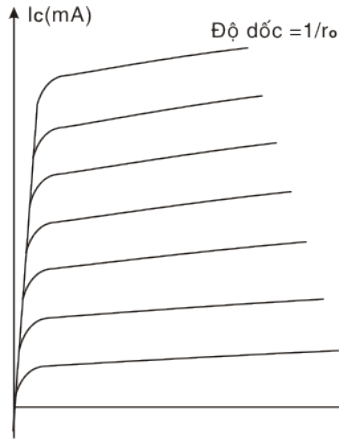
Hình 3.15 Cách mắc CE



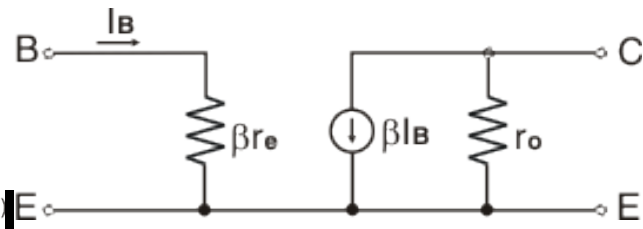
Hình 3.15b sơ đồ tương đương

Theo sơ đồ ta có:  $Z_V = \frac{U_V}{I_V} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{I_B r_e}{I_B} = r_e$

Sơ đồ tương đương hình 3.15b không xác định được trở kháng ra, thực tế trở kháng ra được xác định theo độ dốc của đường đặc tuyến ra (hình 3.16).



Hình 3.16 xác định  $r_o$  của mạch CE

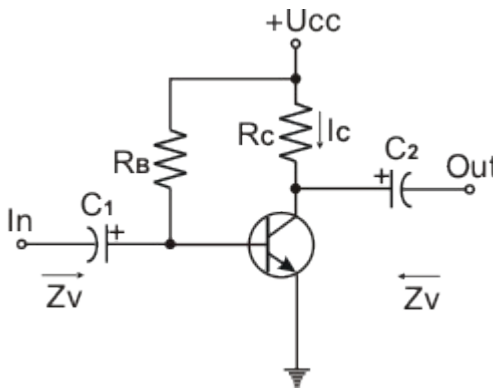


Hình 3.17 sơ đồ tương đương của mạch CE

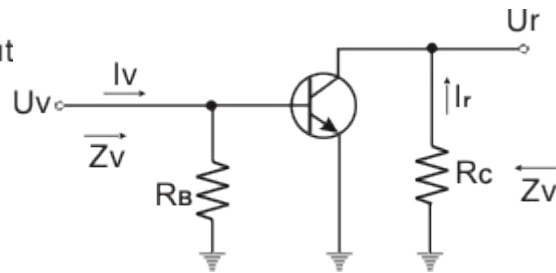
Giả sử trở kháng ra của mạch CE là  $Z_r = r_o$ .

Với trở kháng vào là  $r_e$ , trở kháng ra là  $r_o$  ta vẽ lại được sơ đồ tương đương của CE như hình 3.17.

a. **Khảo sát mạch phân cực cố định mắc E chung:**



Hình 3.18 mạch phân cực cố định mắc E chung

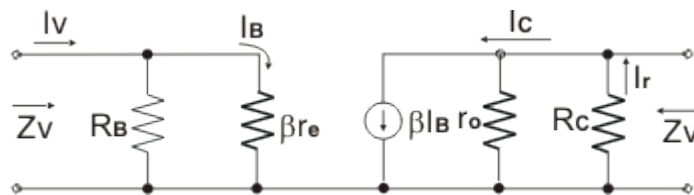


Hình 3.19 bỏ ảnh hưởng của  $U_{cc}$  và  $C_1, C_2$

Tín hiệu vào  $U_v$  được đưa đến cực B của transistor trong khi đầu ra  $U_r$  lấy ra từ cực C, dễ 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.

Với tín hiệu AC, ta có thể vẽ lại sơ đồ như hình 3.19.

Đây là mạch mắc theo kiểu CE nên ta có thể vẽ sơ đồ tương đương như hình 3.20.



Hình 3.20 sơ đồ tương đương

Chú ý rằng, hệ số  $r_o, r_e$  được tra từ bản các thông số kỹ thuật hoặc đặc tuyến ra. Như vậy  $r_e, r_o$  coi như đã biết, từ hình 3.20 cho thấy:

❖ **Trở kháng vào của mạch:**  $Z_v = R_B // r_e$ , Với giá trị  $R_B$  thường lớn hơn 10 lần  $r_e$ , do đó cho phép tính gần đúng:  $Z_v = r_e$

❖ **Trở kháng ra  $Z_r$ :** được xác định khi cho  $U_v = 0$ , trên hình 3.20, khi  $U_v = 0, I_v = I_B = 0$ , với mạch hở nguồn dòng ta có:  $Z_v = R_C // r_o \rightarrow$  Nếu  $r_o \geq 10R_C$   $R_C // r_o \approx R_C$  thì:  $Z_r = R_C$

❖ **Hệ số khuếch đại điện áp  $K_u$  được tính như sau:**  $U_r = I_b(R_C // r_0)$  nhưng  $I_b = \frac{U_v}{r_e}$

$$U_r = \frac{U_v}{r_e} (R_C // r_0) \rightarrow K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{(R_C // r_0)}{r_e} \text{ nếu } r_0 \geq 10R_C \text{ thì } K_u = \frac{R_C}{r_e}$$

Trong phương trình trên, không có  $r_e$ , tuy nhiên giá trị của  $r_e$  được dùng để xác định  $r_e$ , dấu trừ thể hiện điện áp ra ngược chiều 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 ta có:  $I_r = \frac{(r_0)(I_b)}{r_0 + R_C}$  nên  $\frac{I_r}{I_b} = \frac{r_0}{r_0 + R_C}$

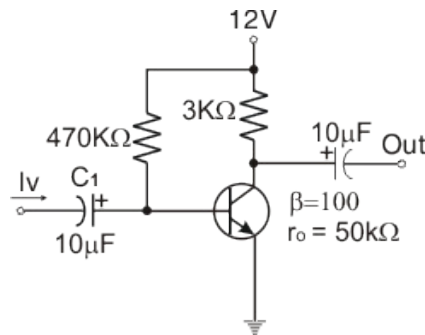
$$\Rightarrow I_b = \frac{(R_B)(I_v)}{R_B + r_e} \text{ nên } \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_B}{R_B + r_e}$$

Kết quả:  $K_i = \frac{I_r}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_v} = \frac{I_r}{I_v} = \frac{r_0}{r_0 + R_C} \cdot \frac{R_B}{R_B + r_e} = \frac{R_B r_0}{(r_0 + R_C)(R_B + r_e)}$

Nếu  $r_0 \geq 10R_C$  và  $R_B \geq 10 r_e$  thì:  $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R_B r_0}{(r_0)(R_B)}$

Quan hệ giữa  $K_u$  và  $K_i$  được thể hiện qua công thức sau:  $K_i = K_u \frac{Z_v}{R_C}$

**Ví dụ** Cho sơ đồ như hình 3.21, hãy tính các thông số sau: xác định  $r_e$ , tìm  $Z_v, Z_r, K_u, K_i$  với  $r_0 = 50k$ , tìm  $Z_v, Z_r, K_u, K_i$  với  $r_0 = 50k$  rồi so sánh kết quả.



Hình 3.21

Giải

▪ Phân tích DC:

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0,7V}{470k} = 24,04 \mu A$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B = (101)(24,04 \mu A) = 2,428 mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2,428mA} = 10,71k$$

▪  $r_e = (100)(10,71k) = 1,071M$

$$Z_V = R_{B1} / r_e = 470k // 1,071k = 1,069k \rightarrow Z_r = R_C = 3k$$

$$Z_u = \frac{R_C}{r_e} = \frac{3k}{10,71k} = 280,11, \text{ Vì } R_B = 10 r_e = 470k = 10,71k, K_i = 100$$

▪  $Z_r = r_o // R_C = 50k // 3k = 2,83k$  so sánh với  $3k$

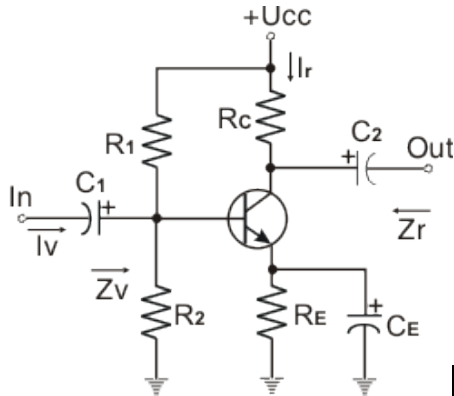
$$K_u = \frac{r_o // R_C}{r_e} = \frac{2,83k}{10,71} = 264,24 \text{ so sánh với } -281,11$$

$$K_i = \frac{R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + r_e)} = \frac{100 \cdot 470k \cdot 50k}{50k \cdot 30k + 470k \cdot 1,071k}$$

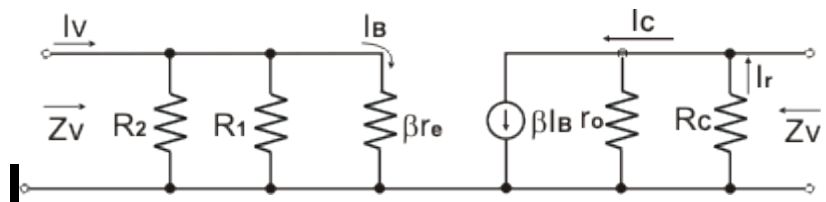
Kiểm tra:  $K_i = K_u \frac{Z_V}{R_C} = \frac{264,24 \cdot 1,0069k}{3k} = 94,16$

Qua ví dụ này cho thấy việc lấy  $r_o =$  và  $r_o = 5k$  để tính  $Z_V, Z_r, K_u, K_i$  sai lệch nhau không đáng kể. Vì vậy khi tính toán mạch cho đơn giản có thể coi  $r_o =$  để tính các tham số.

**b. Mạch phân áp:**



Hình 3.22 mạch phân áp



Hình 3.23 sơ đồ tương đương mạch phân áp

Sơ đồ tương đương như hình 3.23, lưu 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 coi ngắn mạch  $R_E$  đối với tín hiệu AC.

▪ Trở kháng vào  $Z_V$ :  $Z_V = R' // r_e$ , với  $R' = R_1 // R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

▪ Trở kháng ra:  $Z_r = R_C // r_o \rightarrow r_o = 10R_C \rightarrow Z_r = R_C$

▪ Hệ số khuếch đại điện áp  $K_u$  được tính như sau:  $U_r = I_b \cdot R_C // r_o$

▪ Vì  $I_b = \frac{U_V}{r_e}$  do đó  $U_r = \frac{U_V}{r_e} \cdot R_C // r_o$ , Nếu  $r_o \geq 10R_C$  thì  $K_u = \frac{U_r}{U_V} = \frac{R_C}{r_e}$

▪ Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$ :

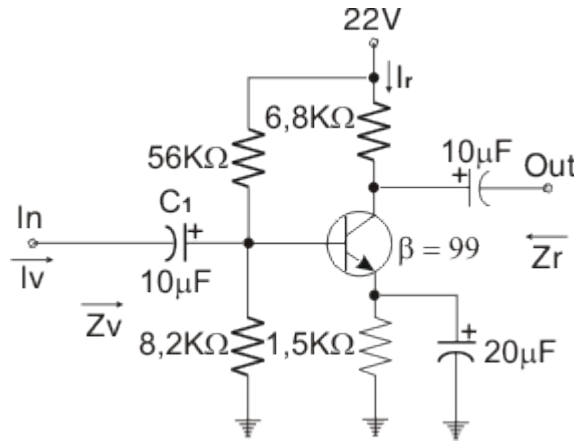


Sơ đồ hình 3.23 giống với 3.20, nếu ta coi  $R' = R_1 // R_2 = R_B$  do đó ta có:  $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R' r_0}{r_0 R_C R' r_e}$ ,

Nếu  $r_0 \geq 10R_C$  thì:  $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R' r_0}{r_0 R' r_e} = \frac{R'}{R' r_e}$

Và nếu  $R' \geq 10 r_e$  thì  $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{R'}{R'}$  -> Quan hệ giữa  $K_u$  và  $K_i = K_u \cdot \frac{Z_v}{R_C}$

**Ví dụ:** cho sơ đồ hình 3.24, hãy xác định:  $r_e, Z_v, Z_r, K_u, K_i$  với  $r_0 = \dots$ , với  $r_0 = 50k$  xác định các tham số trên và so sánh kết quả ra.



Hình 3.24

❖ Phân tích DC: Kiểm tra  $R_E \geq 10R_2$

$99 \cdot 1,5k \geq 10 \cdot 8,2k \rightarrow 135k \geq 82k$  thỏa mãn

$U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} = \frac{8,2k}{56k + 8,2k} \cdot 22V = 2,81V \rightarrow U_E = U_B - U_{BE} = 2,81 - 0,7 = 2,11V$

$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{2,11V}{1,5k} = 1,41mA \rightarrow r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{1,4mA} = 18,44$

$R' = R_1 // R_2 = 56k // 8,2k = 7,15k$

$Z_v = R' // r_e = 7,15k // 90 \cdot 18,44 = 7,15k // 1,66k = 1,35k$ ,  $Z_r = R_C = 6,8k$

$K_u = \frac{R_C}{r_e} = \frac{6,8k}{18,44} = 368,76$

Điều kiện  $R' \geq 10 r_e (7,15k \geq 10 \cdot 1,66k = 16,6k)$  không thỏa mãn. Nên

$K_i = \frac{R'}{R' + r_e} = \frac{90 \cdot 7,15k}{7,15k + 1,66k} = 73,04$

❖  $Z_v = 1,35k \Rightarrow Z_r = R_C // r_0 = 6,8k // 50k = 5,98k$  so sánh với  $6,8k$

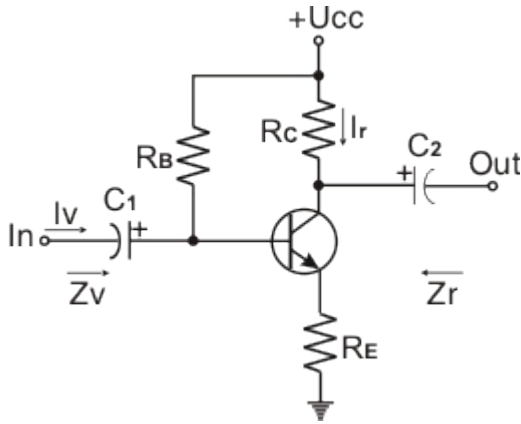
$K_u = \frac{R_C // r_0}{r_e} = \frac{5,98k}{18,44} = 324,3$  so sánh với  $368,76$

Điều kiện  $r_0 \geq 10R_C : 50k \geq 10 \cdot 6,8k = 68k$  không thỏa mãn, nên:

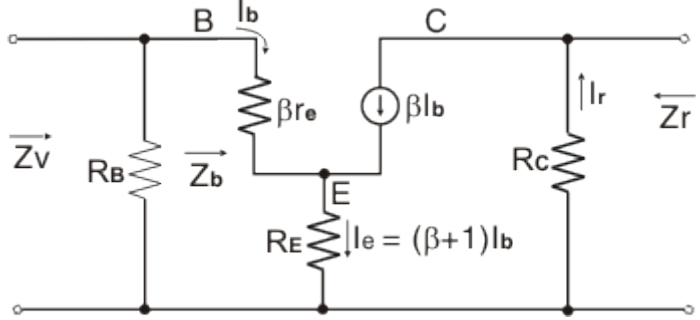
$$K_i = \frac{R'_0}{r_0 R_C R' r_e} = \frac{90 \cdot 7,15k \cdot 50k}{50k \cdot 6,8k \cdot 7,15k \cdot 1,66k} = 64,3 \text{ so sánh với } 73,04$$

Vì điều kiện  $r_0 \geq R_C$  không thỏa mãn do đó  $K_i, K_u, Z_r$  có sai khác.

**c. Mạch phân cực emitter:**



Hình 3.25 Mạch phân cực emitter



Hình 3.26 Sơ đồ tương đương

Sơ đồ tương đương như hình 3.26, sơ đồ này có điện trở cực E, không thể bỏ qua được đối với thành phần AC.

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

Aùp dụng định luật kirchhoff với đầu vào hình 3.26 ta có :

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

Vì  $\beta$  thường lớn hơn 1 do đó phương trình được rút gọn:  $Z_b = r_e + R_E$

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  $Z_r$ :  $U_v = 0, I_b = 0$  và  $I_b = 0$  sơ đồ 3.26 có thể thay thế bằng một mạch tương đương hở mạch. Kết quả là:  $Z_r = R_C$

Hệ số khuếch đại điện áp  $K_u$  được tính như sau:  $I_b = \frac{U_v}{Z_b}$

$$U_r = U_r R_C = I_b R_C = \frac{U_v}{Z_b} R_C, \text{ nên } k_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_C}{Z_b}$$

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

Hệ số khuếch đại dòng  $K_i$ :

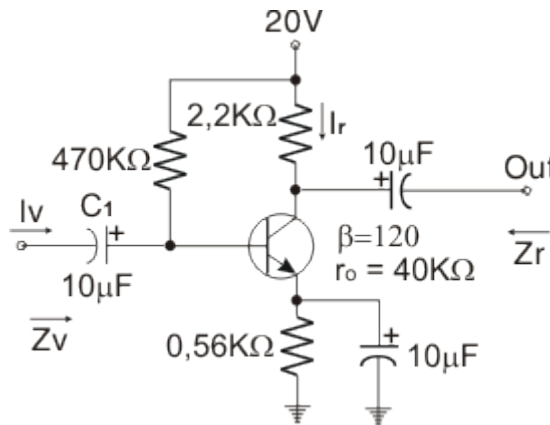
Giá trị  $R_B$  thường chọn gần với  $Z_b$  nên cho phép xấp xỉ  $I_b = I_v$ , theo luật phân dòng với mạch vào ta

sẽ có kết quả:  $I_b \approx \frac{R_B I_v}{R_B + Z_b}$  nên  $\frac{I_b}{I_v} \approx \frac{R_B}{R_B + Z_b}$

Hơn nữa:  $\frac{I_r}{I_b}$ , do đó:  $K_i \approx \frac{I_r}{I_v} \cdot \frac{I_b}{I_v} \approx \frac{R_B}{R_B + Z_b} \cdot \frac{I_r}{I_b}$

Quan hệ giữa  $k_i$  và  $k_u$ :  $k_i \approx k_u \cdot \frac{Z_r}{R_C}$

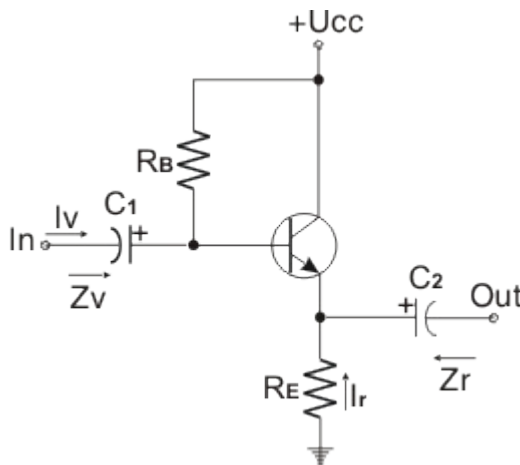
**Bài tập áp dụng:** cho sơ đồ như hình 3.27, khi không có CE xác định:  $r_e', Z_v', Z_r', K_u', K_i'$ , áp dụng các công thức, hãy tính cả trường hợp có CE.



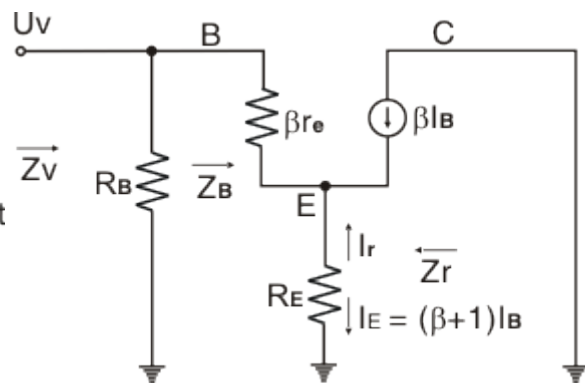
Hình 3.27

### 3. Cách mắc C chung (CC: Collector common):

Khi đầu ra được lấy từ cực E của transistor mắc như hình 3.28 sơ đồ 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  $U_r = U_v$ .



Hình 3.28 mạch phân cực emitter



Hình 3.29 sơ đồ tương đương

Với trở kháng vào lớn và trở kháng ra nhỏ, sơ đồ này thường được sử dụng để phối hợp trở kháng. Hiệu quả của mạch có thể đạt được tương đương với một biến áp.

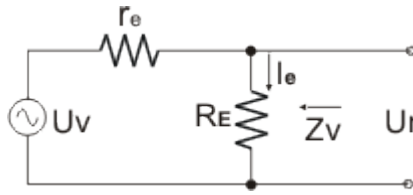
Bỏ qua ảnh hưởng của  $r_0$  ta vẽ được mạch tương đương như hình 1.54, ảnh hưởng của  $r_0$  sẽ được xét sau:  $Z_v = R_b // Z_b \Rightarrow Z_b = r_e + (1 + \beta) R_E$

Trở kháng vào được xác định thông qua phương trình dòng điện  $I_b$ :  $I_b = \frac{U_v}{Z_b}$

Sau đó nhân với  $(\beta + 1)$  để có  $I_e$ , ta có:  $I_e = (1 + \beta) I_b = (1 + \beta) \frac{U_v}{Z_b}$

Thay  $Z_b = R_b // Z_b \Rightarrow I_e = \frac{1 + \beta}{r_e + (1 + \beta) R_E} U_v$

Nhưng  $(\beta + 1) = \frac{r_e}{r_e} + \frac{r_e}{r_e} \beta \rightarrow$  Do đó  $I_e = \frac{U_v}{r_e + \beta R_E}$



Hình 3.30: Xác định  $Z_r$

Với dòng  $I_e$  được xác định theo công thức trên ta có thể vẽ được mạch như hình 3.30.

- Trở kháng ra được xác định khi  $U_v = 0$  nên  $Z_r = R_E // r_e$
- 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:  $U_r = \frac{R_E U_v}{R_E + r_e}$
- 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  $R_E + r_e \approx R_E \rightarrow K_u \approx \frac{U_r}{U_v} \approx 1$
- Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$ :

$$I_b = \frac{R_B I_v}{R_B + Z_b} \text{ nên } \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}, \text{ và } I_r = I_e = (1 + \beta) I_b \text{ nên } \frac{I_r}{I_v} = (1 + \beta) \frac{R_B}{R_B + Z_b} \quad (1)$$

$$\text{Do đó } K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{I_r I_b}{I_b I_v} = (1 + \beta) \frac{R_B}{R_B + Z_b}, \text{ vì } (1 + \beta) \approx \beta \text{ nên } K_i \approx \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

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

- Xét ảnh hưởng của  $r_0$ : Bằng việc tính toán chi tiết ta có:  $Z_b = r_e + \frac{1 + \beta R_E}{1 + \beta} \approx r_e + \frac{R_E}{1 + \beta}$

Nếu điều kiện  $r_0 \ll 10 R_E$  được thỏa mãn nên có thể coi  $1 + \beta \approx \beta$ :

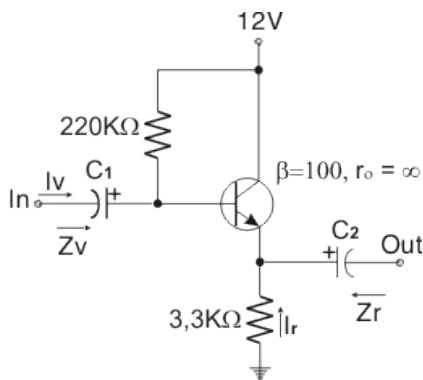
$$Z_b = r_e + \frac{1 + \beta R_E}{1 + \beta} \approx r_e + R_E \rightarrow Z_r = r_0 // R_E // \frac{r_e}{1 + \beta}$$

Coi  $+1 = Z_r = r_0 // R_E // r_e$  và vì  $r_0 \gg r_e$ ,  $Z_r = R_E // r_e \rightarrow K_u = \frac{1 \cdot R_E / Z_b}{1 + \frac{R_E}{r_0}}$

Nếu điều kiện  $r_0 \geq 10R_E$  được thỏa mãn và coi  $+1 \rightarrow K_u = \frac{R_E}{Z_b}$

Nhưng  $Z_b = r_e // R_E$ , do đó  $K_u = \frac{R_E}{r_e // R_E} = \frac{R_E}{r_e} \cdot \frac{R_E}{R_E}$

**Ví dụ**: cho sơ đồ hình 3.31, hãy xác định  $R_e, Z_v, Z_r, K_u, K_i$ , khi bỏ qua  $r_0$ , khi  $r_0 = 25k$  và so sánh kết quả



Hình 3.31

Giải:

Khi bỏ qua  $r_0$ :

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{12V - 0,7V}{220k + 101 \cdot 3,3k}$$

$$I_E = (1 + \beta) I_B = 101 \cdot 20,42 \mu A = 2,062mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2,062mA} = 12,61 \Omega$$

$$Z_b = r_e // R_E = 100 \cdot 12,61 \Omega // 3,3k \Omega = 101 \cdot 3,3k \Omega$$

$$Z_v = R_B // Z_b = 220k \Omega // 334,56k \Omega = 132,72k \Omega$$

$$Z_r = R_E // r_e = 3,3k \Omega // 12,61 \Omega = 12,56 \Omega \quad r_e K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E}{R_E + r_e} = \frac{3,3k}{3,3k + 12,61} = 0,996 \approx 1$$

$$K_i = \frac{R_B}{R_B + Z_b} = \frac{100 \cdot 220k}{220k + 334,56k} = 39,67; \quad K_i = K_u \frac{Z_v}{R_E} = 0,996 \cdot \frac{132,72k}{3,3k} = 40,06$$

Khi  $r_0 = 25k$

Điều kiện  $r_0 \geq 10R_E$  không thỏa mãn nên:

$$Z_b = r_e \frac{1 + \beta R_E}{1 + \beta} = 100 \cdot 12,61 \Omega \frac{1 + 101 \cdot 3,3k}{1 + 101} = 295,7k \Omega$$

Với  $Z_v = R_B // Z_b = 220k // 295,7k = 126,15k$  so sánh với  $132,72k$  có được trước đó.

$Z_r = R_E // r_e = 12,56$  như có được trước đó.

$$K_u = \frac{1 \cdot \frac{R_E}{Z_b}}{1 + \frac{R_E}{r_0}} = \frac{100 \cdot \frac{3,3k}{295,7k}}{1 + \frac{3,3k}{25k}} = 0,996 \approx 1$$

Phù hợp với kết quả trước, tuy nhiên với điều kiện  $r_0 \geq 10R_E$  không thỏa mãn, kết quả  $Z_r, K_u$  như nhau,  $Z_v$  giảm không đáng kể. Từ đó ta thấy, thực tế có thể bỏ qua ảnh hưởng của  $r_0$  với sơ đồ này.

### III. Bài tập áp dụng:

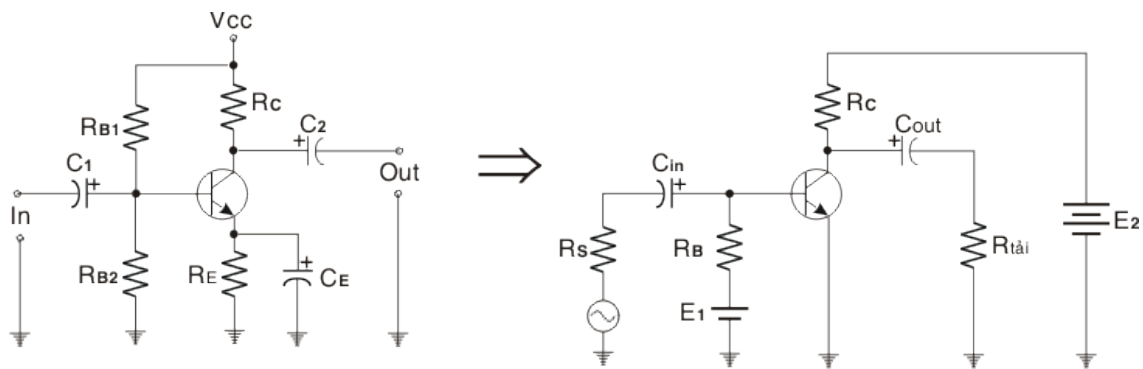
#### 1. Tính phân cực ban đầu của transistor:

##### a. Phương pháp toán học:

##### ▪ Điện áp phân cực ban đầu:

Với mạch điện sau: cho  $R_{B1} = 68K; R_{B2} = 12K; R_E = 0,5K; R_C = 2,5K; V_{CC} = 12V; \beta = 100$ , tính điện áp phân cực ban đầu.

Theo biến đổi Thevenin ta có mạch tương đương như hình 3.32



Hình 3.32

$$E_1 = V_{BB} = \frac{R_{b2} \cdot V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{12000 \cdot 12}{68000 + 12000} = 1,8V$$

$$R_B = \frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{68000 \cdot 12000}{68000 + 12000} = 10000 = 10^4 \Omega$$

$$I_b = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + R_E} = \frac{1,8 - 0,6}{10000 + 500} = \frac{1,2}{10500} = 2 \cdot 10^{-5} A = 0,02 mA$$

$$I_C = \beta \cdot I_b = 100 \times 2 \cdot 10^{-5} = 2 \cdot 10^{-3} A = 2 mA \quad I_E = I_C + I_b$$

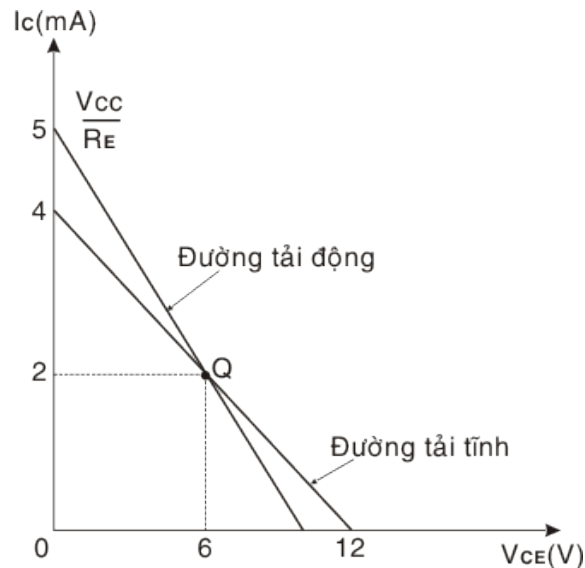
$$V_E = I_E \cdot R_E = 2 \cdot 10^{-3} \times 500 = 1V$$

$$V_B = V_E + 0,6 = 1 + 0,6 = 1,6^V$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 12 - 2 \cdot 10^{-3} \times 2500 = 7^V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 7 - 1 = 6^V$$

▪ Đường tải tĩnh – Đường tải động:



Hình 3.33

$$I_{C \max} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12}{2500 + 500} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 4 \text{ mA} \quad I_{C(AC)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{2500} = 4,8 \cdot 10^{-3} \text{ A} = 4,8 \text{ mA}$$

▪ Tổng trở ngõ vào:

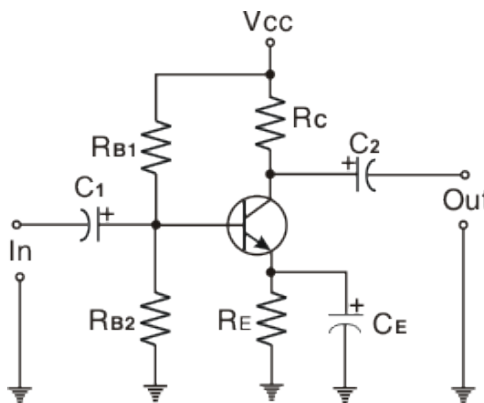
$$R_L = h_{ie} \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} = 1300 = 1,3 \text{ K}$$

c. Phương pháp đồ thị:

Ta có:  $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}$ , Đường tải tĩnh đi qua 2 điểm:  $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$  và  $V_{CE} = V_{CC}$

2. Thiết kế mạch khuếch đại tuyến tính:

a. Chọn kiểu mạch khuếch đại:



Hình 3.34

$V_{CC} = 9V$ ,  $\beta = 100$ ,  $r_i = h_{ie} = 2.5k$ ,  $\bar{S} = 20$ . Tính  $I_E$ ,  $I_C$ ,  $R_E$ ,  $R_C$ ,  $R_B$

**b. Xác định điểm làm việc tĩnh của Transistor:**

Ta có  $h_{ie} = r_b + r_e$   $r_e = \frac{h_{ie}}{100} = \frac{2.5}{100} = 25$

Mặt khác điện trở  $r_e$  còn được tính theo công thức

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} \quad I_E = \frac{26mV}{r_e} = \frac{26mV}{25} \quad 1mA \rightarrow I_C \quad I_E = 1mA.$$

Chọn  $R_E$  và  $R_C$  sao cho  $V_{CE} = 1/2V_{CC}$  và  $I_E \cdot R_E = 1/10V_{CC}$

**c. Tính giá trị điện trở:**

- Tính  $R_E$

Chọn  $I_E \cdot R_E = 1/10V_{CC}$   $R_E = \frac{V_{CC}}{10I_E} = 0.9k$ , chọn  $R_E$  theo giá trị tiêu chuẩn là  $1k$

- Tính  $R_C$

Chọn  $R_C$  sao cho  $V_{CE} = 1/2V_{CC} = 4.5V$ , ta có  $V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} + I_E \cdot R_E$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - I_E R_E}{I_C} = \frac{9 - 4.5 - 1.1}{1} = 3.5k, \text{ chọn } R_C = 3.9k$$

Khi chọn  $R_C$  và  $R_E$  theo chuẩn thì điện áp  $V_{CE}$  bị thay đổi chút ít trên đặc tuyến  $I_C$  và  $V_{CE}$

- Tính  $R_{b1}$  và  $R_{b2}$

Để tính  $R_{b1}$  và  $R_{b2}$  thì đầu tiên phải tính trị số  $R_B$  và  $V_{BB}$  theo mạch điện được quy đổi theo định luật Thevenin.

Ta có công thức hệ số ổn định nhiệt:  $\bar{S} = \frac{R_B}{R_E} = 20 \quad R_B = 20R_E$



$$R_B = 20.1 = 20k$$

Theo mạch điện ở ngõ vào ta có:  $V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_E$

Trong đó  $I_E = 1mA$ ,  $I_B + \frac{I_C}{100} = \frac{1}{100} mA$

Thay vào ta có  $V_{BB} = 0.01 \times 20 + 0.6 + 1.1 = 1.8V$

Mặt khác  $V_{BB} = V_{CC} \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$  và  $R_B = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$

Giải hệ 2 phương trình 2 ẩn số này ta được trị số  $R_{b1}$  và  $R_{b2}$  là:  $R_{b1} = 100k$  ,  $R_{b2} = 27k$

**d. Nghiệm lại:** trình tự nghiệm lại trên mạch điện giống như cách tính trạng thái 1 chiều theo phương pháp toán học và tính trên mạch điện đã thiết kế:

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = 9 \frac{27}{100 + 27} = 1.9V$$

$$R_B = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = \frac{100 \times 27}{100 + 27} = 21.25k$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{1.9 - 0.6}{21.25} = 0.01mA \quad I_C = I_E = I_B = 100 \times 0.01 = 1mA$$

- Điện thế các chân transistor là:

$$V_E = I_E \cdot R_E = 1 \times 1 = 1V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1.6V$$

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 9 - 1 \times 3.3 = 5.7V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 5.7 - 1 = 4.7V$$

Mạch điện đã có các giá trị điện trở với trị số theo tiêu chuẩn.

**e. Nghiệm lại theo phương pháp đồ thị:**

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}, \quad \text{nếu } V_{CE} = 0 \quad \text{thì} \quad I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = 2.1mA$$

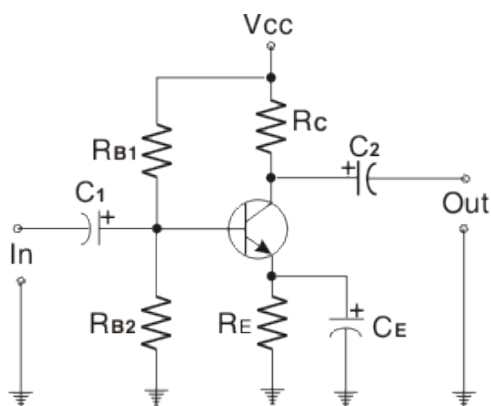
Nếu  $I_C = 0$ , thì  $V_{CE} = V_{CC}$

Đường tải tĩnh là đường thẳng nối 2 điểm  $V_{CE} = 9V$  và  $I_C = 2.1mA$ .

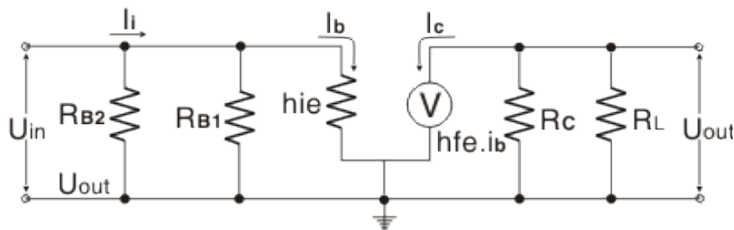
Điểm làm việc Q có tọa độ là  $V_{CE} = 4.7V$  và  $I_C = 1mA$ .

## 2. Tính các thông số ở trạng thái xoay chiều:

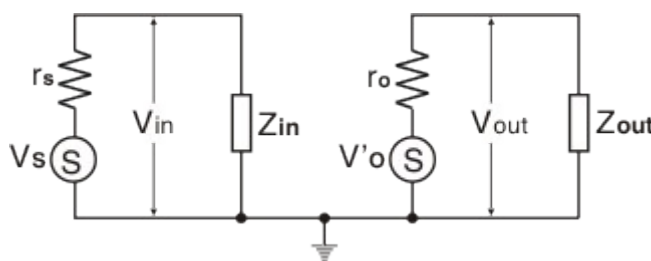
### a. Phân tích mạch khuếch đại bằng mạch tương đương:



Hình 3.35: Mạch khuếch đại điện hình



Hình 3.36: Mạch tương đương theo thông số h



Hình 3.37: Mạch tương đương rút gọn

- hie: Tổng trở vào của transistor mắc kiểu E chung.
- Zi: Tổng trở vào của mạch khuếch đại.  
 $Z_i = R_{b1} // R_{b2} // hie$ .
- Ro: Tổng trở ngõ ra của transistor.
- V'o: Điện áp ngõ ra lúc không tải.
- Vo: Điện áp ngõ ra lúc mạch có tải.
- $Z_L = R_C // R_L$

Từ 2 mạch tương đương ta tính được các thông số sau:

- Tổng trở ngõ vào:  $Z_i = R_{b1} // R_{b2} // hie$  với  $R_B = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}$   $Z_i = \frac{R_B \cdot hie}{R_B + hie}$
- Điện áp tín hiệu vào:  $V_i = V_s \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_s}$
- Độ khuếch đại điện áp của Transistor:

- Tải của mạch là:  $Z_L = R_C // R_L \rightarrow Z_L = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}$

- Hệ số khuếch đại của Transistor là:  $AV = \frac{V_o}{V_i} = \frac{Z_L}{Z_i}$

▪ Hệ số khuếch đại toàn mạch là:  $AV_s = AV \cdot \frac{V_i}{V_s} = \frac{Z_L}{Z_i} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + r_s} \rightarrow AV_s = \frac{Z_L}{Z_i + r_s}$

▪ Tổng trở ngõ ra: Trong mạch tương đương như hình 3.36 ta còn các quan hệ sau :

- Điện áp ra khi có tải là:  $V_o = V'_o \cdot \frac{R_L}{r_o + R_L}$  ( $V'_o$  điện áp ra không tải)

$\rightarrow V_o \cdot (r_o + R_L) = V'_o \cdot R_L$  ,  $r_o = \frac{V'_o}{V_o} \cdot R_L$   $R_L \Rightarrow r_o = \frac{V'_o}{V_o} \cdot R_L$

**b. Đường tải động:** Đối với tín hiệu xoay chiều các tụ điện liên lạc, tụ thoát ( $C_E$ ) được xem như

nối tắt, nên cực E xem như nối mass. Phương trình đường tải động được viết lại là:  $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$ ,

đường tải động là đường thẳng cắt trục  $I_C$  tại  $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$  và đi qua điểm làm việc tĩnh Q.

