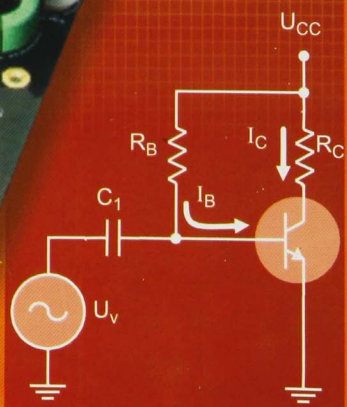
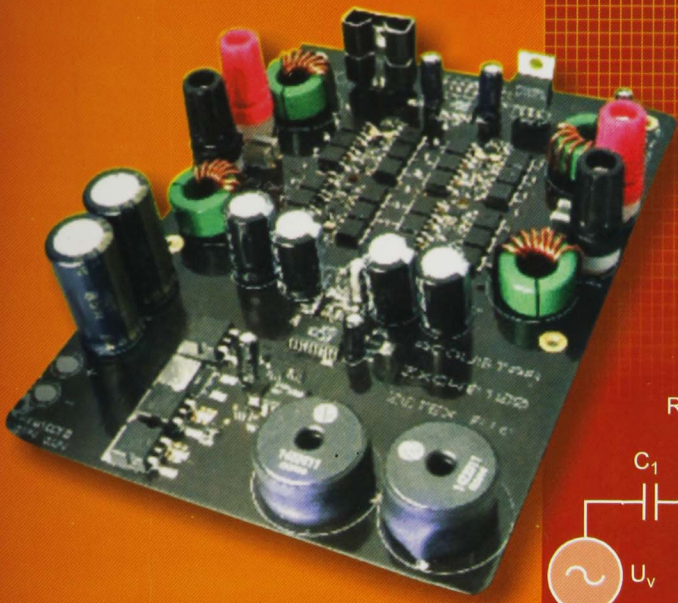


PGS. TS. ĐẶNG VĂN CHUYẾT (Chủ biên)  
ThS. BỒ QUỐC BẢO - ThS. PHẠM XUÂN KHÁNH  
ThS. NGUYỄN VIỆT TUYẾN



# GIÁO TRÌNH KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ



NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC VIỆT NAM



PGS. TS. ĐẶNG VĂN CHUYẾT (Chủ biên)  
ThS. BỒ QUỐC BẢO – ThS. PHẠM XUÂN KHÁNH  
ThS. NGUYỄN VIỆT TUYẾN

# GIÁO TRÌNH

# KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

Sách dùng cho sinh viên hệ Cao đẳng

*(Tái bản lần thứ ba)*

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC VIỆT NAM



## LỜI NÓI ĐẦU

Hiện nay công nghệ kỹ thuật điện tử đã và đang đóng vai trò then chốt trong cuộc cách mạng khoa học kỹ thuật. Kỹ thuật mạch điện tử là kiến thức cơ bản, quan trọng để tiếp cận với công nghệ điện tử. Để đáp ứng nhu cầu tìm hiểu về công nghệ kỹ thuật điện tử, nhóm tác giả xin được giới thiệu tới các bạn cuốn giáo trình *Kỹ thuật mạch điện tử*.

Nội dung của giáo trình gồm 9 chương:

*Chương 1.* Khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng transistor lưỡng cực – BJT.

*Chương 2.* Khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng transistor trường – FET.

*Chương 3.* Ghép tầng khuếch đại và các mạch khuếch đại đặc biệt.

*Chương 4.* Khuếch đại công suất.

*Chương 5.* Khuếch đại thuật toán.

*Chương 6.* Nguồn điện một chiều.

*Chương 7.* Dao động điều hoà.

*Chương 8.* Biến đổi tín hiệu tương tự – số và số – tương tự.

*Chương 9.* Điều chế – tách sóng – trộn tần.

Tài liệu này đã được sử dụng để giảng dạy trong những năm qua cho sinh viên hệ Cao đẳng ngành Điện tử. Với nội dung cô đọng, dễ hiểu, không quá đi sâu vào các vấn đề lý thuyết phức tạp, các chương đều có nhiều ví dụ minh họa. Cuốn sách là tài liệu học tập, nghiên cứu bổ ích không chỉ cho sinh viên, kỹ thuật viên ngành Điện tử mà còn cho các ngành khác như: Điện, Viễn thông, Công nghệ phần cứng máy tính...

Chúng tôi đã rất cố gắng khi biên soạn giáo trình này, tuy nhiên có thể còn những thiếu sót, rất mong nhận được những ý kiến đóng góp xây dựng của quý bạn đọc. Các ý kiến xin gửi về Công ty cổ phần Sách Đại học - Dạy nghề, Nhà xuất bản Giáo dục Việt Nam - 25, Hàn Thuyên - Hà Nội, điện thoại: 04.38264974.

Xin chân thành cảm ơn!

CÁC TÁC GIẢ

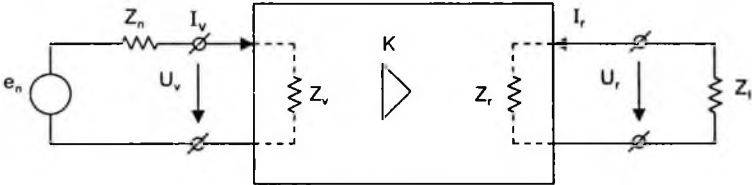
## Chương 1

# KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR LƯỜNG CỰC – BJT

### 1.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Bộ khuếch đại điện tử (hình 1.1) là một mạch điện tử mà tín hiệu đầu ra của mạch lớn gấp K lần tín hiệu đầu vào của mạch và dạng tín hiệu ở đầu ra giống dạng của tín hiệu ở đầu vào.

Tín hiệu của mạch là dòng điện  $i(t)$ , điện áp  $u(t)$  hoặc công suất  $p(t)$ . Tín hiệu cũng có thể là điện trường  $E(t)$  hoặc từ trường  $B(t)$ .



Hình 1.1. Bộ khuếch đại điện tử

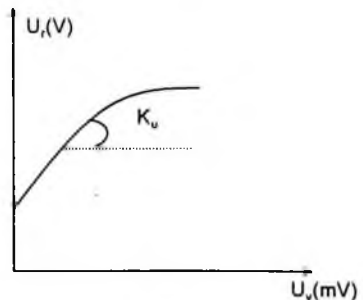
Trong sơ đồ, ký hiệu hình  $\triangleright$  mô tả đây là bộ khuếch đại.

K gọi là hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại. Hệ số này là tỷ số giữa giá trị tín hiệu ra chia cho giá trị tín hiệu vào. Nếu các tín hiệu vào, ra là điện áp thì chúng ta có hệ số khuếch đại điện áp.

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

Nếu các tín hiệu vào, ra là dòng điện thì chúng ta có hệ số khuếch đại dòng điện:

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



Hình 1.2. Đặc tính biên độ của bộ khuếch đại

Nếu các tín hiệu vào ra là công suất thì ta có hệ số khuếch đại công suất:

$$K_p = \frac{P_r}{P_v}$$

Ở đây  $U_r$ ,  $I_r$ ,  $P_r$  là điện áp, dòng điện, công suất trên đầu ra bộ khuếch đại và  $U_v$ ,  $I_v$ ,  $P_v$  lần lượt là điện áp, dòng điện và công suất đặt vào bộ khuếch đại.