**c. Tính các thông số trường hợp có tụ  $C_E$ :**

Các thông số được tính theo công thức ở phần 1

Tổng trở vào của transistor là:  $h_{ie} = \frac{26mv}{I_E} = \frac{26}{1} \times 100 = 2600 = 2.5k$

Tổng trở của mạch khuếch đại:  $Z_i = \frac{R_B \cdot h_{ie}}{R_B + h_{ie}} = \frac{21 \times 25}{21 + 25} = 2.2k$

Độ khuếch đại điện áp  $A_i = \beta = 100$  (cho trước)

Độ khuếch đại riêng của transistor:  $AV = \frac{Z_L}{h_{ie}}$

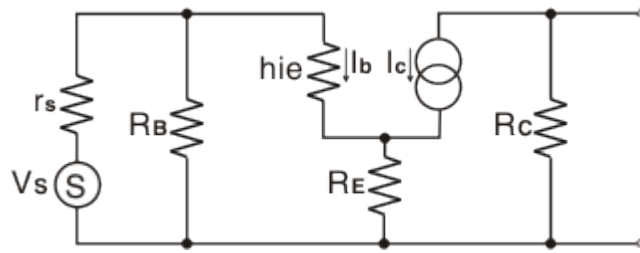
Mà  $Z_L = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = \frac{3.3 \times 5}{3.3 + 5} = 2k \Rightarrow AV = \frac{100 \times 2}{2.2} = -90$  Lần

Nếu nguồn tín hiệu vào là mass có nội trở nguồn là  $r_s = 600$  thì độ khuếch đại chung của mạch

$$\text{là: } AV_s = \frac{Z_L}{Z_L + r_s} = 77 \text{ Lần}$$

**d. Tính thông số trường hợp không có tụ  $C_E$ :**

Nếu không có tụ  $C_E$  thì cực E không được nối mass. Ở trạng thái xoay chiều mạch được vẽ lại như sau:



Hình 3.38: Tính thông số khi không có tụ

Trường hợp này đường tải động cũng chính là đường tải tĩnh, các thông số được tính như sau:

- Tổng trở vào của transistor là.

$$r_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{i_b \cdot h_{ie}}{i_b} + R_E = h_{ie} + R_E$$

$$r_i = 2.5 + 100 \times 1 = 102.5k$$

- Độ khuếch đại điện áp riêng của transistor là:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_c \cdot R_C}{i_b \cdot r_i} = \frac{i_b \cdot R_C}{h_{ie} + R_E} \cdot \frac{R_C}{h_{ie} + R_E}$$

Do  $R_E \gg h_{ie}$  Nên  $A_v = -\frac{R_C}{R_E}$  Và  $r_i = R_E$

Như vậy:  $A_v = -\frac{3.3}{1} = -3.3$  lần

Độ khuếch đại điện áp khi không có tụ  $C_E$  bị giảm rất nhỏ, nhưng tổng trở vào rất lớn.

## BÀI 4 CÁC KHÁI NIỆM CƠ BẢN CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI

### I. Khái niệm về mạch khuếch đại:

**1. Định nghĩa:** Khi thiết kế mạch điện tử để cho tín hiệu ra đủ lớn đáp ứng yêu cầu của các phụ tải, ví dụ: loa trong Amply, Radio, Ti vi ... ta phải dùng đến mạch khuếch đại công suất. Để tín hiệu ra có công suất lớn và chất lượng đáp ứng với yêu cầu của tải như: độ méo phi tuyến, hiệu suất ... vì thế mạch khuếch đại công suất phải được nghiên cứu thật kỹ.

Khuếch đại công suất là tầng khuếch đại cuối cùng của một bộ khuếch đại. Nó có nhiệm vụ cho ra tải một công suất lớn, với độ méo nhỏ và 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.

### 2. Các thông số đặc trưng cho tín hiệu:

**a. Độ dài (độ rộng):** Khi biểu diễn trong đồ thị thời gian khoảng thời gian tồn tại của tín hiệu kể từ lúc bắt đầu cho đến khi kết thúc được gọi là độ dài của tín hiệu. Nếu là tín hiệu tuần hoàn độ dài được tính tương ứng với thời gian tồn tại tín hiệu trong một chu kỳ.

**b. Giá trị trung bình:** Nếu tín hiệu  $S(t)$  xuất hiện tại thời điểm  $t_0$  có độ dài là  $t_0$  thì giá trị trung bình

trong khoảng thời gian  $t_0$  được xác định: 
$$S_{(t_0)} = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} S(t) dt$$

**c. Năng lượng của tín hiệu:** Thông thường  $S_{(t_0)}$  đại diện cho một điện áp hay một dòng điện vì vậy

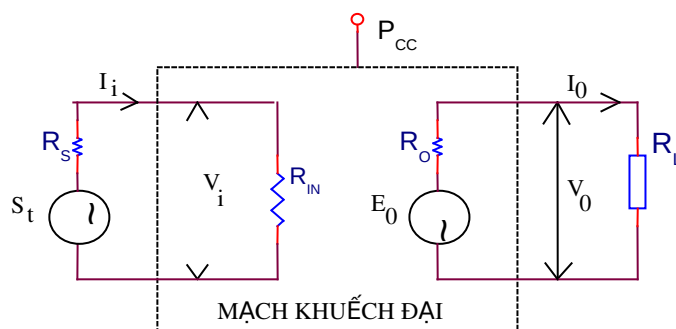
năng lượng của tín hiệu trong thời gian tồn tại của nó được xác định theo hệ thức: 
$$E_S = \int_0^{t_0} S_{(t)}^2 dt$$

**d. Công suất trung bình hay gọi là năng lượng trung bình trong một đơn vị thời gian sẽ là:**

$$\overline{S_{(t)}} = \frac{E_S}{t_0} = \frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} S_{(t)}^2 dt$$
, căn bậc 2 của giá trị trung bình, bình phương được gọi là giá trị hiệu dụng

của tín hiệu. (đơn vị RMS): 
$$S = \sqrt{\overline{S_{(t)}^2}} = \sqrt{\frac{1}{t_0} \int_0^{t_0} S_{(t)}^2 dt}$$

**3. Các thông số của mạch khuếch đại:** Khuếch đại: (Amplifier) nghĩa là quá trình biến đổi tín hiệu có công suất nhỏ thành ra tín hiệu có công suất lớn. Sự biến đổi được thực hiện là nhờ năng lượng của nguồn cung cấp, một mạch khuếch đại được đánh giá qua các công thức sau:



**a. Hệ số khuếch đại và hiệu suất:** Khả năng khuếch đại của 1 mạch được đánh giá bằng thông số gọi là độ lợi hay là độ lợi khuếch đại.

❖ **Độ lợi điện áp (A<sub>v</sub>):**  $A_v = \frac{V_o}{V_i}$ , nếu A<sub>v</sub> tính theo đơn vị Decibel thì:  $A_v(\text{db}) = 20 \lg \frac{V_o}{V_i}$

❖ **Độ lợi dòng điện (A<sub>i</sub>):**  $A_i = \frac{i_o}{i_i}$ , nếu A<sub>i</sub> tính theo đơn vị Decibel thì:  $A_i(\text{db}) =$

$$20 \lg \frac{i_o}{i_i}$$

❖ **Độ lợi công suất (A<sub>p</sub>):**  $A_p = \frac{P_o}{P_i} \rightarrow A_p(\text{db}) = 10 \cdot \lg \frac{P_o}{P_i}$

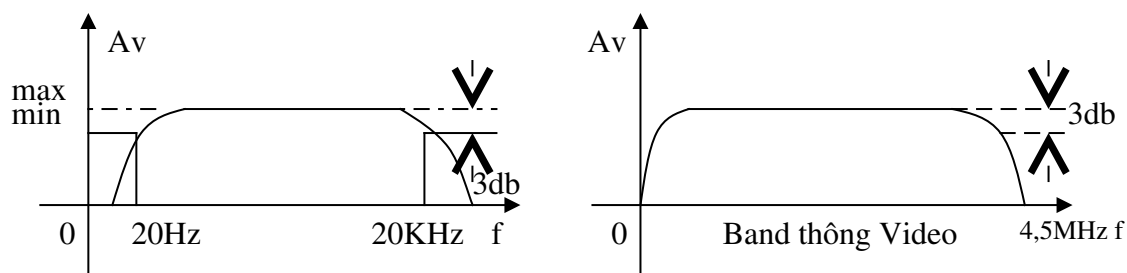
❖ **Tổng trở vào:**  $R_i = \frac{V_i}{i_{in}}$

❖ **Tổng trở ra:**  $r_o$

❖ **Hiệu suất khuếch đại:**  $= \frac{P_o}{P_{cc}}$

**b. Đáp tuyến tần số:** Khi tần số tín hiệu thay đổi thì độ lợi khuếch đại sẽ thay đổi. Đồ thị nói lên mối quan hệ thay đổi của A<sub>v</sub> theo tần số được gọi là đáp tuyến biên độ, tần số của bộ khuếch đại gọi tắt là đáp ứng tần số. Thông thường một mạch khuếch đại chỉ đáp ứng được 1 dãy tần số nào đó, ở tần số thấp và tần số cao thì A<sub>v</sub> sẽ giảm so với tần số trung bình và khoản tần số mà A<sub>v</sub> không bị

suy giảm quá 3db được gọi là dải thông hay còn gọi là band thông của bộ khuếch đại. Ví dụ với mạch khuếch đại âm tần band thông lý tưởng phải là 20Hz - 20KHz.



Đáp tuyến của mạch khuếch đại âm tần, do đó mạch khuếch đại âm tần không thể khuếch đại tín hiệu hình (Video) được vì band thông của tín hiệu hình từ 0Hz - 4.5MHz. mạch khuếch đại tín hiệu Video phải có các mạch bổ chính tần số thấp và cao.

Nếu gọi  $A_{v_M}$  là độ lợi điện áp tại tần số trung bình.

$A_{v_f}$  là độ lợi điện áp tại tần số nào đó thì:  $D_f = \frac{A_{v_M}}{A_{v_f}}$  Được gọi độ méo tần số tại tần số  $f$

### c. Méo trong mạch 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 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 tần 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.

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

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

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

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

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

Đối với bộ khuếch đại lý tưởng thì khi tín hiệu vào là hình sin thì tín hiệu ra cũng là hình sin. Các bộ khuếch đại trong thực tế khó đảm bảo quan hệ tuyến tính này. Nghĩa là tín hiệu qua mạch khuếch đại không còn hoàn toàn là hình sin nữa hiện tượng này gọi là méo phi tuyến hay méo không đường thẳng.

#### d. Dải động và tạp nhiễu:

Độ lợi của bộ khuếch đại không chỉ phụ thuộc vào tần số mà còn phụ thuộc vào biên độ và cường độ của tín hiệu vào. Nếu điện áp vào vượt quá giới hạn cho phép sẽ gây quá tải cho tầng khuếch đại, nếu điện áp vào quá nhỏ thì tạp nhiễu sẽ xuất hiện ở ngõ ra, tạp âm nhiễu này bao gồm tạp âm nhiệt của linh kiện thụ động và tạp âm nội của linh kiện phi tuyến như TST, BJT, FET... nếu không có tín hiệu vào thì ngõ ra sẽ có tạp âm riêng của tầng khuếch đại. Tỷ số của giá trị cực đại và

$$\text{cực tiểu của điện áp vào gọi là dải động của tín hiệu } D_s) = \frac{V_{in(max)}}{V_{in(min)}}$$

Như vậy bộ khuếch đại sẽ không thể khuếch đại điện áp nhỏ hơn giá trị cực tiểu của tín hiệu vào bởi vì điện áp nhỏ hơn  $V_{in(min)}$  thì tạp nhiễu của tầng khuếch đại sẽ lấn áp. Do đó người ta đưa tỉ

số  $\frac{S}{N}$  để đánh giá chất lượng của bộ khuếch đại  $\frac{S}{N}$  càng nhỏ thì càng tốt.

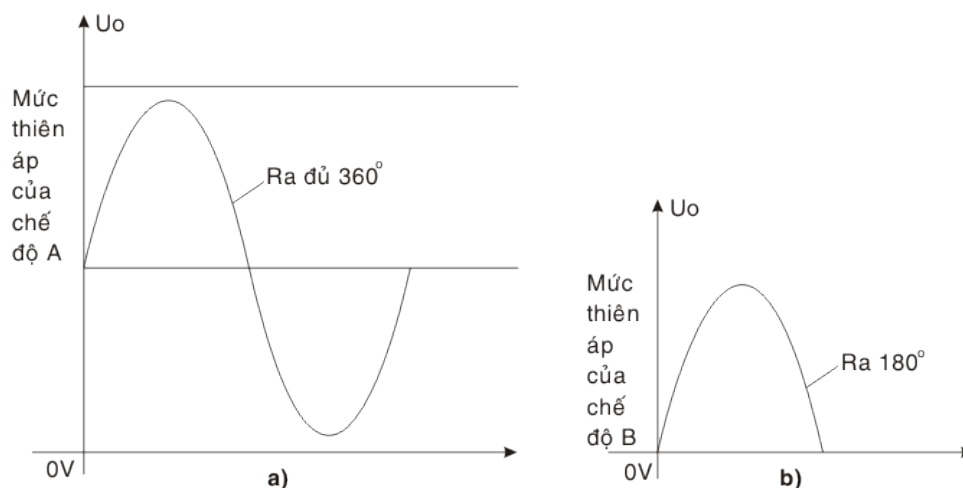
S: Signal: tín hiệu, N: Noise: nhiễu tạp âm

Bằng phương pháp toán học và lí thuyết mạch người ta chứng minh được tỷ số  $\frac{S}{N}$  của bộ khuếch đại nhiều tầng thì chỉ phụ thuộc vào độ nhiễu của tầng khuếch đại đầu tiên, do đó trong các thiết bị khuếch đại, tầng khuếch đại đầu tiên được chọn linh kiện có hệ số nhiễu rất thấp phải là linh kiện đặc biệt. Ví dụ Anten Parabol bộ khuếch đại đầu tiên là cực kỳ quan trọng và đắt tiền.



Tăng 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 khuếch 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



Hình 4.1

**Chế độ B :** là chế độ khuếch đại nửa hình sin vào, đây là chế độ có hiệu suất lớn ( $\eta = 78\%$ ), tuy méo xuyên tâm lớn nhưng có thể khắc phục bằng cách kết hợp với chế độ AB và dùng hồi tiếp âm (hình 4.1b).

**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.

**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, đài mong muốn và để có hiệu suất cao .

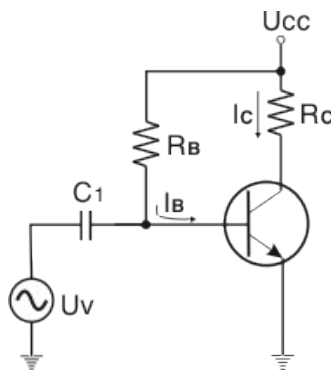
**Chế độ D:** Transistor làm việc như một khoá điện tử đóng mở. Dưới tác dụng của tín hiệu vào điều khiển transistor bão hoà là khoá đóng, dòng  $I_c$  đạt cực đại, còn khoá mở khi transistor tắt , dòng  $I_c = 0$ .

## II. Các chế độ công tác của transistor;

### 1. Khuếch đại công suất chế độ A:

#### a. Khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở:

Trong tầng khuếch đại chế độ A, điểm làm việc thay đổi đối xứng xung quanh điểm làm việc tĩnh . Xét tầng khuếch đại đơn mắc CE 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 4.2



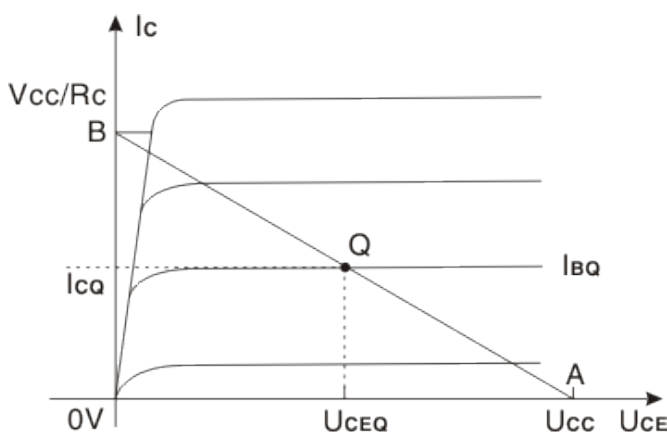
Hình 4.2: Sơ đồ khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở

❖ **Chế độ tĩnh:** Dòng phân cực 1 chiều được tính theo  $U_{CC} \rightarrow$  được

Tương ứng với dòng collector sẽ là:  $I_C = \beta \cdot I_B$

Điện áp trên collector – emitter:  $U_{CE} = U_{CC} - I_C \cdot R_C$

Từ giá trị  $U_{CC}$  ta vẽ được đường tải một chiều AB, từ đó sẽ xác định được điểm làm việc Q tương ứng với  $I_{BQ}$  trên đặc tuyến ra. Hạ đường chiếu từ điểm Q đến hai trục tọa độ sẽ có  $I_{CQ}$  và  $U_{CEQ}$  như hình 4.3.



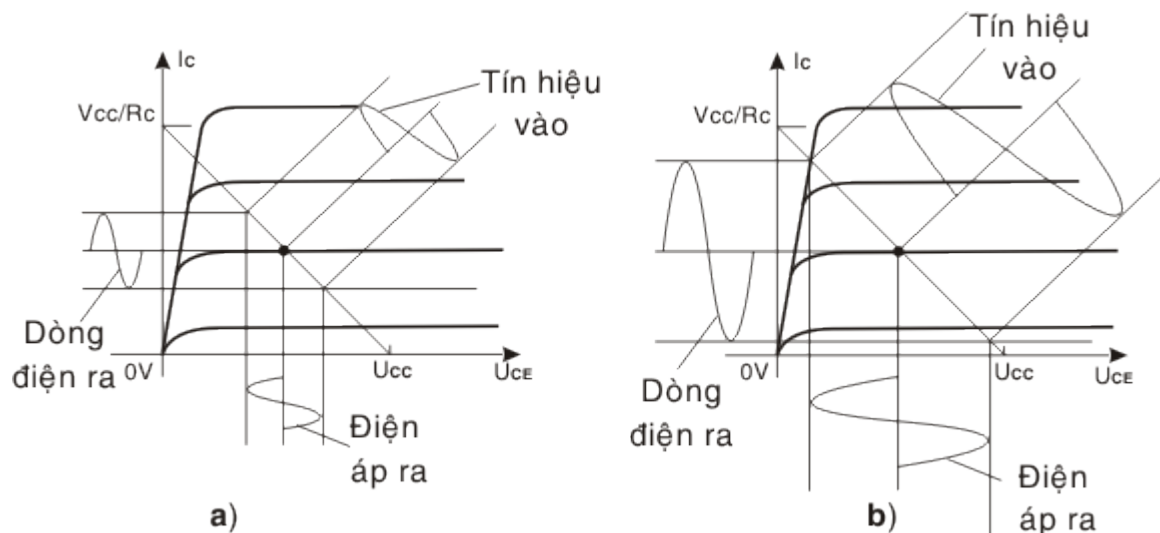
Hình 4.3

❖ **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 4.4a) sẽ gây ra dòng điện cực gốc thay đổi ở bên trên và bên dưới của điểm làm việc tĩnh, dòng collector và điện áp collector – emitter cũng thay đổi xung quanh điểm làm việc tĩnh này.

Khi tín hiệu đầu vào lớn hơn (hình 4.4b) 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.  $U_{CC}$ .



Hình 4.4: Quan hệ giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra

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:  $P_r(ac) = U_{CE(ms)} \cdot I_C(ms) \rightarrow P_r(ac) = I_{C(ms)}^2 \cdot R_C \rightarrow P_r(ac) = \frac{U_{C\ ms}^2}{R_C}$

Tính theo giá trị đỉnh:  $P_r\ ac \quad \frac{U_{CE\ P} \cdot I_{C\ P}}{2} \quad \frac{I_{C\ P}^2}{2} R_C \rightarrow P_r \quad \frac{U_{CE\ P}^2}{2R_C}$

Tính theo giá trị đỉnh – đỉnh:  $P_r\ ac \quad \frac{U_{CE\ P\ P} \cdot I_{C(P\ P)}}{8} \rightarrow P_r(ac) \quad \frac{I_{C(P\ P)}^2}{8} R_C \rightarrow P_{r(ac)} \quad \frac{U_{CE(P\ P)}^2}{8R_C}$

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

$$U_{CE\ mat(P\ p)} \quad U_{CC}, \quad I_{C(P\ P)} \quad \frac{U_{CC}}{R_C} \rightarrow P_{r\ mat(ac)} \quad \frac{U_{CC} \cdot U_{CC}}{8}$$

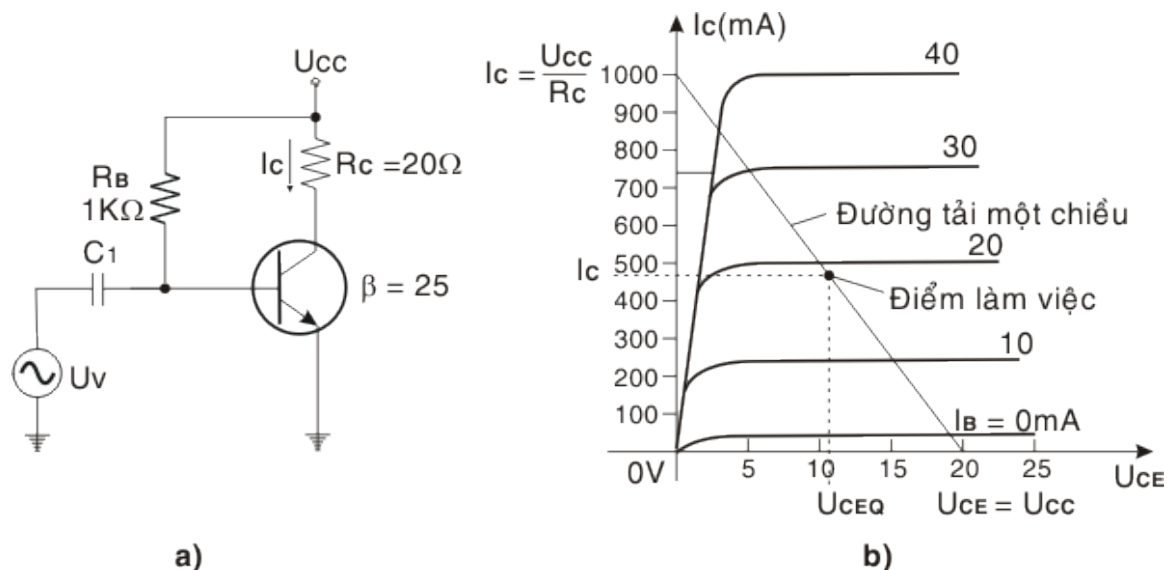
Công suất một chiều (dc) từ nguồn điện áp cung cấp cực đại được tính ứng với giá trị dòng thiên áp

bằng một nửa giá trị cực đại:  $P_{V\ max(dc)} \quad U_{CC} \cdot I_{C\ mat} \quad U_{CC} \cdot \frac{U_{CC}}{2} \quad \frac{U_{CC}^2}{2 \cdot R_C}$

Ta tính được hiệu suất cực đại:  $\max \frac{P_{r\text{ mat}(ac)}}{P_{V\text{ mat}(dc)}} \cdot 100\% = \frac{U^2_{cc}}{8R_C} \cdot 100\% \cdot \frac{2R_C}{U^2_{cc}} = 25\%$

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



Hình 4.5: Sơ đồ cho ví dụ 1

Giải:

Tính các giá trị để xác định điểm Q

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

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

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

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  $R_{DC}$  (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  $I_{B(P)} = 10\text{mA}$  thì biên độ dòng collector trên đặc tuyến sẽ là:

$$I_{C(P)} = \beta \cdot I_{B(P)} = 25 \cdot 10 = 250\text{mA} \text{ (giá trị đỉnh)}$$

$$P_{r(ac)} = \frac{I_{C(P)}^2 \cdot R_C}{2} = \frac{250 \cdot 10^{-3} A^2}{2} \cdot 20 = 0.625W$$

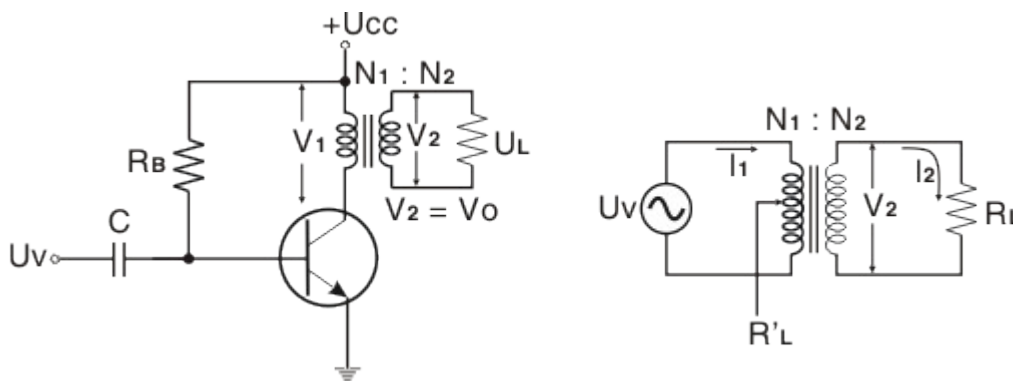
$$P_{V(DC)} = U_{CC} \cdot I_{CQ} = 20 \cdot 482,5 \cdot 10^{-3} = 9,65W$$

$$\eta(\%) = \frac{P_{r(ac)}}{P_{V(DC)}} \cdot 100\% = \frac{0.625}{9.65} \cdot 100\% = 6.48\%$$

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

Qua ví dụ trên 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%.

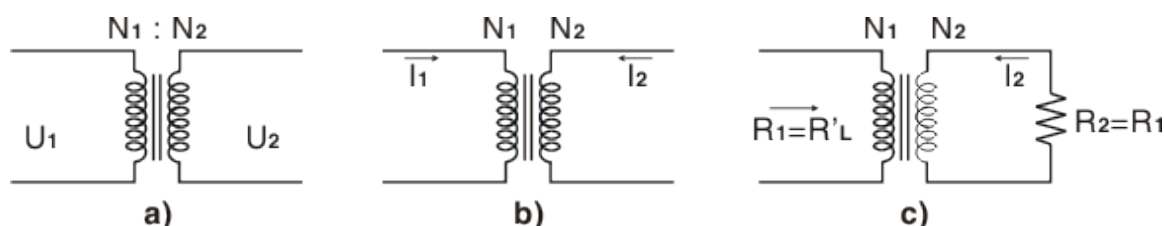
**b. Khuếch đại chế độ A ghép biến áp:**



Hình 4.6: Mạch khuếch đại công suất âm tần ghép biến áp

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 4.6.

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.



Hình 4.7: Hoạt động của biến áp

a) Biến đổi điện áp; b) Biến đổi dòng điện; c) Trở kháng

❖ **Biến đổi điện áp:**

Như ta thấy hình 4.7a, 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 .

❖ **Sự biến đổi của dòng điện:**

Dòng điện biến đổi sẽ tỷ lệ nghịch với số vòng dây ở hai cuộn, tức là:  $I_2/I_1 = N_1/N_2$

Mối quan hệ này được thể hiện ở hình 4.7b. 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.

❖ **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 4.7c.

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

$$\text{số biến áp: } R_L/R_L = \frac{N_1}{N_2}^2 a^2$$

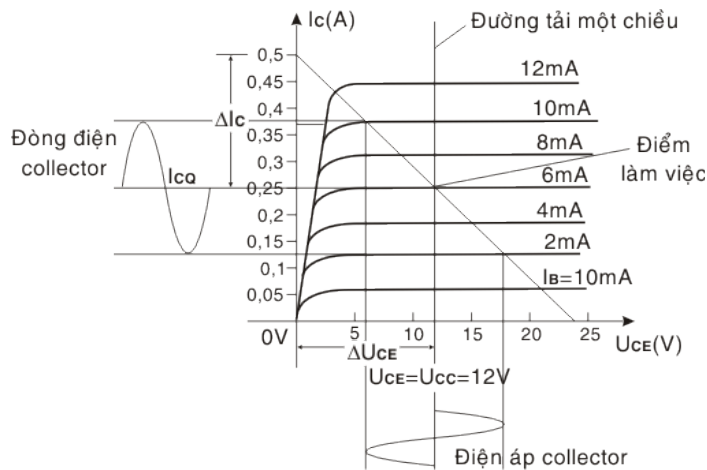
**Ví dụ 2:** Tính tổng  $R_L$  biết  $R_L = 8 \Omega$  và tỷ số vòng của biến áp  $a = 15/1$

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

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

$$\frac{N_1}{N_2}^2 = \frac{R_L}{R} = \frac{10000}{16} = 625, \quad \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{625} = 25/1$$

❖ **Xác định đường tải một chiều, điểm làm việc tĩnh và tải xoay chiều:**



Hình 4.8: Đường tải của mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp

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 trục 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 trục 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 .

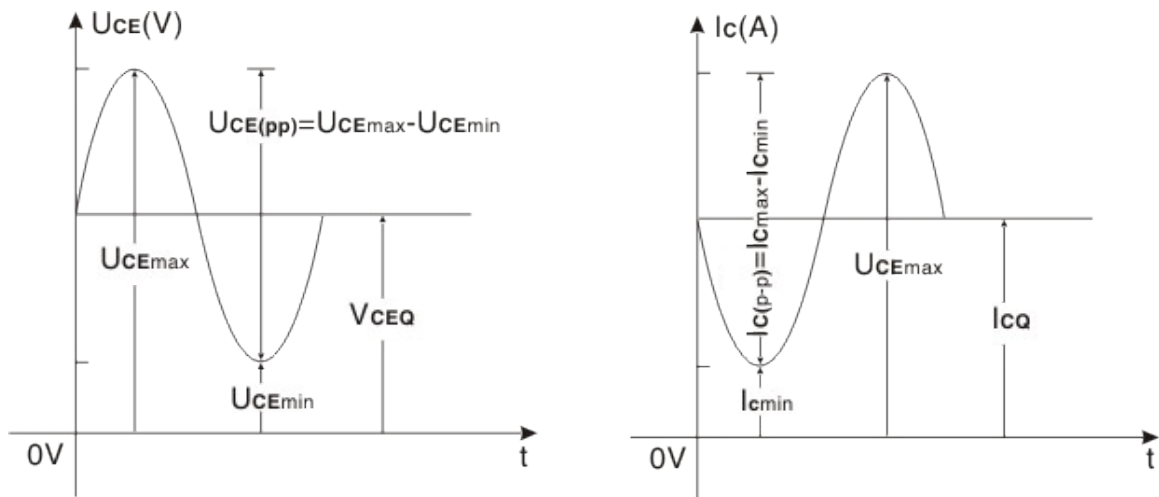
Điểm làm việc được chọn trên giao điểm của đường tải  $R_{DC}$  và dòng  $I_C$  ứng với tham số  $I_B = 6mA$ . Để đảm bảo cho tín hiệu làm việc ở phần đặc tuyến thẳng thì dòng điện và có biên độ  $4mA$  (Peak). Từ đó sẽ xác định được biên độ của điện áp và dòng ra trên tải biến áp.

Xác định đường tải xoay chiều  $R_{AC}$  bằng cách kẻ đoạn thẳng có độ nghiêng  $(-1/R_L)$  lệch về trục  $I_C$  đi qua điểm làm việc  $Q$ .

Nếu tín hiệu bắt đầu từ điểm làm việc ở mức  $0V$ , thì dòng collector từ điểm  $Q$ ,  $I_{CQ}$  sẽ biến đổi một lượng:  $I_C = U_{CE}/R'_L$

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

❖ **Dạng tín hiệu ra và công suất ra:**



**Hình 4.9: Dạng tín hiệu ra và công suất ra**

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

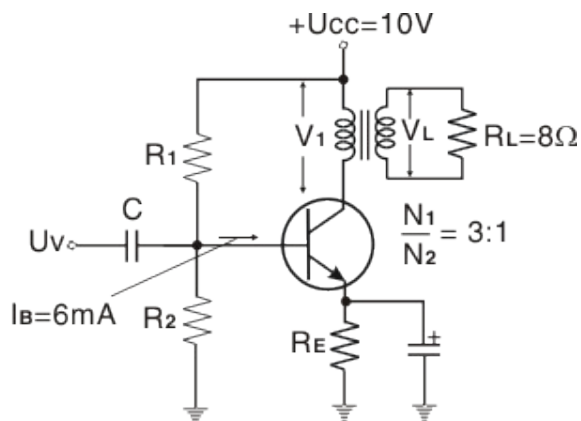
Công suất xoay chiều gởi tới biến áp:  $p_{rac} = \frac{U_{CE\max} U_{CE\min} I_{C\max} I_{C\min}}{8}$

Phần công suất này được gởi 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 4.10), 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



Hình 4.10: Sơ đồ cho ví dụ 3

Từ đặc tuyến tương ứng với  $I_B = 6\text{mA}$ , tìm được:  $U_{CEQ} = 10\text{V}$ ,  $I_{CQ} = 14\text{mA}$

Điện trở phản ánh từ tải qua sơ cấp  $R_L$ :  $R_L = (N_1/N_2)^2 \cdot R_L = 3^2 \cdot 8 = 72$

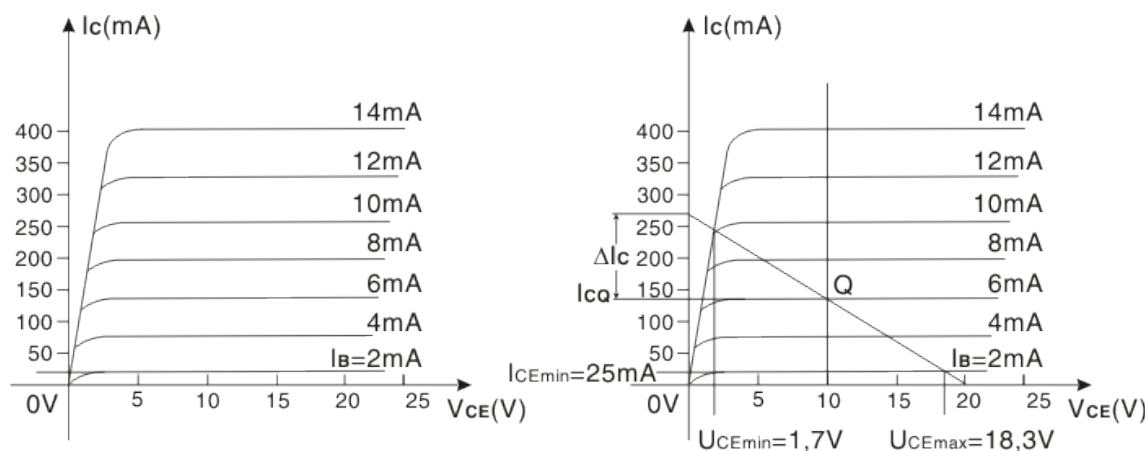
Xác định đường tải xoay chiều như sau:  $I_C = U_E/R_L = 10/72 = 139\text{mA}$

Giá trị dòng tại điểm A trên đặc tuyến  $I_C$  (trên hình 4.11b)  $I_{CEQ} + I_C = 140 + 139 = 279\text{mA}$

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  $I_B = 2$  xác định được  $I_{Cmin} = 25\text{mA}$  và  $U_{CEmax} = 18.3\text{V}$ . Tại đường có  $I_B = 10$ , xác định được  $U_{REmin} = 1.7\text{V}$  và  $I_{Cmax} = 255\text{A}$ .



Hình 4.11

$U_{CE(min)} = 1.7\text{V}$ ;  $I_{Cmin} = 25\text{mA}$ ,  $U_{E(max)} = 18.3\text{V}$ ;  $I_{Cmax} = 255\text{A}$

Công suất ra trên cuộn sơ cấp biến áp:  $P_{rac} = \frac{U_{CEmax} \cdot U_{CEmin} \cdot I_{Cmax} \cdot I_{Cmin}}{8} = \frac{18.3 \cdot 1.7 \cdot 255 \cdot 25}{8} =$

0.477W

Giá trị điện áp hiệu dụng trên cuộn sơ cấp:

$$U_{rms} = U_{(P-P)}/2 = (U_{CEmax} - U_{CEmin})/2\sqrt{2} = 16.6/2,828 = 5.87\text{V}$$

Giá trị điện áp hiệu dụng trên tải:  $U_{(rms)} = (N_2/N_1) \cdot U_{(rms)} = 1/3 \cdot 5,87 = 1,96\text{V}$

Công suất ra trên tải tính theo áp  $U_L$ :  $P_{L(AC)} = U_L^2/8 = 1.96^2/8 = 0,48\text{W}$



$$\text{Giá trị hiệu dụng của dòng tải: } I_L(\text{rms}) = \frac{N1}{N2} \cdot I_C \text{ rms} = \frac{N1}{N2} \cdot I_C \max \cdot I_C \min \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

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

$$\text{Công thức ra tính theo dòng } I_L: P_{L(\text{AC})} = I_L^2 \cdot R_L = (244 \cdot 10^{-3})^2 = 0,476\text{W}$$

❖ **Tính công suất 1 chiều và hiệu suất:**

$$\text{Công suất của nguồn DC: } P_{V(\text{DC})} = U_C \cdot I_{CQ}$$

$$\text{Công suất tiêu tán trên transistor ở chế độ tĩnh: } P_Q = P_{V(\text{DC})} \cdot P_{r(\text{AC})}$$

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

$$P_{V(\text{DC})} = U_{CC} \cdot I_{CQ} = 10 \cdot (140 \cdot 10^{-3}) = 1,4\text{W}, P_Q = P_{V(\text{DC})} - P_{r(\text{AC})} = 1,4 - 0,48 = 0,92\text{W}$$

$$= (P_{r(\text{AC})} / P_{V(\text{DC})}) \cdot 100\% = (0,48 / 1,4) \cdot 100\% = 34,3\%$$

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 như mạch ghép RC và biến áp:

$$\text{Đối với mạch ghép RC: } \eta = 25 \cdot \frac{U_{CE \max}^2 - U_{CE \min}^2}{U_{CC} \cdot U_{CE \max} \cdot U_{CE \min}} \cdot 100\%$$

$$\text{Đối với mạch ghép biến áp: } \eta = 50 \cdot \frac{U_{CE \max}^2 - U_{CE \min}^2}{U_{CC} \cdot U_{CE \max} \cdot U_{CE \min}} \cdot 100\%$$

**Ví dụ 4:** Tính hiệu suất của mạch khuếch đại công suất ghép biến áp với  $U_{CC} = 12\text{V}$  trong các trường hợp :

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

$$U_{\text{peak}} = 6\text{V}, U_{CEQ} = 12\text{V}$$

$$U_{\text{peak}} = 6\text{V}, U_{CEQ} = 18\text{V}$$

Giải:

$$U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_P = 12 + 12 = 24\text{V}$$

$$U_{CE \min} = U_{CEQ} - U_P = 12 - 12 = 0\text{V}$$

$$\eta = 25 \cdot \frac{U_{CE \max}^2 - U_{CE \min}^2}{U_{CC} \cdot U_{CE \max} \cdot U_{CE \min}} \cdot 100\% = 25 \cdot \frac{(24 - 0)^2}{24 \cdot (24 + 0)} \cdot 100\% = 25\%$$

$$U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_P = 12 + 6 = 18\text{V}$$

$$U_{CE \min} = U_{CEQ} - U_P = 12 - 6 = 6\text{V}$$

$$\eta = 25 \cdot \frac{U_{CE \max}^2 - U_{CE \min}^2}{U_{CC} \cdot U_{CE \max} \cdot U_{CE \min}} \cdot 100\% = 25 \cdot \frac{(18 - 6)^2}{18 \cdot (18 + 6)} \cdot 100\% = 6,25\%$$

$$U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_P = 18 + 6 = 24\text{V}$$

$$U_{CE \min} = U_{CEQ} - U_P = 18 - 6 = 12\text{V}$$

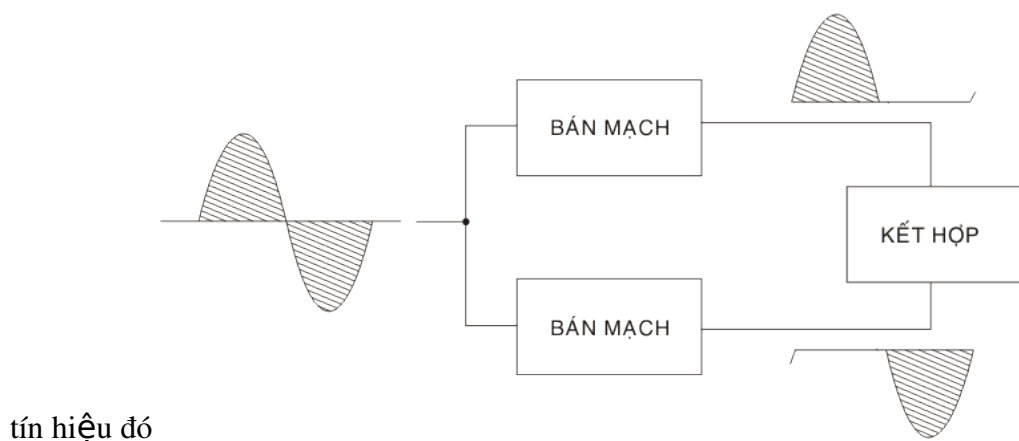
$$\eta = 25 \cdot \frac{U_{CE \max}^2 - U_{CE \min}^2}{U_{CC} \cdot U_{CE \max} \cdot U_{CE \min}} \cdot 100\% = 25 \cdot \frac{(24 - 12)^2}{24 \cdot (24 + 12)} \cdot 100\% = 4,17\%$$

Qua ví dụ trên ta thấy mối tương quan giữa biên độ ra  $U_{\text{peak}}$  với điện áp nguồn  $U_{CC}$ . Khi  $U_{\text{peak}} = U_{CC}$  thì hiệu suất đạt mức lớn nhất ( $\eta = 50\%$ ). Nếu  $U_{\text{peak}} = 1/6 \cdot U_{CC} = 2\text{V}$  thì hiệu suất giảm rất nhanh đến giá trị nhỏ nhất ( $\eta = 1,39\%$ ).

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 hoà. Điều này sẽ gây méo dạng tín hiệu ra. Để giảm méo do bão hoà từ, người ta tăng từ trở của lõi sắt bằng vật liệu các từ đặt ở khe hở giữa các lá sắt.

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

**2. Khuếch đại công suất chế độ B:** 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 đầu 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 của mạch đẩy tín hiệu lên cao trong suốt nửa chu kỳ còn lại của mạch đi xuống khi đó gọi là mạch đẩy kéo. Một tín hiệu đầu 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, tải sao đó sẽ nhận được cả chu kỳ của



Hình 4.12

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.

❖ **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  $I_{C(P)} = \sqrt{2} \cdot I_C$ , nên dòng trung bình chạy qua nguồn trong toàn chu kỳ sẽ là:

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

Vì dòng trung bình  $I_{avg} = i_{C1} + i_{C2}$  nên ta có:  $I_{avg} = 2\sqrt{2}U_C/\pi$ , 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  $R_L$  của 1 transistor là:  $P'_L = U_c I_c$ , nên  $P_{DC} = \frac{4 \cdot P'_L}{4}$

Công suất trên tải  $R_L$  tính theo các giá trị sau:  $P_{r(AC)} = U_{L(p-p)}^2 / 8R_L = U_{L(p)}^2 / 2R_L = U_{L(rms)}^2 / R_L$

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

**Ví dụ 1:** 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  $U_{CC}$ :  $I_{DC} = \frac{2}{\pi} I_p = 0.796A$

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:  $P_{2T} = P_v - P_r$ ,  $P_T = P_{2T} / 2$

❖ **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:  $= P_{r(AC)} / P_{V(DC)} \cdot 100\% = \frac{U_{CC}^2 / 2R_L}{U_{CC} / \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}}{R_L}} \cdot 100\% = \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,54\%$

Khi điện áp ra trên tải đạt  $0,636U_{cc} = \frac{2}{\pi} U_{CC}$  thì tổn hao cực đại trên 2 transistor (nằm trong đường

giới hạn tổn hao cho phép) sẽ là:  $P_{2Q \max} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{CC}^2}{R_L}$

Tải của 2 transistor trên cuộn sơ cấp biến áp:  $R_{CC} = (2a)^2 R_L = 4a^2 R_L = 4R'_L$

**Ví dụ 2:** Xác định công suất cực đại ở chế độ B khi cho  $U_{CC} = 30V$ , tải  $R_L = 16$

**Giải**

$P_{R(AC) \max} = U_{CC}^2 / 2R_L = 28,125W$ ,  $P_{V \max(DC)} = 2U_{CC}^2 / \pi R_L = 35,81W$

$\eta_{\max} = \frac{P_{Ra}}{P_v} \cdot 100\% = 78,54\%$ ,  $P_{r \max} = P_{2T \max} / 2 = 5,7W$

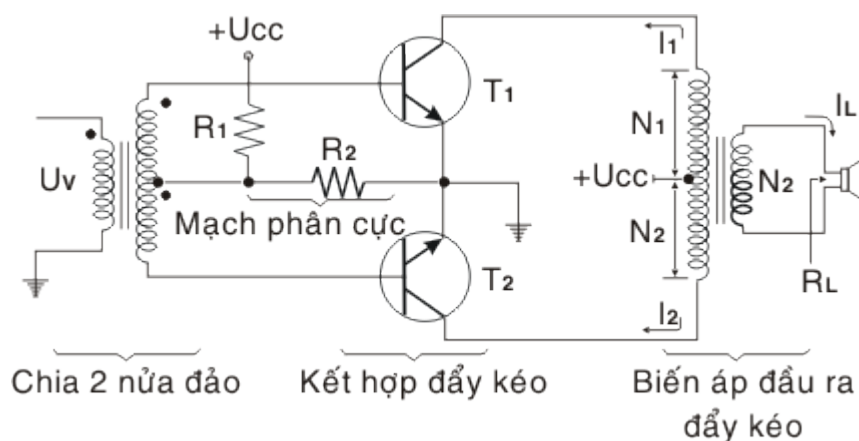
Hiệu suất cực đại ở chế độ B còn có thể xác định theo giá trị đỉnh:  $P_{r(AC)} \frac{U_P^2}{2R_L}$

$$P_v = U_{CC} I_{DC} = U_{CC} \cdot \frac{2}{R_L} \cdot \frac{U_P}{2}, = \frac{P_{r(AC)}}{P_{V(DC)}} \cdot 100\% \quad 78,74\% \cdot \frac{U_P}{U_{CC}}$$

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

#### a. Mạch đẩy kéo ghép biến áp:

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 hay dùng 2 transistor ở mỗi vế, mắc kiểu Darlington. Nếu tổng công suất dùng 2 transistor cùng cực tính thì tầng kích phải là tầng đảo pha để cấp 2 tín hiệu ngược pha của ngõ vào.



Hình 4.13: Mạch đẩy kéo ghép biến áp

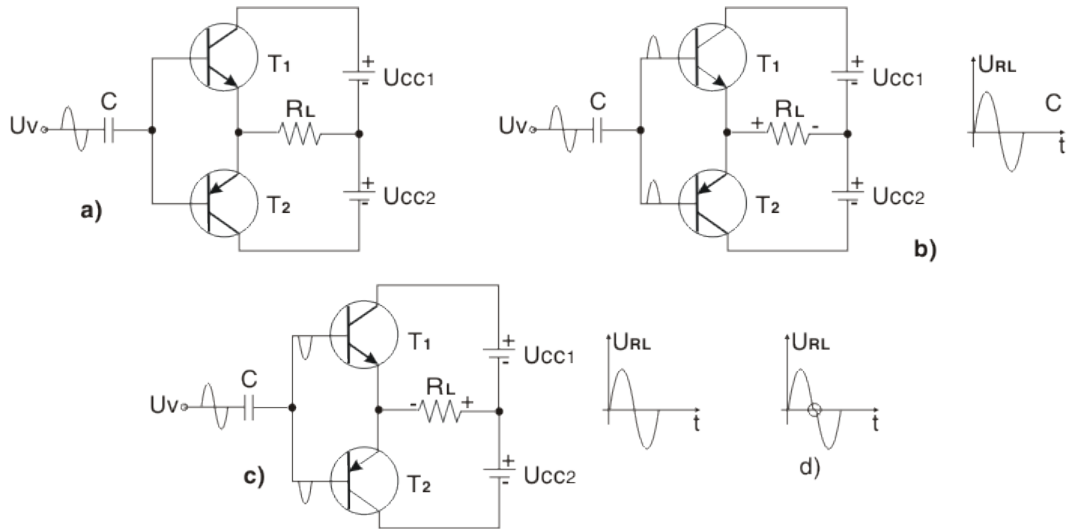
Ưu điểm của mạch này là chế độ tĩnh sẽ không tiêu thụ dòng do nguồn cung cấp nếu không có tổn hao trên transistor. Mặt khác, vì không có dòng một chiều chảy qua biến áp nên không gây méo do bão hoà từ. Hiệu suất của mạch đạt lớn nhất, khoảng 78,5% .

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 4.13 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 ( $U_v = 0$ ) thì T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>. Đều tắt, sẽ không có dòng nguồn U<sub>CC</sub> chạy qua biến áp mà chỉ có dòng ngược I<sub>CE</sub> rất nhỏ chảy qua.

Tại thời điểm chuyển tiếp giữa quá trình dẫn, ngắt của T1 và T2 sẽ gây nên hiện tượng méo dạng sóng, gọi là méo dạng xuyên tâm.

#### b. Mạch bù đối xứng:

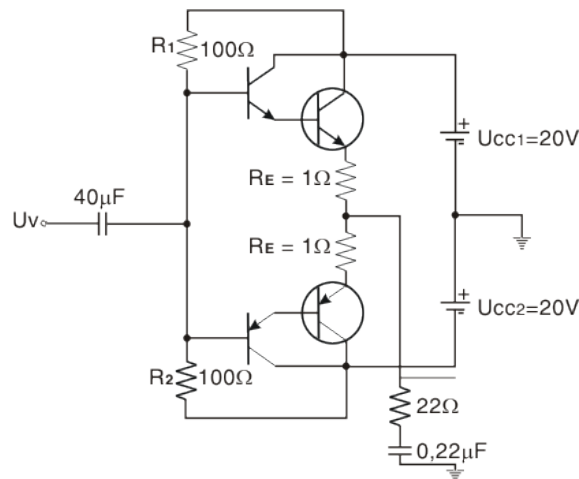


Hình 4.14

Dùng các transistor (khác cực tính) mắc như hình 4.14a, 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 4.14b là transistor NPN làm việc, PNP tắt, còn hình 4.14c mô tả bán kỳ âm của tín hiệu vào, khi này NPN tắt, còn PNP dẫn.

Một sự bất lợi của mạch này là cần phải có hai nguồn cung cấp riêng biệt và hạn chế nữa của mạch bù là bị méo xuyên tâm (hình 4.14d). 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 lúc tín hiệu đầu vào còn yếu, người ta sẽ dùng chế độ AB để làm tăng kích thích cho tăng công suất cuối chế độ B.

Một dạng mạch đẩy kéo dùng các transistor bù được trình bày ở hình 4.15. Mạch này ở mỗi vé 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.

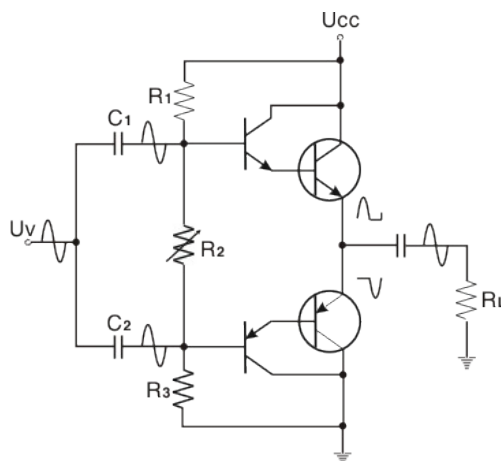


Hình 4.15

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

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

**c. Mạch đẩy kéo giả bù:**

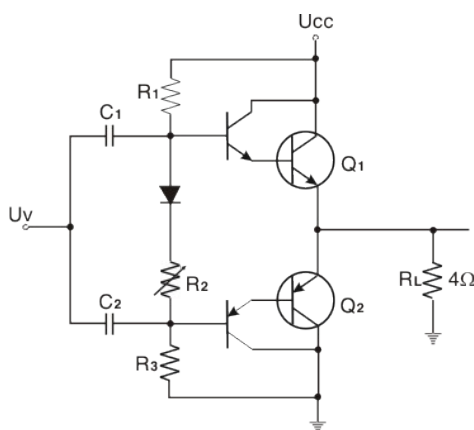


**Hình 4.16: Mạch đẩy kéo giả bù**

**Ví dụ 3:** Từ mạch phân cực dòng tĩnh bằng diode, hãy xác định :

- Tính công suất tiêu tán trên mỗi transistor khi cấp điện áp hiệu dụng ở đầu vào là  $12V_{rms}$
- 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.
- Xác định công suất tiêu tán cực đại cho phép của mỗi transistor.

**Giải:**



**Hình 4.17**

**a. Giá trị đỉnh của điện áp vào:**  $U_{V(P)} = \sqrt{2} \cdot U_{V(rms)} = \sqrt{2} \cdot (12) = 16,97 \approx 17V$

Xem biên độ của tín hiệu ra trên tải ra  $R_L$  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:  $I_{DC} = 2 \cdot I_{L(P)} = 2 \cdot 4,25 = 8,5A$

Công suất nguồn:  $P_{V(DC)} = U_{CC} \cdot I_{DC} = 25 \cdot 8,5 = 212,5W$

Hiệu suất (với  $U_V = 12V_{rms}$ ):  $\eta = (P_{ra}/P_V) \cdot 100\% = (36,125/212,5) \cdot 100\% = 17,0\%$

Công suất tiêu tán trên mỗi transistor:  $P_T = P_{2T} / 2 = (P_V - P_{ra}) / 2 = (212,5 - 36,125) / 2 = 88,1875W$

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

( $U_V = 17,68V_{rms}$ ) thì  $U_{L(P)} = U_{CC} = 25V \rightarrow P_{rmax} = U_{CC}^2 / 2.R_L = 25^2 / 2 \cdot 4 = 78,125W$

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

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

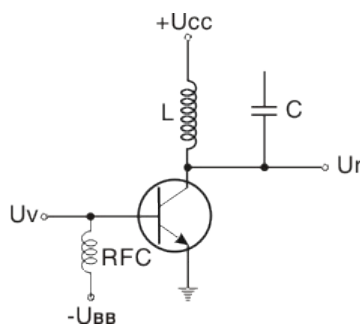
Với tín hiệu vào cực đại thì công suất tiêu tán mỗi transistor sẽ là:

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

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

$P_{2Tmax} = (2/ \sqrt{2}) \cdot (U_{CC}^2 / R_L) = (2/ \sqrt{2}) \cdot (25^2 / 4) = 31,66W \Rightarrow P_T = \frac{P_{2T}}{2} = 31,66 / 2 = 15,83W$

**3. Khuếch đại chế độ C:**

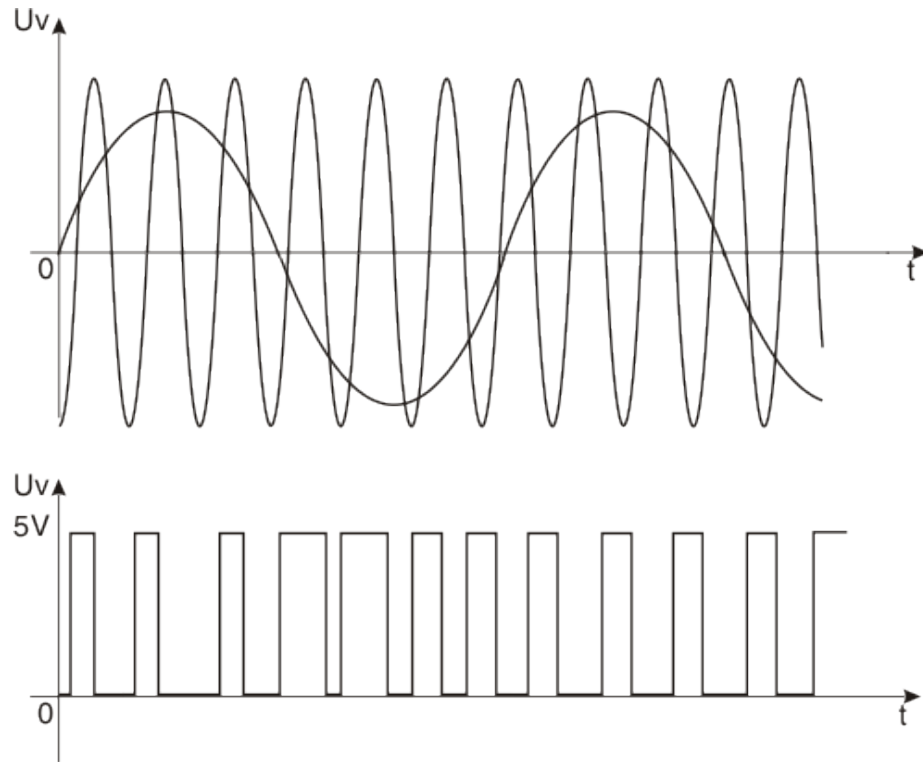


Hình 4.18: Khuếch đại chế độ C

Một mạch khuếch đại chế độ C như hình 4.18, 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 hoặc của mạch cộng hưởng (mạch LC chẳng hạn) ở cửa ra. Hoạt động của mạch khuếch đại này dẫu sao cũng chỉ có giới hạn, như ở tầng trộn tần chẳng hạn.

**4. Khuếch đại chế độ D:**

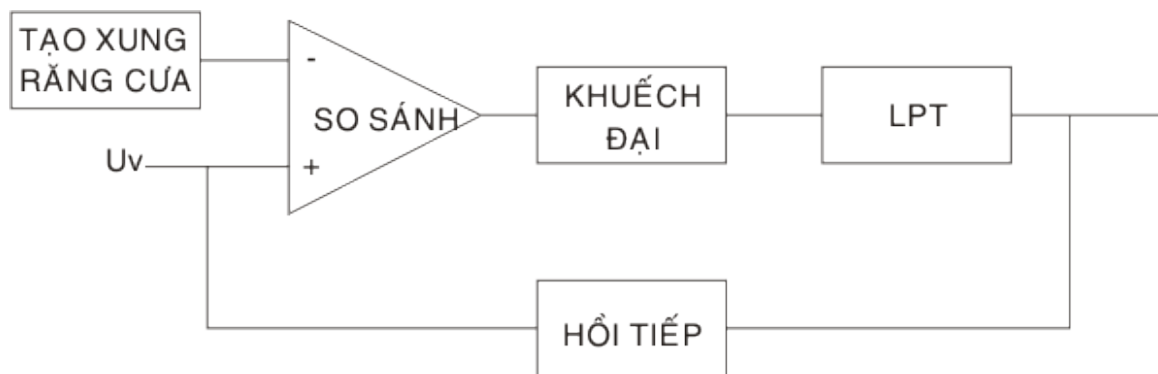
Khuếch đại chế độ D được thiết kế để làm việc với tín hiệu xung hoặc số. Với hiệu suất trên 90% của nó sẽ làm tăng thêm hiệu quả trong khuếch đại công suất. Người ta thường chuyển tín hiệu đầu vào bất kỳ thành dạng xung trước khi sử dụng nó để truyền một lượng tải công suất lớn và sẽ truyền ngược lại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



Hình 4.19

Hình 4.19 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. Do đó một tín hiệu xung đặc trưng sẽ được tạo ra.

Hình 4.20 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 hoặc mở, tạo ra dòng điện chỉ khi chúng được bật lên với một tổn hao công suất ít.



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 các mạch khuếch đại cao tần để chọn lọc sóng hài mong muốn.



## Bài 5: KHẢO SÁT TRANSISTOR HIỆU ỨNG TRƯỜNG (FET)

### I. Phân cực cho FET:

#### 1. Giới thiệu :

Ta đã biết rằng mức độ phân cực cho 1 transistor lưỡng cực có thể được thiết lập bằng cách sử dụng các công thức:  $U_{BE} \approx 0,7V$ ,  $I_C = \beta I_B$  và  $I_C = I_E$

Quan hệ giữa đầu ra và đầu vào được đặc trưng bởi hệ số  $\beta$ , nó là hằng số thiết lập mối quan hệ tuyến tính giữa  $I_C$  và  $I_B$ . đối với transistor trường mối quan hệ giữa đầu ra và đầu vào lại không tuyến tính, sự liên hệ không tuyến tính giữa  $I_D$  và  $U_{GS}$  có thể làm phức tạp hoá khi phân tích FET ở chế độ một chiều.

**Sự khác biệt giữa BJT và FET là: biến điều khiển đầu vào cho BJT là dòng điện, trong khi ở FET là điện áp.**

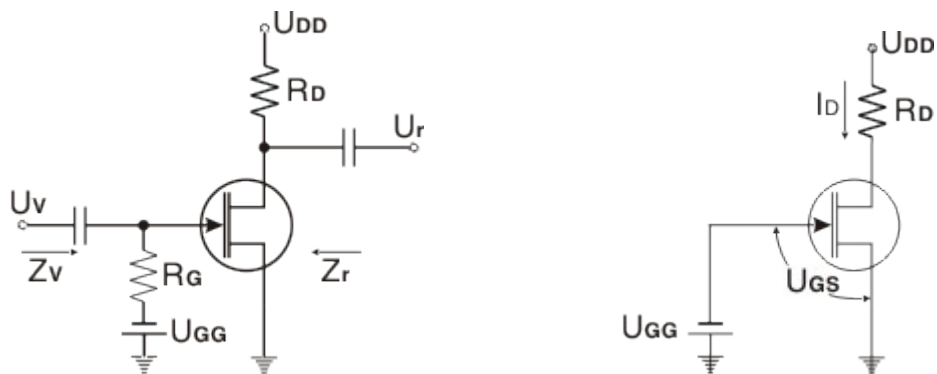
Các công thức chung đối với FET:  $I_G = 0A$  (1.20),  $I_D = I_S$  (1.21)

Đối với JFET và MOSFET kênh đặt sẵn thì công thức Shockley cho quan hệ giữa đầu vào và đầu ra là:  $I_D = I_{DSS} (1 - U_{GS}/U_P)^2$  (1.2.2)

Còn đối với MOSFET kênh cảm ứng:  $I_D = k U_{GS}^2 - U_T^2$  (1.23)

Điều quan trọng là tất cả các công thức trên đây là đặc trưng cho linh kiện, chúng không thay đổi trong quá trình làm việc. Mức độ thay đổi của mạch điện được coi như sự thay đổi của dòng điện và điện áp kết hợp với điểm làm việc qua phương trình của nó.

#### 2. Sơ đồ phân cực cố định:



Hình 5.18: Sơ đồ phân cực cố định cho JFET  
Hình 5.19: Sơ đồ phân cực cố định cho MOSFET tương đương ở chế độ tĩnh

Ở chế độ tĩnh (khi chưa có tín hiệu xoay chiều):  $I_G = 0A$  và  $U_{RG} = I_{RG} = 0A.R_G = 0$

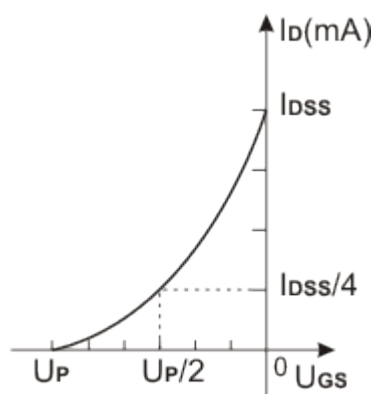
Ở chế độ này, mạch tương đương được vẽ lại như hình 5.19.

Áp dụng định luật Kirchhoff ta có  $U_{GG} = U_{GS} = 0 \rightarrow U_{GS} = U_{GG}$  (1.2.4)

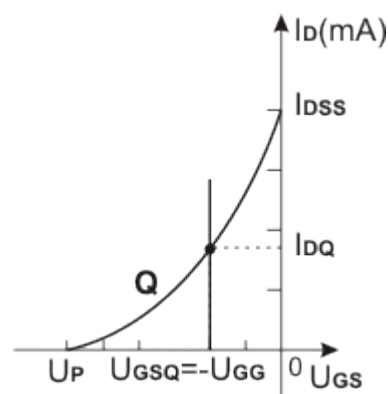
Vì  $U_{GG}$  là nguồn một chiều ổn định nên  $U_{GS}$  cũng không thay đổi. Do đó người ta gọi là “sơ đồ phân cực cố định”

Dòng cực máng  $I_D$  được tính theo công thức Shockley:  $I_D = I_{DSS} (1 - U_{GS}/U_P)^2$

Đồ thị biểu diễn mối quan hệ trong phương trình Shockley được thể hiện ở hình 5.20, cho  $U_{GS} = U_P/2$  thì dòng  $I_D = I_{DSS}/4$ . Đường cong đi qua 3 điểm  $(0, I_{DSS})$ ,  $(U_P, 0)$  và  $(U_P/2, I_{DSS}/4)$  chính là đường cong biểu diễn phương trình Shockley.



Hình 5.20: Đặc tuyến tĩnh



Hình 5.21: Tìm điểm làm việc

Ở hình 5.21, mức cố định  $U_{GS}$  được biểu thị là đường thẳng đứng có phương trình: tại bất kỳ điểm nào trên đường này ta cũng có  $U_{GS} = U_{GG}$  từ đó dễ dàng xác định mức DC tương ứng. Điểm giao nhau của 2 đường gọi là điểm làm việc tĩnh Q.

Theo định luật Kirchhoff:  $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D$  (1.25)

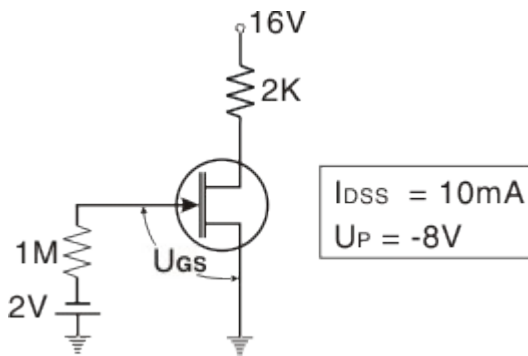
Vì cực S nối đất nên  $U_S = 0V$  (1.26)

$U_D = U_{DS}$  (1.27)

Và  $U_G = U_{GS}$  (1.28)

Nhược điểm chính của cách phân cực này là cần 2 nguồn phân cực chính vì vậy nó ít sử dụng trong thực tế và sẽ ít được đề cập trong hầu hết các mục tiếp theo.

**Ví dụ 1:** Cho các số liệu ở hình 5.22, tính  $U_{GSQ}$ ,  $I_{DQ}$ ,  $U_{DS}$ ,  $U_D$ ,  $U_G$ ,  $U_S$ ,



Hình 5.22

Giải

❖ **Sử dụng phép tính toán học:**

$$U_{GSQ} = U_{GG} = 2V$$

$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = 10mA \left(1 - \frac{2V}{8V}\right)^2 = 10mA \left(0,75\right)^2 = 5,625mA$$

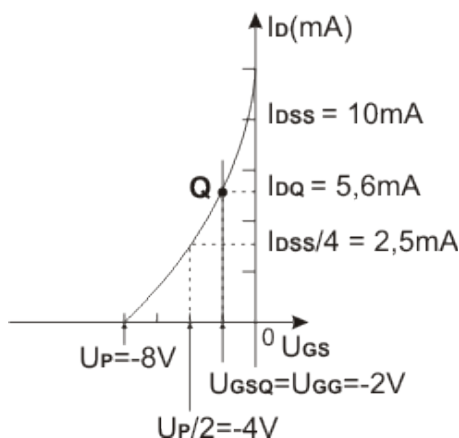
$$U_{SD} = U_{DD} - I_D R_D = 16V - 5,625mA \cdot 2K = 4,75V.$$

$$U_D = U_{DS} = 4,75V$$

$$U_G = U_{GS} = 2V$$

$$U_S = 0V$$

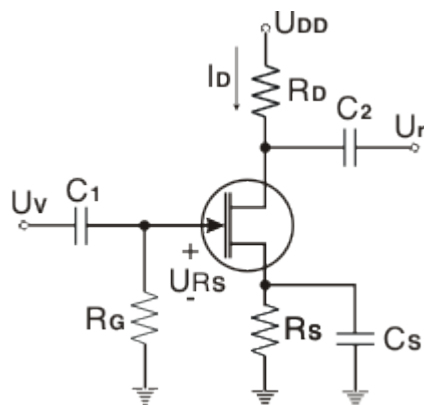
❖ **Sử dụng đồ thị:** (xem hình 5.23).



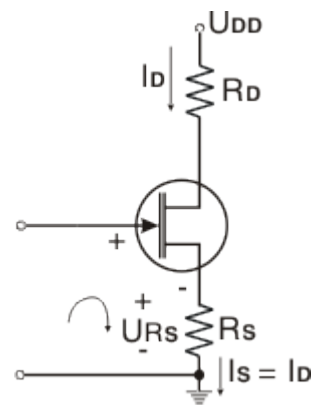
Hình 5.23: Cách tính dùng đồ thị

### 3. Sơ đồ tự phân cực :

Sơ đồ tự phân cực sẽ loại trừ yêu cầu 2 nguồn 1 chiều. Điện áp điều khiển  $U_{GS}$  bây giờ được xác định bởi điện áp đặt trên điện trở  $R_s$  đưa vào cực S như hình 5.25.



Hình 5.24: Sơ đồ tự phân cực JFET



Hình 5.25: Phân tích ở chế độ một chiều

Ở chế độ tĩnh (1 chiều), mạch điện có tụ điện coi như hở mạch và điện trở  $R_G$  được ngắn mạch vì  $I_G = 0A$ , kết quả ta có sơ đồ tương đương như hình 5.25.

Dòng chạy qua  $R_S$  là dòng  $I_S$ , nhưng  $I_S = I_D$  nên:  $U_{RS} = I_D R_S$

Cho chiều của vòng như hình 5.26, ta có:  $U_{GS} - U_{RS} = 0$  hay  $U_{GS} = U_{RS}$

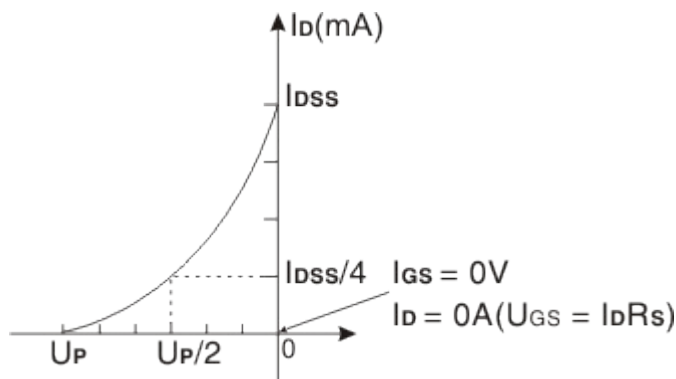
Suy ra phương trình tải tĩnh:  $U_{GS} = I_D R_S$  (1.29)

Lưu ý ở đây  $U_{GS}$  là hàm của dòng điện ra  $I_D$  và không cố định như sơ đồ phân cực cố định.

Từ (1.29), thay vào phương trình Shockley ta có:  $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = I_{DSS} \left(1 - \frac{I_D R_S}{U_P}\right)^2$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{I_D R_S}{U_P}\right)^2$$

Đây là tam thức bậc 2 đối với  $I_D$ , dạng tổng quát của nó:  $I_D^2 - K_1 I_D + K_2 = 0$  chính là phương trình của 1 đường cong Parabol, ta gọi là đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt)



Hình 5.26: Đặc tuyến tĩnh

- Ta sẽ biểu diễn đồ thị của phương trình (5.26), đây là phương trình của một đường thẳng nên cần xác định 2 điểm:

**Điểm thứ nhất:** cho  $I_D = 0A$   $U_{GS} = I_D R_S = 0V$

**Điểm thứ hai:** cho  $I_D = I_{DSS} / 2$   $U_{GS} = I_D R_S = I_{DSS} \cdot R_S / 2$ , nối 2 điểm này sẽ được đường tải tĩnh. Giao điểm của đường này với đường cong đặc trưng của linh kiện (đường đặc tuyến tĩnh), chính là điểm làm việc tĩnh.

Mức  $U_{DS}$  có thể xác định bởi định luật Kirchhoff:

$$U_{RS} \quad U_{DS} \quad U_{RD} \quad U_{DD} \quad 0V \Rightarrow U_{RS} \quad I_S R_S, UR_D \quad I_D R_D, I_D \quad I_S$$

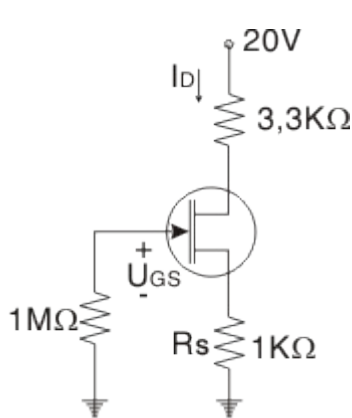
$$U_{DS} \quad U_{DD} \quad I_D (R_S \quad R_D) \quad (1.30)$$

$$U_S \quad I_D R_S \quad (1.31)$$

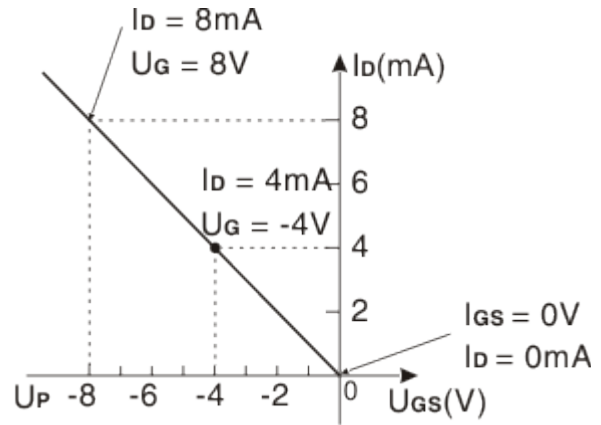
$$U_G \quad 0V \quad (1.32)$$

$$U_D \quad U_{DS} \quad U_S \quad U_{DD} \quad UR_D \quad (1.33)$$

**Ví dụ 2:** Cho sơ đồ mạch điện và các giá trị như hình 5.28, tính  $U_{GS}, I_{DQ}, U_{DS}, U_G, U_D, U_S,$



Hình 5.27: Sơ đồ cho ví dụ 13



Hình 5.28: Cách tính dùng đồ thị

Giải:

Ta có:  $U_{GS} = I_D R_S$  (phương trình đường tải tĩnh).

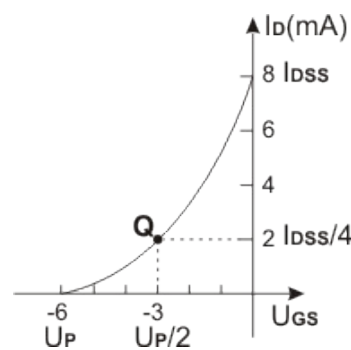
Chọn  $I_D = 4mA$   $U_{GS} = (4mA)(1k) = 4V$ .

Ta vẽ đường tải tĩnh như hình 5.28.

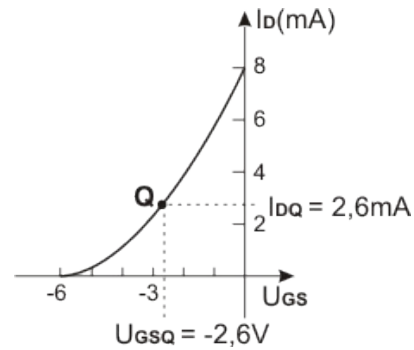
Với phương trình Shockley (phương trình đặc tuyến tĩnh, hình 5.30) là điểm làm việc tĩnh Q, tọa độ của điểm này là:  $U_{GSQ} = 2,6V, I_{DQ} = 2,6mA$

$U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_S + R_D) = 20V - 2,6mA \cdot (1k + 3,3) = 8,82V$   $U_S = I_D R_S = (2,6mA) \cdot (1k) = 2,6V$

$U_G = 0V \Rightarrow U_D = U_{DS} + U_S = 8,82V + 2,6V = 11,42V$

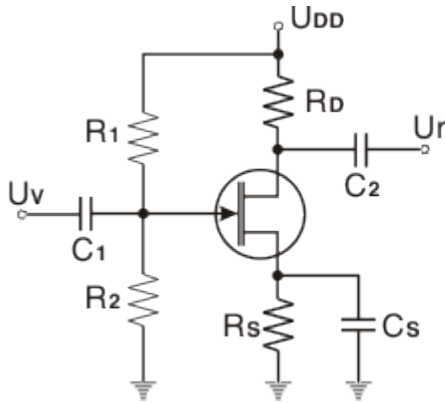


Hình 5.29: Cách tính dùng đồ thị

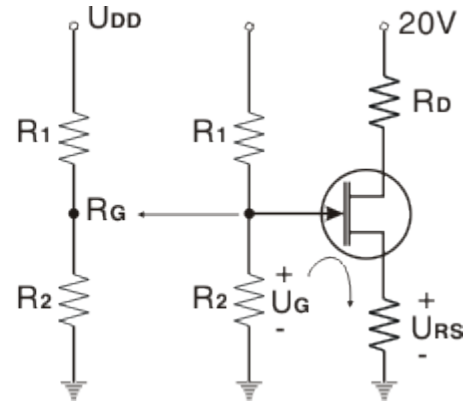


Hình 5.30: Xác định điểm Q

#### 4. Sơ đồ phân cực phân áp :



Hình 5.31: Mạch phân cực phân áp



Hình 5.32: Sơ đồ tương đương

Sơ đồ phân cực phân áp đối với transistor FET (hình 5.31), các linh kiện được bố trí giống như phân cực phân áp cho BJT, nhưng ở trạng thái tĩnh sự phân tích đối với 2 sơ đồ hầu như khác nhau. Đối với FET,  $I_G = 0$ , nhưng độ lớn  $I_B$  của sơ đồ emitter chung với BJT lại ảnh hưởng đến cả dòng và áp ở đầu vào và đầu ra của mạch.

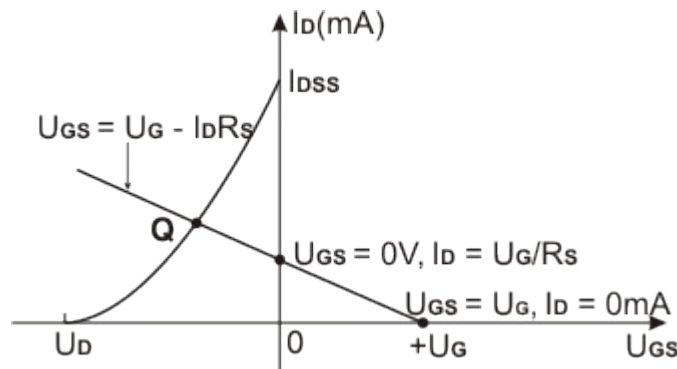
Dòng  $I_b$  trong sơ đồ phân cực phân áp đối với BJT chính là đại lượng liên kết giữa cửa vào và cửa ra, còn đối với FET thì vai trò này lại là  $U_{GS}$ . Ở chế độ tĩnh, ta có sơ đồ tương đương như hình 5.32.

Khi  $I_G = 0A$  thì  $IR_1 = IR_2$  và điện áp chính là điện áp trên  $R_2$ :

$$U_G = \frac{R_2 U_{DD}}{R_1 + R_2} \quad (1.34)$$

Theo định luật Kirchhoff:  $U_G = U_{GS} + U_{RS} = 0$  mà  $U_{RS} = I_S R_S = I_D R_S$ ,  $U_{GS} = U_G - I_D R_S$  (1.35)

Phương trình (1.35) chính là phương trình đường tải tĩnh, biểu diễn với mối quan hệ giữa  $U_{GS}$  và  $I_D$ , nó cũng là một đường thẳng. Để xác định đường thẳng này trên đặc tuyến truyền đạt ta cũng xác định 2 điểm như hình 5.33.



Hình 5.33: Xác định điểm làm việc

Giao điểm của đường tải tĩnh với đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt) chính là điểm làm việc tĩnh Q các giá trị tĩnh tương ứng của nó là  $I_{DQ}$  và  $U_{GSQ}$ . Khi các giá trị này được xác định thì ta có:

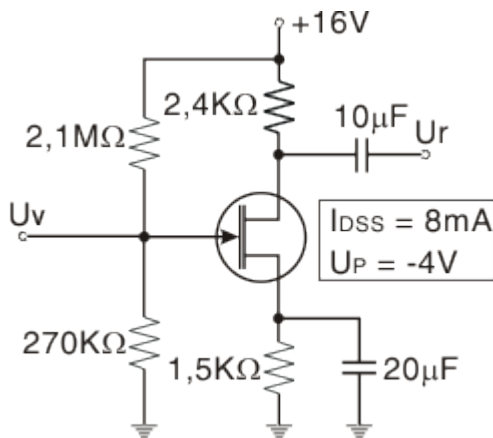
$$U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_D + R_S) \quad (1.36)$$

$$U_D = U_{DD} - I_{DRD} \quad (1.37)$$

$$U_S = I_D R_S \quad (1.38)$$

$$I_{R_1} = I_{R_2} = \frac{U_{DD}}{R_1 + R_2} \quad (1.39)$$

**Ví dụ 3:** Cho sơ đồ và các thông số như hình hình 5.34. Hãy tính:  $I_{DQ}$  và  $U_{GSQ}, U_D, U_S, U_{DS}, U_{DG}$

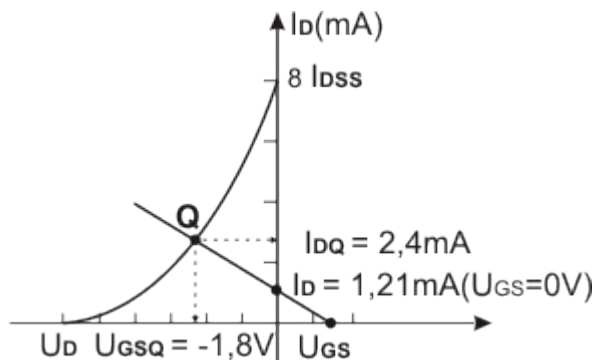


Hình 5.34: Sơ đồ cho ví dụ 3

❖ **Đặc tuyến truyền đạt:**

Nếu  $I_D = \frac{I_{DSS}}{4} = \frac{8mA}{4} = 2mA$  thì  $U_{GSQ} = \frac{U_P}{2} = 2V$

Ta vẽ được đặc tuyến này như hình 5.35



Hình 5.35

Ta có:  $U_G = \frac{R_2 U_{DD}}{R_1 + R_2} = \frac{270k \cdot 16V}{2,1M + 0,27M} = 1,28V$

$U_{GS} = U_G - I_D R_S = 1,28 - I_D (1,5k)$

Khi  $I_D = 0mA$ :  $U_{GS} = 1,28V$

Khi  $U_{GS} = 0V$ :  $I_D = 1,28 / 1,5 = 1,21mA$

Ta xác định được đường tải tĩnh như hình 5.35 và điểm làm việc tĩnh có giá trị:

$I_{DQ} = 2,4mA, U_{GSQ}, U_{GSD} = 1,8V$

❖  $U_D = U_{DD} - I_D R_D = 16 - 2,4 \cdot 2,4 = 10,24V$

❖  $U_S = I_D R_S = 2,4mA \cdot 1,5k = 3,6V$

$$\diamond U_{DS} \quad U_{DD} \quad I_D \quad R_D \quad R_S \quad 16 \quad 2,4(2,4 \quad 1,5) \quad 6,64V$$

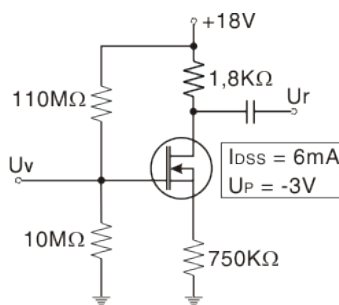
$$\diamond U_{DG} \quad U_D \quad U_G \quad 10,24 \quad 1,82 \quad 8,42V$$

## II. Các loại MOSFET kênh đặt sẵn:

Đặc tuyến truyền đạt của các loại MOSFET kênh đặt sẵn cũng tương tự nhưng đối với JFET nên ở chế độ tĩnh các phân tích cũng tương tự. Chỉ khác là đối với đặc tuyến truyền đạt, khi  $U_{GS} > 0$  thì  $I_D$  vượt quá giá trị bão hoà

**Ví dụ:** Cho sơ đồ phân cực của MOSFET kênh N đặt sẵn với các thông số giá trị như hình 5.36.

Hãy tính:  $I_{DQ}$ ,  $U_{GSQ}$ ,  $U_{DS}$



Hình 5.36

Giải

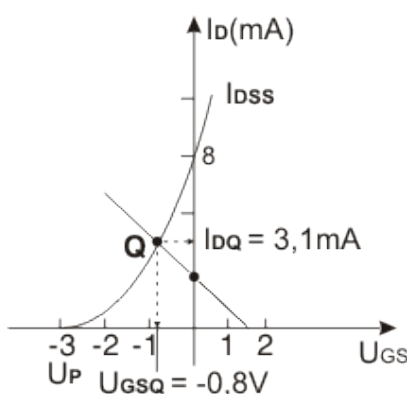
Vẽ đặc tuyến truyền đạt ta xác định điểm:  $I_D = I_{DSS} / 4 = 6mA / 4 = 1,5mA$

$$\Rightarrow U_{GS} = U_P / 2 = 3V / 2 = 1,5V$$

Ta cần xác định một điểm nữa khi  $U_{GS} > 0$ , cho  $U_{GS} = 1 \Rightarrow I_D = I_{DSS} (1 - U_{GS} / U_P)^2$

$$= 6mA (1 - 1 / 3)^2 = 10,67mA$$

Ta xác định được đặc tuyến truyền đạt như hình 5.37.