Trên hình 1.1  $e_n$  và  $Z_n$  là sức điện động và trở kháng trong của tín hiệu đặt vào bộ khuếch đại.  $Z_v$  là trở kháng vào tương đương của bộ khuếch đại:

$$Z_v = \frac{U_v}{I_v}$$

$Z_r$  là trở kháng ra của bộ khuếch đại:

$$Z_r = \frac{U_r}{I_r}$$

Đặc tính biên độ của một bộ khuếch đại là quan hệ giữa đầu ra và đầu vào của bộ khuếch đại, xét ở một tần số xác định. Quan hệ này có thể là quan hệ  $U$ , theo  $U_v$  hoặc  $I$ , theo  $I_v$ . Hình 1.2 chỉ ra đặc tính biên độ ở tần số thấp.

Đặc tính tần số của bộ khuếch đại là sự phụ thuộc của hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại vào tần số. Hình 1.3 là đặc tính tần số điển hình của một bộ khuếch đại.

Méo phi tuyến (không đường thẳng) của bộ khuếch đại là sự thay đổi dạng của tín hiệu ra so với tín hiệu vào do tính phi tuyến của các phần tử trong mạch gây ra, méo này được tính là tỷ số của tổng bình phương các thành phần bậc cao phát sinh khi đầu vào chỉ có thành phần tần số.

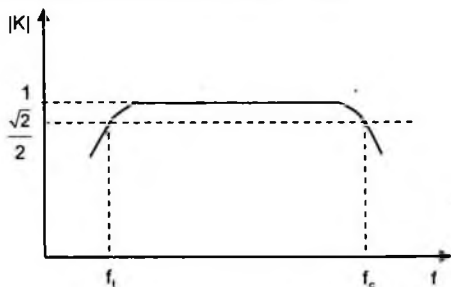
$Z_i$  là trở kháng tải của bộ khuếch đại. Đây chính là phần tử tiêu thụ tín hiệu ra của bộ khuếch đại hay bộ khuếch đại cần phải cung cấp tín hiệu cần thiết cho phần tử này.

Trong rất nhiều trường hợp thực tế các trở kháng này là thuần trở. Để bộ khuếch đại làm việc tốt chúng ta phải phối hợp trở kháng:

$$Z_n = Z_v$$

$$Z_r = Z_i$$

Nếu bộ khuếch đại có  $K_i = 1$  và  $K_u > 1$  thì chúng ta gọi nó là bộ khuếch đại điện áp.



Hình 1.3. Đặc tính tần số của bộ khuếch đại



Nếu bộ khuếch đại có  $K_u \approx 1$  và  $K_i > 1$  thì chúng ta gọi nó là bộ khuếch đại dòng điện, bộ khuếch đại này còn được gọi là bộ lặp lại điện áp.

Nếu bộ khuếch đại có  $K_i > 1$  và  $K_u > 1$  thì chúng ta gọi nó là bộ khuếch đại công suất.

**Hệ số khuếch đại công suất deciBen:**

Để thuận lợi trong tính toán người ta tính hệ số khuếch đại công suất theo deciBen  $K_p(\text{dB})$  với công thức:

$$K_p(\text{dB}) = 10\lg K_p = 10\lg \frac{P_r}{P_v}$$

**Hệ số khuếch đại điện áp deciBen:**

Hệ số khuếch đại điện áp deciBen  $K_u(\text{dB})$  được tính theo deciBen (dB) với công thức:

$$K_u(\text{dB}) = 20\lg K_u = 20\lg \frac{U_r}{U_v}$$

## 1.2. CÁC KIẾN THỨC CƠ BẢN VỀ MẠCH ĐIỆN

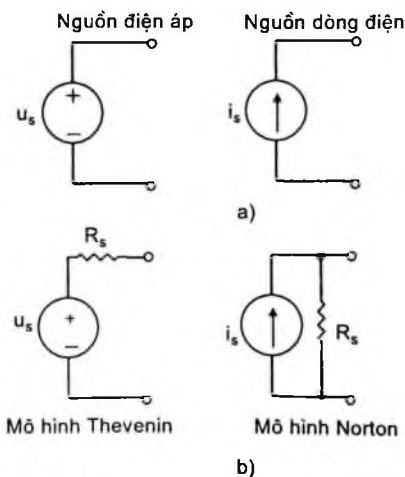
### 1.2.1. Mô hình nguồn Norton và Thevenin

Mỗi nguồn điện năng đều có thể được biểu diễn dưới dạng nguồn điện áp hoặc nguồn dòng. Hình 1.4 là dạng của nguồn áp và nguồn dòng lý tưởng.

Nguồn điện áp lý tưởng được giả định tạo ra điện áp  $u_s$  không phụ thuộc vào dòng chạy qua nguồn. Nguồn dòng điện lý tưởng được giả định tạo ra dòng điện  $i_s$  không phụ thuộc vào điện áp trên nguồn.

Các nguồn thực tế có thể được mô hình hoá nhờ tổ hợp nguồn lý tưởng và một hay nhiều thành phần mạch thụ động. Hình 1.4b là mô hình nguồn thực tế Thevenin và Norton. Có thể biến đổi từ mô hình này sang mô hình kia. Dòng  $i_s$  ở mô hình Norton liên hệ với điện áp  $u_s$  ở mô hình Thevenin:

$$i_s = u_s / R_s$$



Hình 1.4. Các mô hình nguồn điện

Dòng  $i_s$  là dòng được tính khi ngắn mạch ở đầu ra. Trái lại  $u_s$  liên hệ với  $i_s$ :

$$u_s = R_s \cdot i_s$$

Điện áp  $u_s$  là điện áp được xác định khi hở mạch ở đầu ra.

**Định lý Thevenin:** Có thể thay thế tương đương một mạng hai cực tuyến tính bằng nguồn áp với điện áp là điện áp hở mạch mắc nối tiếp với trở kháng Thevenin.

**Định lý Norton:** Có thể thay thế tương đương một mạng hai cực tuyến tính bằng nguồn dòng với dòng điện là dòng ngắn mạch mắc song song với trở kháng Thevenin.

Trở kháng Thevenin được xác định bằng công thức:

$$Z_{th} = \frac{U_{hm}}{I_{nm}} \quad (\text{với } U_{hm} \text{ là điện áp hở mạch, } I_{nm} \text{ là dòng điện ngắn mạch}).$$

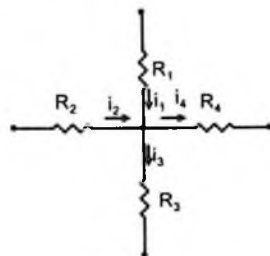
## 1.2.2. Định luật Kirchhoff 1

Định luật Kirchhoff 1 (hình 1.5) được áp dụng với dòng điện và được phát biểu như sau:

"Tổng đại số dòng điện tại một nút bất kỳ bằng không".

$$\sum_{k=1}^N i_k = 0$$

Trong đó có thể quy ước các dòng điện đi vào nút mang dấu dương (+), các dòng điện đi ra khỏi nút mang dấu âm (-) hoặc có thể quy ước ngược lại. Khi chưa biết chính xác chiều của dòng điện có thể giả thiết chiều dòng điện đi vào nút hoặc đi ra khỏi nút, sau khi tính toán nếu giá trị dòng điện âm thì có nghĩa là chiều giả thiết là sai.



Hình 1.5

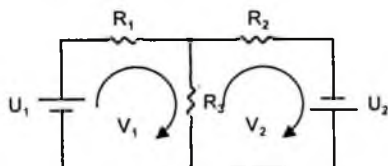
Với hình 1.5, áp dụng định luật Kirchhoff 1 ta có:

$$i_1 + i_2 - i_3 - i_4 = 0 \quad \text{hay } i_1 + i_2 = i_3 + i_4$$

## 1.2.3. Định luật Kirchhoff 2

Định luật Kirchhoff 2 áp dụng với điện áp (hình 1.6) và được phát biểu như sau:

"Tổng đại số của các điện áp trên các phần tử dọc theo tất cả các nhánh của một vòng kín bằng không".