Hình 5.37: Đặc tuyến tĩnh và cách xác định điểm Q

Áp dụng các công thức tương tự như JFET, từ công thức 1.34 ta có:  $U_G = \frac{10M}{10M + 110M} \cdot 18V = 1,5V$

Từ công thức (1,35) ta có  $U_{GS} = U_G - I_D R_S = 1,5 - I_D \cdot 750$

$$I_D = 0mA \quad U_{GS} = U_G = 1,5V$$

$$U_{GS} = 0V \quad I_D = U_G // R_S = 1,5 / 750 = 2mA$$



Từ đó ta xác định được đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh:  $I_{DQ} = 3,1mA, U_{GSQ} = 0,8V$

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_D + R_S) = 18V - (3,1mA)(1,8k + 750) = 10,1V$$

### III. Các loại MOSFET kênh cảm ứng:

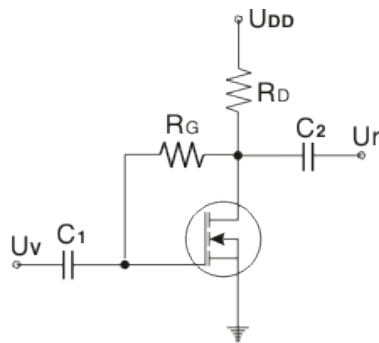
Đặc tuyến truyền đạt của các loại MOSFET kênh cảm ứng hầu hết đều khác JFET và MOSFET kênh đặt sẵn.

Đối với MOSFET kênh N thì dòng  $I_D = 0$  khi  $U_{GS} < U_{GS(th)}$  (điện áp ngưỡng – Threshold).

$$\text{Khi } U_{GS} > U_{GS(th)} \text{ thì } I_D = k(U_{GS} - U_{GS(th)})^2 \quad (1.40)$$

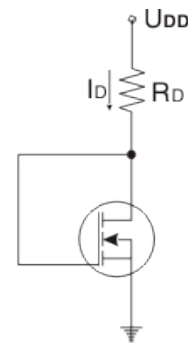
Khi xác định được rõ điện áp ngưỡng và một mức của dòng điện cực máng ( $I_{D(on)}$ ) và  $U_{GS(on)}$ , tương ứng thì ta sẽ xác định được hệ số k:

#### 1. Phân cực bằng hồi tiếp:



Hình 5.38: Phân cực hồi tiếp

Cho MOSFET kênh cảm ứng



Hình 5.39: Sơ đồ tương đương

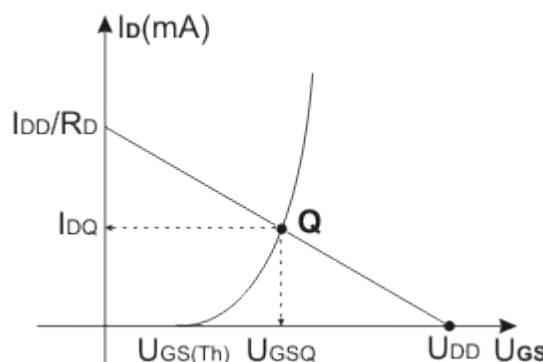
Một cách phân cực cho MOSFET kênh cảm ứng như hình 5.38 ở chế độ tĩnh, khi  $I_G = 0mA$  và  $U_{RG} = 0V$ , ta vẽ lại sơ đồ như hình 5.39.

Một sự kết nối giữa cực D và G sẽ được tạo ra, kết quả là  $U_D = U_G$  và  $U_{DS} = U_{GS}$  (1.41)

$$\text{Ở đầu ra } U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D = U_{GS} = U_{DD} - I_D R_D \quad (1.42)$$

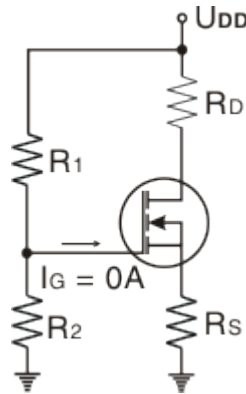
Phương trình 1.42 là phương trình của một đường thẳng, chính là đường tải tĩnh, để xác định nó ta cũng xác định 2 điểm:  $U_{DS} = U_{DD}$  và  $I_D R_D = U_{GS} = U_{DD} - I_D R_D$

Xác định giao của đường thẳng này với đặc tuyến tĩnh ta sẽ xác định được điểm làm việc tĩnh (hình 5.40).



Hình 5.40: Đường tải và điểm làm việc tĩnh

2. Phân cực bằng cầu phân áp:



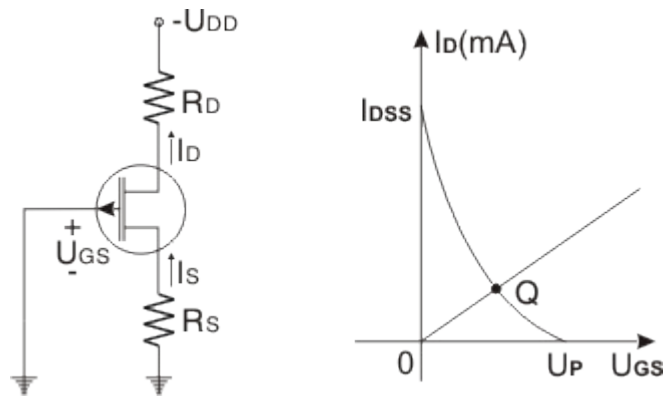
Hình 5.41: Sơ đồ phân cực bằng cầu phân áp

Với  $I_G = 0mA$  ta có:  $U_G = \frac{R_2 \cdot V_{DD}}{R_1 + R_2}$ ,  $U_{GS} = U_G - I_D R_S$ ,  $U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_D + R_S)$

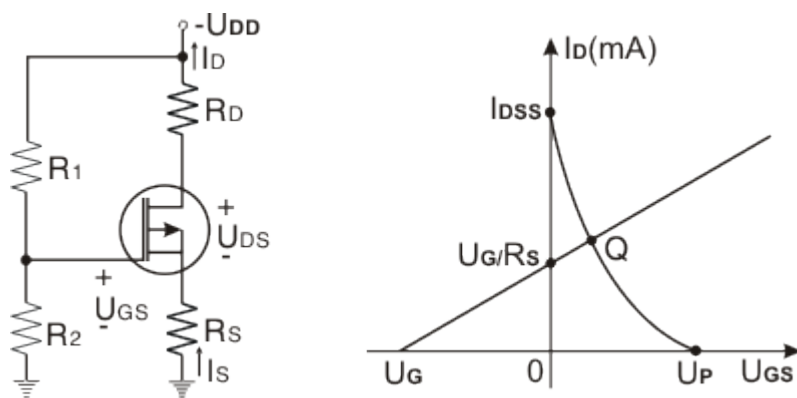
$$U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_D + R_S) \tag{1.45}$$

IV. Các loại FET kênh P:

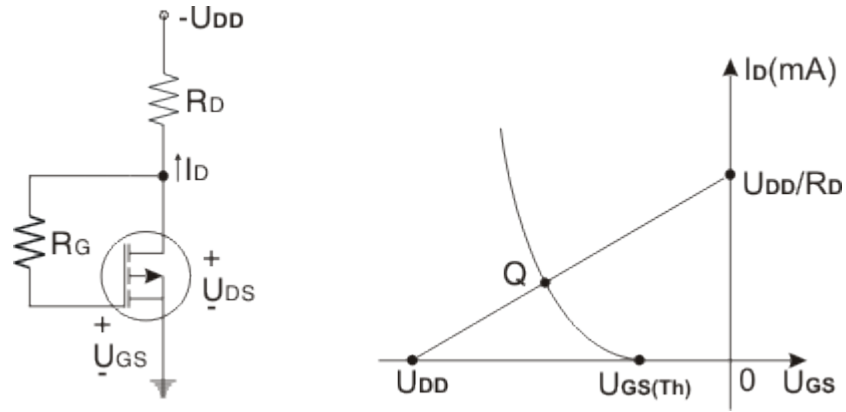
Ở các phần trên ta mới chỉ xét sự phân cực cho các loại JFET kênh N. Đối với các loại FET kênh P thì đặc tuyến truyền đạt sẽ nằm đối xứng với so với loại kênh N qua trục  $I_D$  như hình 5.41.



Hình 5.41a

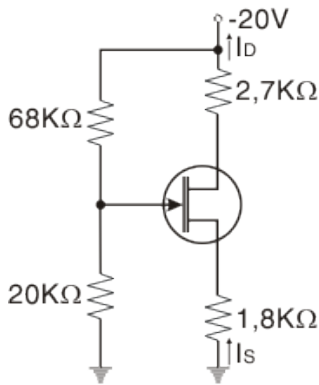


Hình 5.41b

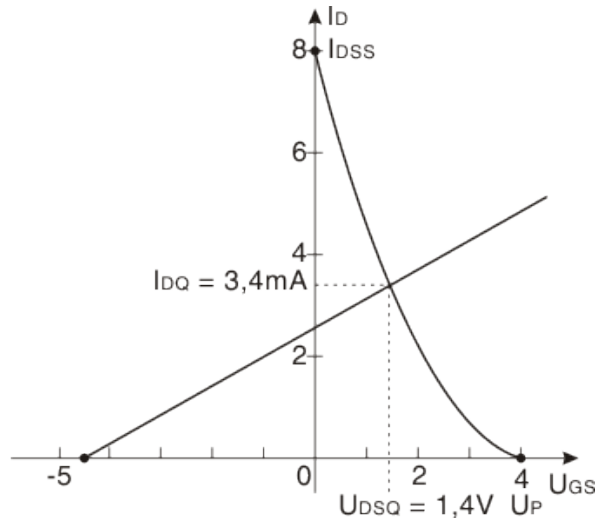


Hình 5.41c

Chú ý rằng ở mỗi sơ đồ hình 5.1 chiều của các điện áp nguồn cung cấp và chiều của các dòng điện thì ngược lại so với FET kênh N. Trong trường hợp FET kênh P thì  $U_{GS}$  luôn dương (có thể dương hoặc âm đối với MOSFET có kênh đặc sẵn), còn  $U_{DS}$  thì luôn âm.  
**Ví dụ:** Cho sơ đồ với các thông số như hình 5.42. Hãy tính  $I_{DQ}, U_{GS}$  đối với JFET.



Hình 5.42



Hình 5.43: Xác định điểm tĩnh Q

Giải

$$\text{Ta có: } U_G = \frac{20k}{20k + 68k} \cdot 20V = 4,55V, \quad U_{GS} = U_G - I_D R_S.$$

$$\text{Chọn } U_{GS} = 0V \quad I_D = \frac{U_G}{R_S} = \frac{4,55}{1,8k} = 2,53mA$$

Kết quả ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 5.43

Từ đó xác định được tọa độ điểm làm việc tĩnh:  $I_{DQ} = 3,4mA$      $U_{GSQ} = 1,4V$

$$\text{Theo Kirchhoff: } I_D R_S + U_{DS} = I_D R_D + U_{DD} \Rightarrow 0 = U_{DS} - U_{DD} + I_D R_D - R_S$$

$$20V - 3,4mA \cdot 2,7k + 1,8k \cdot I_D - 4,7V = 0$$

## V. Phân tích chế độ tín hiệu nhỏ dùng FET:

### 1. Tổng quát:

Khuếch đại dùng FET có độ lợi điện áp tốt với đặc trưng trở kháng đầu vào cao. Chúng cũng được sử dụng trong các sơ đồ có tiêu hao năng lượng với dải tần số thích hợp và kích thước, trọng lượng nhỏ. Cả hai loại JFET và MOSFET kênh đặt sẵn đều được thiết kế dễ dàng với độ lợi điện áp như vậy. Tuy nhiên mạch dùng MOSFET kênh đặt sẵn thường có trở kháng vào cao hơn so với sơ đồ sử dụng JFET tương ứng.

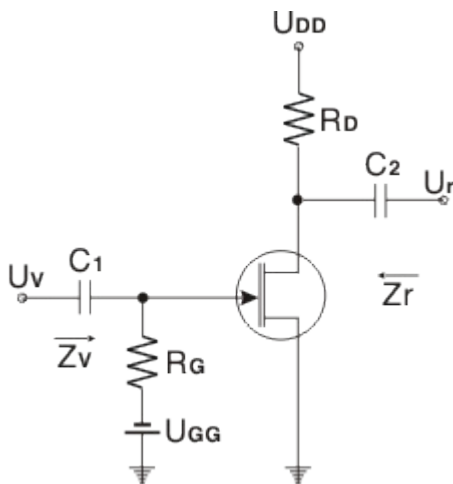
Trong khi ở BJT dòng điện đầu ra (dòng collector) được điều khiển bằng một điện áp đầu vào (dòng base), thì ở FET dòng điện đầu ra (dòng cực máng) lại được điều khiển bằng điện áp đầu vào (điện áp cổng). Nói chung, BJT là một linh kiện được điều khiển bằng một dòng điện và FET là linh kiện được điều khiển bằng điện áp. Ở cả hai trường hợp, chú ý rằng dòng điện là đại lượng biến thiên được điều khiển. Do FET có đặc trưng trở kháng đầu vào lớn nên các sơ đồ tương đương của nó ở chế độ xoay chiều dù sau cũng đơn giản hơn so với BJT.

Trong khi hệ số đặc trưng cho chế độ khuếch đại của BJT là  $\beta$  thì FET là độ dẫn  $g_m$ .

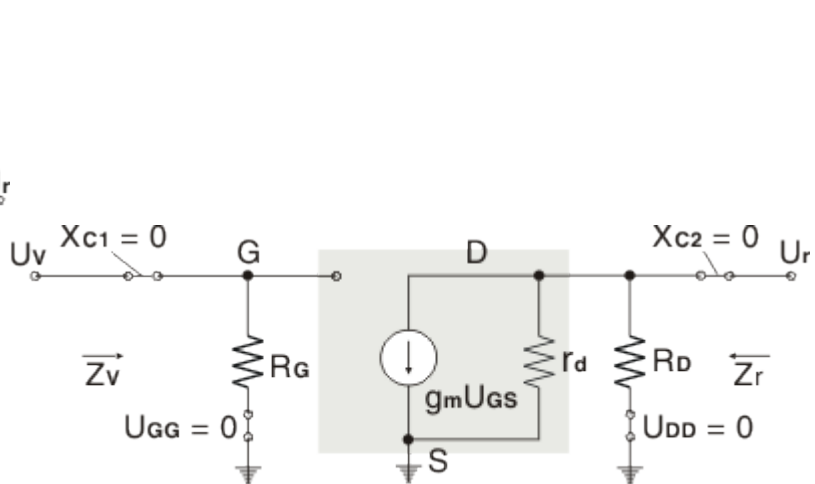
FET có thể được sử dụng như một bộ khuếch đại tuyến tính hoặc một linh kiện số trong các mạch logic. Thực tế MOSFET kênh cảm ứng xuất hiện khá phổ biến trong các mạch số, đặc biệt trong các mạch CMOS yêu cầu lượng tiêu thụ năng lượng thấp.

Cũng như BJT, các thông số đặc trưng cho khuếch đại FET được phân tích trong bài này bao gồm độ lợi (hệ số khuếch đại) điện áp, trở kháng vào và trở kháng ra

## 2. Sơ đồ phân cực cố định của JFET:



Hình 5.43: Sơ đồ phân cực cố định cho JFET



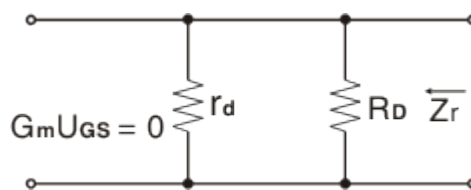
Hình 5.44: Sơ đồ tương đương của mạch hình 5.43

Khi các giá trị  $g_m$  và  $r_d$  được xác định từ sự phân cực thì mạch thay thế tương đương ngắn mạch vì điện kháng  $X_C = 1/(2\pi fC)$  là rất nhỏ so với các trở kháng khác của mạch, đồng thời các nguồn một chiều  $U_{GG}$  và  $U_{DD}$  được đặt ở giá trị 0V bằng ngắn mạch tương ứng. Chiều phân cực  $U_{GS}$  là âm thì chiều của nguồn dòng là chiều ngược lại. Tín hiệu vào kỳ hiệu  $U_v$  và tín hiệu ra đặt trên  $r_d$  ký hiệu là  $U_r$ .

$Z_v$ : hình 5.44 đã chỉ rõ rằng  $Z_v = R_G$

$Z_r$ : cho  $U_v = 0V$  như định nghĩa của  $Z_r$  sẽ cho  $U_{GS} = 0V$ .

Kết quả là:  $g_m U_{GS} = 0 \text{mA}$ , do đó nguồn dòng có thể được thay thế bằng một hở mạch tương đương như 5.45.



Hình 5.45: Tính  $Z_o$

Trở kháng ra khi này sẽ là:  $Z_r = R_D // r_d$  (1.58)

Nếu  $r_d \ll 10R_D \Rightarrow r_d // R_D \approx R_D$

Khi đó  $Z_r = R_D$  (1.59)

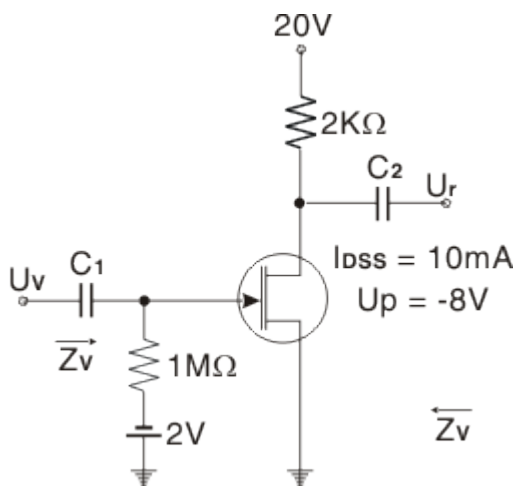
Ku:  $U_r = g_m U_{GS} (r_d // R_D)$  mà  $U_{GS} = U_V - U_r = g_m U_V (r_d // R_D)$   $K_u = \frac{U_r}{U_V} = g_m (r_d // R_D)$  (1.60)

Nếu  $r_d \ll 10R_D \Rightarrow K_u = \frac{U_r}{U_V} = g_m R_D$  (1.61)

Giá trị âm của biểu thức (1.61) chỉ rõ rằng điện áp vào và ra lệch pha nhau  $180^\circ$ .

**Ví dụ:** Cho sơ đồ phân cực như hình 5.46, với  $U_{GSQ} = 2V$  và  $I_{DQ} = 5,625 \text{mA}$ ,  $I_{DSS} = 10 \text{mA}$ ,

$U_P = -8V$ ,  $y_{os} = 10 \mu\text{s}$ , hãy tính:  $g_m$ ,  $r_d$ ,  $Z_v$ ,  $Z_r$ ,  $K_u$ .



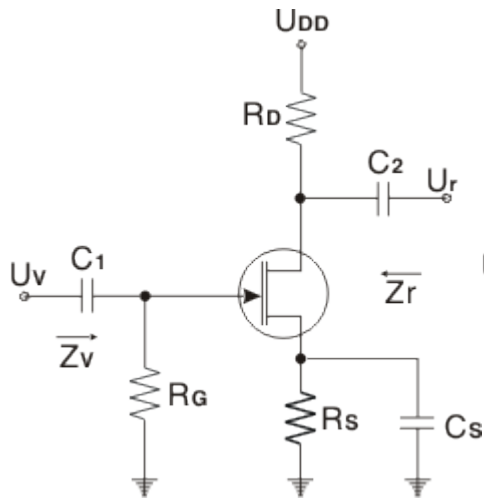
Hình 5.46: Sơ đồ phân cực cố định

Giải

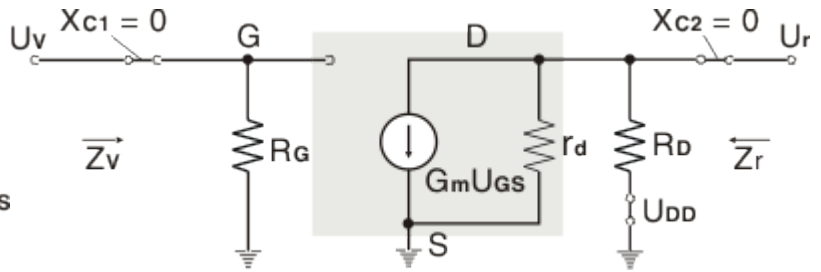
- $g_{m0} = 2I_{DSS} // U_P = \frac{2 \cdot 10 \text{mA}}{8V} = 2,5 \text{ms} \Rightarrow g_m = g_{m0} \cdot 1 = \frac{U_{GSQ}}{U_P} = 2,5 \text{ms} \cdot 1 = \frac{2V}{8V} = 1,88 \text{ms}$
- $r_d = \frac{1}{y_{os}} = \frac{1}{4 \text{ s}} = 25k$
- $Z_v = R_g = 1M$
- $Z_r = R_D // r_d = 2k // 25k = 1,85k$

▪  $K_u = g_m R_D // r_d \quad (1.88ms)(1.85k) \approx 3,48$

**4. Sơ đồ tự phân cực JFET:** Trường hợp có mắc tụ Cs (hình 5.47):

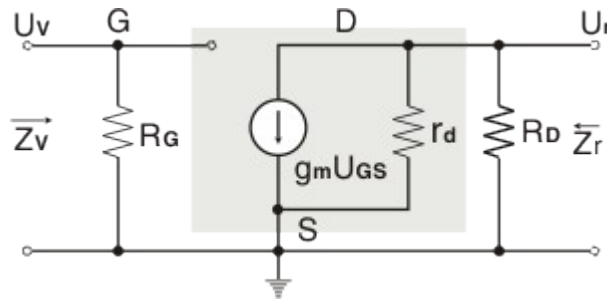


Hình 5.47: Sơ đồ tự phân cực JFET



Hình 5.48: Sơ đồ thay thế tương đương

Sơ đồ phân cực cố định có bất lợi là cần phải có hai nguồn cung cấp một chiều để thiết lập điểm làm việc mong muốn. Ở chế độ xoay chiều, tụ coi như ngắn mạch và Rs xem như được nối đất, do vậy ta có mạch tương đương JFET như hình 5.48 và được vẽ lại chi tiết ở hình 5.49 sau:



Hình 5.49

$Z_v: Z_v \parallel R_G$

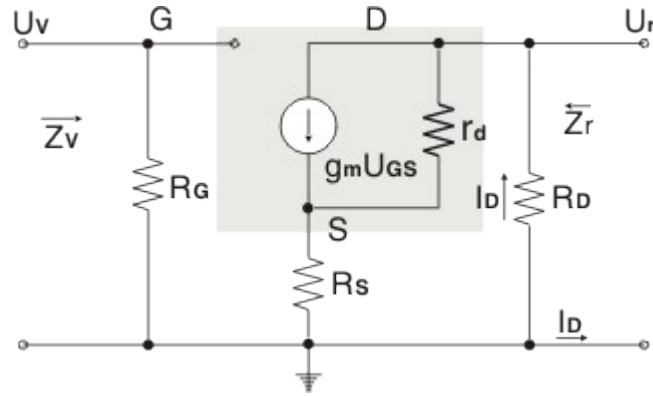
$Z_r: Z_r \parallel r \parallel R_D$

Nếu  $r_d \geq 10R_D$  thì:  $Z_r \approx R_D \Rightarrow K_u: K_u = g_m (r_d \parallel R_D)$

Nếu  $r_d \geq 10R_D$ :  $K_u = -g_m R_D$

Dấu âm của biểu thức  $K_u$  chỉ ra rằng tín hiệu vào  $U_v$  và tín hiệu ra  $U_r$  lệch pha nhau  $180^\circ$ .

❖ **Nếu không mắc tụ  $C_s$ :**



Hình 5.50: Sơ đồ tương đương khi không có tụ Cs

Nếu bỏ tụ Cs ở hình 5.47 thì điện trở RS sẽ là một phần của mạch hình 5.50.

Trong trường hợp này, để xác định Zv, Zr, và Ku, một cách đơn giản nhất với chú ý về sự phân cực và chiều của chúng, trước tiên rd sẽ được bỏ qua để hình thành một trường hợp cơ bản để phân tích.

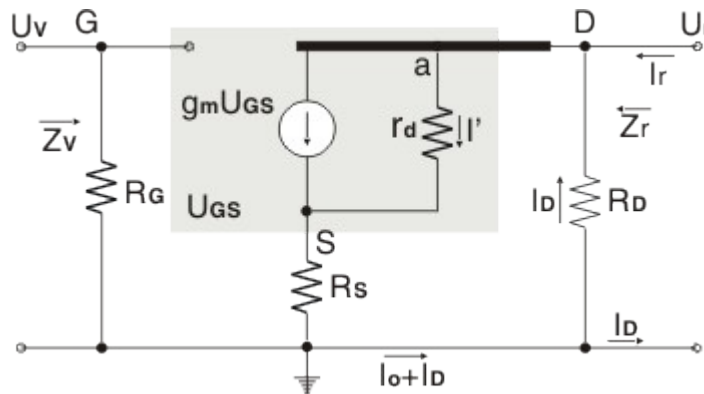
Zv: dựa vào điều kiện hở mạch giữa cực G coi như nối đất (0V) điện áp trên RG sẽ là 0v và RG coi như ngắn mạch. Áp dụng định luật kirchhoff về dòng điện:  $I_0 + I_D = g_m U_{GS}$ .

$$\text{Với } U_{GS} = I_r I_D R_S \quad I_r = I_D \quad g_m I_r = I_D R_S \quad g_m I_r R_S = g_m I_D R_S$$

$$\text{Hay: } I_r (1 - g_m R_S) = I_D (1 - g_m R_S) \quad I_r = I_D \quad (\text{do } g_m R_S = 0A) \quad U_v = I_D R_D = I_r R_D$$

$$Z_r = \frac{U_r}{I_r} = R_D$$

Nếu tính đến cả rd trong mạch thì sơ đồ tương đương sẽ như hình 5.51.



Hình 5.51: Sơ đồ tương đương khi tính đến rd

$$Z_r = \left. \frac{U_r}{I_r} \right|_{U_v = 0} = \frac{I_D R_D}{I_r}$$

Theo định luật kirchhoff:  $I_r = g_m U_{GS} = I_{r_d} = I_D$ , Mà  $U_{r_d} = U_r = U_{GS}$

$$I_r = g_m U_{GS} = \frac{U_r}{U_{GS}} I_D = I_D$$

$$\text{Với } U_{GS} = (I_D + I_r) R_S$$

$$I_r = (g_m + 1/r_d)(I_D - I_r)R_S \Rightarrow I_r = g_m U_{GS} (U_r + U_{GS})/r_d - I_D$$

Với  $U_{GS} = I_D R_S$

$$I_r = g_m + 1/r_d I_D - I_r R_S = I_D R_D / r_d \Rightarrow I_r = \frac{I_D (1 - g_m R_S R_S / r_d - R_D / r_d)}{1 - g_m R_S R_S / r_d}$$

$$Z_r = U_r / I_r = \frac{I_D R_D}{I_r} \Rightarrow Z_r = \frac{1 - g_m R_S R_S / r_d}{1 - g_m R_S R_S / r_d - R_D / r_d}$$

Nếu  $r_d \gg 10R_D$  thì  $1 - g_m R_S R_S / r_d \approx R_S / r_d$

$1 - g_m R_S R_S / r_d - R_D / r_d \approx 1 - g_m R_S R_S / r_d$

Khi đó  $Z = R$

Ku: đối với sơ đồ hình 5.51 ứng dụng định luật Kirchoff ở mạch ra :  $U_{GS} = U_V - I_D R_S$

Điện áp đặt trên rd là:  $U_r = -I_D R_D$  và với  $I' = (U_r + U_{GS})/r_d$

Định luật kirchoff với dòng điện cho kết quả:

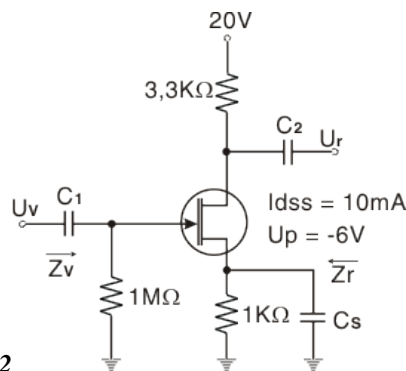
$$I_D = g_m U_{GS} - U_r / r_d = g_m (U_V - I_D R_S) - I_D R_D / r_d \Rightarrow I_D = \frac{g_m U_V}{1 - g_m R_S - R_D / r_d}$$

Mà điện áp đầu ra  $U_r = -I_D R_D$

$$K_U = U_r / U_V = \frac{-g_m R_D}{1 - g_m R_S - R_D / r_d} \Rightarrow U_v \text{ và } U_r \text{ vẫn lệch pha nhau } 180^\circ$$

Nếu  $r_d \gg 10 R_D - R_S$  :  $K_U = U_r / U_V = \frac{-g_m R_D}{1 - g_m R_D}$

**Ví dụ:** Cho sơ đồ phân cực như hình 5.52, có điểm làm việc tĩnh được xác định bởi:  $U_{GSQ} = -2.6V$ ;  $I_{DQ} = 2.6mA$  với  $I_{DSS} = 8mA$  và  $U_P = -6V$ , giá trị  $y_{os}$  được lấy là 20 S. Xác định:  $g_m$ ,  $r_d$ ,  $Z_v$ ,  $Z_r$  trong trường hợp có và không có rd. so sánh kết quả.



Hình 5.52

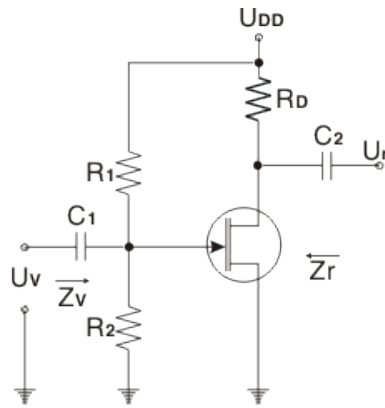
Giải

- $g_{m0} = 2I_{DSS} / |U_P| = 2.8mA / 6V = 2.67mS \Rightarrow g_m = g_{m0} (1 - U_{GSQ} / U_P) = 2.67 (1 - 2.6 / 6) = 1.51mS$
- $r_d = 1 / y_{os} = 1 / 20 S = 50k$



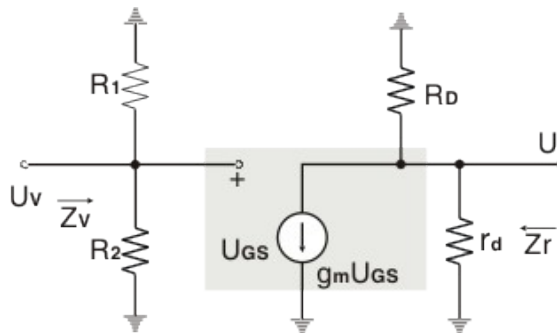
- $Z_V \approx R_G \approx 1M$
- Trường hợp có  $r_d$ :  $r_d \approx 50k \approx 10R_D \approx 3.3K$
- Nếu có  $r_d$ :  $Z_r \approx R_D \approx 3.3K$
- Nếu không có  $r_d$ :  $Z_r \approx R_D \approx 3.3K$
- Nếu có  $r_d$ :  $K_U \approx \frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S + (R_S + R_D)/r_d} \approx \frac{1.5ms.3.3k}{1 + 1.51.1 + (3.3 + 1)/50} \approx 1.92$
- Nếu không có  $r_d$ :  $K_u \approx g_m R_D / (1 + g_m R_S) \approx 1.98$ . Với các kết quả trên cho thấy ảnh hưởng của  $r_d$  là rất nhỏ nếu  $r_d \approx 10(R_D + R_S)$

### 5. Mạch phân áp cho FET:

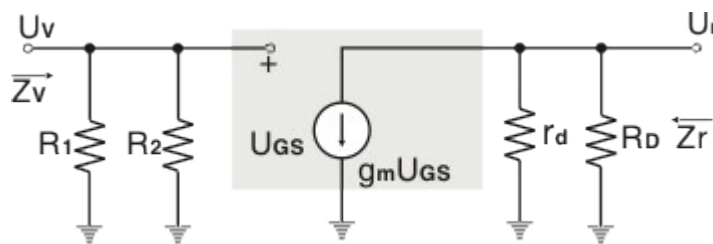


Hình 5.53: Sơ đồ phân cực phân áp cho JFET

Sơ đồ tương đương ở chế độ xoay chiều cho JFET như hình 5.53 thay thế nguồn một chiều  $U_{DD}$  bằng ngắn mạch tương đương tức là  $R_1$  và  $R_D$  được nối đất khi đó  $R_1$  coi như mắc song song với  $R_2$  và  $R_D$  có thể cũng được đưa xuống nối đất như ở mạch ra trên rd. Mạch tương đương ở chế độ xoay chiều sẽ được đưa về dạng cơ bản của vài mạch đã được phân tích (hình 5.54)



Hình 5.54: Sơ đồ tương đương chế độ xoay chiều hình 5.53



Hình 5.55: Vẽ lại mạch hình 5.54

$Z_v: R_1$  và  $R_2$  được mắc song song với hở mạch tương ứng của JFET kết quả là:  $Z_v = R_1 // R_2$

$Z_r$ : cho  $U_v = 0v$  sẽ có  $U_{GS}$  và  $g_m$  bằng 0

$Z_r = r_d // R_D$

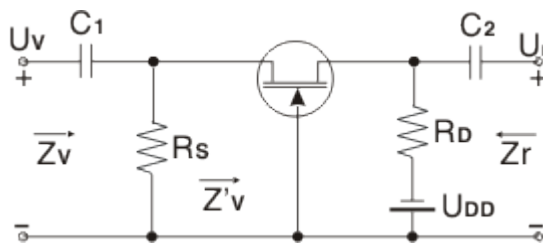
Nếu  $r_d \gg 10R_D : Z_r \approx R_D$

Ku:  $U_{GS} = U_v$  và  $U_r = g_m(r_d // r_D) U_v \Rightarrow K_U = U_r / U_v = g_m(r_d // R_D)$

Nếu  $r_d \gg 10R_D : K_U \approx -g_m R_D$

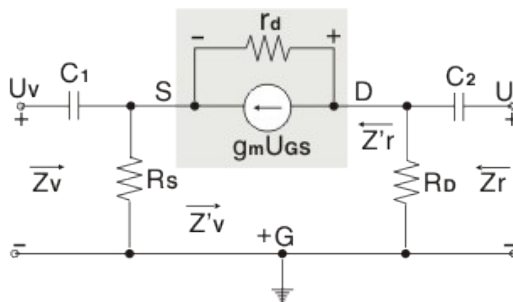
Chú ý rằng công thức đối với  $K_U$  và  $Z_r$  cũng như trường hợp phân cực cố định và tự phân cực (khi rđ nhánh  $R_S$ ), chỉ khác nhau ở công thức cho  $Z_v$  do ảnh hưởng của sự song song kết hợp giữa  $R_1$  và  $R_2$ .

## 6. Mạch JFET mắc cực cổng chung:



Hình 5.56: Sơ đồ cổng chung JFET

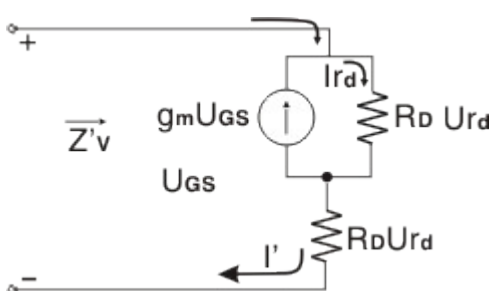
Sơ đồ cuối cùng của JFET được phân tích chi tiết là sơ đồ cổng chung như hình 5.56, tương tự như sơ đồ base chung ở BJT sơ đồ trên được thay thế bằng mạch tương đương như hình 5.57, chú ý rằng yêu cầu nguồn điều khiển  $g_m U_{GS}$  được nối từ D đến S với  $r_d$  mắc song song, sự cách ly độc lập giữa mạch vào và mạch ra rõ ràng đã bị mất đi khi cực G được nối mass. Hơn nữa, điện trở được nối giữa cực vào không còn là  $R_G$  nhưng là điện trở  $R_s$  giữa cực S và mass. Cho rằng vị trí của điện áp điều khiển  $U_{GS}$  thực sự đã xuất hiện trực tiếp đặt trên  $R_s$ .



Hình 5.57: Sơ đồ thay thế tương đương JFET

$Z_v$ : trước hết ta tính  $Z_v'$  trên hình 5.57 và  $Z_v$  được coi như trở kháng tương đương của  $Z_v'$  và  $R_s$  mắc song song.

Ta vẽ lại mạch như hình 5.58 với  $U' = -U_{GS}$



Hình 5.58: Tính  $Z_v'$

Theo định luật Kirchhoff  $U' - U_{rd} - I' \cdot r_d = 0 \Rightarrow U_{rd} = U' - I' r_d$

Àp dụng định luật Kirchhoff về dòng điện ở nút a:

$$I' - g_m U_{GS} - I_{rd} = 0 \Rightarrow I' - I_{rd} = g_m U_{GS} = (U' - I' R_D) / r_d = g_m U_{GS}$$

$$\text{Hay: } I' = U' / r_d + I' R_D / r_d = g_m U'$$

$$I' = 1 / R_D + 1 / r_d \cdot U' = 1 / r_d + g_m U'$$

$$Z'_v = U' / I' = 1 / (1 / R_D + 1 / r_d + g_m) = 1 / (g_m + 1 / r_d + 1 / R_D)$$

Hay  $Z_v' = U'/U = r_d \cdot R_D / (1 + g_m \cdot r_d)$

Do đó:  $Z_v' = R_S // Z_v' \Rightarrow Z_v = R_S // \frac{r_d \cdot R_D}{1 + g_m \cdot r_d}$

Nếu  $r_d \gg 10R_D \Rightarrow R_D / r_d \approx 1$  và  $1/r_d \approx g_m \frac{1 + R_D/r_d}{g_m + 1/r_d} \Rightarrow Z_v' = \frac{1 + R_D/r_d}{g_m + 1/r_d} \approx 1/g_m \Rightarrow Z_v' = R_S // 1/g_m$

Zr: với  $U_v = 0v$  ở hình 5.58 sẽ coi như ngắn mạch  $R_S$  và  $U_{GS}$  nối đất  $g_m \cdot U_{GS} = 0$  và  $r_d$  mắc song song với  $R_D$ .  $Z_r = R_D // r_d$

Nếu  $r_d \gg 10R_D : Z_r = R_D$

Ku: hình 5.58 chỉ ra rằng  $U_v = U_{GS}$  và  $U_r = I_r R_D$

Điện áp đặt  $R_D$  là:  $U_{r_d} = U_r = U_v$  và  $I_{r_d} = (U_r - U_v)/r_d$

Àp dụng định luật Kirchhoff về dòng điện ở nút hình 5.58:

$I_{r_d} = I_d + g_m \cdot U_{GS} = 0 = U_r - U_v \Rightarrow I_D = (U_v - U_r)/r_d = g_m \cdot U_v$  mà  $U_r = U_v$

$K_U = U_r / U_v = g_m R_D \cdot R_D / r_d / (1 + R_D / r_d)$

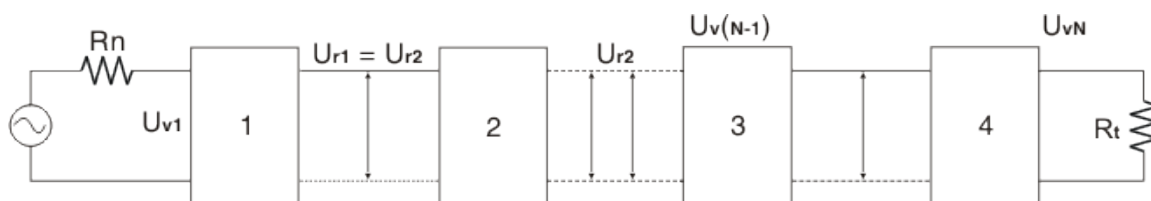
Nếu  $r_d \gg 10R_D$  thì  $R_D/r_d \approx 0 \Rightarrow K_U = g_m \cdot R_D$

Quan hệ về pha:  $K_U$  là 1 số dương nên  $U_r$  và  $U_v$  đồng pha.

## Bài 6: GHÉP TẦNG KHUẾCH ĐẠI

### I. Khái niệm:

Một bộ khuếch đại thường gồm nhiều tầng khuếch đại mắc liên tiếp như hình 6.1 vì thông thường một tầng khuếch đại không đảm bảo đủ hệ số khuếch đại cần thiết, trong sơ đồ này tín hiệu ra của tầng trước là tín hiệu vào của tầng sau.



Hình 6.1: Sơ đồ khối mạch khuếch đại ghép tầng

Như hình 6.1 hệ số khuếch đại của toàn mạch là:  $K_U = \frac{U_{rN}}{U_{v1}} = \frac{U_{r1}}{U_{v1}} \cdot \frac{U_{r2}}{U_{v2}} \dots \frac{U_{rN}}{U_{vN}} = K_1 \cdot K_2 \dots K_N$

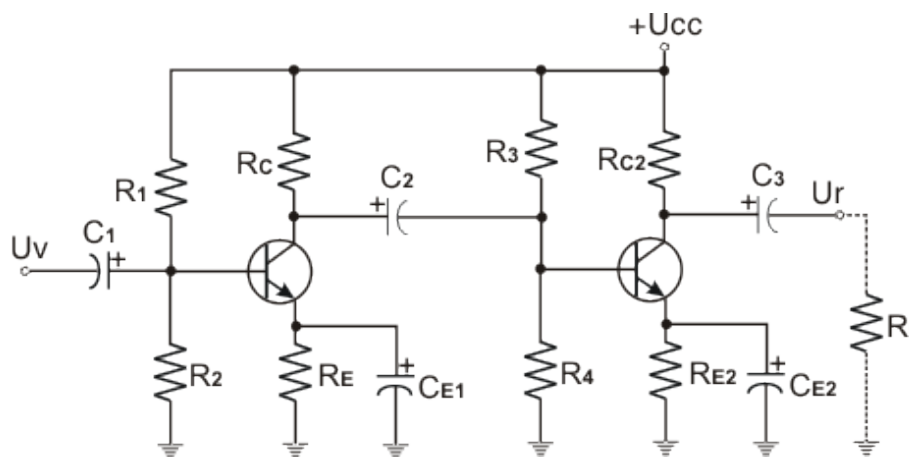
Tính theo đơn vị dB ta có:  $K_U(\text{dB}) = K_{U1}(\text{dB}) + K_{U2}(\text{dB}) + \dots + K_{uN}(\text{dB})$

Để thực hiện việc ghép giữa các tầng người ta có thể dùng các cách ghép sau:

- Ghép bằng tụ liên lạc (R-C).
- Ghép bằng biến áp (liên lạc bằng biến thế).
- Ghép bằng nối trực tiếp (liên lạc thẳng).

### II. Các dạng mạch ghép tầng:

#### 1. Mạch khuếch đại ghép RC:



Hình 6.2: Mạch ghép tầng RC

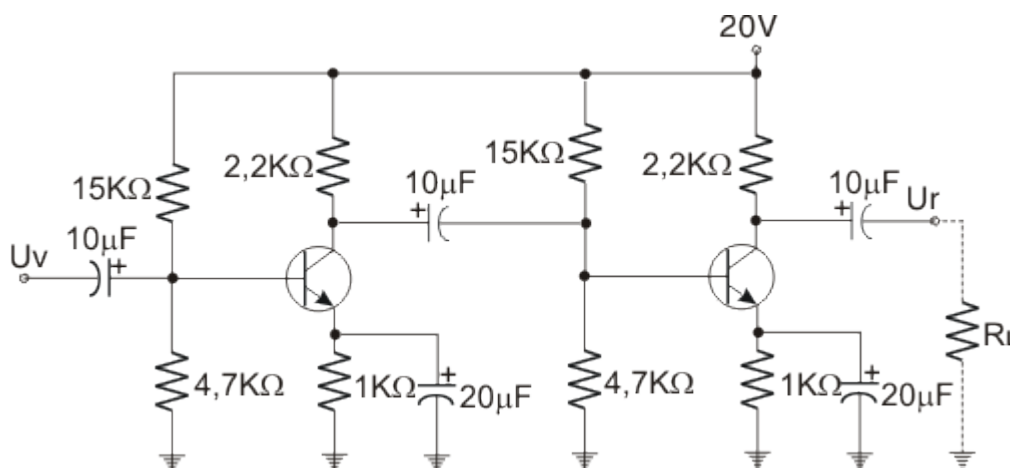
Hình 6.2 mạch khuếch đại gồm 2 tầng ghép với nhau bằng RC.

Hệ số khuếch đại điện áp ở mỗi tần:  $K_U = \frac{R_C // R_L}{r_e}$

Trở kháng vào của mạch:  $Z_v = R_1 // R_2 // r_e$

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 như hình 6.3. Biết điện trở tải  $R_L = 10K$  .



Hình 6.3: Mạch cho ví dụ 1

Giải

Ta dễ dàng tính được ác giá trị phân cực (chế độ DC) tính được là:  $U_B = 4.7V$ ,  $U_E = 4V$ ,  $U_C = 11V$  ,

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

$$\text{Hệ số khuếch đại điện áp ở tầng 1: } K_{U1} = \frac{R_C // R_1 // r_e}{r_e} = \frac{2.2k // 15k // 4.7k // 200}{6.5} = \frac{665.2k}{6.5} = 102.3$$

$$\text{Hệ số khuếch đại ở tầng 2: } K_{U2} = \frac{R_C}{r_e} = \frac{2.2k}{6.5} = 338.46$$

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:  $Z_v = R_1 // R_2 // r_e = 4.7k // 15k // (200)(6.5) = 953.6$

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:

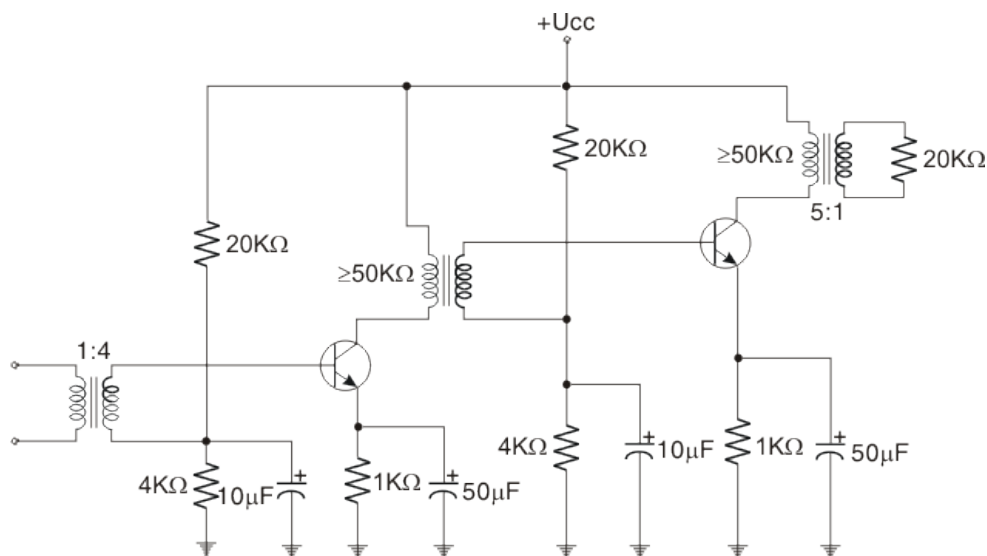
$$U_L = \frac{R_L}{Z_r + R_L} U_r = \frac{10k}{2.2k + 10k} 0.866V = 0.71V$$

## 2. Mạch khuếch đại ghép biến áp:

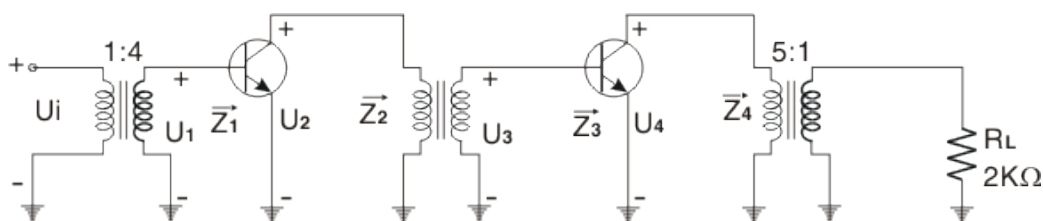
Mạch khuếch đại ghép RC có một số nhược điểm là: tụ ghép liên tầng làm suy giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số thấp, điện trở tải làm tiêu hao công suất AC và DC giảm hiệu suất mạch và khó phối hợp trở kháng giữa các tầng ... Do vậy loại mạch ghép RC chỉ được sử dụng để khuếch đại tín hiệu nhỏ .

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 tập tán giữa các vòng dây biến áp, tổn hao ở lõi sắt và hơi cổng 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 tầng. Nội trở của vòng dây đồng rất nhỏ (khoảng vài  $\Omega$ ) 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 đại hai tầng ghép biến áp được mô tả như hình 6.4 :



Hình 6.4a: Mạch khuếch đại ghép biến áp



Hình 6.4b: Mạch tương đương AC

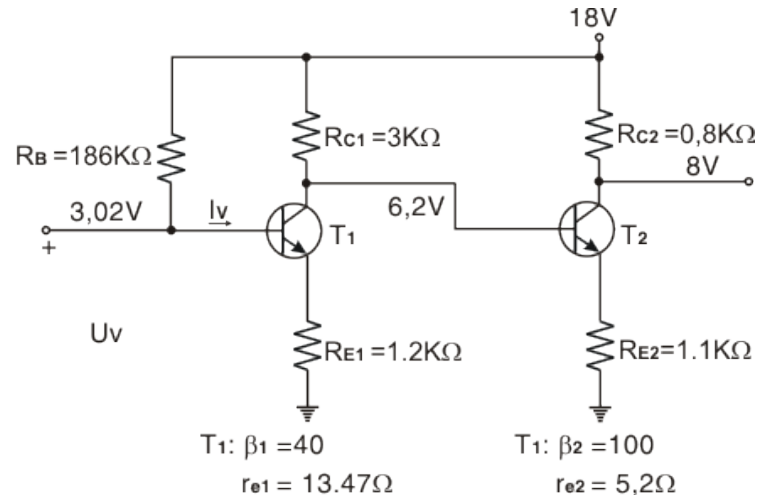
Từ mạch tương đương hình 6.4b ta có :  $U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_v = 4.U_v \Rightarrow K_{U1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_L}{r_e}$

### 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 ngăn 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 tầng 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 (hình 6.5)



Hình 6.5: Mạch ghép tầng trực tiếp

❖ **Xác định phân cực DC:**

Với  $T_2$  : Từ điện áp đầu ra  $U_{C2} = 8\text{ V}$ , ta có:  $I_{(0.8k)} = \frac{12 - 8}{0.8k} = 5\text{mA}$

Như vậy :  $I_{C2} = I_{E2} = 5\text{mA}$  và  $U_{E2} = (5\text{mA})(1.1k) = 5.5\text{V}$

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

Aùp dụng quan hệ  $I_{C2} = I_{B2}$  ta có:  $I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{5\text{mA}}{100} = 50\text{ A}$

Tương tự với  $T_1$  :  $I_{3k} = \frac{12 - 6.2}{3k} = 1.93\text{mA}$

Ta thấy:  $I_{(3k)} > I_{B2}$ , nên  $I_{C1} = I_{(3k)} = 1.93\text{ mA}$  và :  $I_{E1} = 1.93\text{mA}$

Vậy  $U_{E1} = (1.93\text{mA})(1.2k) = 2.32\text{V}$

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

❖ **Xác định giá trị AC:**

Trở kháng vào mỗi tầng lặp emitter gần bằng  $R_E$  nên ta có :  $Z_{V1} = 1R_{E1} = 40(1.2k) = 48k$

$Z_{V2} = 21R_{E2} = 100(1.1k) = 110k$

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

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

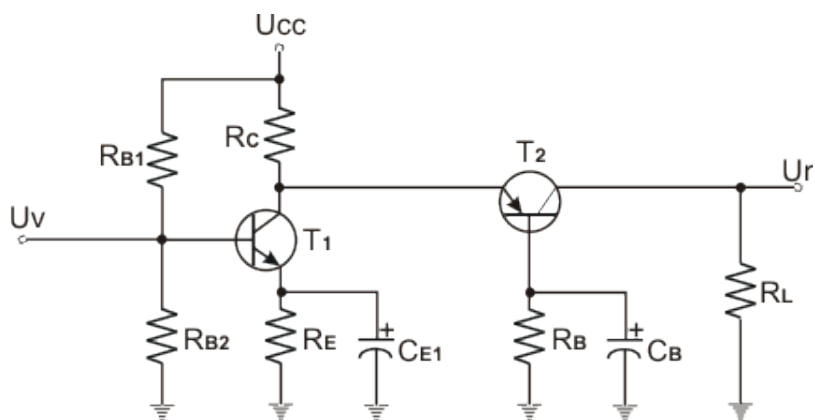
$K_U = K_{U1} K_{U2} = (-2.5) (-0.7273) = 1.818$

$$|K_i| = |K_u| \cdot |Z_{V1} / Z| = \frac{1,818 \cdot 48k}{0.8k} = 109,08$$

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



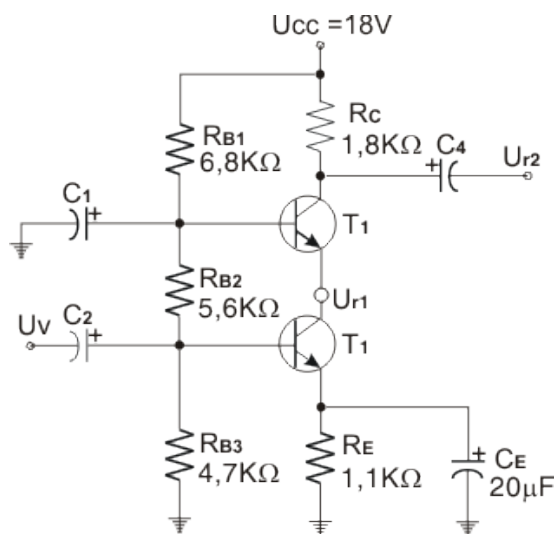
#### 4. Mạch khuếch đại cascode:



Hình 6.6: Mạch khuếch đại ghép Cascode

Đặc điểm của mạch khuếch đại Cascode là dùng hai tầng khuếch đại mắc nối tiếp (hình 6.6). Tầng thứ hai mắc kiểu BC để tăng tần số cắt, giảm tạp nhiễu (vì nội trở vào của tầng thứ nhất mắc kiểu EC nhỏ nên hệ số khuếch đại của tầng này nhỏ) giảm thiểu hiệu ứng Mille ở tần số cao. Tầng thứ nhất mắc kiểu EC, làm việc ở điện áp thấp hệ số khuếch đại điện áp nhỏ (cũng nhằm giảm tối thiểu hiệu ứng miller ở tần số cao). Song hệ số khuếch đại điện áp toàn mạch lại lớn (khoảng vài trăm lần)

Ta có thể dùng ví dụ tính toán cho mạch Cascode thực tế ở hình 6.7:



Hình 6.7

Giải

#### ❖ Tính các thông số DC:

Ta có:  $I_{E2} = I_{E1}$  hoặc  $I_{C2} = I_{C1}$

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

Dòng  $I_{B1}$  rẽ qua mạch  $R_E$  mà nó được mắc song song với  $R_{B3} = 4,7k$ .

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

❖ **Aùp phân cực:** 
$$U_{B1} = \frac{R_{B3} U_{CC}}{R_{B3} + R_{B2} + R_{B1}} = \frac{4.7k \cdot 18}{4.7k + 5.6k + 6.8k} = \frac{84.6}{17.1} = 4.95V$$

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

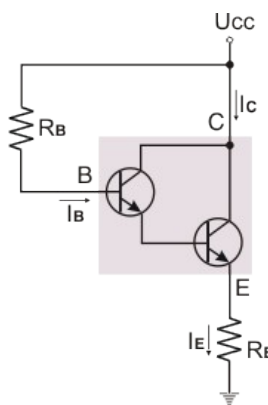
❖ **Tính các thông số AC:** 
$$K_{U1} = \frac{U_{r1}}{U_{V1}} = \frac{R_L}{r_{e1}}$$

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

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

Và 
$$K_{u2} = \frac{R_L}{R_{e2}} = \frac{R_c}{r_{e2}} = \frac{1.8k}{6.12} = 294.1$$
, vậy 
$$K_U = \frac{U_{r2}}{U_{V1}} = K_{U1} \cdot K_{U2} = 1 \cdot 294.1 = 294.1$$

### 5. Mạch khuếch đại darlington:



Hình 6.8: Sơ đồ Darlington cơ bản

Mạch khuếch đại Dalington kiểu cơ bản được mô tả ở hình 6.8. Đặc điểm của nó là: tổng trở vào lớn, tổng trở ra nhỏ, hệ số khuếch đại dòng lớn, hệ số khuếch đại điện áp  $\approx 1$  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 cực Base của tầng thứ hai.

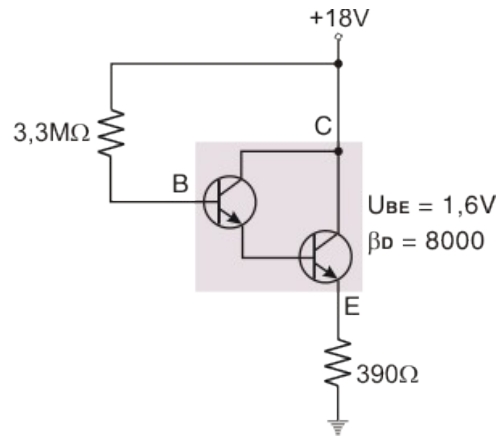
Hai transistor sẽ tương đương với 1 transistor có  $\beta_D = \beta_1 \cdot \beta_2$  và  $U_{BE} = 1.6V$ , khi đó dòng cực gốc được tính:

Do  $\beta_D$  rất lớn nên: 
$$I_E = (\beta_D + 1) I_B \approx \beta_D \cdot I_B$$

Điện áp phân cực là: 
$$U_E = I_E R_E$$

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

**Ví dụ** : Tính điện áp và dòng điện phân cực ở hình 6.9

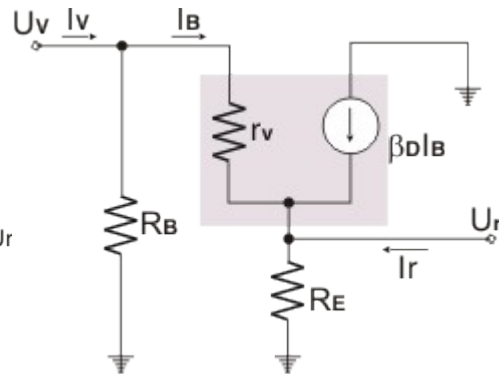
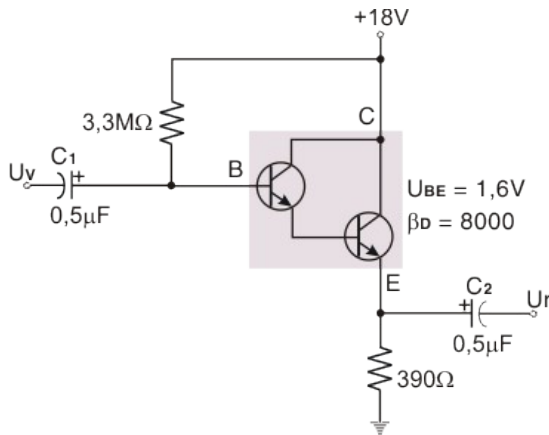


Hình 6.9

Giải

$$I_B = \frac{18V - 1.6V}{3.3M + 8000 \cdot 390} = 2.56 \mu A \Rightarrow I_E = 8000 \cdot 2.56 \mu A = 20.48mA$$

$$U_E = 20.48mA \cdot 390 = 8V \quad I_C \Rightarrow U_B = 8V + 1.6V = 9.6V, \text{ với } U_C = 18V$$



Hình 6.10: Sơ đồ Darlington lắp E chung Hình 6.11: Sơ đồ Darlington lắp emitter tương đương

Một mạch Darlington lắp emitter như hình 6.10. Tín hiệu được đưa vào qua tụ  $C_1$ , tín hiệu  $V_r$  qua tụ  $C_2$ . Mạch tương đương như hình 6.11

❖ **Tính trở kháng vào AC:**

$$\text{Dòng cực base chạy qua là } I_B = \frac{U_V - U_r}{r_V}$$

$$\text{Vì } U_r = I_B (r_V + (1 + \beta_D) R_E) \Rightarrow I_B r_V = U_V - U_r = U_V - I_B (1 + \beta_D) R_E$$

$$U_V = I_B r_V + (1 + \beta_D) R_E I_B$$

$$\text{Trở kháng vào nhìn từ base của transistor: } \frac{U_V}{I_B} = r_V + (1 + \beta_D) R_E$$

$$\text{Trở kháng vào của mạch: } Z_V = R_B // r_V + (1 + \beta_D) R_E$$

❖ **Hệ số khuếch đại dòng:**

Dòng điện ra trên  $R_E$ .

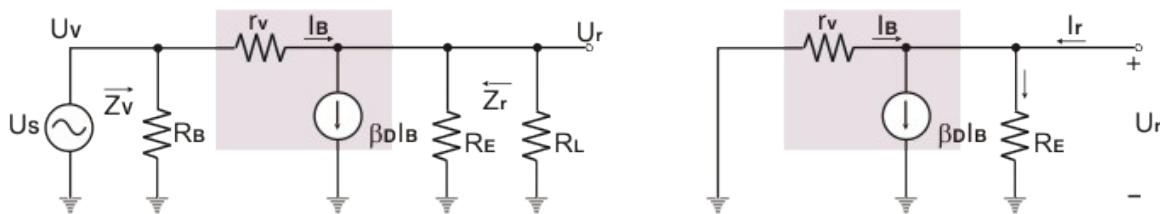
$$I_r = I_B + \beta I_B = (\beta + 1) I_B \quad \text{Với } \frac{I_r}{I_B} = \beta + 1$$

Hệ số khuếch đại dòng của mạch là:  $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{I_r}{I_B} \cdot \frac{I_B}{I_v}$

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

$$K_i = \beta + 1 \cdot \frac{R_B}{\beta R_E + R_B} = \frac{\beta R_B + \beta R_E + R_B}{\beta R_E + R_B}$$

Trở kháng ra AC: hình 6.12a,b

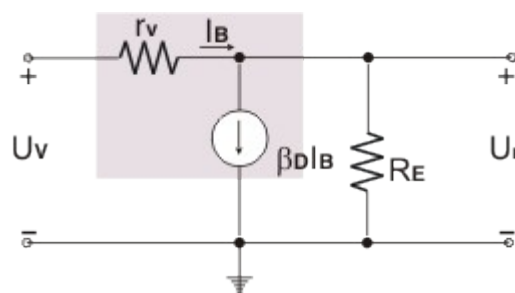


Hình 6.12a,b: Sơ đồ tương đương để tính  $Z_r$

Ta có:  $I_r = \frac{U_r}{R_E} = \frac{U_r}{r_v} + \beta I_B = \frac{U_r}{r_v} + \beta \frac{U_r}{R_E + r_v} = \frac{1}{R_E} + \frac{\beta}{r_v} \cdot \frac{1}{1 + \beta \frac{R_E}{r_v}} \cdot U_r$

Mặt khác:  $Z_r = \frac{U_r}{I_r} = \frac{1}{1/R_E + \beta / (r_v + \beta R_E)}$

❖ **Hệ số khuếch đại điện áp:**



Hình 6.13: Sơ đồ tương đương AC để tính  $K_u$

$$U_R = (I_B + \beta I_B) R_E = I_B (R_E + \beta R_E)$$

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

Ta có:  $U_V = I_B (r_v + R_E + \beta R_E)$

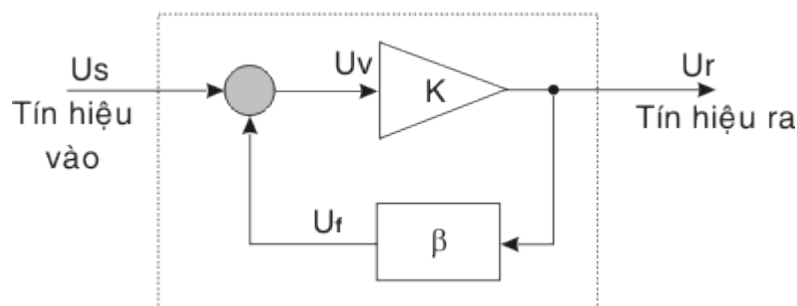
$$\frac{U_r}{U_v} = \frac{U_V}{R_E + \beta R_E} \cdot R_E = \frac{\beta R_E}{r_v + R_E + \beta R_E} = 1 - \frac{r_v}{r_v + R_E + \beta R_E}$$

## Bài 7: MẠCH KHUẾCH ĐẠI HỒI TIẾP

**I. Khái niệm:** Hồi tiếp là lấy một phần tín hiệu đầu ra đưa trở lại đầu vào làm thay đổi đầu vào. Trong bài cung cấp nguồn và ổn định chế độ công tác cho transistor, chúng ta đã xét trường hợp đặc biệt của hồi tiếp trong đó là hồi tiếp dòng điện. Tùy thuộc cực tính của tín hiệu tác động về đầu vào mà người ta chia thành hồi tiếp âm và hồi tiếp dương. Hồi tiếp âm làm giảm nhỏ điện áp đầu vào, người ta sử dụng nó để ổn định điểm làm việc tĩnh. Ngược lại hồi tiếp dương làm tăng điện áp đầu vào, người ta sử dụng vào mạch dao động.

Trong phần này nghiên cứu chủ yếu là hồi tiếp âm. Vậy khi nói đến hồi tiếp ta ngầm định đó là hồi tiếp âm.

Sơ đồ tổng quan mạch hồi tiếp (hình 7.1)



Hình 7.1: Sơ đồ tổng quát của mạch hồi tiếp

$U_s$ : tín hiệu vào

$U_v$ : tín hiệu vào phần khuếch đại

$U_f$ : tín hiệu hồi tiếp

$U_r$ : tín hiệu ra

$\beta$ : hệ số hồi tiếp

$K$ : hàm truyền đạt của khâu khuếch đại

Tín hiệu vào mạch khuếch đại bao gồm tín hiệu vào và tín hiệu hồi tiếp.

Khi tín hiệu vào và tín hiệu hồi tiếp ngược pha nhau thì được gọi là hồi tiếp âm như hình 7.1, khi có hồi tiếp âm, mạch sẽ có tính chất sau:

Trở kháng vào lớn

Thu được điện áp ổn định hơn

Cải thiện đáp ứng tần số

Trở kháng ra nhỏ

Mở rộng vùng hoạt động tuyến tính.

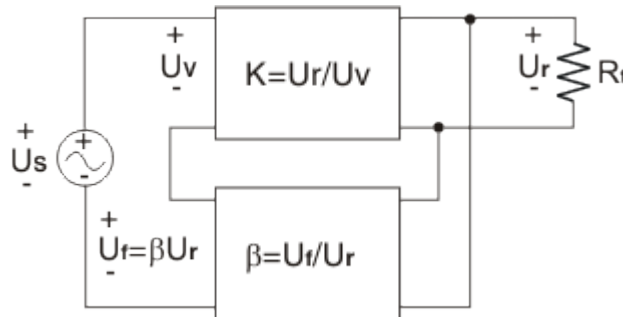
Giảm được nhiễu.

## II. Phân loại hồi tiếp:

Dựa vào cách lấy tín hiệu đầu ra đưa hồi tiếp lại đầu vào mà người ta chia thành: hồi tiếp dòng điện và hồi tiếp điện áp.

Dựa vào cách ghép tín hiệu hồi tiếp về đầu vào mà người ta chia thành: hồi tiếp nối tiếp và hồi tiếp song song, cụ thể chia thành 4 loại sau:

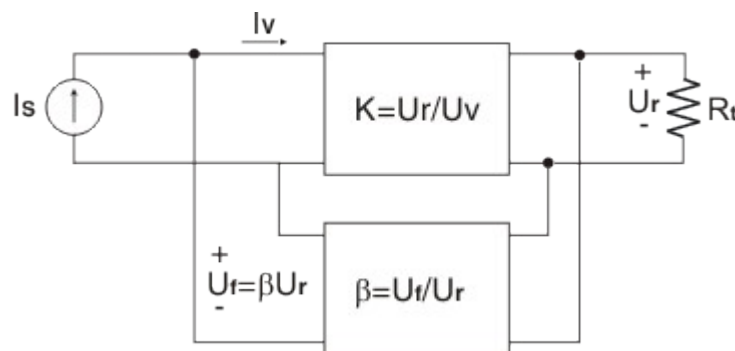
**1. Hồi tiếp điện áp nối tiếp:** (hình 7.2)



Hình 7.2: Hồi tiếp điện áp nối tiếp

Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

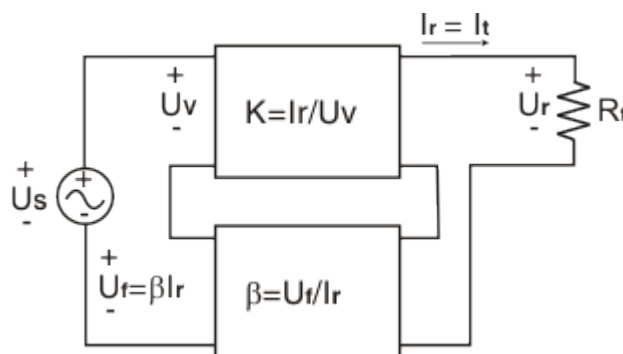
**2. Hồi tiếp điện áp song song:** (hình 7.3)



Hình 7.3: Hồi tiếp điện áp song song

Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và song song với tín hiệu vào.

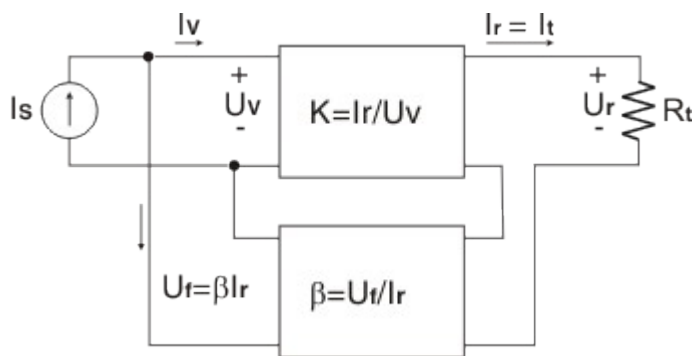
**3. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp:** (hình 7.4)



Hình 7.4: Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

**4. Hồi tiếp dòng điện song song:** (hình 7.5)



Hình 7.5: Hồi tiếp dòng điện song song

Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và song song với tín hiệu vào.

Hồi tiếp nối tiếp làm tăng trở kháng vào, còn hồi tiếp song song làm giảm trở kháng vào. Hồi tiếp điện áp làm giảm trở kháng ra, còn hồi tiếp dòng điện làm tăng trở kháng ra. Trở kháng vào lớn và trở kháng đầu ra nhỏ đó là mong muốn của hầu hết các tầng khuếch đại. Cả hai yêu cầu được đáp ứng trong hồi tiếp điện áp nối tiếp.

### III. Tác dụng của hồi tiếp:

#### 1. Ảnh hưởng của hồi tiếp đối với hệ số khuếch đại:

Khi không có hồi tiếp: K là hệ số khuếch đại. Khi có hồi tiếp: là hệ số hồi tiếp của khâu hồi tiếp thì hệ số khuếch đại của mạch có hồi tiếp giảm đi  $(1 - K)$  lần so với khi không có hồi tiếp, chi tiết hệ số khuếch đại của mạch có hồi tiếp được thể hiện theo bảng 1.1:

Bảng 1: HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI, HỆ SỐ HỒI TIẾP VÀ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI KHI CÓ HỒI TIẾP THEO HÌNH 7.1

		Điện áp nối tiếp	Điện áp song song	Dòng điện nối tiếp	Dòng điện song song
Hệ số khuếch đại không có hồi tiếp	K	$U_r/U_v$	$U_r/I_v$	$I_r/U_v$	$I_r/I_v$
Hệ số hồi tiếp	$\beta$	$U_r/U_r$	$I_r/U_r$	$U_r/I_r$	$I_r/I_r$
Hệ số khuếch đại có hồi tiếp	$K_f$	$U_r/U_s$	$U_r/I_s$	$I_r/U_s$	$I_r/I_s$

#### a. Hồi tiếp nối tiếp:

Trong hình 7.2 chệch ra hồi tiếp nối tiếp, tín hiệu hồi tiếp nối tiếp vào tín hiệu vào, kết quả làm giảm toả tín hiệu vào. Thật vậy, nếu không có hồi

tiếp ( $U_f = 0$ ) thì hệ số khuếch đại nối tiếp:  $K = \frac{U_r}{U_s} = \frac{U_r}{U_v}$

Nếu có tín hiệu hồi tiếp  $U_f$  nối tiếp với đầu vào, ta có:  $U_v = U_s - U_f$

Cho nên  $(1 - \beta K)U_r = KU_s$

Từ đó suy ra hệ số khuếch đại điện áp khi có hồi tiếp:  $K_f = \frac{U_r}{U_s} = \frac{K}{1 - \beta K}$

Trong công thức trên, hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp sẽ giảm đi  $(1 - \beta K)$  lần khi không có hồi tiếp. Hệ số này làm thay đổi trở kháng vào ra và các đặc tính khác của mạch,  $g = (1 - \beta K)$  được gọi là độ sâu hồi tiếp.

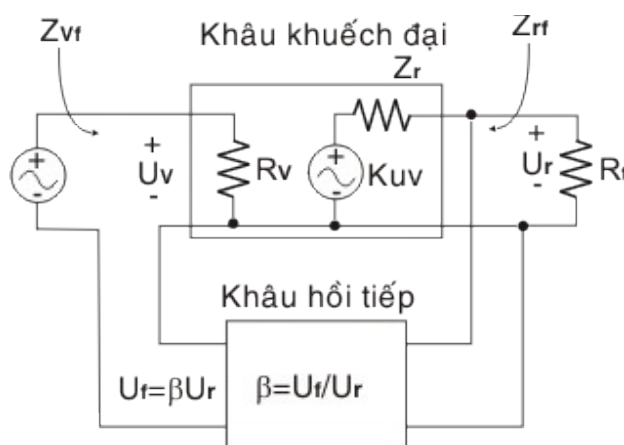
**b. Hồi tiếp điện áp song song:**

Hệ số khuếch đại theo hình 7.3 là:  $K_f = \frac{U_r}{I_s} = \frac{K I_v}{I_v I_f} = \frac{K I_v}{I_v \beta U_r} = \frac{K I_v}{I_v \beta K I_v}$

Hay  $K_f = \frac{K}{1 - \beta K}$

**2. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến điện áp vào:**

**a. Hồi tiếp điện áp nối tiếp:**



Hình 7.6: Hồi tiếp điện áp nối tiếp

Hồi tiếp điện áp nối tiếp được thể hiện chi tiết trong hình 7.6. Trở kháng vào có thể được tính như

sau:  $I_v = \frac{U_v}{Z_v} = \frac{U_s - U_f}{U_v} = \frac{U_s - \beta U_r}{Z_v} = \frac{U_s - \beta K U_v}{Z_v}$

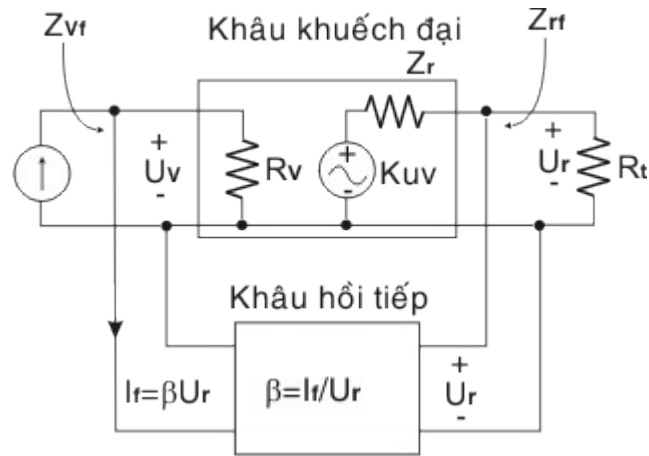
$I_v Z_v = U_s - \beta K U_v, U_s = I_v Z_v + \beta K U_v = I_v Z_v + \beta K I_v Z_v$

$Z_{vf} = \frac{U_s}{I_v} = Z_v + (\beta K)_v = Z_v(1 + \beta K)$

**Kết luận:** khi có hồi tiếp trở kháng vào sẽ tăng lên  $(1 + K)$  lần so với khi không có hồi tiếp, điều này đúng cho cả hồi tiếp điện áp và hồi tiếp dòng điện nối tiếp.

**b. Hồi tiếp điện áp song song:**





Hình 7.7: Hồi tiếp điện áp song song

Hồi tiếp điện áp song song được thể hiện chi tiết trong hình 7.7. Trở kháng vào được tính theo công

$$\text{thức: } Z_{fv} = \frac{U_v}{I_v} = \frac{U_v}{I_v} \cdot \frac{U_v}{I_f} = \frac{U_v}{I_v} \cdot \frac{U_v}{U_r} = \frac{U_v / I_v}{U_r / I_v} = \frac{Z_v}{1 - K}$$

Vậy trở kháng vào sẽ tăng  $(1 - K)$  lần so với không có hồi tiếp.

### 3. Ảnh hưởng của hồi tiếp tới trở kháng ra:

Trở kháng ra chỉ phụ thuộc vào hồi tiếp điện áp hoặc hồi tiếp dòng điện mà không phụ thuộc hồi tiếp nối tiếp hay song song, để thuận tiện chúng ta nghiên cứu loại hồi tiếp nối tiếp.

#### a. Hồi tiếp điện áp nối tiếp :

Hồi tiếp điện áp nối tiếp được thể hiện trong hình 7.6. Trở kháng đầu ra được xác định bằng điện áp cung cấp  $U$ , gây ra dòng điện  $I$ , khi ngắn mạch  $U_s = 0$  ( $U_s = 0$ ). Điện áp  $U$  được tính:  $U = IZ_r - KU_r$

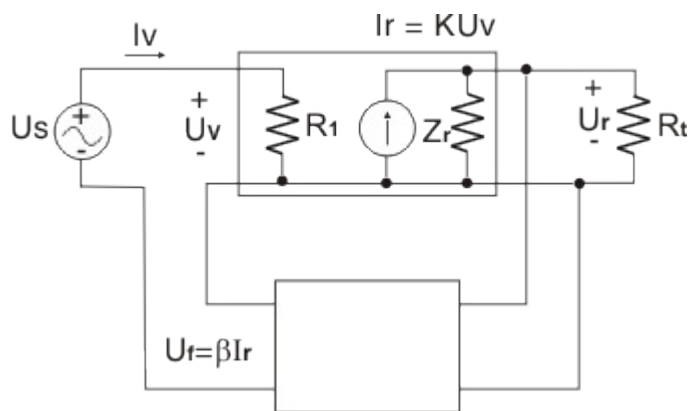
$$U_s = 0, \text{ thì } U_v = -U_r, \text{ vì vậy } U = IZ_r - KU_r = IZ_r - K(U)$$

$$\text{Viết lại công thức như sau: } U + KU = IZ_r$$

$$\text{Vậy ta có trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp: } Z_{rf} = \frac{U}{I} = \frac{Z_r}{1 + K}$$

Từ đó ta thấy rằng hồi tiếp điện áp nối tiếp sẽ làm trở kháng ra giảm đi  $(1 + K)$  so với khi không có hồi tiếp.

**b. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp :**



Hình 7.8: Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp nối tiếp dòng điện được xác định bằng tín hiệu U ở đầu ra, tạo ra dòng điện I, khi ngắn mạch  $U_s$ , tỷ số giữa U và I chính là trở kháng đầu ra. Trong hình 7.8 chỉ rõ chi tiết hồi tiếp dòng điện nối tiếp. Giá trị của trở kháng ra được tính như sau: với  $U_s = 0$  và  $U_V = U_f$ , ta có

$$I = \frac{U}{Z_r} + KU_V = \frac{U}{Z_r} + KU_f = \frac{U}{Z_r} + K I$$

$$Z_r(1 - K)I = U \Rightarrow Z_{rf} = \frac{U}{I} = \frac{Z_r}{1 - K}$$

Như vậy hồi tiếp dòng điện nối tiếp làm trở kháng ra tăng  $1 + K$  lần.

TỔNG KẾT ẢNH HƯỞNG CỦA HỒI TIẾP ĐẾN TRỞ KHÁNG VÀO, RA

	Điện áp nối tiếp	Dòng điện nối tiếp	Điện áp song song	Dòng điện nối tiếp
$Z_{vf}$	$Z_V(1 + K)$ Tăng	$Z_V(1 + K)$ Tăng	$Z_V(1 + K)$ Giảm	$Z_V(1 + K)$ Giảm
$Z_{rf}$	$Z_r(1 + K)$ Giảm	$Z_r(1 + K)$ Tăng	$Z_r(1 + K)$ Giảm	$Z_r(1 + K)$ Tăng

**Ví dụ:** Xác định hệ số khuếch đại điện áp, trở kháng vào và ra của mạch có hồi tiếp điện áp nối tiếp:

Với  $K = 100$ ,  $Z_V = 10k$ ,  $Z_r = 20k$ , hệ số hồi tiếp:  $a_v = -0,1$  và  $a_r = -0,5$ .