Hình 1.6

Dấu của điện áp được xác định dựa theo chiều của vòng, cùng chiều vòng mang dấu dương (+), ngược chiều vòng mang dấu (-). Chiều của vòng có thể chọn tùy ý.

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng 1 ( $V_1$ ) ta có:

$$-U_1 + U_{R1} + U_{R3} = 0$$

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng 2 ( $V_2$ ) ta có:

$$-U_{R3} + U_{R2} - U_2 = 0$$

## 1.3. PHÂN CỰC CHO TRANSISTOR LƯỜNG CỰC – BJT

### 1.3.1. 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:

$$U_{BE} = 0,7V \text{ (áp dụng với transistor npn Si),}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B \approx I_C,$$

$$I_C = \beta I_B$$

– 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.

#### \* 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).

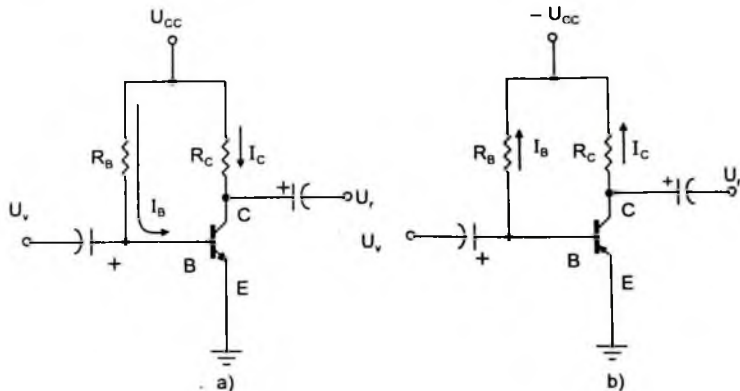
#### \* Đường tải tĩnh

Đường tải tĩnh là đường quan hệ giữa dòng điện ra 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.

## 1.3.2. Các mạch phân cực cơ bản

### 1.3.2.1. Mạch phân cực cố định

Sơ đồ mạch phân cực cố định như hình 1.7.



Hình 1.7. Mạch phân cực cố định  
a) Transistor npn; b) Transistor pnp

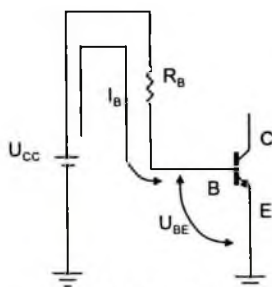
Ta sẽ thiết lập các công thức tính điện áp và dòng điện tại các cực của transistor loại npn, với transistor pnp, cách tính hoàn toàn tương tự.

Xét vòng base – emitter (hình 1.8):

Viết định luật Kirchhoff cho vòng điện áp ta được:

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

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  $I_B$ , và dòng  $I_B$  này sẽ không đổi (vì vậy nên gọi là phân cực cố định).



Hình 1.8. Vòng base – emitter

Xét vòng collector – emitter (hình 1.9):

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

$$I_C = \beta I_B$$

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  $\beta$ , vì vậy giá trị của  $I_C$  không phụ thuộc vào điện trở  $R_C$ . Khi thay đ

$R_C$  dòng  $I_B$  và  $I_C$  không đổi. Tuy vậy, ta sẽ thấy giá trị của  $R_C$  quyết định giá trị  $U_{CE}$  mà  $U_{CE}$  là một tham số rất quan trọng.

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng collector – emitter (hình 1.9) 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.

Trong trường hợp này:

$$U_E = 0V, \text{ nên } U_{CE} = U_C$$

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

**Ví dụ 1.1:** Cho mạch điện như hình 1.10. Hãy tính các giá trị của chế độ một chiều  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_C$ ,  $U_{BC}$ .

**Bài giải:**

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0,7V}{240k\Omega}$$

$$= 47,08\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \cdot 47,08\mu A = 2,35mA$$

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

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

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

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

Giá trị  $U_{BC}$  âm, chứng tỏ chuyển tiếp collector phân cực ngược.

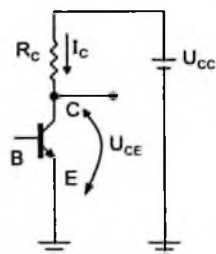
Đối với sơ đồ mạch như hình 1.9, quan hệ giữa dòng điện ra  $I_C$  và điện áp ra  $U_{CE}$  khi có tải  $R_C$ :

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

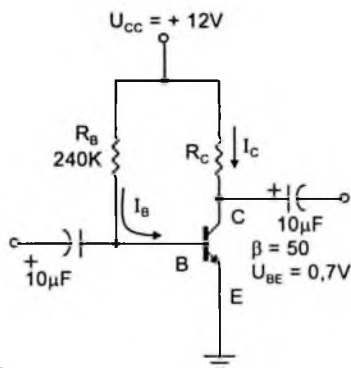
Phương trình trên chính là phương trình đường tải tĩnh. Để vẽ đường tải tĩnh ta cần xác định hai điểm: Điểm thứ nhất ta

cho  $U_{CE} = 0$  suy ra  $I_C = \frac{U_{CC}}{R_C}$ , điểm thứ

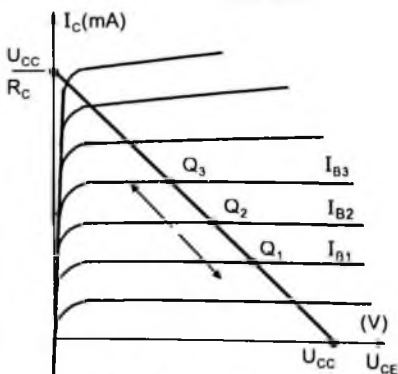
hai ta cho  $I_C = 0$  suy ra  $U_{CE} = U_{CC}$



Hình 1.9. Vòng collector – emitter



Hình 1.10

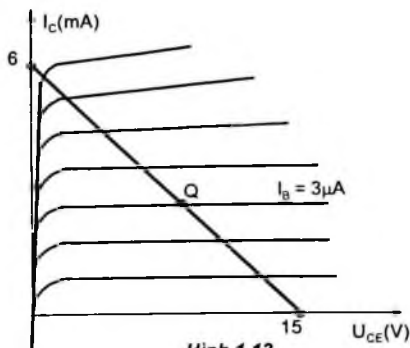


Hình 1.11. Đường tải tĩnh

Với hai điểm này ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 1.10.

Nếu thay đổi giá trị của điện trở  $R_B$  sẽ làm cho  $I_B$  thay đổi, khi đó đường tải tĩnh không đổi, nhưng điểm làm việc tĩnh Q sẽ dịch lên hoặc xuống (hình 1.11).

**Ví dụ 1.2:** Cho mạch phân cực cố định có đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh Q như hình 1.12. Hãy tính các giá trị  $U_{CC}$ ,  $R_B$ ,  $R_C$ .