Giải:

Sử dụng công thức trên ta có:

$$a) K_f = \frac{K}{1 - K} = \frac{100}{1 - 0,1} = \frac{100}{0,9} \approx 111,11$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1 - K} = \frac{20 \cdot 10^3}{1 - 0,5} = \frac{20 \cdot 10^3}{0,5} = 40 \cdot 10^3 = 40k \Rightarrow Z_{vf} = Z_V(1 + K) = 10k \cdot 111,11 = 1111,1k$$

$$b) K_f = \frac{K}{1 - K} = \frac{100}{1 - 0,5} = \frac{100}{0,5} = 200$$

$$Z_{V_f} = Z_V \cdot 1 \quad K = 10k \quad 51 \quad 510k$$

$$Z_{r_f} = \frac{Z_r}{1 + K} = \frac{20 \cdot 10^3}{51} = 392,16$$

Ví dụ trên cho ta thấy khi hệ số hồi tiếp thay đổi sẽ làm thay đổi hệ số khuếch đại, trở kháng vào, ra của mạch hồi tiếp. Hệ số khuếch đại giảm đi 11 lần (từ 100 còn 9,09), trở kháng vào giảm đi 11 lần, trở kháng ra tăng lên 11 lần. Tương tự trong trường hợp  $\beta = 0,5$  hệ số khuếch đại của mạch hồi tiếp sẽ giảm đi 51 lần, trở kháng đầu vào tăng 51 lần, trở kháng ra giảm đi 51 lần. Vậy có thể dùng hồi tiếp âm để thay đổi các tham số của mạch khuếch đại.

#### ❖ Giảm méo tần số :

Trong bộ khuếch đại hồi tiếp âm mà có  $k \gg 1$ , thì hệ số khuếch đại sẽ là  $K_f = 1/\beta$ . Khi đó có thể xem như mạch chỉ đơn thuần là điện trở, nó không phụ thuộc vào tần số cho dù bộ khuếch đại đó có chứa phần tử phụ thuộc tần số. Thực tế thì méo tần số giảm là do sự thay đổi của hệ số khuếch đại theo tần số trong mạch có hồi tiếp âm điện áp được giảm đáng kể.

#### ❖ Giảm tạp âm và méo tuyến tính:

Khi có hồi tiếp âm sẽ làm nhỏ tín hiệu nhiễu (ví dụ tiếng ù của nguồn cung cấp) và giảm nhỏ méo phi tuyến.

Khi độ méo phi tuyến giảm đi  $(1+K)$  lần thì hệ số khuếch đại cũng giảm đi. Để có thể giảm được độ méo phi tuyến mà vẫn có hệ số khuếch đại cần thiết người ta sử dụng phần tử có hệ số khuếch đại lớn hoặc tăng tần số khuếch đại lên.

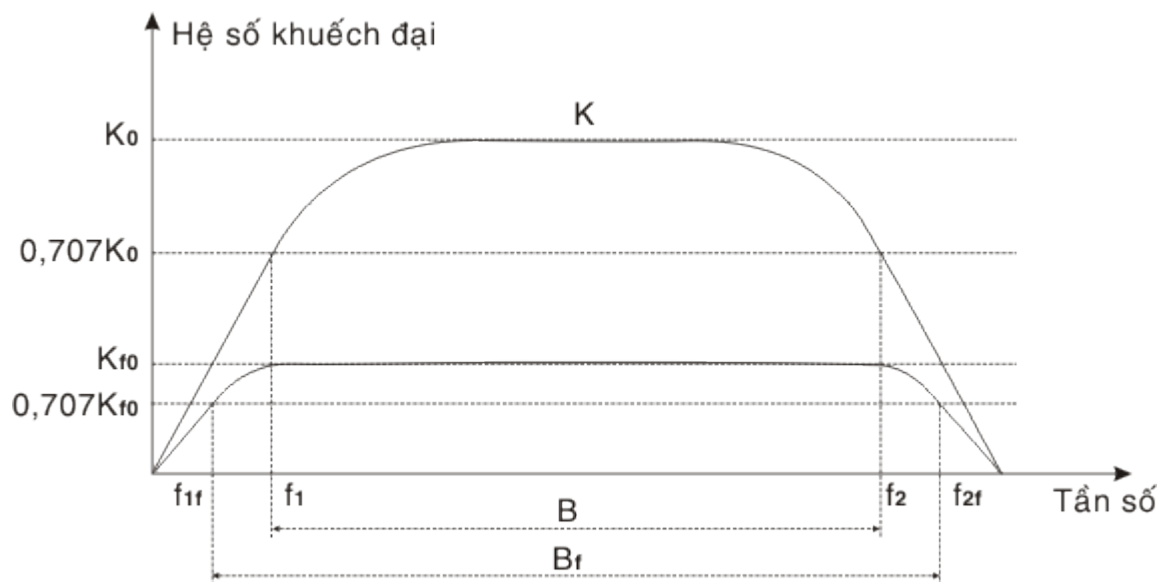
#### ❖ Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến hệ số khuếch đại và giải tần:

Theo công thức tính hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm là:  $K_f = \frac{K}{1 + K\beta}$  với  $K \gg 1$

Nếu  $K \gg 1$ , hệ số khuếch đại xấp xỉ  $1/\beta$ . Ở tần số thấp, đặc tuyến có độ dốc lên do dung kháng trong mạch khuếch đại khá lớn, ngược lại ở tần số cao, đặc tuyến dốc xuống, dung kháng trong mạch khuếch đại rất nhỏ. Do vậy hệ số khuếch đại của mạch ở các tần số khác nhau sẽ khác nhau (h 7.9). khi mà hệ số khuếch đại giảm xuống thấp đến giá trị mà hệ số  $K$  không còn lớn hơn rất nhiều so với 1, thì công thức  $K_f = 1/\beta$  không còn đúng nữa.

Trong hình 7.9 chỉ ra mối quan hệ giữa hệ số khuếch đại và tần số làm việc. Khi có hồi tiếp âm giải tần làm việc  $B_f$  sẽ rộng hơn khi không có hồi tiếp các giới hạn tần số trên và dưới được xác định khi hệ số khuếch đại của mạch giảm đi 3dB.

#### ❖ Ảnh hưởng đến độ ổn định hệ số khuếch đại:



Hình 7.9: Ảnh hưởng của hồi tiếp tới hệ số khuếch đại và giải tần

Ở đây chúng ta chỉ quan tâm đến vấn đề ổn định khi có hồi tiếp so với hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp so với khi không có hồi tiếp. Lấy ví phân hai vế của công thức tính  $K_f$ :

$$\left| \frac{dK_f}{K_f} \right| = \left| \frac{1}{1-K} \right| \left| \frac{dK}{K} \right| \text{ hay } \left| \frac{dK_f}{K_f} \right| = \left| \frac{1}{K} \right| \left| \frac{dK}{K} \right| \text{ khi } K \gg 1$$

Nhìn vào công thức trên ta thấy mạch có hồi tiếp hệ số khuếch đại có độ ổn định hơn mạch khi không có hồi tiếp với hệ số là  $K$ .

**Ví dụ 26:** Một mạch khuếch đại bằng -1000, hệ số khuếch đại thay đổi 20% theo nhiệt độ. Hãy tính sự thay đổi của hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm với  $\beta = -0,1$ .

Giải:

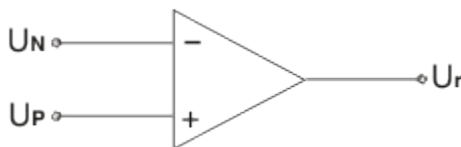
$$\text{Sử dụng công thức: } \left| \frac{dK_f}{K_f} \right| = \left| \frac{1}{K} \right| \left| \frac{dK}{K} \right| = \left| \frac{1}{0,1 \cdot 1000} \right| 20\% = 0,2\%$$

Như vậy độ ổn định của hệ số khuếch đại tăng lên 100 lần so với khi không có hồi tiếp. Hệ số khuếch đại thay đổi từ 1000 sai số 20% xuống còn 10 và sai số chỉ còn 0.2%.

## Bài 8: MẠCH KHUẾCH ĐẠI

### I. Các khái niệm cơ bản:

Bộ khuếch đại thuật toán (operational amplifier – Op-Amp) là mạch khuếch đại tổ hợp có hệ số khuếch đại rất lớn, trở kháng vào lớn và trở kháng ra nhỏ... hiện nay, các bộ khuếch đại thuật toán đóng vai trò quan trọng và được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật khuếch đại, tạo tín hiệu sin, xung, trong bộ ổn áp và bộ lọc tích cực ...



Hình 8.1: Ký hiệu Op-Amp

Op-Amp khuếch đại hiệu điện thế  $U_d = U_P - U_N$  với hệ số khuếch đại  $K_d$ .

Do đó:  $U_r = K_d U_d = K_d (U_P - U_N)$

Nếu  $U_N = 0$  thì  $U_r = K_d U_P$  nên  $U_r$  đồng pha với tín hiệu vào  $U_P$ , vì vậy đầu vào P (positive) được gọi là đầu vào không đảo và ký hiệu bởi dấu (+).

Nếu  $U_P = 0$  thì  $U_r = -K_d U_N$  nên  $U_r$  ngược pha với tín hiệu vào  $U_N$ , vì vậy đầu vào N (negative) được gọi là đầu vào đảo và ký hiệu bởi dấu (-).

Ngoài ra Op-Amp còn có hai chân để cấp nguồn đối xứng, các chân bù điện áp, bù tần số...

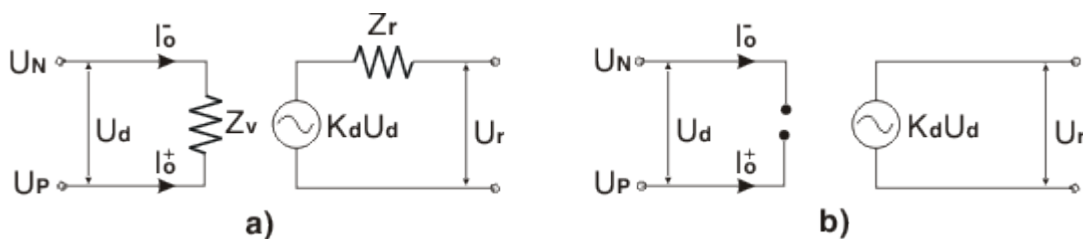
#### ❖ Một bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng có các tính chất sau:

Trở kháng vào  $Z_V = \infty$

Trở kháng ra  $Z_r = 0$

Hệ số khuếch đại  $K_d = \infty$

Theo sơ đồ tương đương hình 8.2b, Op-Amp lý tưởng sẽ có đặc điểm  $U_N = U_P$ , dòng điện vào Op-Amp ở đầu P và đầu N,  $I_0 = I_0 = 0$ .



Hình 8.2: a) Sơ đồ tương đương Op-Amp; b) sơ đồ tương đương Op-Amp lý tưởng

Trên thực tế không có bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng, thông thường một Op-Amp có  $Z_V$  cỡ hàng trăm K tới hàng M,  $Z_r$  cỡ hàng tới hàng vài chục,  $K_d$  khoảng vài trăm tới hàng triệu lần.

#### ❖ Hệ số nén đồng pha: Nếu đặt vào đầu vào đảo và không đảo các điện áp bằng nhau nghĩa là:

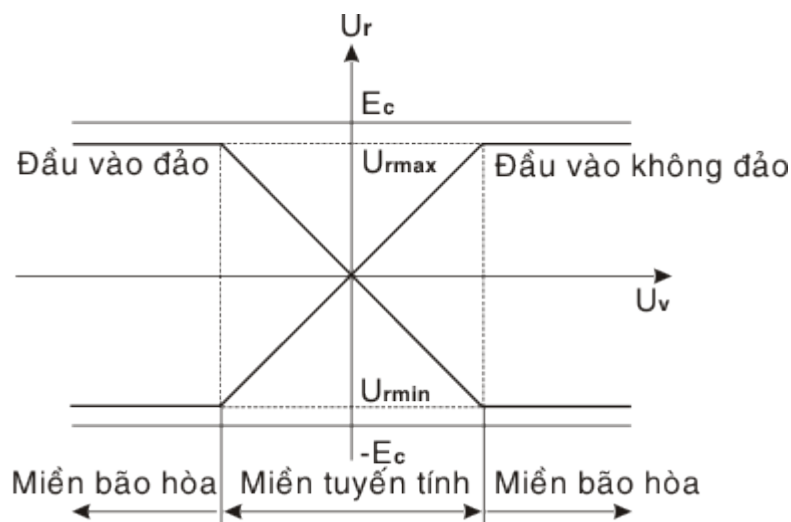
$U_P = U_N = U_{cm} \neq 0$  ( $U_{cm}$  gọi là điện áp đồng pha), theo lý thuyết thì  $U_r = 0$ , nhưng thực tế không như vậy:  $U_r = K_c U_{cm}$

Với  $K_c$  được gọi là hệ số khuếch đại đồng pha. Nếu OA lý tưởng thì  $K_c = 0$ , để đánh giá khả năng làm việc của Op-Amp thực so với Op-Amp lý tưởng người ta dùng hệ số nén đồng pha CMRR

(Common Mode Rejection Ratio):  $CMRR = \frac{K_d}{K_c}$

Giá trị CMRR càng lớn thì Op-Amp càng gần với Op-Amp lý tưởng, thường  $CMRR = 10^3 \div 10^5$

❖ **Đặc tuyến truyền đạt:**



Hình 8.3: Đặc tuyến truyền đạt của OA

Đặc tuyến quan trọng nhất của Op-Amp là đặc tuyến truyền đạt (hình 8.3), theo đặc tuyến này,  $U_r$  chỉ tỷ lệ với  $U_v$  trong giải điện áp ( $U_{rmin} - U_{rmax}$ ) nào đó. Giải điện áp này gọi là giải biến đổi điện áp ra của Op-Amp (hay miền tuyến tính). Ngoài giải này, điện áp ra không thay đổi và được xác định bằng các trị số  $U_{rmin}$ ,  $U_{rmax}$  gọi là điện áp bão hoà, giá trị điện áp này không phụ thuộc vào điện áp vào và gần bằng trị số nguồn cung cấp (điện áp bão hoà này thường thấp hơn trị số nguồn từ 1V đến 3V giá trị).

❖ **Dòng vào tĩnh, điện áp vào lệch không:**

Dòng vào tĩnh là trị số trung bình của dòng vào đầu vào đảo và đầu vào không đảo

$$I_t = \frac{I_o + I_o}{2} \text{ với } U_p = U_N$$

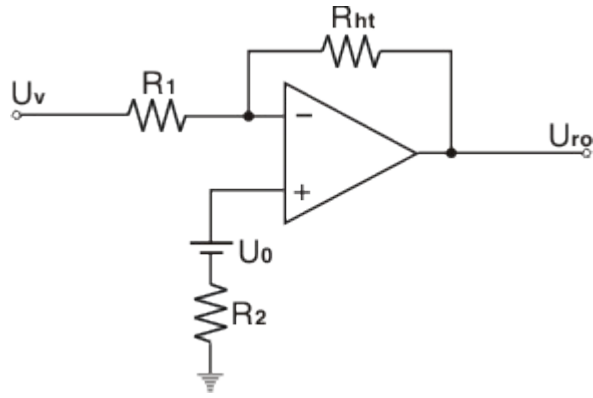
Dòng vào lệch không là hiệu dòng vào tĩnh ở hai đầu vào

$$I_o - I_o = I_o, \text{ thông thường } I_o = 0,1I_t$$

Dòng vào lệch không phụ thuộc vào nhiệt độ, do đó khi nhiệt độ thay đổi trị số dòng vào lệch không cũng thay đổi theo.

Trong Op-Amp thực tế, khi  $U_p = U_N = 0$  thì  $U_r$  vẫn khác không. Lúc này điện áp ra do điện áp lệch không ở đầu vào gây nên. Vậy điện áp lệch không  $U_0$  là hiệu điện áp cần phải đặt giữa hai đầu vào Op-Amp để cho  $U_r = 0 \Rightarrow U_0 = U_p - U_N$   $U_r = 0$

Điện áp lệch không  $U_0$  sẽ bù tới đầu ra một điện áp  $U_{r0} \Rightarrow U_{r0} = K_d U_0 = K_d (U_p - U_N)$



Hình 8.4: Điện áp lệch không

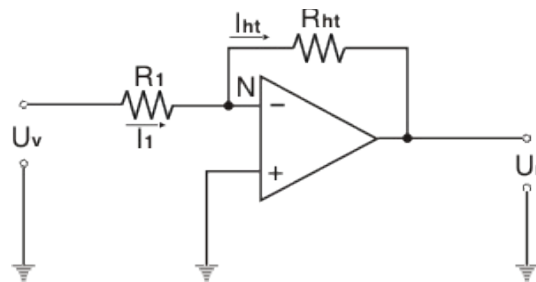
Theo hình 8.4 ta có thể tính được:  $U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_{r0}$ ,  $U_P = U_0$

Do đó:  $U_{r0} = K_d \left( U_0 - \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_{r0} \right)$

Từ đó rút ra được:  $U_{r0} = U_0 \frac{K_d}{1 + K_d \left( \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} \right)} = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}}$

## II. Các ứng dụng của Op-Amp:

### 1. Bộ khuếch đại đảo:



Hình 8.5: Bộ khuếch đại đảo

Bộ khuếch đại đảo cho trên hình 8.5, có thực hiện hồi tiếp âm song song điện áp qua  $R_{ht}$ , nếu coi Op-Amp lý tưởng, dòng vào Op-Amp,  $I_0 = 0$

Tại nút N ta có:  $I_1 = I_{ht} \Rightarrow \frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_{ht}}$

Ta đã biết, với Op-Amp lý tưởng  $U_d = 0$  nên  $U_N = U_P$  mà  $U_P = 0$  nên  $U_N = 0$ . Do đó:  $\frac{U_v}{R_1} = \frac{U_r}{R_{ht}}$

Hệ số khuếch đại điện áp:  $K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_{ht}}{R_1}$

Dấu (-) thể hiện tín hiệu ra ngược pha với tín hiệu vào.

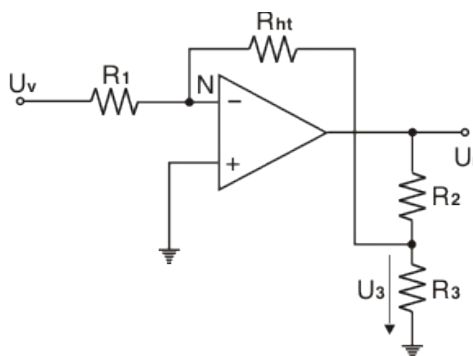
Nếu  $R_{ht} = R_1$  thì  $K_u = -1$ , sơ đồ hình 8.5 có tính chất lặp lại đảo tín hiệu.

Nếu  $R_1 = 0$ , từ phương trình  $I_1 = I_{ht}$ , ta có:

$I_1 = \frac{U_r}{R_{ht}}$  hay  $U_r = I_1 R_{ht}$ , tức là điện áp ra tỷ lệ với dòng điện vào. Đây chính là mạch biến đổi dòng thành áp.

Trở kháng vào:  $Z_v = \frac{U_v}{I_1} = \frac{U_v}{\frac{U_r}{R_1}} = R_1$

Trong trường hợp yêu cầu hệ số khuếch đại lớn thì phải chọn  $R_1$  nhỏ, nên trở kháng vào  $Z_v = R_1$  nhỏ. Khắc phục điều này bằng sơ đồ khuếch đại đảo hình 8.6



Hình 8.6: Khuếch đại đảo có trở kháng vào lớn

Bằng cách tính tương tự như trên ta có:  $\frac{U_v}{R_1} = \frac{U_3}{R_{ht}}$

Mặt khác:  $U_3 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_r$  (công thức phân áp), Vì vậy:  $U_r = \frac{R_{ht}}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) U_v$

Trị số hệ số khuếch đại:  $K_u = \frac{R_{ht}}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$

Nếu ta chọn  $R_1 = R_2$ , thì  $K_u$  chỉ phụ thuộc vào tỷ số  $R_{ht}/R_3$ , có thể tăng tỷ số này tùy ý mà không ảnh hưởng đến trở kháng vào của mạch.

**Ví dụ:** Cho bộ khuếch đại như hình 8.5, với  $R_1 = 100K$ ,  $R_{ht} = 500K$ . Tính điện áp đầu ra khi điện áp vào là 2V

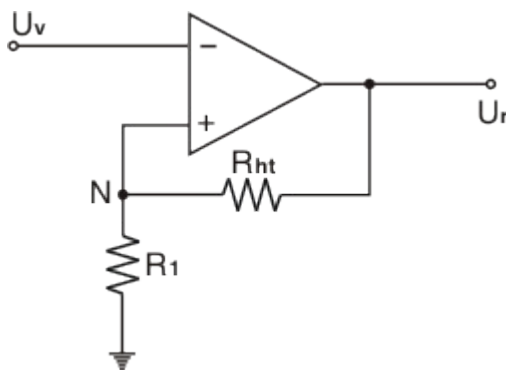
Giải:

Ta có  $U_r = \frac{R_{ht}}{R_1} U_v = \frac{500}{100} 2V = 10V$

## 2. Mạch khuếch đại không đảo:

Bộ khuếch đại không đảo có mạch hồi tiếp âm điện áp đặt vào đầu vào đảo, còn tín hiệu đặt vào đầu vào không đảo, như sơ đồ hình 8.7





Hình 8.7: Bộ khuếch đại không đảo

Vì  $U_N = U_P$ . Trong trường hợp này  $U_P = U_V$  nên  $U_N = U_V$ .

Mặt khác ta có:  $U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_r$

Hệ số khuếch đại:  $K_u = \frac{U_r}{U_v} = 1 + \frac{R_{ht}}{R_1}$ , khi  $R_1 = R_{ht}$ ,  $R_{ht} = 0$  thì  $K_u = 1$ , sơ đồ hình 8.7 trở thành bộ lặp lại điện áp.

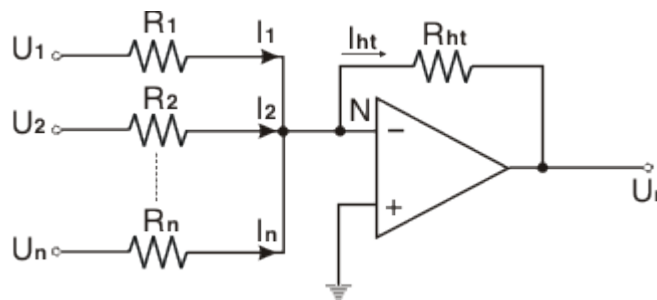
**Ví dụ:** Cho mạch khuếch đại không đảo như hình 8.7 với  $R_1 = 100K$ ,  $R_{ht} = 500K$ ,  $U_v = 2V$ . Tính điện áp ra

Giải:

Điện áp ra được tính theo công thức:  $U_r = \left(1 + \frac{R_{ht}}{R_1}\right) U_v = \left(1 + \frac{500K}{100K}\right) 2V = 12V$

### 3. Mạch cộng:

**a. Mạch cộng đảo:** Sơ đồ mạch cộng đảo như hình 8.8

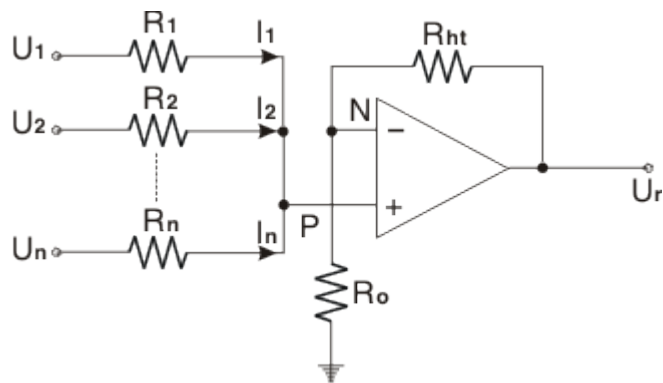


Hình 8.8: Mạch cộng đảo

$$I_1 = I_2 = \dots = I_n = I_{ht} \Rightarrow \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2} = \dots = \frac{U_n}{R_n} = \frac{U_N}{R_{ht}}$$

$$U_N = 0 \text{ nên: } U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1} U_1 - \frac{R_{ht}}{R_2} U_2 - \dots - \frac{R_{ht}}{R_n} U_n, \text{ hay } U_r = -\sum_{i=1}^n \frac{R_{ht}}{R_i} U_i \text{ với } \frac{R_{ht}}{R_i}$$

**b. Mạch cộng không đảo:** Sơ đồ mạch khuếch đại không đảo như hình 8.9.



Hình 8.9: Mạch cộng không đảo

Tại nút N ta có:  $U_N = \frac{R_0}{R_0 + R_{ht}} U_r$

Tại nút P:  $I_0 = 0$  nên:  $I_1 = I_2 = \dots = I_n = 0$

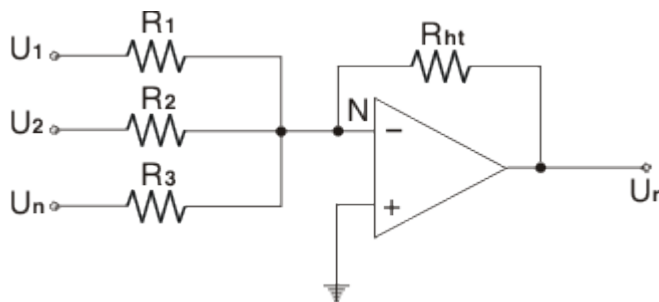
$$\frac{U_1}{R_1} = \frac{U_P}{R_1} \quad \frac{U_2}{R_2} = \frac{U_P}{R_2} \quad \dots \quad \frac{U_n}{R_n} = \frac{U_P}{R_n} \quad 0 \Rightarrow U_P \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n}$$

Thay  $U_N = U_P$  ta có:  $\frac{R_0}{R_0 + R_{ht}} U_r \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n}$

Nếu chọn  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$  thì:  $U_r = \frac{R_0 + R_{ht}}{nR_0} \sum_{i=1}^n U_i$

**Ví dụ:** Cho mạch điện như hình 8.10,  $R_{ht} = 10M$  biết:

- a)  $U_1 = 1V; U_2 = 2V; U_3 = 3V; R_1 = 500K; R_2 = 1M; R_3 = 1M$  .
- b)  $U_1 = -2V; U_2 = 3V; U_3 = 1V; R_1 = 200K; R_2 = 500K; R_3 = 1M$  .



Hình 8.10

Tính  $U_r$  trong hai trường hợp đó

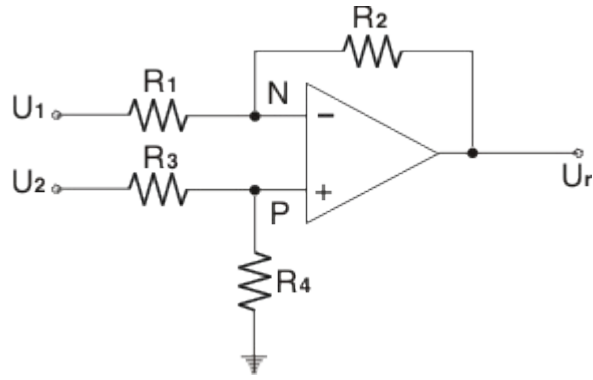
Giải:

Đây là mạch cộng đảo nên ta có:

a)  $U_r = - \left( \frac{R_{ht}}{R_1} U_1 + \frac{R_{ht}}{R_2} U_2 + \frac{R_{ht}}{R_3} U_3 \right) = - \left( \frac{10000}{500} \cdot 1 + \frac{10000}{1000} \cdot 2 + \frac{10000}{1000} \cdot 3 \right) = -7V$

b)  $U_r = - \left( \frac{R_{ht}}{R_1} U_1 + \frac{R_{ht}}{R_2} U_2 + \frac{R_{ht}}{R_3} U_3 \right) = - \left( \frac{10000}{200} \cdot (-2) + \frac{10000}{500} \cdot 3 + \frac{10000}{1000} \cdot 1 \right) = 3V$

**4. Mạch trừ:** Sơ đồ mạch trừ được cho trên hình 8.11



Hình 8.11: Sơ đồ mạch trừ

Tại nút N:  $\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_N}{R_2} - \frac{U_N}{R_2} = \frac{U_1}{R_1}$   $\Rightarrow U_N = \frac{R_2}{R_1} U_1$

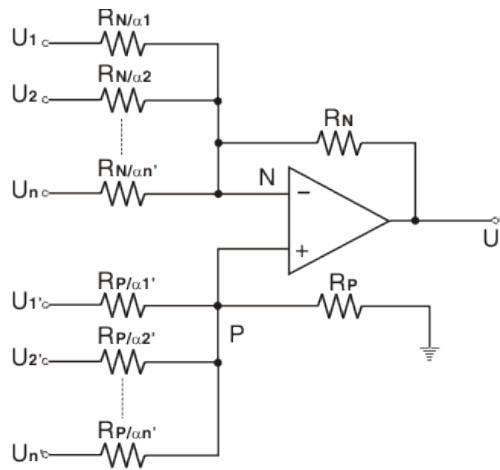
Tại nút P:  $\frac{U_2}{R_3} + \frac{U_N}{R_4} = \frac{U_P}{R_4}$   $\Rightarrow U_P = \frac{R_4}{R_3} U_2 + U_N$

Thay  $U_N = U_P$  ta có:  $\frac{R_4}{R_3} U_2 + \frac{1}{R_4} U_N = \frac{1}{R_4} U_N$   $\Rightarrow U_N = \frac{R_4(R_1 - R_2)}{R_1(R_3 - R_4)} U_2 + \frac{R_2}{R_1} U_1$

Nếu chọn  $R_2 = R_1, R_4 = R_3$  ta có:  $U_r = \frac{R_1 - R_2}{R_1} U_2 + U_1$

Nếu  $R_1 = R_2$  thì:  $U_r = U_2 - U_1$

Khi muốn trừ nhiều thành phần điện áp người ta sử dụng mạch trừ nhiều thành phần như hình 8.12.



Hình 8.12: Mạch trừ nhiều thành phần

Để tính toán điện áp ra, ta xét dòng điện tại nút N và P.

Tại nút N:  $\sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_N/\alpha_i} + \frac{U_r}{R_N} - \frac{U_N}{R_N} = 0 \Rightarrow \sum_{i=1}^n \alpha_i (U_i - U_N) + U_r - U_N = 0$

$\sum_{i=1}^n \alpha_i U_i - U_r - U_N \sum_{i=1}^n \alpha_i + U_N = 0$

Tương tự tại nút P ta có:  $\sum_{i=1}^m \alpha_i' U_i' + \frac{U_P}{R_P} - \frac{U_P}{R_P} = 0$

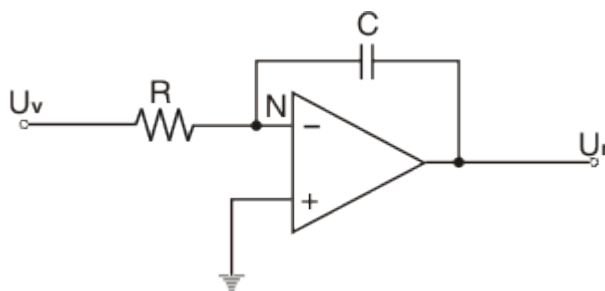
Thay  $U_N = U_P$  ta sẽ tính được: 
$$U_r = \frac{\sum_{i=1}^m U_i}{1 + \sum_{i=1}^n U_i}$$

### 5. Mạch tích phân:

Mạch tích phân là một mạch bốn cực, trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với tích phân tín hiệu đầu vào.

$$U_r = k \int_0^t U_v dt$$

Người ta có thể dùng Op-Amp để tính mạch tích phân như hình 8.13



Hình 8.13: Mạch tích phân

Tại nút N ta có:  $i_r = i_c \Rightarrow i_r = \frac{U_v - U_N}{R} \Rightarrow i_c = C \frac{dU_c}{dt} = C \frac{d(U_N - U_r)}{dt}$

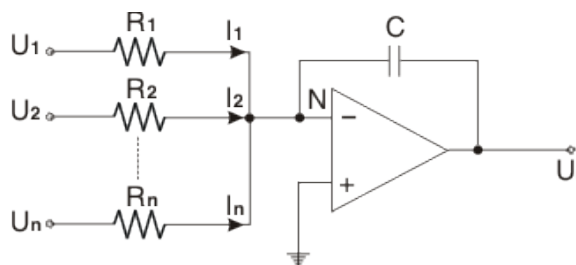
Thay  $i_r = i_c$  và  $U_N = 0$  ta được:  $\frac{U_v}{R} = C \frac{dU_r}{dt} \Rightarrow U_r = \frac{1}{RC} \int_0^t U_v dt + U_{r0}$

$U_{r0}$  là điện áp trên tụ C tại thời điểm  $t = 0$ , thông thường  $U_{r0} = 0$ , khi  $t = 0$ . Vì vậy:

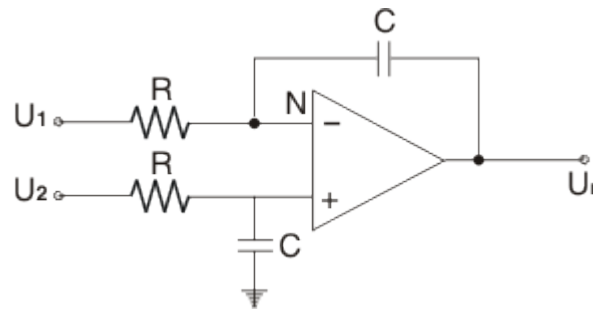
$$U_r = \frac{1}{RC} \int_0^t U_v dt = \frac{1}{RC} \int_0^t U_v dt$$

Với  $RC$  được gọi là hằng số tích phân.

Khi muốn cộng hoặc trừ các tích phân, người ta dùng mạch tích phân tổng và tích phân hiệu như hình 8.14 và 8.15



Hình 8.14: Mạch tích phân tổng



Hình 8.15: Mạch tích phân hiệu

Bằng cách tính tương tự như mạch cộng, mạch trừ và mạch tích phân ta có thể tính được:

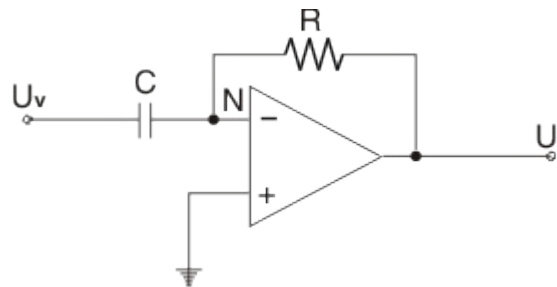
Với mạch tích phân tổng: 
$$U_r = \int_0^t \left( \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} \right) dt$$

Với mạch tích phân hiệu: 
$$U_r = \frac{1}{RC} \int_0^t (U_2 - U_1) dt$$

### 6. Mạch vi phân:

Mạch vi phân là một mạng bốn cực, trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với vi phân tín hiệu đầu vào:  $U_r = k \frac{dU_v}{dt}$

Sơ đồ mạch vi phân dùng Op-Amp được cho trên hình 8.16



Hình 8.16: Mạch vi phân

Tính tương tự mạch tích phân ta có: 
$$U_r = -RC \frac{dU_v}{dt}$$

Với  $RC$  được gọi là hằng số vi phân.

Khi tín hiệu vào là hình sin, mạch vi phân làm việc như một bộ lọc tần cao, hệ số khuếch đại của nó tỷ lệ thuận với tần số tín hiệu vào và làm quay pha tín hiệu vào một góc  $90^\circ$ . Thường mạch vi phân làm

việc kém ổn định ở tần cao vì khi đó  $Z_C = \frac{1}{C} \rightarrow 0$ , làm hệ số hồi tiếp âm giảm.

## Bài 9: ĐIỀU CHẾ

### I. Khái niệm điều chế biên độ và điều chế đơn biên :

Xác định tín hiệu AM trong phạm vi thời gian (hiển thị trên oscilloscope) và tần số (hiển thị phổ) là đồ thị hình học (dưới dạng biểu đồ hình học).

Tính toán tỉ lệ điều chế của tín hiệu theo các số đo dưới dạng sóng.

Tính toán biên tần trên hoặc dưới của tín hiệu AM theo sóng mang và tần số tín hiệu điều biên .

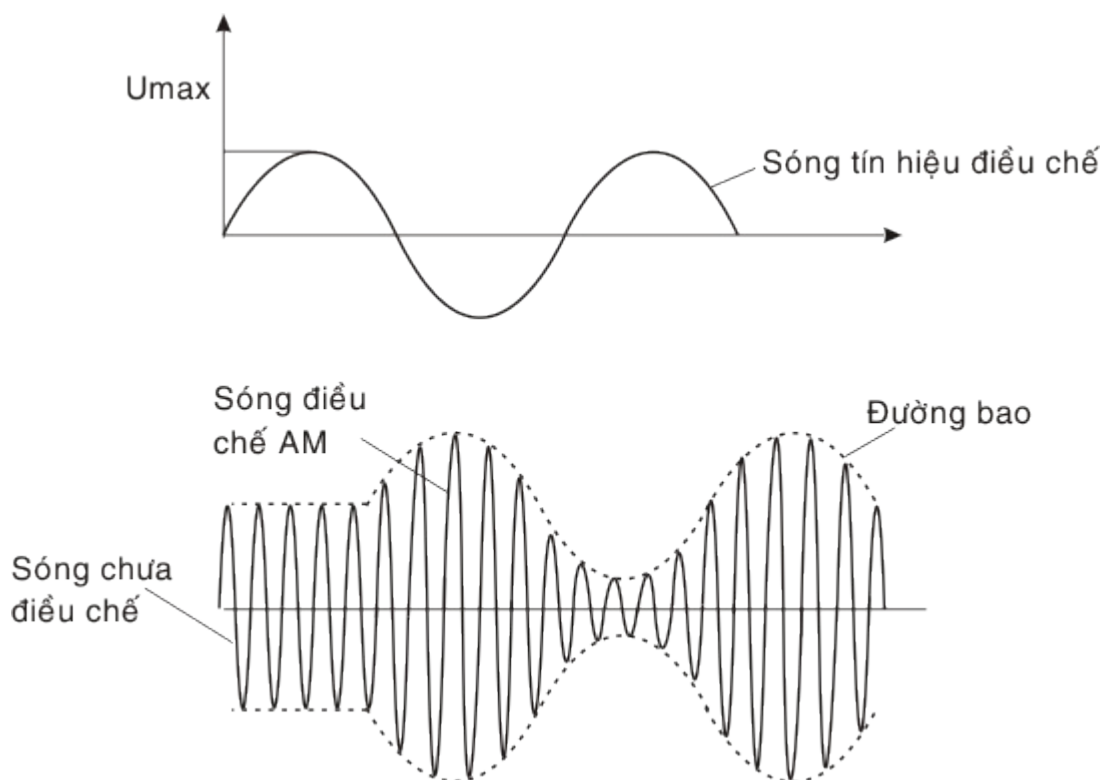
Tính toán công suất bằng tần của sóng AM theo công suất sóng mang và tỉ lệ điều chế.

Định nghĩa thuật ngữ DSB, SSB thông qua tín hiệu AM.

Một trong những nguyên tắc kỹ thuật được sử dụng trong điện tử viễn thông đó là điều chế. Điều chế là quá trình chuyển đổi tín hiệu sang dạng tín hiệu cao hơn tần số cao hơn sao cho có thể truyền tín hiệu tới mọi nơi dưới dạng sóng điện từ thông qua sóng vô tuyến, dây dẫn hoặc cáp quang. Ngày nay như chúng ta đã biết là nếu không có điều chế, thông tin không thể truyền đi được.

Có 3 nguyên lý cơ bản của truyền thông tin và điều biên, điều tần và điều pha. Kiểu điều chế đơn giản và lâu đời nhất là điều biên AM.

### II. Phương pháp điều chế biên độ (AM):



Hình 9.1: Quá trình điều chế sóng sin

Tín hiệu mang tín hiệu như giọng nói, hình ảnh, dữ liệu nhị phân được truyền từ nơi này tới nơi khác thông qua hệ thống thông tin trung gian. Ví dụ tín hiệu âm tần dùng dây dẫn để truyền đi xa. Cáp đồng trục truyền tín hiệu video giữa hai điểm và cáp xoắn đôi dùng để truyền tải dữ liệu nhị phân. Tuy nhiên

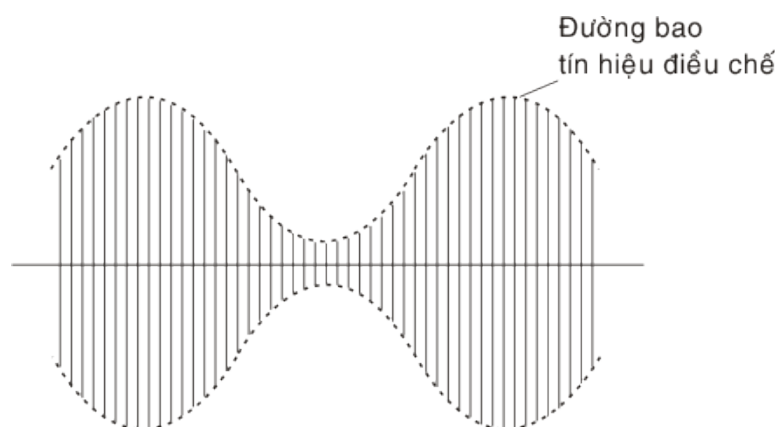
trong khoảng cách truyền tải lớn việc dùng cáp không thực hiện được. Trong trường hợp này người ta dùng thông tin vô tuyến.