Hình 1.12

**Bài giải:**

Từ hình 1.12 ta có:

$$\text{Tại } I_C = 0 \\ U_{CE} = U_{CC} = 15V$$

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

Lấy  $U_{BE} = 0,7V$ , ta có:

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

\* *Transistor bão hoà*

Theo đặc tuyến ra của transistor, khi transistor bão hoà thì  $U_{CE} \approx 0$  do đó dòng điện collector bão hoà  $I_{C_{bh}}$  sẽ là dòng  $I_{C_{max}}$  và được tính theo công thức:

$$I_{C_{bh}} = I_{C_{max}} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

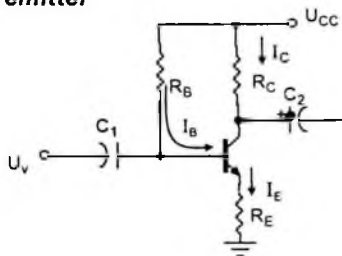
### 1.3.2.2. Mạch phân cực ổn định cực emitter

Mạch phân cực ổn định cực emitter như hình 1.13. Điện trở  $R_E$  được mắc thêm để tăng độ ổn định hơn so với mạch phân cực cố định. Để tính các tham số một chiều, trước hết xét vòng emitter – collector.

Theo định luật Kirchhoff ta có phương trình:

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

$$\text{Ta đã biết } I_E = (\beta + 1)I_B$$



Hình 1.13. Sơ đồ phân cực ổn định cực emitter

Thay vào phương trình trên ta có:

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

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

Với công thức trên ta có thể vẽ một mạch nối tiếp như hình 1.14.

Trong trường hợp này, điện áp  $U_{BE}$  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 vòng emitter – collector xuất hiện với  $R_i = (\beta + 1) R_E$  trong vòng base – collector.

*Xét vòng emitter – collector*

Theo định luật Kirchhoff ta có kết quả:

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

Thay thế  $I_E \approx I_C$  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 mát 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:  $U_B = U_{CC} - I_B R_B$  hoặc  $U_B = U_{BE} + U_E$

*\* Mức bão hoà*

Mức bão 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:

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

*\* Đường tải tĩnh*

Phương trình đường tải tĩnh:  $U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E)$

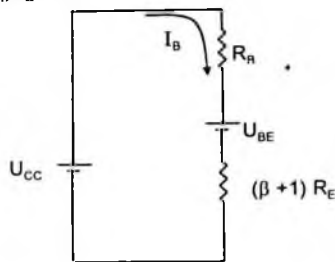
*Ví dụ 1.3:* Với mạch phân cực emitter như hình 1.15 xác định:  $U_{CE}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_B$ ,  $U_E$ ,  $U_C$ ,  $I_B$ ,  $I_E$ .

*Bài giải:*

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} = \frac{20V - 0,7V}{430k\Omega + 51k\Omega} = 40,12\mu A$$

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

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 20V - (2,01mA)(2k\Omega + 1k\Omega) = 13,97V.$$



**Hình 1.14.** Mạch mô tả công thức tính  $I_B$

$$U_C = U_{CC} - I_C R_C = 20V - (2,01mA)(2k\Omega)$$

$$= 20V - 4,02V = 15,98V$$

$$U_E = U_C - U_{CE} = 15,98V - 13,97V = 2,01V$$

hoặc ta có thể tính theo công thức:

$$U_E = I_E \cdot R_E = I_C \cdot R_E$$

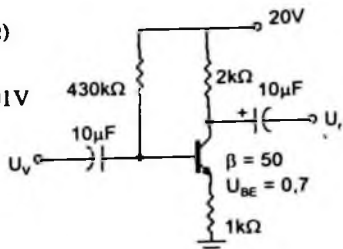
$$= (2,01mA)(1k\Omega) = 2,01V$$

$$U_R = U_{RE} + U_E$$

$$= 0,7V + 2,01V = 2,71V$$

$$U_{RC} = U_R - U_C$$

$$= 2,71V - 15,98V = -13,27V$$



Hình 1.15. Mạch phân cực emitter

So sánh thông số của hai mạch phân cực cố định và phân cực ổn định cực emitter (hình 1.10 và hình 1.15) khi  $\beta = 50$  và  $\beta = 100$  ta có kết quả như bảng 1.1.

**BẢNG 1.1. CÁC THÔNG SỐ CỦA HAI MẠCH PHÂN CỰC**

$\beta$	$I_B (\mu A)$		$I_C (mA)$		$U_{CE} (V)$	
	Hình 1.10	Hình 1.15	Hình 1.10	Hình 1.15	Hình 1.10	Hình 1.15
50	47,08	40,12	2,35	2,01	6,83	13,97
100	47,08	36,35	4,71	3,64	1,64	9,1

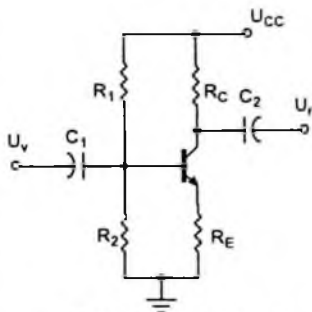
Từ bảng 1.1 ta có nhận xét sau:

- Mạch phân cực cố định dòng  $I_C$  tăng 100%,  $I_B$  không đổi khi  $\beta$  tăng 100%.
- Mạch phân cực ổn định cực emitter dòng  $I_C$  tăng nhỏ hơn 100%,  $I_B$  giảm khi  $\beta$  tăng 100%.

Qua nhận xét này, ta thấy mạch phân cực ổn định cực emitter có độ ổn định với nhiệt độ (vì  $\beta$  là một tham số phụ thuộc nhiệt độ) cao hơn mạch phân cực cố định.

### 1.3.2.3. 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,  $\beta$  là 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 1.16, 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 1.16. Mạch phân áp



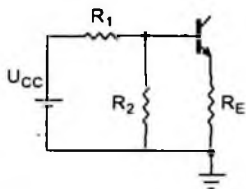
**\* Tính toán các tham số của mạch**

Đầu vào của sơ đồ hình 1.16 có thể vẽ lại như hình 1.17.

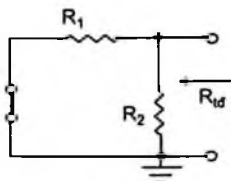
Sử dụng định lý Thevenin ta có thể tính được dòng  $I_B$  như sau:

Ngắn mạch nguồn cấp  $U_{CC}$  (hình 1.18) ta có:

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



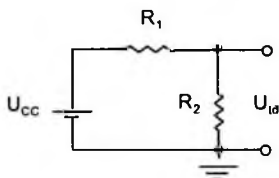
Hình 1.17. Mạch đơn giản của hình 1.16



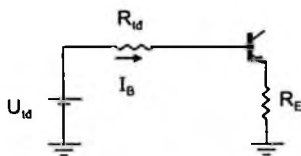
Hình 1.18. Xác định  $R_{td}$

Nguồn tương đương  $U_{td}$  (hình 1.19):

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



Hình 1.19. Xác định  $U_{td}$



Hình 1.20. Sơ đồ tương đương Thevenin

Từ sơ đồ tương đương Thevenin (hình 1.20) ta có:

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

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

Với  $I_B$  tính được theo công thức trên ta có thể xác định được  $I_C$ , từ đó xác định được  $U_{CE}$  theo công thức:

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

**\* Transistor bão hoà**

Dòng  $I_{Ch}$  trong mạch phân áp tương tự như mạch phân cực emitter. Khi transistor bão hoà,  $U_{CE} = 0V$ , do đó:

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

**\* Đường tải tĩnh**

Phương trình đường tải tĩnh:  $U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$

**Ví dụ 1.4:** Cho sơ đồ như hình 1.21. Xác định  $U_{CE}$  và  $I_C$ .

**Bài giải:**

$$R_{id} = R_1 // R_2 = \frac{(39k\Omega)(3,9k\Omega)}{39k\Omega + 3,9k\Omega} = 3,55k\Omega$$

$$U_{id} = \frac{R_2 U_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{(3,9k\Omega)(22V)}{39k\Omega + 3,9k\Omega} = 2V$$