Để truyền thông tin vô tuyến đi xa một cách tin cậy thì phải sử dụng tín hiệu tần số cao. Nếu tín hiệu tin tức được truyền thẳng đi thì cần phải có anten dài và không truyền đi xa được. Phương pháp điều chế tạo ra tần số tín hiệu cao hơn chứa đựng thông tin ban đầu (thông tin nguyên thủy) để có thể truyền đi xa.

*Điều chế được định nghĩa là phương thức biến đổi đặc điểm của một tín hiệu theo đặc điểm của một tín hiệu khác. Tín hiệu thông tin là giọng nói, hình ảnh, dữ liệu nhị phân hay tín tức khác được sử dụng để biến đổi thành tín hiệu cao tần để truyền đi. Tín hiệu mang thông tin được gọi là tín hiệu điều chế và tín hiệu cao tần bị điều chế được gọi là sóng mang hay sóng bị điều chế. Sóng mang thường là sóng hình sin, tín hiệu thông tin dù là tín hiệu tương tự hay tín hiệu số cho phép giữ nguyên hình dạng khi truyền đi. Trong hầu hết các trường hợp thì tần số sóng mang lớn hơn rất nhiều so với tần số thông tin lớn nhất được truyền đi.*

Trong điều chế biên độ, biên độ sóng mang ... biến đổi theo tín hiệu tin tức. Nói cách khác, giá trị tức thời của biên độ sóng mang thay đổi phù hợp với sự biến đổi biên độ và tần số của tín hiệu điều chế. Hình 9.1 cho thấy sóng hình sin điều chế thành tín hiệu sóng mang có tần số cao hơn (khi tiến hành điều chế thì tần số sóng mang là không thay đổi nhưng biên độ của nó biến đổi theo tín hiệu tin tức (tín hiệu điều chế), biên độ của tín hiệu điều chế tăng thì biên độ của sóng mang cũng tăng. Cả hai đỉnh dương và đỉnh âm của sóng mang đều biến đổi theo tín hiệu điều chế.

Nếu đem nối liền các đỉnh của sóng mang ở cực tính dương và cực tính âm như một đường nét liền (xem hình 9.1). Ta sẽ tái tạo được chính xác hình dạng tín hiệu điều chế. Đường tưởng tượng này trên dạng sóng mang được biết như một đường bao và nó giống như tín hiệu điều chế.



Hình 9.2: Phương pháp đơn giản biểu diễn sóng hình sin cao tần

Bởi dạng sóng phức tạp như hình 9.1 rất khó vẽ nên người ta thường đơn giản bằng cách mô tả sóng mang cao tần bằng những đoạn thẳng có độ dài biến đổi cách đều nhau thể hiện cho độ biến đổi theo tín hiệu điều chế. Hình 9.2 cho thấy tín hiệu âm thanh hình sin được sóng cao tần truyền đi. Như chúng ta đã

biết tín hiệu xoay chiều có thể được biểu diễn toán học bởi một hàm lượng giác. Sóng mang hình sin được biểu diễn bằng một biểu thức đơn giản:  $u_c = U_c \cdot \sin 2\pi f_c t$

Trong biểu thức này  $u_c$  biểu diễn giá trị hình sin tức thời trong một chu kỳ.

$U_c$  : biên độ đỉnh (đo từ điểm 0 đến điểm có biên độ lớn nhất)

$f_c$  : tần số sóng mang.

$T$  : thời gian .

Tương tự, một sóng điều chế hình sin có thể được biểu diễn với một công thức đơn giản:

$$u_m = U_m \cdot \sin 2\pi f_m t$$

Trong đó:  $f_m$  : là tần số của tín hiệu điều chế.

Trên hình 9.1 ta thấy rằng tín hiệu điều chế dùng giá trị đỉnh của sóng mang lớn hơn không giống như sự liên qua giữa các đỉnh. Đường bao của tín hiệu điều chế biến đổi theo đỉnh trên hoặc đỉnh dưới của biên độ sóng mang. Bởi vậy đường biểu diễn mức 0 của tín hiệu điều chế trùng khớp với giá trị đỉnh của sóng mang không bị điều chế. Nhìn chung biên độ của tín hiệu điều chế nên nhỏ hơn biên độ sóng mang. Nếu biên độ của tín hiệu điều chế lớn hơn biên độ tín hiệu sóng mang thì méo sẽ xuất hiện. Méo gây ra sự mất chính xác của thông tin được truyền, một điều quan trọng trong việc điều chế biên độ là giá trị đỉnh của tín hiệu điều chế phải nhỏ hơn giá trị đỉnh của sóng mang .

Sử dụng phương trình toán học cho sóng mang và tín hiệu điều chế chúng ta sẽ thiết lập phương trình toán học cho sóng đã bị điều chế. Trước hết phải lưu ý rằng giá trị đỉnh của sóng mang biến đổi từng điểm theo tín hiệu điều chế. Giá trị của tín hiệu điều chế cộng hoặc trừ giá trị đỉnh của sóng mang. Giá trị tức thời của đường bao điện áp trên hoặc dưới có thể biểu diễn bằng một phương trình đơn giản:

$$U_1 = U_c + u_m$$

Thay  $u_m$  bằng biểu thức lượng giác ta có :  $U_1 = U_c + U_m \cdot \sin 2\pi f_m t$

Từ các biểu thức trên cho thấy giá trị tức thời của tín hiệu điều chế được cộng với giá trị đỉnh của sóng mang, có thể thấy giá trị đỉnh của  $u_1$  thực chất là đường bao của sóng mang, giá trị tức thời của sóng đã điều chế  $u_2$  như sau :  $u_2 = u_1 \sin 2\pi f_c t$

Trong biểu thức này giá trị đỉnh của sóng mang  $U_c$  được thay thế bởi  $u_1$

Thay biểu thức vào  $U_1$  và khai triển ta được :

$$U_2 = (U_c + U_m \cdot \sin 2\pi f_m t) \sin 2\pi f_c t = U_c \cdot \sin 2\pi f_c t + (U_m \cdot \sin 2\pi f_m t) \cdot \sin 2\pi f_c t$$

Trong đó :

$U_c \cdot \sin 2\pi f_c t$  : sóng mang

$U_m \cdot \sin 2\pi f_m t$  : sóng điều chế

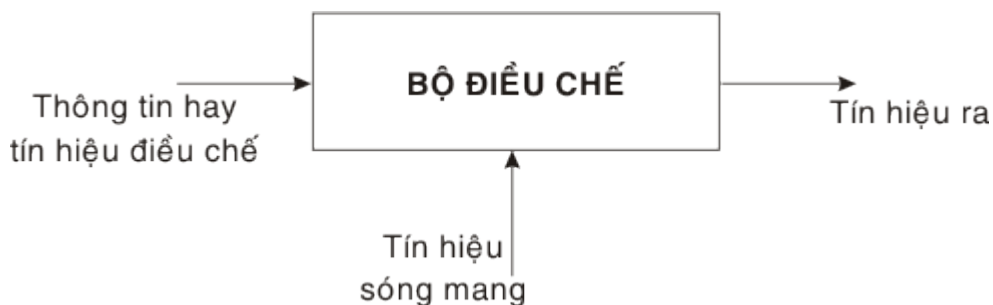
Biểu thức này gồm hai phần, phần thứ nhất là sóng mang bình thường (không mang tin) và phần thứ hai là sóng mang đã bị điều chế bởi tín hiệu điều chế. Phần thứ hai của biểu thức là đặc điểm của điều



chế biên độ. Mạch điện phải tạo ra phép nhân toán học của các tín hiệu tương tự thích hợp để làm xuất hiện tín hiệu điều biên.

Mạch điện sử dụng để tạo tín hiệu AM được gọi là bộ điều chế, nó có hai đầu vào cho sóng mang và tín hiệu điều chế, kết quả nhận được ở đầu ra (hình 9.3).

Bộ điều chế biên độ tính tích số của sóng mang và tín hiệu điều chế.

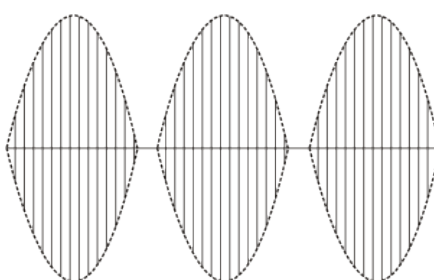


Hình 9.3: Đầu vào và ra của bộ điều chế AM

### 1. Chỉ số điều chế và tỉ lệ điều chế:

Nguyên tắc điều chế biên độ (AM) là điện áp điều chế tín hiệu  $U_m$  phải nhỏ hơn điện áp sóng mang  $U_c$ . Bởi vậy quan hệ giữa biên độ và tín hiệu sóng mang là rất quan trọng. Mối quan hệ này thể hiện trong giới hạn của tỉ số được biết như chỉ số điều chế mà còn gọi là hệ số điều chế hoặc mức độ điều chế,  $m$  là tỉ số giữa điện áp tín hiệu điều chế và điện áp tín hiệu sóng mang:  $m = \frac{U_m}{U_c}$

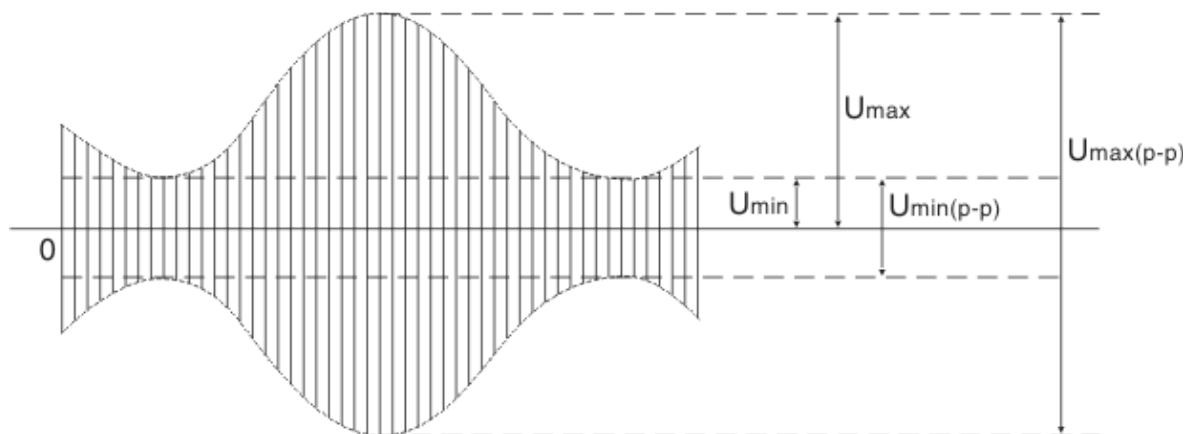
Chỉ số điều chế phải nằm trong khoảng từ 0 đến 1, nếu biên độ điện áp điều chế lớn hơn biên độ sóng mang thì  $m$  sẽ lớn hơn 1. Đó là nguyên nhân gây méo dạng sóng bị điều chế, điều này được minh họa trong hình 9.4.



Hình 9.4: Méo dạng khi xảy ra hiện tượng quá điều chế

Ở đây tín hiệu hình sin điều chế bởi sóng mang hình sin nhưng điện áp điều chế lớn hơn điện áp sóng mang rất nhiều. Điều này được gọi là quá trình điều chế. Nhưng có thể thấy dạng sóng bị dàn mỏng gần với đường 0 hơn, đường bao của dạng sóng tín hiệu ở đầu ra bị cắt cụt. Nếu như giữ cho biên độ tín hiệu điều chế nhỏ hơn biên độ sóng mang thì méo sẽ không xuất hiện. Điều kiện lý tưởng cho điều chế biên độ là:  $U_m = U_c$  hoặc  $m = 1$ , điều này làm cho đầu ra lý tưởng nhất và không méo dạng tín hiệu.

Chỉ số điều chế có thể được xác định bằng việc đo giá trị thực tế của điện áp điều chế, điện áp sóng mang và tính tỉ số (hệ số truyền). Tuy nhiên thường tính toán chỉ số điều chế thông qua các giá trị sóng và điều chế. Bất cứ lúc nào tín hiệu điều chế biên độ cũng được hiển thị trên máy hiện sóng, chỉ số điều chế có thể được tính như trong hình 9.5.



Hình 9.5: Tính toán chỉ số điều chế

Giá trị đỉnh của tín hiệu điều chế  $U_m$  bằng giá trị từ đỉnh đến điểm thấp nhất của đường bao tín hiệu đã

điều chế, được tính toán bằng công thức :  $U_m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2}$

Qua hình 9.5 có thể thấy  $U_{\max}$  là giá trị đỉnh của tín hiệu đang điều chế, trong khi đó  $U_{\min}$  là giá trị thấp nhất hoặc đoạn thấp nhất của sóng đã điều chế.  $U_{\max}$  bằng giá trị từ đỉnh tới đỉnh của tín hiệu AM hoặc bằng

$$\frac{U_{\max(p-p)}}{2}$$

Thực hiện phép trừ  $U_{\max}$  cho  $U_{\min}$  ta nhận được giá trị đỉnh tới đỉnh của tín hiệu điều chế, giá trị này là giá

trị đỉnh. Giá trị đỉnh của tín hiệu sóng mang  $U_c$  là giá trị trung bình của  $U_{\max}$  và  $U_{\min}$  và  $U_c = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2}$

Thay thế các giá trị này vào công thức đầu tiên cho chỉ số điều chế ta nhận được kết quả:  $m = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$

Giá trị  $U_{\max}$  và  $U_{\min}$  có thể đọc thẳng từ màn hình máy hiện sóng và đưa thẳng vào công thức tính chỉ số điều chế .

Trong thực tế chỉ số điều chế càng gần 100% càng lý tưởng. Bằng cách này biên độ tín hiệu lớn nhất sẽ được truyền đi, công suất tín hiệu lớn hơn được truyền đi nhờ đó tín hiệu đưa ra được khỏe hơn, dễ nhận hơn. Khi biên độ của tín hiệu biến đổi không theo nguyên tắc và cách quá xa phạm vi cho phép thì nó có thể duy trì 100% điều chế. Tín hiệu âm thanh, chặn hạn như sự thay đổi biên độ của một người nói. Chỉ có đỉnh của tín hiệu mới có 100% điều chế .

Bất cứ lúc nào sóng mang cũng được điều chế bởi tín hiệu, những tín hiệu mới tại các tần số khác nhau được sinh ra như là một phần của quá trình điều chế những tần số mới này được gọi là tần số biên hay dãy biên, được xuất hiện trực tiếp phía trên và dưới của dải tần sóng mang (hoặc phổ tần số sóng mang). Đặc biệt hơn là dải biên xuất hiện tại các tần số là tổng và hiệu của hệ số sóng mang và tần số sóng điều chế, giả thuyết tần số sóng mang là  $f_c$ , tần số điều chế là  $f_m$ , dải biên trên là  $f_{USB}$  dải biên dưới là  $f_{LSB}$  được tính như sau:

$$f_{USB} = f_c + f_m$$

$$f_{LSB} = f_c - f_m$$

Sự tồn tại của những tín hiệu bổ sung là kết quả từ phương thức điều chế, điều này có thể được chứng minh bằng toán học. Có thể bắt đầu với phương trình cho một tín hiệu AM,  $u_2$  đã được mô tả trước đây.

$$u_2 = U_C \cdot \sin 2\pi f_c t (U_m \cdot \sin 2\pi f_m t) (\sin 2\pi f_c t)$$

Biến đổi lượng giác tích của hai sóng hình sin cho ta kết quả :

$$\sin A \cdot \sin B = \frac{\cos(A-B) - \cos(A+B)}{2}$$

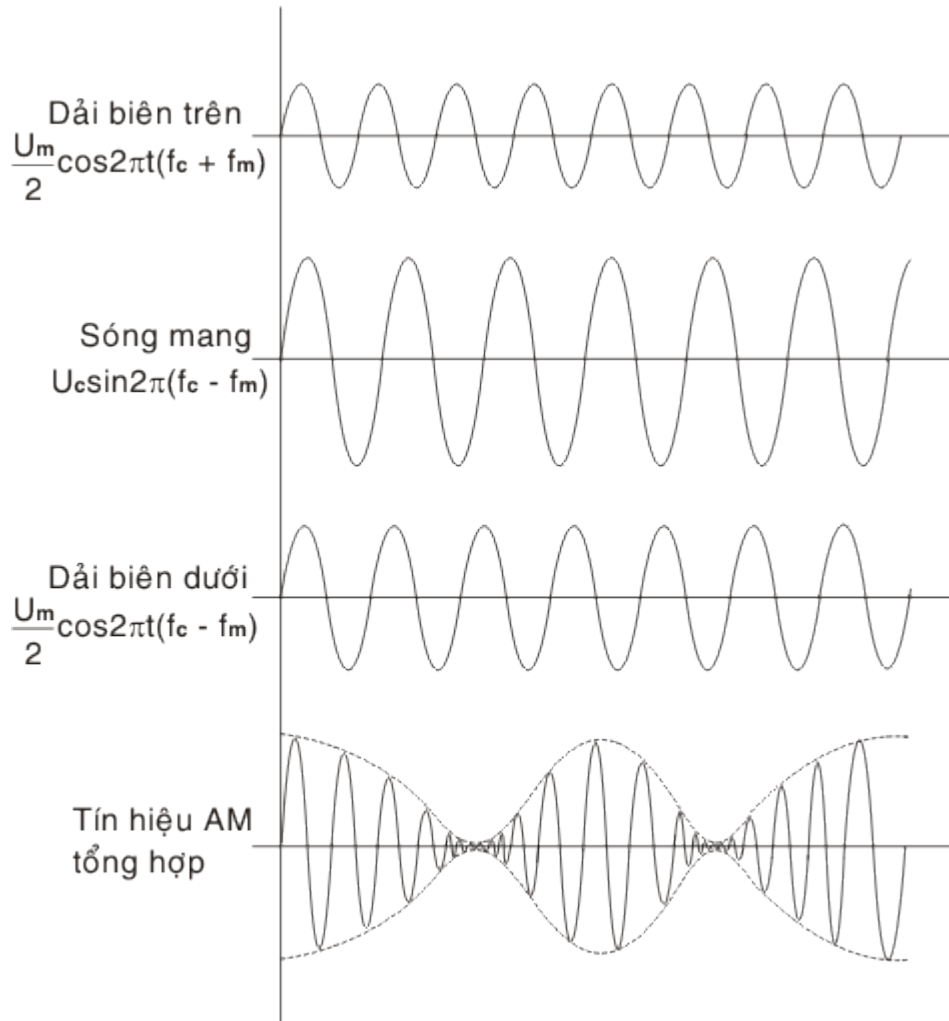
Áp dụng công thức này vào phương trình sóng đã điều chế biên độ tức thời của tín hiệu ta có :

$$E_2 = U_C \cdot \sin 2\pi f_c t \left[ \frac{U_m}{2} \cdot \cos 2\pi (f_c - f_m) t - \frac{U_m}{2} \cdot \cos 2\pi (f_c + f_m) t \right]$$

sóng mang                      LSB                      USB

Có thể thấy số hạng thứ 2 và 3 của biểu thức trên chứa tổng  $(f_c + f_m)$  và hiệu  $(f_c - f_m)$  của tần số sóng mang và tần số tín hiệu điều chế. Phần tử đầu tiên trong biểu thức trên chỉ là sóng mang được cộng thêm vào thành phần có tổng và hiệu tần số.

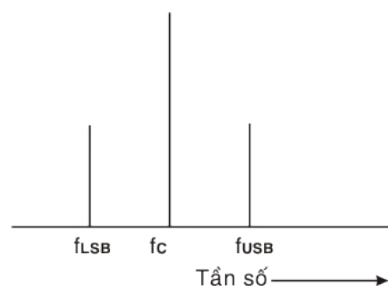
Theo phương pháp đại số ta cộng sóng mang và hai tín hiệu dải biên với nhau qua sự mô tả dạng sóng AM tiêu chuẩn đã thu được trước đó, điều này được minh họa trong hình 9.6.



Hình 9.6: Tín hiệu AM là phép cộng đại số của sóng mang và các dải biên

Vấn đề này chỉ rõ rằng một sóng AM không chỉ chứa nguyên sóng mang mà còn chứa cả tần số biên. Quan sát một số tín hiệu AM trên hiện sóng ta có thể thấy sự thay đổi của sóng mang theo thời gian. Đây gọi là hiển thị trong phạm vi thời gian. Điều đó không đưa ra chỉ số thực tế của dây biên mặc dù nó đã được tạo ra trong quá trình điều chế.

Có thể thấy được tín hiệu giải biên bằng cách vẽ đồ thị sóng mang và biên độ giải biên theo tần số. Điều này được minh họa trong hình 9.7



Hình 9.7: Hiển thị phạm vi tần số của tín hiệu AM

Ở đây trục hoành biểu thị tần số, trục tung biểu thị biên độ của tín hiệu. Sự ngược của biên độ tín hiệu ngược với tần số được thay đổi nhằm biểu thị cho phạm vi của tần số thiết bị kiểm tra như máy phân tích phổ sẽ hiển thị phạm vi tần số của tín hiệu.

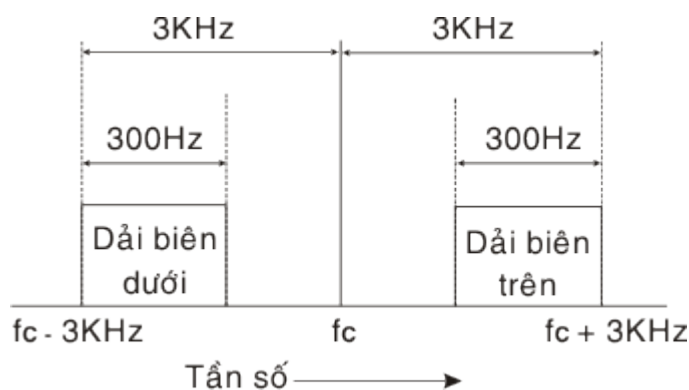
Tuy nhiên tín hiệu điều chế phức tạp hơn tín hiệu hình sin đơn giản nhiều, sẽ phát sinh giải biên tần phía trên và phía dưới phức tạp hơn. chẳng hạn như tín hiệu giọng nói bao gồm rất nhiều sóng hình sin được trộn với nhau tạo thành. Ta biết rằng tần số giọng nói ở khoảng 300 – 3000Hz, vì vậy tín hiệu giọng nói nằm trong phạm vi của giá trị phía trên và dưới của tần số sóng mang như hình 9.8. Các giải biên tần lớn nhất và nhỏ nhất. Điều này được thực hiện bằng việc tính tổng và hiệu của tần số sóng mang với tần số điều chế lớn nhất tần số giọng nói lớn nhất như trên là 300Hz hay 2kHz. Nếu tần số sóng mang là 2.8Mhz hay 2800 kHz thì giải biên tần lớn nhất và nhỏ nhất là:

$$f_{USB} = 2800+3=2803kHz$$

$$f_{LSB} = 2800 - 3 = 2797kHz$$

Tổng độ rộng băng là hiệu của biên tần trên và dưới :

$$BW = f_{USB} - f_{LSB} = 6kHz$$



Hình 9.8: Giải biên trên và dưới của tín hiệu AM

Từ công thức trên ta có độ rộng băng của tín hiệu AM gấp đôi tần số lớn nhất của tín hiệu điều chế. Với tín hiệu giọng nói có tần số lớn nhất là 3kHz tổng độ rộng băng có giá trị gấp đôi là 6kHz.

**2.Các bộ điều chế biên độ:** Có hai cách cơ bản để thực hiện điều chế biên độ .

Cách thứ nhất đó là phân sóng mang với hệ số tăng hoặc giảm biên độ theo tín hiệu điều chế.

Cách thứ hai trộn trực tiếp hoặc cộng hệ số sóng mang với tín hiệu điều chế, sao đó ghép tín hiệu tổng vào thiết bị phi tuyến. Tất cả các mạch điều chế biên độ đều tuân theo một trong hai phương pháp trên .

Có thể khảo sát hiệu quả của phương pháp thứ nhất bằng cách tham khảo phương trình cơ bản:

$$U_{AM} = U_C .\sin 2 f_C.t + (U_m .\sin 2 f_m.t). \sin 2 f_C.t$$

Ta có chỉ số điều chế là :  $m = \frac{U_m}{U_C}$   $U_m = m.U_C$

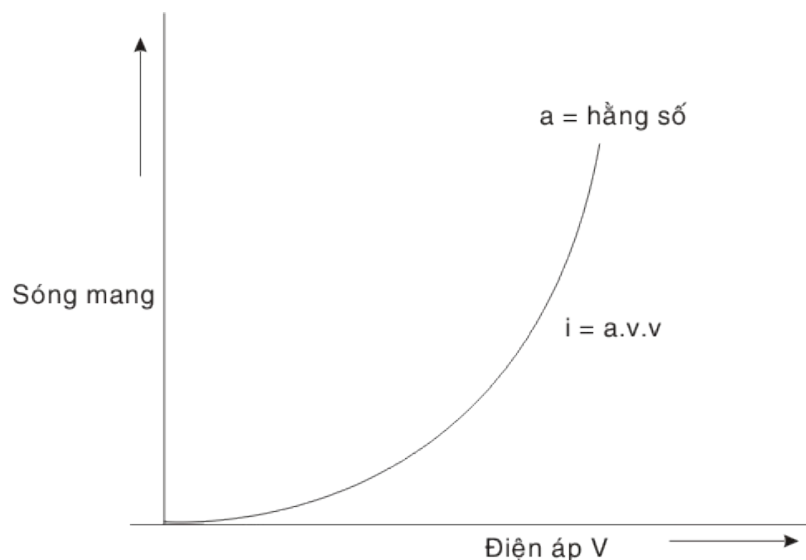
Biến đổi phương trình trên và phân tích thành thừa số ta có :

$$U_{AM} = \sin 2 f_C.t(U_C + m. U_C .\sin 2 f_m.t) = U_C .\sin 2 f_C.t(1+ m .\sin 2 f_m.t)$$

Từ phương trình trên ta thấy điều chế biên độ đã thực hiện được việc nhân sóng mang với tổng của 1 và sóng điều chế hình sin. Vậy ta có thể tạo ra một mạch điện tăng hay giảm theo tín hiệu điều chế AM được tạo ra khi cho sóng mang đi qua mạch này.

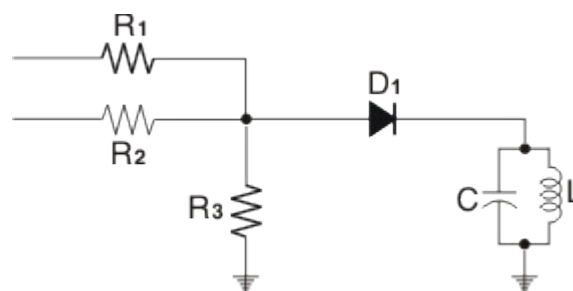
Ơu phương pháp thứ hai ta trộn trực tiếp sóng mang với tín hiệu điều chế sau đó dùng các điện áp này thích hợp theo dòng điện trong thiết bị phi tuyến.

Thiết bị phi tuyến là transistor trường (FET) có đường đáp ứng là đường parabol. Ta thấy rằng dòng điện trong thiết bị này tỉ lệ bình phương với điện áp đầu vào (hình 9.9), khi đó ta nói rằng thiết bị hay mạch điện đó có đáp ứng tuân theo luật bình phương. Việc nâng lên lũy thừa bậc 2 là do cộng sóng mang và tín hiệu điều chế theo phương trình AM, các tín hiệu không có ích khác như sóng hài bậc hai (gọi là sản phẩm bậc hai) được tạo ra bằng mạch này. Sử dụng các bộ lọc điều chỉnh ở đầu ra để loại những thành phần ngoài ý muốn này và chỉ đưa ra sóng mang cùng với các giải biên. Mối tương quan theo hàm mũ này là cơ sở cho việc điều chế biên độ, trộn vào bộ tạo khác.



Hình 9.9: Tỉ lệ giữa dòng điện và điện áp của FET

Diode và transistor lưỡng cực là các thiết bị phi tuyến, các đặc tuyến của chúng không theo quy luật bậc hai nhưng chúng cũng có khả năng thực hiện điều chế biên độ, đặc điểm của việc sử dụng thiết bị có quy luật bậc hai (như FET) là tạo ra các thành phần bậc hai (hay các sóng hài bậc hai). Các thiết bị phi tuyến khác như diode, BJT lại có sản phẩm sóng hài bậc 3 khi đó bộ lọc có thể loại bỏ được thành phần hài bậc cao. Vì vậy diode và BJT rất hữu ích cho bộ điều chế biên độ.

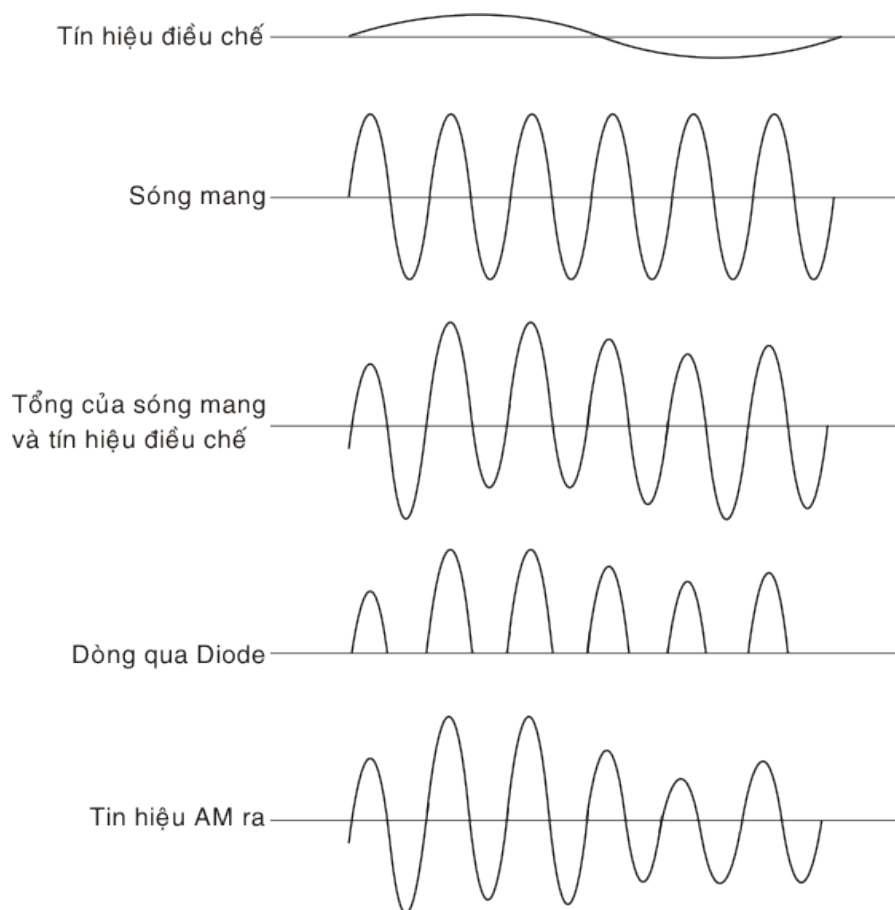


Hình 9.10: Điều chế AM dùng diode

Bộ điều chế lâu đời và đơn giản nhất được mô tả ở hình 9.10, nó bao gồm hệ thống điện trở trộn,

diode và một mạch lọc LC. Sóng mang được ghép với điện trở vào và tín hiệu điều chế được đưa vào thông qua điện trở khác, tín hiệu đã được trộn xuất hiện qua  $R_3$ .

Hệ thống này cho phép hai tín hiệu trộn với nhau một cách tuyến tính, nghĩa là được cộng đại số. Nếu cả sóng mang và tín hiệu điều chế đều là dạng sóng hình sin thì sẽ có kết quả dạng sóng nhận được tại điểm nối hai điện trở như trong hình 9.11. Cuối cùng sóng mang sẽ tải tín hiệu điều chế nhưng tín hiệu này không phải là điều chế biên độ mà là hai tín hiệu được cộng với nhau một cách đơn giản hay trộn với nhau một cách tuyến tính, điều chế là quá trình nhân chứ không phải cộng.

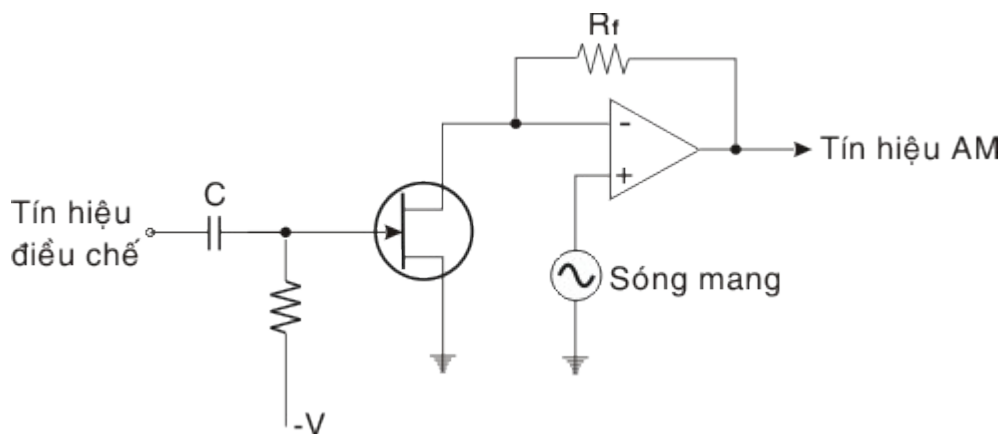


Hình 9.11: Dạng sóng qua bộ điều chế dùng diode

Tổng hợp các dạng sóng để cung cấp cho diode chỉnh lưu có đặc tuyến theo quy luật hàm mũ. Diode chỉ thông qua một nửa chu kỳ sóng vào còn trong nửa chu kỳ âm thì sóng của diode sẽ cắt đi và không cho tín hiệu đi qua. Dòng qua của diode là một chuỗi xung dương mà biên độ biến đổi tỉ lệ với biên độ của tín hiệu điều chế (hình 9.11d)

Các xung dương này được đưa vào mạch cộng hưởng song song LC. Mạch LC cộng hưởng tại tần số sóng mang.

❖ **Nguyên lý làm việc của mạch cộng hưởng như sau:** ở nửa chu kỳ dương của sóng mang diode dẫn, ở nửa chu kỳ âm diode khoá. Khi diode dẫn dòng điện nạp vào tụ điện, khi diode khoá, tụ phóng qua cuộn cảm, do mạch LC được điều chỉnh cộng hưởng với tần số sóng mang nên quá trình phóng, nạp năng lượng trên LC tạo ra sự "dao động" trong mạch với tần số và biên độ hưởng ứng với tần số sóng mang. kết quả là dạng sóng sau khi qua mạch điều hưởng là AM (hình 9.11e).



Hình 9.12: Sử dụng JFET biến đổi và khuếch đại để tạo ra tín hiệu AM

Hệ số Q của mạch điều hưởng đủ lớn để tạo ra một sóng hình sin cân đối nhưng cũng không quá lớn để giải băng của nó còn chứa được giải xung được phát ra. Coi bộ lọc LC như một bộ lọc giải thông, có nghĩa là cho thành phần sóng mang và các dãy biên đi qua và loại bỏ các thành phần không cần thiết, một phương pháp điều chế đơn giản khác như hình 9.12 nó bao gồm một bộ khuếch đại thuật toán và một transistor trường (FET) được sử dụng như một biến trở. Bộ khuếch đại thuật toán được kết nối như một phần tử không khuếch đại đối với tín hiệu sóng mang. Hệ số khuếch đại của mạch đối với tín

hiệu tạo dao động được tính theo công thức :  $K = 1 + \frac{R_f}{R_i}$

Điện trở hồi tiếp  $R_f$  là một giá trị được định trước trong khi đó  $R_i$  là trở kháng của JFET kênh N. Thế hiệu dịch âm đặt vào cổng ( $B^-$ ). Thế hiệu dịch dương được đặt vào cổng ( $B^+$ ) tín hiệu điều chế được đưa vào cực cổng thông qua tụ  $C_1$  đầu không đảo (+) của bộ khuếch đại thuật toán, bằng việc thay đổi hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại theo tín hiệu điều chế ta sẽ có tín hiệu điều biên AM.

Khi không có tín hiệu điều chế, trở kháng của FET đã được cố định do đó biên độ sóng mang ở đây là hằng số. Khi đưa tín hiệu điều chế hình sin vào, trở kháng FET sẽ biến đổi. Tín hiệu điều chế đầu vào có cực tính dương sẽ làm cho điện trở của FET giảm, ngược lại khi tín hiệu đầu vào có cực tính âm thì sẽ làm cho điện trở của FET tăng. Việc tăng điện trở của FET dẫn đến giảm hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán và ngược lại, kết quả là ở đầu ra có bộ khuếch đại có tín hiệu AM.

Một mạch điện khác cho ta tín hiệu FM là sử dụng linh kiện có trở kháng như hình 9.13

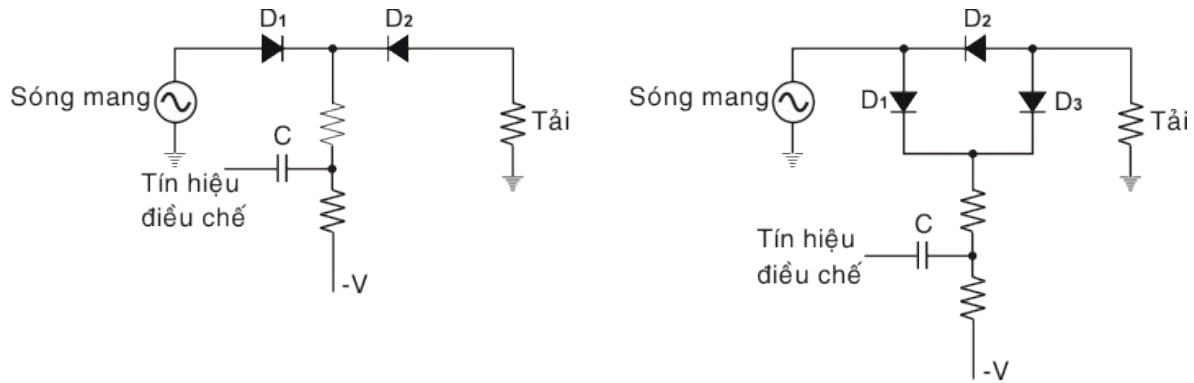
Các mạch này sử dụng diode PIN để tạo ra tín hiệu AM tại tần số VHF, UHF và tần số cực ngắn. PIN diode là một loại diode silic được thiết kế để sử dụng tại các tần số lớn khoảng 100MHz. Khi phân cực thuận, những diode này hoạt động như những điện trở biến đổi. Trở kháng của diode biến đổi tuyến tính với cường độ dòng điện chảy qua nó, một dòng điện lớn cho trở kháng thấp, ngược lại một dòng điện nhỏ cho trở kháng cao. Bằng cách dùng tín hiệu điều chế biến đổi theo dòng phân cực thuận của diode PIN, tín hiệu AM sẽ được tạo ra.

Trong hình 9.13a, 2 diode PIN được đấu lưng với nhau và phân cực thuận bởi điện áp một chiều cố định, tín hiệu điều chế được ghép vào diode thông qua  $C_1$ . Tín hiệu điều chế xoay chiều này được xếp



chồng lên điện áp phân cực một chiều, trong khi đó nó cũng làm biến đổi trở kháng của diode. Khi tín hiệu điều chế vào là dương ( $>0$ ) đặt trên cực của diode làm cho điện trở của nó tăng làm cho biên độ sóng mang qua tải giảm. Khi tín hiệu điều chế là âm ( $<0$ ) làm cho diode phân cực thuận nên điện trở của nó giảm do đó làm tăng biên độ sóng mang.

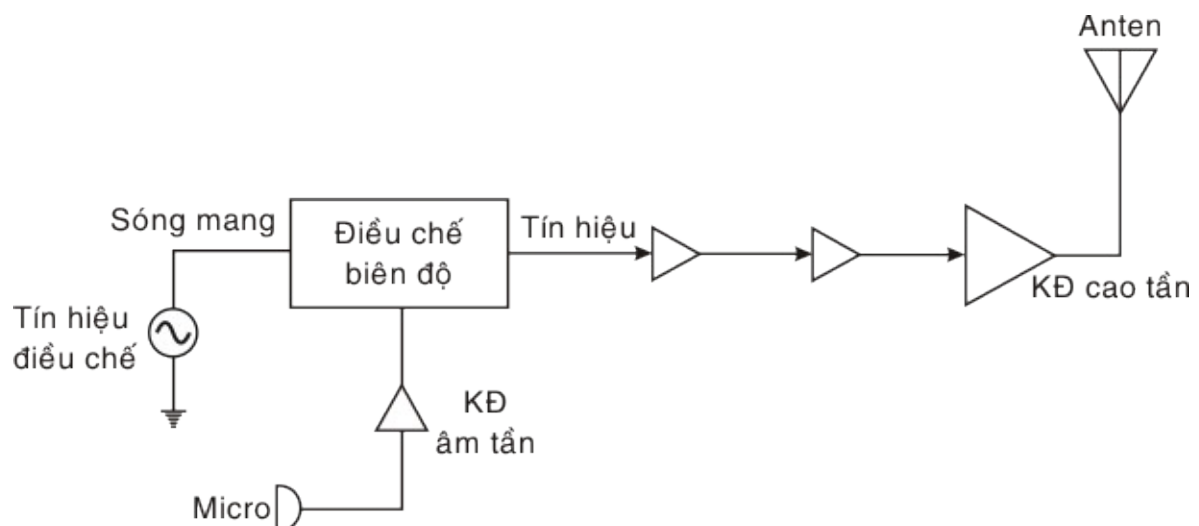
Mạch điều chế dùng diode PIN như hình 9.13b các diode được nối theo dạng hình .



Hình 9.13 a, b: Bộ điều chế biên độ dùng diode PIN

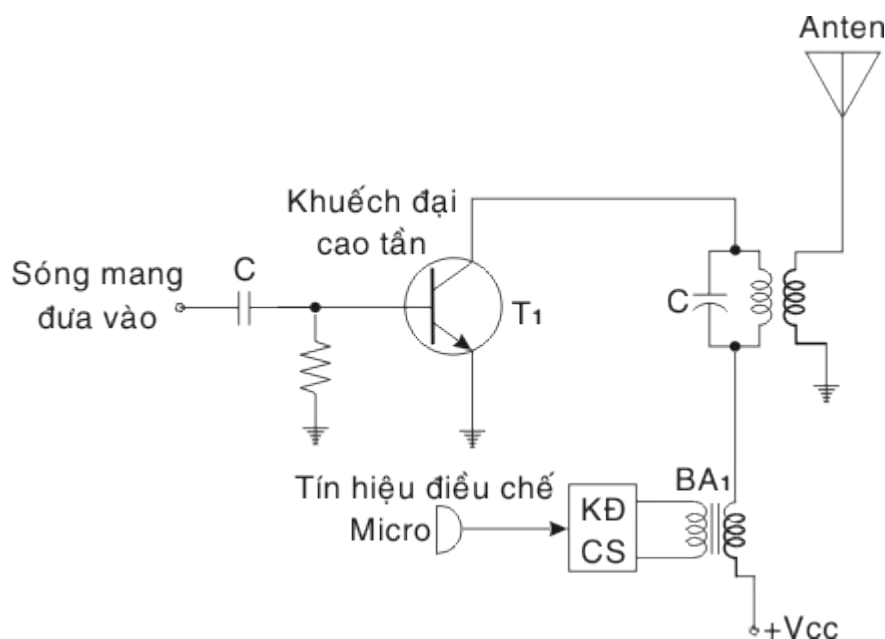
Trong cả hai mạch điện của hình 9.13 diode tạo thành mạch suy giảm biến đổi, mà sự suy giảm biến đổi cùng với biên độ tín hiệu điều chế, như vậy mạch điều chế làm giảm đáng kể lượng tín hiệu. Do đó cần phải có bộ khuếch đại để khuếch đại AM tới mức thích hợp. Mặc dù bất lợi như vậy song bộ điều chế PIN vẫn được sử dụng rộng rãi vì đây là phương pháp tạo ra tần số sóng AM cực ngắn.

Các mạch điện của bộ điều chế được trình bày ở trên được biết như một bộ điều chế mức thấp. "Mức thấp" được xem như là tín hiệu xuất hiện với mức điện áp và công suất khá thấp, trước khi truyền tín hiệu AM phải nâng công suất lên. Trong một hệ thống sử dụng bộ điều chế mức thấp, tín hiệu AM được ghép qua một hoặc hai tầng khuếch đại tuyến tính như hình 9.14. Có thể là mạch khuếch đại chế độ A, AB, B để tăng công suất mạch điện tới mức lý tưởng trước khi đưa tới anten phát, thì bộ khuếch đại không gây méo AM.



Hình 9.14: Bộ điều chế mức thấp

Điều chế ở mức cao cũng có thể thực hiện được, khi điều chế mức cao, bộ điều chế biến đổi điện áp và công suất ở tầng khuếch đại RF cuối cùng của máy phát, một ví dụ về mạch điện điều chế mức cao là bộ điều chế collector như hình 9.15.

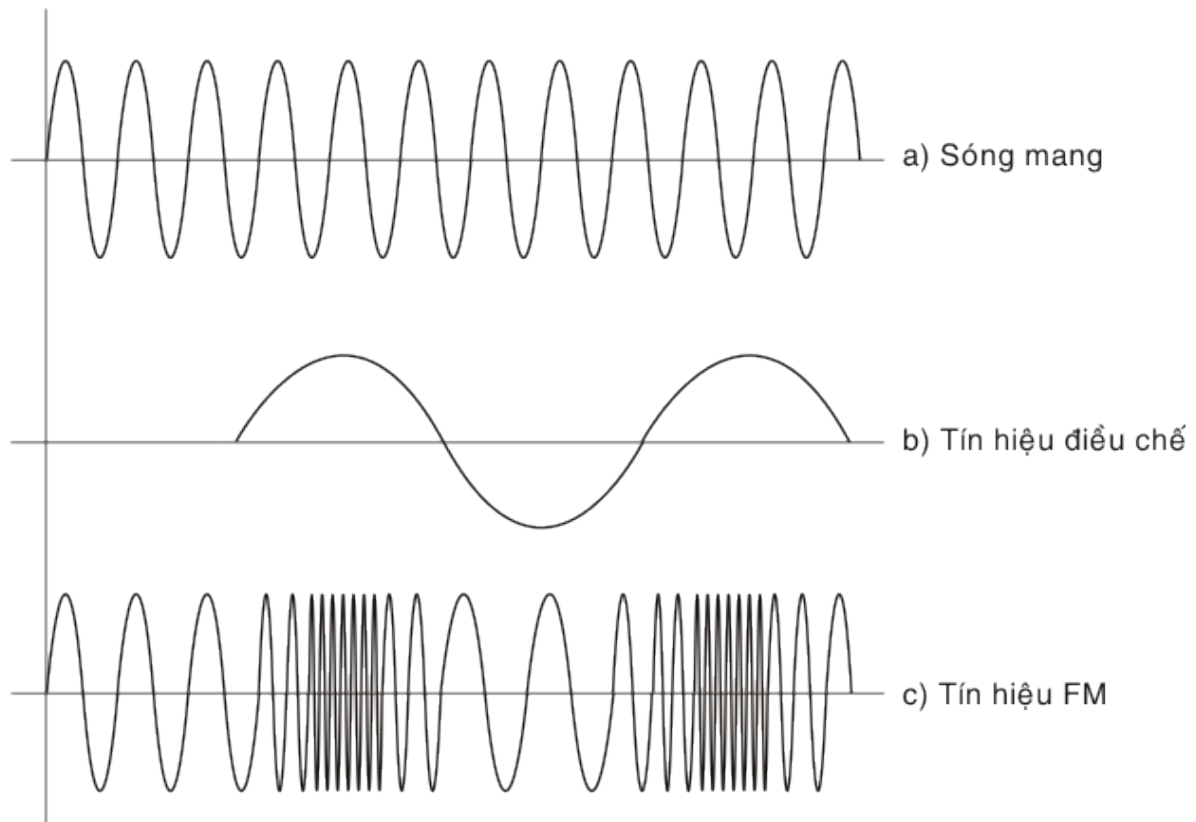


Hình 9.15: Bộ điều chế mức cao

Tăng ra của máy phát là bộ khuếch đại công suất và làm việc ở chế độ C chỉ cần nửa chu kỳ dương của tín hiệu vào. Dòng xung ra ở collector gây ra dao động cho mạch cộng hưởng tại tần số ra lý tưởng. Mạch cộng hưởng do đó tái tạo lại được thành phần cực tính âm của tín hiệu sóng mang.

### III. Điều chế tần số (fm):

Trong FM, biên độ sóng mang không thay đổi trong khi đó tần số bị thay đổi do tín hiệu điều chế, khi biên độ tín hiệu thông tin thay đổi, tần số sóng mang thay đổi tương ứng, khi biên độ tín hiệu điều chế tăng, tần số sóng mang tăng, nếu biên độ tín hiệu điều chế giảm, tần số sóng mang giảm. Mối quan hệ ngược lại cũng có thể được thực hiện. Khi biên độ tín hiệu điều chế thay đổi làm tần số sóng mang thay đổi lên xuống xung quanh tần số trung tâm (tần số trung tâm là tần số sóng mang khi không bị điều chế). Sự thay đổi tần số sóng mang được tạo ra do tín hiệu điều chế, coi như sự sai lệch tần số. Sự sai lệch tần số cực đại xuất hiện khi biên độ tín hiệu điều chế cực đại.



**Hình 9.16: Điều chế tần số**

Tín hiệu thông tin điều chế hình 9.16 là một sóng hình sin tần số thấp, ở mức chu kỳ dương, khi biên độ của tín hiệu tăng lên, tần số của sóng mang cũng tăng lên. Tần số cao nhất xuất hiện tại đỉnh biên độ tín hiệu điều chế.

Khi biên độ tín hiệu điều chế giảm, tần số sóng mang giảm.

Khi tín hiệu điều chế biên độ bằng 0, tần số sóng mang ứng với điểm này gọi là điểm tần số trung tâm của nó.

Khi tín hiệu điều chế chuyển sang bán kỳ âm, tần số sóng mang giảm tới đỉnh của bán kỳ âm, sau đó tín hiệu điều chế tăng đến 0 tần số lại tăng lên.

Giả sử tần số sóng mang là 50MHz nếu đỉnh biên độ tín hiệu điều chế làm cho tần số dịch chuyển 200Khz, tần số sóng mang sẽ thay đổi tăng tới 50.2MHz và giảm tới 49.8MHz. Toàn bộ biến đổi là:  
 $50.2 - 49.8 = 0.4\text{MHz}$

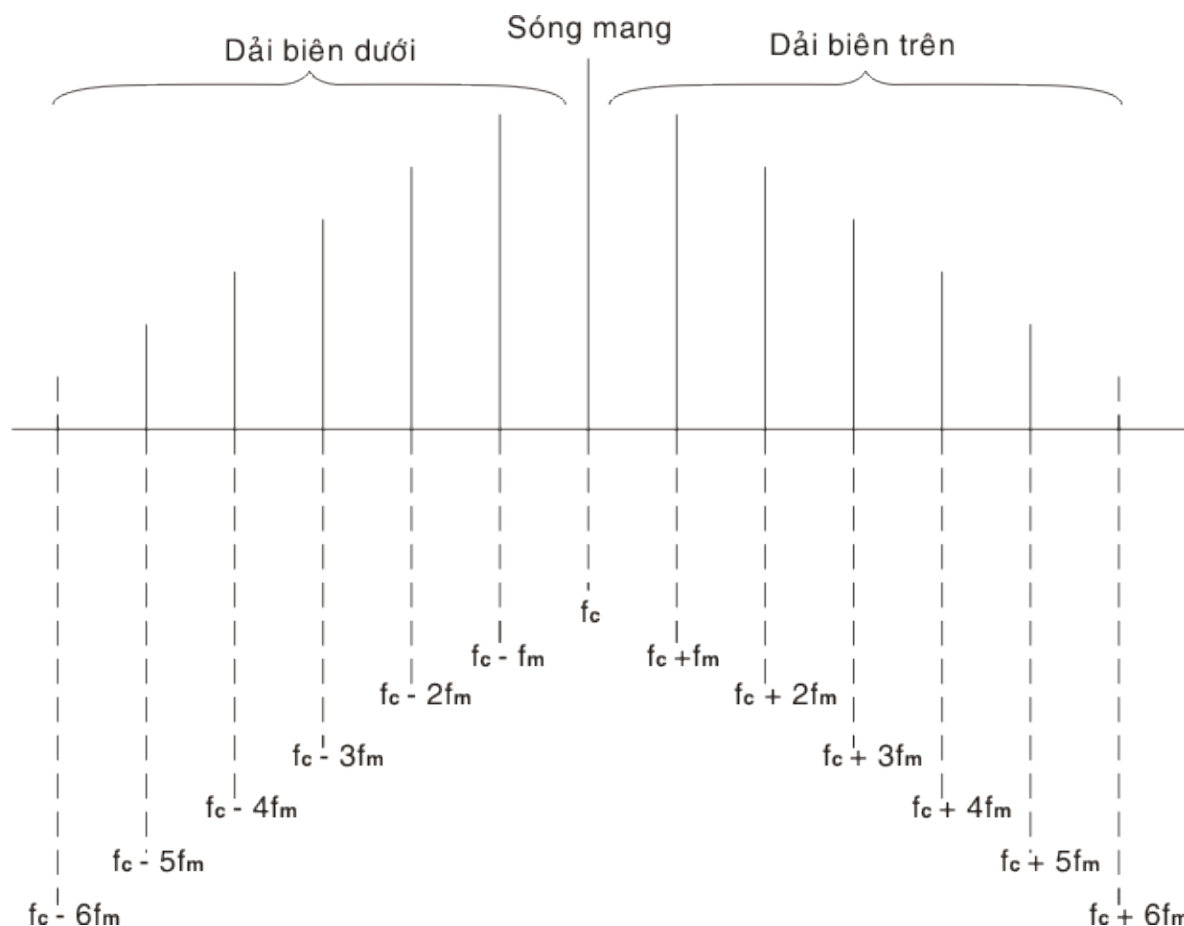
Trong thực tế cho thấy sự biến đổi tần số cho thấy sự dịch chuyển tần số sóng mang lên xuống xung quanh tần số trung tâm. Tần số của tín hiệu điều chế xác định tỉ lệ biến đổi tần số mà không ảnh hưởng tới sự biến đổi biên độ của tín hiệu điều chế.

### **1. Các giải biên và các tham số điều chế :**

Bất cứ quy trình nào cũng tạo ra dãy biên như trong AM, khi một sóng hình sin tần số không đổi điều chế với sóng mang sẽ cho hai giải biên được tạo ra. Các biên tần là tổng và sai lệch của sóng mang với tín hiệu điều chế. Với FM cũng vậy, các cặp biên tần trên và dưới được tạo ra. Phổ của tín hiệu FM

rộng hơn AM, hình 9.17 cho một ví dụ về phổ của tín hiệu FM sau khi điều chế sóng mang với sóng hình sin tần số đơn. Giải biên được tạo ra từ sóng mang  $f_c$  và từ một tần số khác .

Nếu tần số điều chế là 500Hz. Thì cặp giải biên đầu tiên là trên và dưới sóng mang 500Hz. Cặp giải biên thứ hai là trên và dưới sóng mang  $500 \times 2 = 1000\text{Hz}$  và tiếp tục như thế .



Hình 9.17: Điều chế tần số

**Lưu ý:** Giải biên có thể được mở rộng từ tần số sóng mang ra hai phía bằng cách cộng thêm hoặc trừ đi liên tiếp các khoảng cách bằng tần số tín hiệu điều chế, nếu mỗi giải biên được giả sử là một sóng hình sin với tần số và biên độ như hình 9.17 thì tất cả các sóng hình sin này được cộng với nhau để tạo ra tín hiệu hình sin .

Khi biên độ của tín hiệu điều chế biến đổi, độ lệch tần số sẽ thay đổi, lượng dãy biên được tạo ra, biên độ và khoảng cách phổ của nó phụ thuộc vào sự chênh lệch tần số và tần số điều chế. Chú ý rằng tín hiệu FM có biên độ không đổi. Tín hiệu Fm là tổng hợp của các tần số giải biên, có thể thấy rằng độ rộng giải biên bắt buộc phải biến đổi cùng độ chênh lệch tần số và tần số điều chế. Vì vậy phải cộng chúng lại để cho tín hiệu FM có biên độ không đổi .

Mặc dù FM là cách thức tạo ra số lượng vô hạn giải biên trên và dưới, nhưng chỉ những cái có độ rộng nhất là có ý nghĩa trong việc truyền tin tức. Bất cứ một giải biên tiêu biểu nào có độ rộng nhỏ hơn sóng mang chưa điều chế 1% đều không có ý nghĩa.

Như ta đã biết khối lượng của giải biên quan trọng và độ rộng của chúng phụ thuộc vào tổng độ

lệch tần và tần số điều chế. Tỷ lệ giữa độ lệch tần số và tần số điều chế là tỉ số điều chế  $m = \frac{f_d}{f_m}$

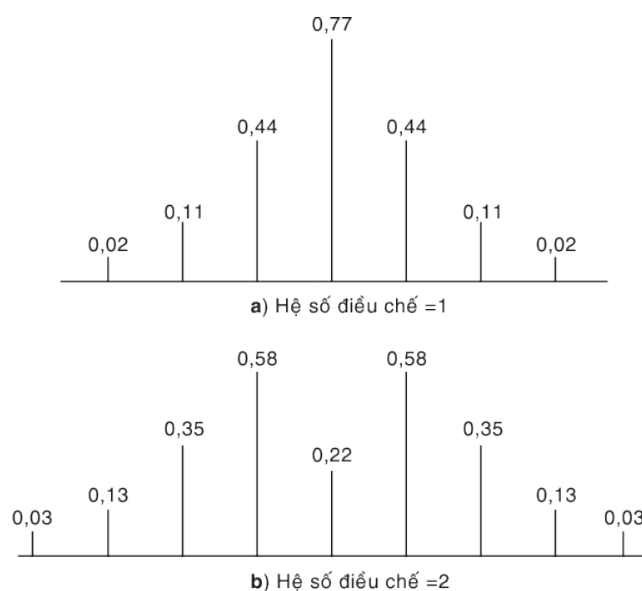
$f_d$  : độ lệch tần số

$f_m$  : tần số điều chế

Tuy nhiên khoảng chia tần số lớn nhất có thể cho phép tần số điều chế lớn nhất được sử dụng trong tính toán để tính chỉ số điều chế  $m$ ,  $m$  được biết như là chỉ số chênh lệch.

Có thể thấy rằng phổ của tín hiệu FM biến đổi theo độ rộng băng phụ thuộc vào chỉ số điều chế trên, chỉ số điều chế càng cao thì cho độ rộng băng càng lớn. Việc bảo toàn phổ là hết sức cần thiết, độ rộng phổ của tín hiệu FM cần được cân nhắc và giới hạn bằng việc đặt giá trị trên của chỉ số điều chế.

Hình 9.18. cho một vài ví dụ về phổ của tín hiệu FM với các chỉ số điều chế khác nhau.



Hình 9.18: Phổ tín hiệu FM

## 2. So sánh giữa điều chế FM và AM:

Nhìn chung điều chế tần số có chất lượng cao hơn điều chế biên độ. Mặc dù cả hai phương pháp điều chế đều cho phép truyền thông tin từ nơi này đến nơi khác, cả hai phương pháp trên đều có khả năng tương đương, có độ tin cậy như nhau song kiểu truyền tin tức bằng FM mang lại nhiều lợi ích hơn.

### ❖ Ưu điểm của FM đối với AM :

- Tính chống nhiễu cao, khả năng loại bỏ nhiễu tốt.
- Hiệu suất truyền tín hiệu hơn hẳn đối với điều chế AM
- Tín hiệu FM có biên độ không đổi, do đó không cần thiết phải sử dụng bộ khuếch đại tuyến tính để nâng công suất. Thực tế tín hiệu FM thường được phát ra ở mức thấp sau đó được khuếch đại bởi bộ

khuếch đại làm việc ở chế độ C để nâng công suất. Kết quả ta có công suất cao hơn bởi bộ khuếch đại làm việc ở chế độ C cho hệ số khuếch đại lớn hơn.

❖ **Nhược điểm của FM so với AM và cách khắc phục:**

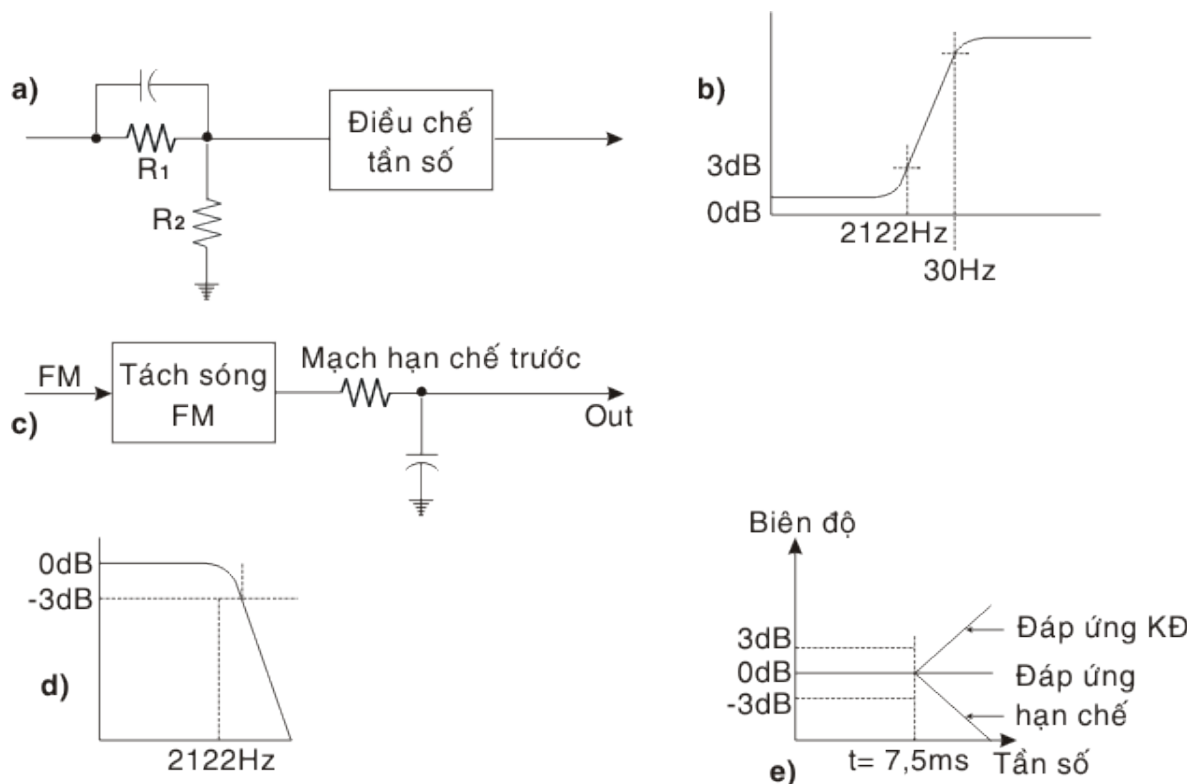
- Trong thực tế FM loại bỏ được một lượng lớn nhiễu, nhưng nhiễu vẫn ảnh hưởng đến tín hiệu FM. Điều này đặc biệt đúng cho tín hiệu có tần số cao. Nhiễu cũng là một dạng năng lượng, nó bao gồm một lượng lớn các sóng hài và thành phần tần số cao hợp thành. Những tần số cao này tại một thời điểm nào đó có biên độ lớn hơn biên độ tần số cao của tín hiệu điều chế, điều chế này là nguyên nhân gây méo dạng tín hiệu ở tần số cao.

- Để vượt qua vấn đề này, phần lớn hệ thống FM sử dụng kỹ thuật “tiền nhấn” (hay khuếch đại trước :pre-emphasis) để loại bỏ nhiễu ở vùng tần cao. Tại máy phát tín hiệu được đưa qua một hệ thống khuếch đại tần số cao nhiều hơn khuếch đại tần số thấp. Dạng đơn giản nhất của mạch như hình 9.24a. Mạch này cho phép tăng hệ số khuếch đại tại vùng tần cao, làm tín hiệu tại tần số này khoẻ hơn nhiều, làm tăng tỉ số tín hiệu trên tạp âm, tăng độ chọn lọc và tính trung thực.

Mạch khuếch đại trước cũng có tần số giới hạn  $f_u$ , tại đó độ tăng tần số là không đổi, xem hình

9.19b. Tần số giới hạn trên được tính toán bằng biểu thức :  $f_u = \frac{R_2}{2 R_1 R_2 C}$

Tần số này thường được đặt tại một vài giá trị cao hơn tần số âm thanh khoảng 30kHz.



Hình 9.19: Mạch khuếch đại trước, hạn chế trước và đồ thị

Để tín hiệu thu được ở mức bình thường, mạch “giải tiền nhấn” (hay mạch hạn chế trước: de emphasis) được sử dụng ở máy thu. Đây là mạch lọc thông thấp với hằng số thời gian là 75 s. (hình 9.19c), nó cắt bỏ bớt tín hiệu ở vùng tần cao, làm giảm tín hiệu ở vùng tần cao khoảng 6dB. Đường đáp tuyến như hình 9.19d, như vậy mạch khuếch đại trước tại máy phát và mạch hạn chế trước tại máy thu bù đắp cho nhau cho ta một đường đặc tuyến tần số bình thường. Sự kết hợp đáp ứng giữa bộ khuếch đại trước và hạn chế trước làm tăng tín hiệu tại vùng tần số cao trong khi truyền làm tín hiệu mạnh hơn và có ít nhiễu hơn.

- FM sử dụng quá nhiều khoảng phổ, khi cần truyền cùng một lượng thông tin có độ rộng băng của tín hiệu FM rộng hơn nhiều so với AM, mặc dù có thể chọn chỉ số điều chế sao cho giải băng được sử dụng ở khoảng tần số thấp nhất. Nhưng độ rộng băng vẫn lớn hơn tín hiệu AM. Hơn nữa giảm chỉ số điều chế chính là giảm tính chống nhiễu của tín hiệu FM. Trong hệ thống radio FM hai đường, Độ lệch tần số cho phép là 5kHz với tần số điều chế lớn nhất là 3kHz. Ta có tỉ số độ lệch là  $5/3 = 1.67$ . Đây coi là giải băng FM hẹp (narrow band FM – NBFM).

Do FM chiếm một giải băng rộng nó đặc biệt dùng cho những tần số rất cao. Thực tế nó ít sử dụng trong hệ thống thông tin có tần số nhỏ hơn 30MHz. Phần lớn hệ thống thông tin FM làm việc tại tần số UHF, VHF và tần số sóng cực ngắn là những khoảng phổ được chia cho tín hiệu FM, đó là những phạm vi phổ biến, điều này làm cho phạm vi truyền tin của nó có giá trị hơn.

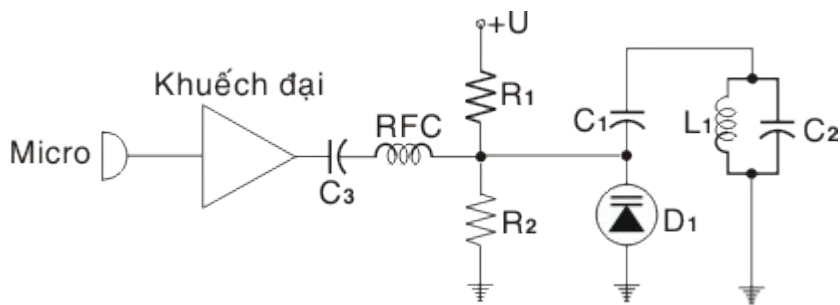
- Nhược điểm khác của FM là mạch điện dùng để điều chế và tách sóng quá phức tạp so với AM, khó thiết kế hơn và giá thành mạch điều chế FM cao hơn.

### 3. Bộ điều chế tần số:

Nguyên tắc cơ bản của FM là biến đổi tần số sóng mang theo tín hiệu điều chế. Mạch dao động LC mạch dao động thạch anh tạo ra sóng mang, mục đích tiếp theo là tìm cách thay đổi tần số của bộ tạo dao động LC, tần số sóng mang được xác định bởi giá trị điện cảm và điện dung của mạch cộng hưởng. Tần số sóng mang thay đổi tùy theo sự biến đổi của điện dung điện cảm. Để có tín hiệu điều chế tần số, cần tìm mạch điện có sự biến đổi điện áp theo sự thay đổi của giá trị điện dung hay điện cảm.

Khi bộ tạo dao động thạch anh tạo ra tần số sóng mang, tinh thể thạch anh xác định tần số dao động. Chú ý rằng mạch điện tương đương của tinh thể thạch anh là RLC với hai điểm cộng hưởng nối tiếp và song song. Bằng việc kết nối tinh thể thạch anh với tụ bên ngoài ta sẽ thu được tần số hoạt động của tinh thể này hoặc dùng một mạch điện có dung kháng thay đổi theo điện áp đặt vào. Một thành phần hay được sử dụng đó là tụ điện có giá trị biến đổi theo điện áp đặt vào (voltage-variable capacitor – VVC). Thành phần này chính là Diode hay Varicap, đây là loại diode có điện dung biến đổi theo điện áp đặt vào.

#### a. Bộ điều chế dùng diode biến dung :



Hình 9.20: Điều chế tần số với VVC

Hình 9.20 cho thấy một bộ điều chế tần số cơ bản sử dụng diode biến dung. Trong đó  $L_1C$  là khung cộng hưởng ở tần số sóng mang. Diode  $D_1$  nối tiếp với tụ  $C_2$  ngang qua mạch cộng hưởng. Giá trị tụ  $C_2$  rất lớn tại tần số hoạt động do đó trở kháng của nó rất nhỏ, có thể coi như  $D_1$  được nối ngang qua mạch cộng hưởng. Khi đó tổng dung kháng của mạch sẽ là dung kháng của diode  $D_1$  song song với tụ  $C_1$ . Nhờ đó xác định được tần số sóng mang trung tâm.

Có hai nhân tố điều khiển điện dung của diode  $D_1$  là phân cực một chiều và tín hiệu điều chế. Trong hình 9.20 phân cực điện áp cho  $D_1$  cầu phân áp  $R_1$  và  $R_2$ . Một trong hai điện trở này tạo nên sự biến đổi do đó tần số sóng mang trung tâm vượt ra ngoài phạm vi hẹp. Tín hiệu điều chế được ghép qua tụ  $C_3$  và RFC. Tụ  $C_3$  là tụ ngăn không cho phân cực một chiều ảnh hưởng tới tín hiệu điều chế. RFC (radio frequency choke) là cuộn chặn, nó có trở kháng cao tại tần số sóng mang ngăn không cho tần số sóng mang ảnh hưởng tới mạch điện tín hiệu điều chế.

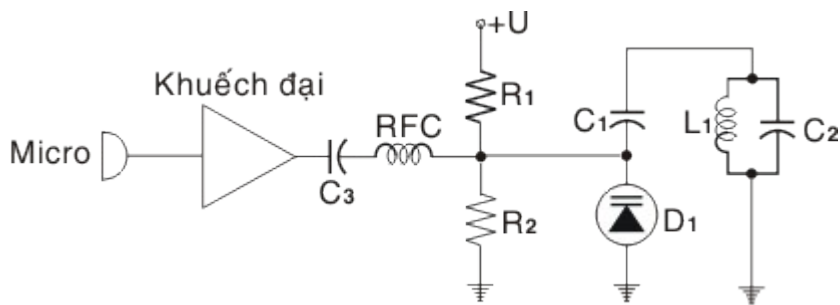
Tín hiệu điều chế xuất phát từ micro được khuếch đại và đưa tới mạch điều chế. Khi tín hiệu điều chế thay đổi nó làm tăng hoặc giảm điện áp phân cực làm điện áp cấp cho diode  $D_1$  biến đổi gây ra sự biến đổi dung kháng của diode  $D_1$ . Điều này làm thay đổi tần số sóng mang theo yêu cầu. Giả sử tín hiệu đang ở bán kỳ dương thì điện áp phân cực ở điểm A được cộng thêm vào, làm diode bị phân cực ngược hơn dẫn đến dung kháng của nó bị giảm gây nên sự tăng tần số sóng mang. Ngược lại ở bán kỳ âm của tín hiệu điện áp phân cực ngược cấp cho diode bị giảm làm tăng dung kháng dẫn đến tần số sóng mang bị giảm.

Vấn đề chính với mạch điện hình 9.20 là mạch dao động LC đơn giản và không đủ ổn định để cung cấp tín hiệu sóng mang. Mạch LC phụ thuộc vào chất lượng sản phẩm của nhà thiết kế, tần số dao động của mạch sẽ thay đổi theo nhiệt độ, theo sự biến đổi điện áp, và các nhân tố khác, do đó bộ tạo dao động thạch anh thường được sử dụng để chế tạo ra tần số sóng mang. Phần tử thạch anh không chỉ cung cấp tần số sóng mang có độ chính xác cao mà tần số của nó còn rất ổn định trong khoảng nhiệt độ rộng.

Có thể biến đổi của bộ tạo dao động thạch anh bằng cách thay đổi giá trị tụ điện nối tiếp hoặc song song với nó.

### b. Bộ điều chế dùng tinh thể thạch anh :





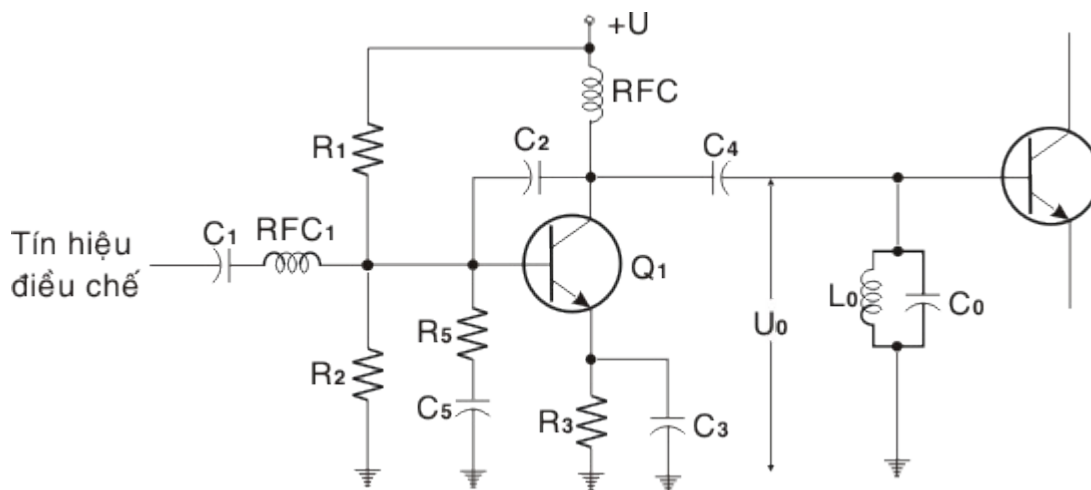
Hình 9.21: Điều chế tần số dùng tinh thể thạch anh và diode biến dung

Hình 9.21 cho thấy một bộ tạo dao động thạch anh tiêu biểu, khi nối tiếp tinh thể thạch anh với tụ điện và "kích" để cho phần tử thạch anh dao động với tần số tự nhiên của nó. Bằng việc nối tiếp diode biến dung với tinh thể thạch anh ta thực hiện được điều chế tần số bằng tinh thể thạch anh. Tín hiệu điều chế được ghép vào diode làm thay đổi tần số dao động.

Một điểm quan trọng cần chú ý trong bộ điều chế tần số dùng phần tử thạch anh là phạm vi biến đổi tần số số nhỏ. Mạch dùng phần tử tạo dao động là LC có độ chênh lệch tần số cao hơn. Tần số của bộ tạo dao động thạch anh chỉ thay đổi tối đa là 100Hz so với giá trị danh định. Độ chênh lệch tần số thực tế có thể nhỏ hơn giá trị lý tưởng. Trong hệ thống phát thanh FM phạm vi thay đổi của tần số là 75KHz, khi đó phải sử dụng kỹ thuật khác. Mạch điều chế sử dụng phần tử thạch anh chỉ được chấp nhận trong hệ thống thông tin hai đường (băng hẹp) là hệ thống có độ lệch tần số nhỏ hơn.

Mặc dù có độ lệch tần số nhỏ nhưng mạch điều chế dùng phần tử thạch anh vẫn được sử dụng. Bằng cách dùng các mạch nhân tần số để làm tăng độ lệch tần số từ 24 đến 32 lần.

### c. Bộ điều chế điện kháng:



Hình 9.22: Bộ điều chế dùng điện kháng

Một cách khác để tạo ra điều chế tần số là sử dụng bộ điều chế kháng. Mạch này sử dụng transistor khuếch đại làm nhiệm vụ như diode biến dung, khi mạch điện được kết nối ngang qua khung cộng hưởng của mạch tạo dao động, nhờ bộ khuếch đại tín hiệu biến đổi theo tần số của bộ tạo dao động.

Bộ điều chế kháng được minh họa ở hình 9.22, đó là bộ khuếch đại làm việc ở chế độ A. Điện trở  $R_1, R_2$  là cầu phân áp phân cực cho transistor làm việc trong miền tuyến tính, RFC<sub>2</sub> dùng để cung cấp tải cho trở kháng cao tại tần số hoạt động.

Chú ý rằng collector của transistor nối trực tiếp với mạch cộng hưởng tạo dao động, tụ  $C_4$  có dung kháng rất nhỏ tại tần số dao động. Có thể coi như ngắn mạch cực C của transistor với đất thông qua cuộn  $L_0$ , ta thấy rằng trở kháng của mạch điều chế nối song song với khung cộng hưởng tạo ra tần số dao động.

Tín hiệu dao động từ mạch cộng hưởng được đưa trở lại mạch thay đổi pha  $R_5, C_5$ . Tụ  $C_2$  có trở kháng nhỏ tại tần số hoạt động nên nó không làm ảnh hưởng tới sự thay đổi pha như  $C_2$  và  $C_5$  làm ảnh hưởng tới sự phân cực transistor  $Q_1$ . Lựa chọn tụ  $C_5$  sao cho điện kháng của nó tại tần số dao động gấp khoảng 10 lần điện trở  $R_5$ . Nếu điện kháng lớn hơn trở kháng quá nhiều thì mạch điện chủ yếu mang tính điện dung, do đó dòng qua  $R_5$  sẽ chậm pha hơn giá trị điện áp  $90^\circ$ . Điều này có nghĩa điện áp cấp cho cực B của  $Q_1$  sớm pha so với điện áp từ bộ tạo dao động.

Do dòng ở cực C cùng pha với dòng ở cực B, dòng điện ở cực C của  $Q_1$  sớm pha hơn so với điện áp bộ tạo dao động  $V_0$  một góc  $90^\circ$  giống như một tụ điện được cấp nguồn áp. Như vậy điện kháng của bộ điều chế giống như một tụ điện trong mạch cộng hưởng tạo dao động.

Tín hiệu điều chế đưa tới cực B của transistor thông qua tụ  $C_1$  và RFC<sub>1</sub>, RFC<sub>1</sub> ngăn không cho dòng điện tạo dao động có tần số cao ảnh hưởng tới tín hiệu điều chế. Tín hiệu âm thanh sẽ làm biến đổi điện áp và dòng điện cấp cho cực gốc của  $Q_1$  theo tín tức được truyền, dòng điện qua cực C cũng biến đổi tương ứng, khi biên độ collector biến đổi, góc pha cũng thay đổi theo điện áp của bộ tạo dao động. Như vậy tín hiệu tín hiệu điều chế thay đổi gây ra sự biến đổi dung kháng của toàn mạch và làm tần số của bộ dao động biến đổi theo. Mạch này tạo tín hiệu điều tần FM.

Nếu đem đảo vị trí của  $R_5$  và  $C_5$  của mạch điện hình 9.22, dòng điện vẫn sớm pha hơn điện áp tạo dao động một góc  $90^\circ$ . Tuy nhiên điện áp đi qua tụ giờ đây lại được ghép trực tiếp vào cực B của  $Q_1$ . Với sự sắp xếp này, điện kháng của bộ điều chế giống như là một phần tử điện cảm. Lượng điện cảm thay đổi theo tín hiệu điều chế làm cho tần số của bộ tạo dao động biến đổi theo biên độ tín hiệu.

# TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Electronic Devices and Circuit Theory.
2. Giáo trình kỹ thuật mạch điện tử, Vụ trung học chuyên nghiệp – Dạy nghề, nhà xuất bản giáo dục.
3. Giáo trình môn học mạch điện tử 1- 2, Lê Tiến Thường, nhà xuất bản Đại học quốc gia TP.HCM.
4. Kỹ thuật điện tử, Lê Phi Yến-Lưu Phú-Nguyễn Như Anh, nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.

# MỤC LỤC

## Bài 1 NGUỒN CẤP ĐIỆN MỘT CHIỀU

I. Giới thiệu chung về nguồn điện	Trang 1-2
II. Khảo sát các mạch chỉnh lưu	Trang 2-5
IV. Khảo sát, tính toán các bộ lọc nguồn	Trang 5-12
IV. Mạch ổn áp	Trang 12-21

## Bài 2 KHẢO SÁT, TÍNH TOÁN PHÂN CỰC TÍNH CHO TRANSISTOR

I. Tổng quát	Trang 22
II. Khảo sát, tính toán	Trang 22-30
III. Phương pháp tính hệ số ổn định nhiệt	Trang 30-32

## Bài 3 KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR

I. Giới thiệu các thông số Hybrid	Trang 33
II. Khảo sát, tính toán	Trang 33-48
III. Bài tập áp dụng	Trang 48-54

## Bài 4 CÁC KHÁI NIỆM CƠ BẢN CỦA MẠCH KHUẾCH ĐẠI

I. Khái niệm về mạch khuếch đại	Trang 55-59
II. Các chế độ công tác của transistor	Trang 59-74

## Bài 5 KHẢO SÁT TRANSISTOR HIỆU ỨNG TRƯỜNG (FET)

I. Phân cực cho FET	Trang 75-82
II. Các loại MOSFET kênh đặt sẵn	Trang 82-83
III. Các loại MOSFET kênh cảm ứng	Trang 83-84
IV. Các loại FET kênh P	Trang 84-86
V. Phân tích chế độ tín hiệu nhỏ dùng FET	Trang 86-94

## Bài 6 GHÉP TẦNG KHUẾCH ĐẠI

I. Khái niệm	Trang 95
II. Các dạng mạch ghép tầng	Trang 95-102

## Bài 7 MẠCH KHUẾCH ĐẠI HỒI TIẾP

I. Khái niệm	Trang 103-104
II. Phân loại hồi tiếp	Trang 104-106
III. Tác dụng của hồi tiếp	Trang 106-111

## Bài 8 MẠCH KHUẾCH ĐẠI

I. Các khái niệm cơ bản	Trang 112-114
II. Các ứng dụng của Op-Amp	Trang 114-120

## Bài 9 ĐIỀU CHẾ

II. Khái niệm điều chế biên độ và điều chế đơn biên	Trang 121
III. Phương pháp điều chế biên độ (AM)	Trang 121-133
III. Điều chế tần số (fm)	Trang 134-142