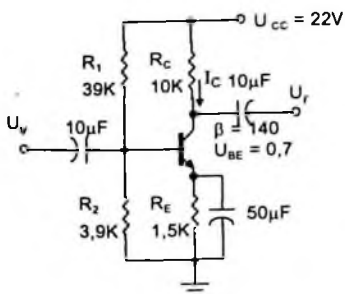
$$I_B = \frac{U_{id} - U_{BE}}{R_{id} + (\beta + 1)R_E}$$

$$= \frac{2V - 0,7V}{3,55k\Omega + (141)(1,5k\Omega)} = 6,05\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = (140)(6,05\mu A) = 0,85mA$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 12,22V.$$

Nếu cho  $\beta = 70$ , sẽ tính được  $I_C = 0,83mA$  và  $U_{CE} = 12,46$ . Từ kết quả này ta thấy khi  $\beta$  tăng 100%,  $I_C$  và  $U_{CE}$  chỉ thay đổi 3%.

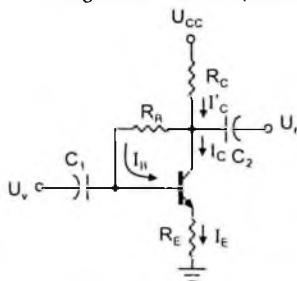


**Hình 1.21.** Mạch phân áp của ví dụ 1.4

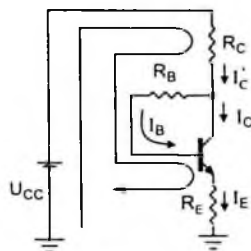
### 1.3.2.4. Mạch phân cực dùng hồi tiếp điện áp

Mạch phân cực dùng hồi tiếp điện áp được cho trên hình 1.22. 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  $\beta$ , nhưng ổn định hơn so với mạch phân cực cố định hoặc phân cực emitter.

Vòng base – emitter (hình 1.23)



**Hình 1.22.** Mạch phân cực hồi tiếp điện



**Hình 1.23.** Vòng base – emitter

Theo định luật Kirchoff 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  $I_C \approx I_C' \approx \beta I_B$  và  $I_E \approx I_C$  sẽ có kết quả là:

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

Rút gọn ta có:

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

Vậy dòng  $I_B$  là:

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

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

\* *Chế độ bão hoà*

Lấy xấp xỉ  $I_C \approx I_C$ , phương trình của dòng bão hoà giống như mạch phân áp và phân cực emitter đó là:

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

\* *Đường tải tĩnh*

Nếu  $I_C \approx I_C$ , đường tải tĩnh của mạch hồi tiếp điện áp được xác định tương tự như mạch phân áp và mạch phân cực emitter.

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

$$I_B = \frac{U'}{R_B + \beta R'}$$

trong đó:  $U' = U_{CC} - U_{BE}$ ;  $R' = R_C + R_E$

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

Bạn đọc có thể tự kiểm chứng lại biểu thức trên.

*Ví dụ 1.5:* Xác định  $I_C$  và  $U_{CE}$  trong hình 1.24.

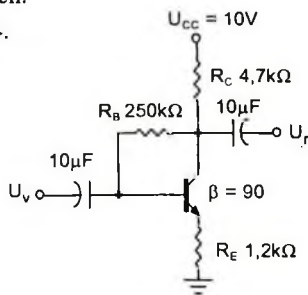
*Bài giải:*

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

$$= \frac{9,3V}{250k\Omega + 531k\Omega} = 11,91\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = (90)(11,91\mu A) = 1,07mA$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 3,69V$$



Hình 1.24

### 1.3.3. Thiết kế mạch phân cực

Khi thiết kế mạch phân cực, người ta thường dùng các định luật căn bản về mạch điện như định luật Ohm, định luật Kirchoff, định lý Thevenin... để từ các thông số đã biết tìm ra các thông số chưa biết của mạch điện.

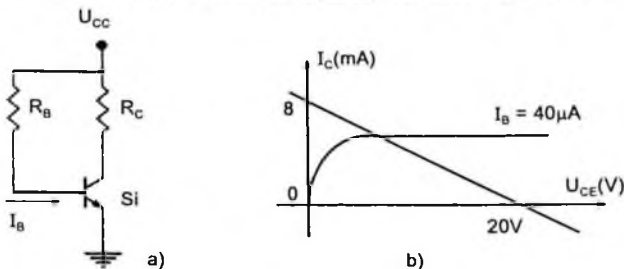
**Ví dụ 1.6:** Cho mạch phân cực với đặc tuyến ra của BJT như hình 1.25. Xác định  $U_{CC}$ ,  $R_C$ ,  $R_B$ .

**Bài giải:** Từ đường tải tính suy ra:  $U_{CC} = 20V$

$$I_{Chh} = 8mA = \frac{U_{CC}}{R_C} \text{ suy ra } R_C = 2,5k\Omega$$

$$\text{Mặt khác: } I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = 40\mu A \Rightarrow R_B = 482,5k\Omega$$

Để có các điện trở tiêu chuẩn ta chọn:  $R_C = 2,4k\Omega$ ,  $R_B = 470k\Omega$ .



**Hình 1.25. Mạch phân cực**

**Ví dụ 1.7:** Thiết kế mạch phân cực kiểu phân áp để có  $I_C = 2mA$ ,  $U_{CE} = 10V$ . Biết transistor có  $\beta = 80$ ,  $U_{CC} = 20V$ .

**Bài giải:** Điện trở  $R_E$  trong thực tế thường được chọn để  $U_E = 1/10 U_{CC} = 2V$

$$U_E = I_E \cdot R_E = 2V \Rightarrow R_E = 1k\Omega$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_E}{I_C} = 4k\Omega$$

Điện trở  $R_1$  và  $R_2$  được chọn sao cho  $R_2 \leq \frac{1}{10} \beta R_1$

Chọn  $R_2 = 6,8k\Omega$  tính toán được  $R_1 = 43,57k\Omega \Rightarrow$  chọn  $R_1 = 39k\Omega$  hoặc  $47k\Omega$ .

## 1.4. KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR LƯỜNG CỰC

### 1.4.1. Giới thiệu

Các kiểu phân cực đã được giới thiệu ở phần trước sẽ được sử dụng để phân tích tín hiệu xoay chiều nhỏ. Các mạch được phân tích sau đây là những mạch điện thực tế thường được sử dụng.

Khi sử dụng transistor làm mạch khuếch đại có 3 cách mắc cơ bản:

– Emitter chung (EC).

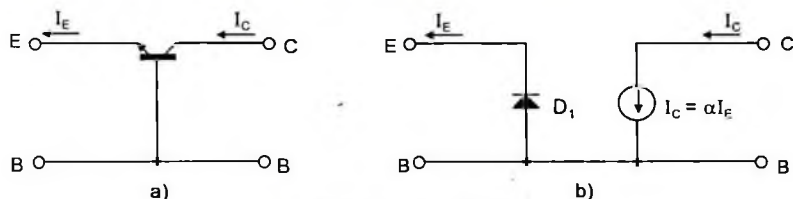
- Collector chung (CC).
- Base chung (BC).

Để phân tích bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng BJT người ta dùng sơ đồ tương đương để phân tích. Khi vẽ sơ đồ tương đương đối với tín hiệu xoay chiều cần chú ý hai điểm sau:

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

#### 1.4.1.1. Sơ đồ tương đương của mạch BC

Trên hình 1.26a là sơ đồ cách mắc BC của transistor npn. Như 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  $\alpha I_E$ . Với sự hay thế đó ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương như hình 1.26b.



Hình 1.26. Sơ đồ BC

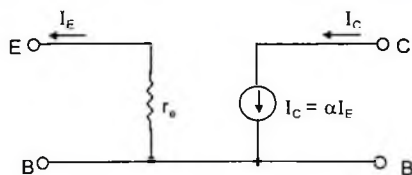
a) Cách mắc BC; b) Sơ đồ tương đương

Khi transistor được phân cực và hoạt động ở vùng tích cực thì chuyển tiếp emitter 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  $U_T = 26\text{mV}$ , do đó:

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



Hình 1.27. Sơ đồ tương đương của cách mắc BC

Như vậy, sơ đồ tương đương của mạch CB được vẽ lại như hình 1.27. Với sơ đồ tương đương hình 1.27 ta có thể tính được trở kháng vào và ra của mạch CB như sau:

$$Z_v = r_e$$

Giá trị  $r_e$  rất nhỏ, tối đa là  $50\Omega$ .

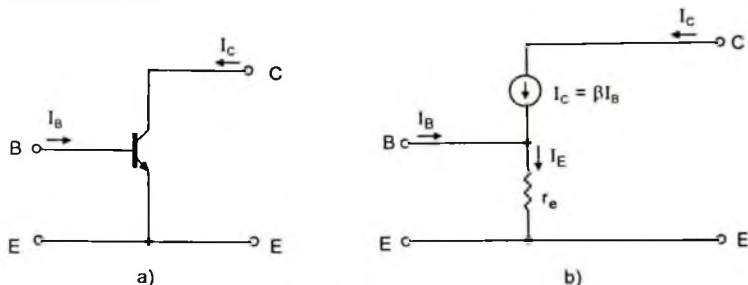
Trở kháng ra được tính khi cho tín hiệu vào bằng không, vì thế  $I_E = 0$  nên  $I_C = \alpha I_E = 0$ , nghĩa là đầu ra của hình 1.27 hở mạch, do đó:

$$Z_r = \infty$$

Thực tế, trở kháng ra của mạch BC cỡ vài  $M\Omega$ .

#### 1.4.1.2. Sơ đồ tương đương của mạch EC

Tương tự với cách mắc BC, ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương của mạch EC như hình 1.28.

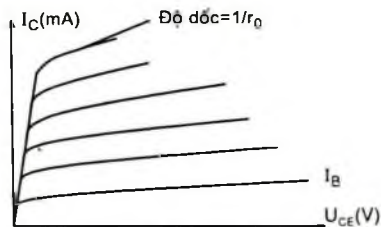


Hình 1.28 a) Cách mắc EC; b) Sơ đồ tương đương

Theo sơ đồ trên ta có:

$$Z_v = \frac{U_v}{I_v} = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{\beta I_B r_e}{I_B} = \beta r_e$$

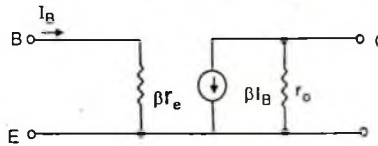
Sơ đồ tương đương hình 1.28b không xác định được trở kháng ra, thực tế trở kháng ra được xác định theo độ dốc của đường đặc tuyến ra (hình 1.29).



Hình 1.29. Xác định  $r_0$  của mạch EC

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

Với trở kháng vào là  $\beta r_e$ , trở kháng ra là  $r_0$  ta vẽ lại được sơ đồ tương đương của mạch EC như hình 1.30.



Hình 1.30. Sơ đồ tương đương của cách mắc EC

#### 1.4.1.3. Sơ đồ tương đương của mạch CC

Tương tự như cách mắc EC, ta sẽ có sơ đồ tương đương của mạch CC. Sơ đồ tương đương này sẽ được vẽ trong các mạch cụ thể ở phần sau.

## 1.4.2. Các mạch khuếch đại tín hiệu nhỏ cơ bản dùng BJT

### 1.4.2.1. Mạch emitter chung (EC)

Tùy theo cách phân cực ta sẽ có các mạch EC khác nhau. Hình 1.31 là mạch EC phân cực kiểu cố định.

Tín hiệu vào  $U_v$  được đưa đến cực B của transistor trong khi đầu ra  $U_r$  lấy từ cực C. Để đảm 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 xoay chiều (AC), bỏ qua ảnh hưởng của các tụ điện và nguồn cấp ta có thể vẽ lại sơ đồ như hình 1.32.

Đây là mạch mắc theo kiểu EC nên ta có thể vẽ sơ đồ tương đương như hình 1.33.

Chú ý rằng, hệ số  $\beta$ ,  $r_0$ ,  $r_c$  được tra từ bảng các thông số kỹ thuật hoặc đặc tuyến ra. Như vậy  $\beta$ ,  $r_c$  và  $r_0$  coi như đã biết.

Từ hình 1.33 cho thấy:

Trở kháng vào của mạch

$$Z_v = R_B // \beta r_c.$$

Với giá trị  $R_B$  thường lớn hơn 10 lần  $\beta r_c$ , do đó cho phép tính gần đúng:

$$Z_v \approx \beta r_c$$

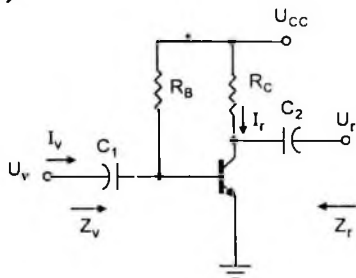
Trở kháng ra  $Z_r$  được xác định khi cho  $U_v = 0$ . Trên hình 1.33 khi  $U_v = 0$ ,  $I_v = I_B = 0$ , với một mạch hở nguồn dòng ta có:

$$Z_r = R_C // r_0$$

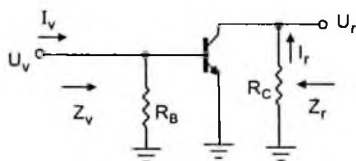
Nếu  $r_0 \geq 10R_C \Rightarrow R_C // r_0 \approx R_C$  thì:  $Z_r \approx R_C$

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

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

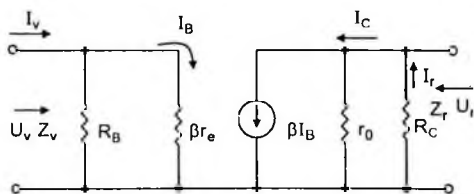


Hình 1.31. Mạch phân cực cố định mắc E chung



Hình 1.32. Sơ đồ 1.31

khi bỏ ảnh hưởng của  $U_{CC}$  và  $C_1$ ,  $C_2$



Hình 1.33. Sơ đồ tương đương

do đó: 
$$U_r = -\beta \left( \frac{U_v}{\beta r_c} \right) (R_C / r_0)$$

nên 
$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{(R_C // r_0)}{r_c}$$
 Nếu  $r_0 \geq 10 R_C$  thì  $K_u = -\frac{R_C}{r_c}$

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

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

Theo luật phân dòng cho đầu vào và đầu ra.

$$I_r = \frac{(r_0)(\beta I_B)}{r_0 + R_C} \text{ nên } \frac{I_r}{I_B} = \frac{r_0 \beta}{r_0 + R_C}$$

với 
$$I_B = \frac{(R_B)(I_v)}{R_B + \beta r_e} \text{ nên } \frac{I_B}{I_v} = \frac{R_B}{R_B + \beta r_e}$$

Kết quả:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \left( \frac{I_r}{I_B} \right) \left( \frac{I_B}{I_v} \right) = \left( \frac{r_0 \beta}{r_0 + R_C} \right) \left( \frac{R_B}{R_B + \beta r_e} \right) = \frac{\beta R_B r_0}{(r_0 + R_C)(R_B + \beta r_e)}$$

Nếu  $r_0 \geq 10 R_C$  và  $R_B \geq 10 \beta r_e$  thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} \approx \frac{\beta R_B r_0}{(r_0)(R_B)} = \beta$$

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 1.8.** Với sơ đồ hình 1.34

1. Xác định  $r_e$ ;
2. Tìm  $Z_v, Z_r, K_u, K_i$  với  $r_0 = \infty \Omega$ ;
3. Tìm  $Z_v, Z_r, K_u, K_i$  với  $r_0 = 50k\Omega$  rồi so sánh kết quả.

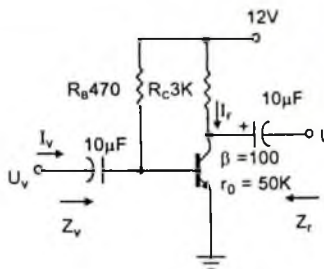
**Bài giải:**

1. Ở chế độ một chiều (DC).

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

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

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



Hình 1.34



$$2. \beta r_c = (100)(10,71\Omega) = 1,071k\Omega$$

$$Z_v = R_B // \beta r_c = 470k\Omega // 1,071k\Omega = 1,069k\Omega$$

$$Z_r = R_C = 3k\Omega$$

$$K_u = -\frac{R_C}{r_c} = -\frac{3k\Omega}{10,71\Omega} = -280,11$$

$$\text{Vi } R_B \geq 10 \beta r_c (470k\Omega > 10,71k\Omega)$$

$$K_i = \beta = 100$$

$$3. Z_r = r_o // R_C = 50k\Omega // 3k\Omega = 2,83k\Omega \text{ so sánh với } 3k\Omega$$

$$K_u = -\frac{r_o // R_C}{r_c} = -\frac{2,83k\Omega}{10,71\Omega} = -264,24 \text{ so sánh với } -280,11$$

$$K_i = \frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_c)} = \frac{(100)(470k\Omega)(50k\Omega)}{(50k\Omega + 3k\Omega)(470k\Omega + 1,071k\Omega)} = 94,13 \text{ so sánh với } 100$$

Qua ví dụ này cho thấy việc lấy  $r_o = \infty$  và  $r_o = 50k\Omega$  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  $r_o = \infty$  để tính các tham số.

#### 1.4.2.2. Mạch mắc collector chung (CC)

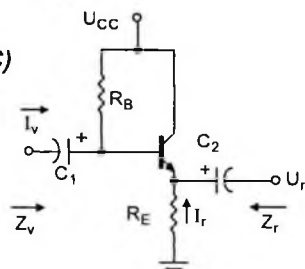
Khi đầu ra được lấy từ cực E của transistor như hình 1.35. Sơ đồ được mắc cực C chung. Điện áp ra luôn nhỏ hơn tín hiệu vào chút ít bởi vì tiêu hao trên cực B tới cực E, do đó  $K_u \approx 1$ , không giống như điện áp cực C, điện áp cực E cùng pha với  $U_v$  và điện áp  $U_r \approx U_v$ .

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.

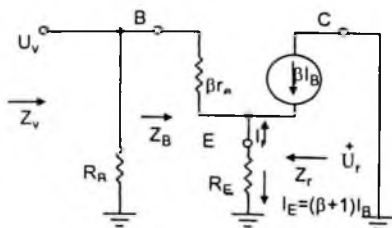
Bỏ qua ảnh hưởng của  $r_o$  ta vẽ được mạch tương đương như hình 1.36. Ảnh hưởng của  $r_o$  sẽ được xét sau.

Trở kháng vào được xác định như các mạch trên với:

$$Z_v = R_B // Z_B$$



Hình 1.35. Mạch CC



Hình 1.36. Sơ đồ tương đương

Với  $Z_B = \beta r_c + (\beta + 1)R_E \cong \beta R_E$

$Z_r$ : Trở kháng ra được xác định qua phương trình dòng  $I_B$

$$I_B = \frac{U_V}{Z_B}$$

sau đó nhân với  $(\beta + 1)$  để có  $I_E$ . Ta có:

$$I_E = (\beta + 1) I_B = (\beta + 1) \frac{U_V}{Z_B}$$

Thay  $Z_B \cong \beta R_E$

$$I_E = \frac{(\beta + 1)U_V}{\beta r_c + (\beta + 1)R_E} = \frac{U_V}{[\beta r_c / (\beta + 1)] + R_E}$$

nhưng  $(\beta + 1) \cong \beta$  và  $\frac{\beta r_c}{\beta + 1} \cong \frac{\beta r_c}{\beta} = r_c$

do đó: 
$$I_E \cong \frac{U_V}{r_c + R_E}$$

Với dòng  $I_E$  được xác định theo công thức trên ta có thể vẽ được mạch như hình 1.37.

Trở kháng ra được xác định khi  $U_V = 0$  suy ra:

$$Z_r = R_E // r_c$$

Vì  $R_E$  thường lớn hơn  $r_c$ , do đó:

$$Z_r \cong r_c$$

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

$$U_r = \frac{R_E U_V}{R_E + r_c}$$

Do đó: 
$$K_u = \frac{U_r}{U_V} = \frac{R_E}{R_E + r_c}$$

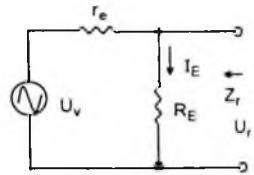
Vì  $R_E$  thường lớn hơn  $r_c$  nên  $R_E + r_c \cong R_E$  do đó:

$$K_u = \frac{U_r}{U_V} \cong 1$$

Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$ :

Ta có 
$$I_B = \frac{R_B I_V}{R_B + Z_B} \text{ nên } \frac{I_B}{I_V} = \frac{R_B}{R_B + Z_B}$$

và 
$$I_r = -I_E = -(\beta + 1) I_B \text{ nên } \frac{I_r}{I_B} = -(\beta + 1)$$



Hình 1.37. Xác định  $Z_r$

do đó: 
$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{I_r I_B}{I_B I_v} = -(\beta + 1) \frac{R_B}{R_B + Z_B}$$

vi 
$$(\beta + 1) \cong \beta \text{ nên } K_i \cong \frac{R_B}{R_B + Z_B}$$

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

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

$Z_v$ : 
$$Z_B = \beta r_c + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \frac{R_E}{r_o}}$$

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

$$Z_B = \beta r_c + (\beta + 1) R_E \cong \beta (r_c + R_E)$$

$Z_r$ : 
$$Z_r = r_o // R_E // \frac{\beta r_c}{(\beta + 1)}$$

Coi  $\beta + 1 \cong \beta$ ,  $Z_r = r_o // R_E // r_c$  và vì  $r_o \gg r_c$ ,  $Z_r \cong R_E // r_c$

$K_u$ : 
$$K_u = \frac{(\beta + 1)R_E / Z_B}{1 + \frac{R_E}{r_o}}$$

Nếu điều kiện  $r_o \geq 10 R_E$  được thỏa mãn và coi  $\beta + 1 \cong \beta$

$$K_u \cong \frac{\beta R_E}{Z_B}$$

nhưng  $Z_B \cong \beta (r_c + R_E)$

do đó 
$$K_u \cong \frac{\beta R_E}{\beta (r_c + R_E)} \cong \frac{R_E}{r_c + R_E}$$

**Ví dụ 1.9:** Cho sơ đồ hình 1.38 xác định:

$r_c$ ,  $Z_v$ ,  $Z_r$ ,  $K_u$ ,  $K_i$  khi bỏ qua  $r_o$ , khi  $r_o = 25k\Omega$  và so sánh kết quả.

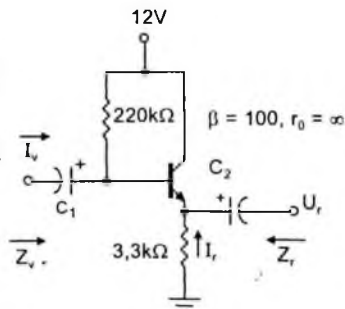
**Bài giải:**

+ Khi bỏ qua  $r_o$ :

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \\ &= \frac{12V - 0,7V}{220k\Omega + (101)3,3k\Omega} = 20,42\mu A \end{aligned}$$

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

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



Hình 1.38

$$Z_B = \beta r_c + (\beta + 1)R_E = (100)(12,61\Omega) + (101)(3,3k\Omega) = 334,56k\Omega \cong \beta R_E$$

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

$$Z_r = R_E // r_c = 3,3k\Omega // 12,61\Omega = 12,56\Omega \cong r_c$$

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E}{R_E + r_c} = \frac{3,3k\Omega}{3,3k\Omega + 12,61\Omega} = 0,996 \cong 1$$

$$K_i \cong -\frac{\beta R_B}{R_B + Z_B} = -\frac{(100)(220k\Omega)}{220k\Omega + 334,56k\Omega} = -39,67$$

$$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_E} = -(0,996) \left( \frac{132,72k\Omega}{3,3k\Omega} \right) = -40,06$$

+ Khi  $r_0 = 25k\Omega$ :

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

$$Z_B = \beta r_c + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \frac{R_E}{r_0}} = (100)(12,61\Omega) + \frac{(100 + 1)3,3k\Omega}{1 + \frac{3,3k\Omega}{25k\Omega}} = 295,7k\Omega$$

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

$Z_r = R_E // r_c = 12,56\Omega$  như có được trước đó.

$$K_u = \frac{(\beta + 1)R_E / Z_B}{1 + \frac{R_E}{r_0}} = \frac{(100 + 1)(3,3k\Omega) / 295,7k\Omega}{1 + \frac{3,3k\Omega}{25k\Omega}} = 0,996 \cong 1$$

Phù hợp với kết quả trước.

Tuy nhiên với điều kiện  $r_0 \geq 10 R_E$  không thỏa mãn, kết quả của  $Z_r$ ,  $K_u$  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.

### 1.4.2.3. Mạch base chung (BC)

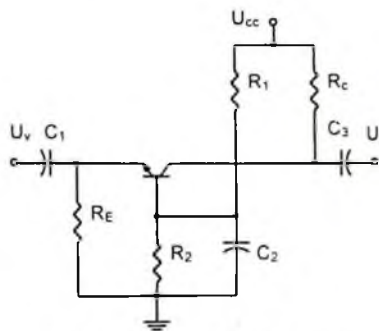
Mạch base chung đặc trưng là trở kháng vào nhỏ, trở kháng ra lớn và hệ số khuếch đại dòng nhỏ hơn mạch EC, trong khi hệ số khuếch đại điện áp rất lớn. Sơ đồ như hình 1.39a là mạch BC phân cực theo kiểu phân áp.

Sơ đồ tương đương như hình 1.39b.

Theo sơ đồ hình 1.39b:

Trở kháng vào:  $Z_v = R_E // r_c$

Trở kháng ra:  $Z_r = R_C$



Hình 1.39a. Mạch base chung

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:

$$U_r = -I_r R_C = -I_C R_C = -\alpha I_E R_C$$

với 
$$I_E = -\frac{U_v}{r_e}$$

do đó: 
$$U_r = \alpha \left( \frac{U_v}{r_e} \right) R_C$$

và 
$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$$

Hệ số khuếch đại dòng điện  $K_i$ :

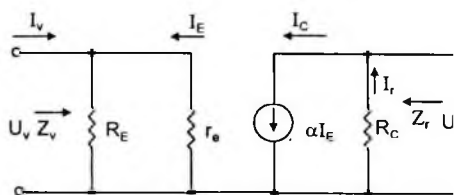
coi  $R_E \gg r_e$

$$I_E = -I_v$$

và  $I_r = \alpha I_E = -\alpha I_v$

suy ra: 
$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = -\alpha \cong -1.$$

*Chú ý:* Với kiểu phân cực khác nhau sẽ có các mạch EC, CC, BC khác nhau, cách phân tích cũng tương tự như trên.



Hình 1.39b. Sơ đồ tương đương

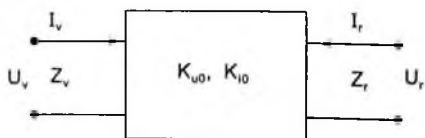
### 1.4.3. Ảnh hưởng của nội trở nguồn tín hiệu ( $R_n$ ) và điện trở tải $R_l$ đến mạch khuếch đại

Trong các tính toán trước ta đã bỏ qua nội trở nguồn tín hiệu  $R_n$  (coi nguồn lý tưởng) và điện trở tải  $R_l$ . Thực tế, nguồn tín hiệu luôn có nội trở và mạch khuếch đại luôn có tải, hai thông số này sẽ ảnh hưởng đến các tham số của mạch khuếch đại.

#### 1.4.3.1. Mô hình hoá mạch khuếch đại

Một mạch khuếch đại (khi chưa xét tới nội trở nguồn và điện trở tải) có thể coi là một mạng 4 cực như hình 1.40.

Trong đó,  $K_u$ , và  $K_i$ , lần lượt là hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện khi không có tải và bỏ qua nội trở nguồn.



Hình 1.40. Mô hình mạch khuếch đại

Áp dụng định lý Thevenin cho đầu ra ta có:

Trở kháng Thevenin:

$$Z_{th} = Z_r$$

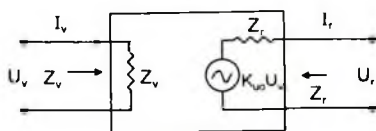
Điện áp Thevenin là điện áp hở mạch đầu ra

$$U_{th} = U_r$$

Mà  $K_{uo} = \frac{U_r}{U_v} \Rightarrow U_r = K_{uo} \cdot U_v$  nên  $U_{th} = K_{uo} \cdot U_v$ .

Như vậy, ta có thể dùng nguồn Thevenin  $U_{th} = K_{uo} \cdot U_v$  để biểu diễn đầu ra. Đầu vào được mô hình bằng giá trị  $Z_v = \frac{U_v}{I_v}$ . Mô hình

mạch khuếch đại được biểu diễn như hình 1.41.



Hình 1.41

### 1.4.3.2. Ảnh hưởng của nội trở nguồn tín hiệu ( $R_n$ ) và điện trở tải $R_l$ đến mạch khuếch đại

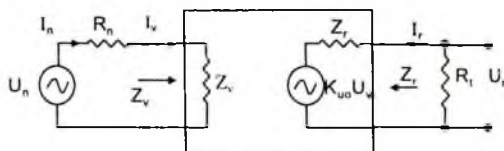
Khi xét nội trở nguồn tín hiệu và điện trở tải, mô hình mạch khuếch đại được biểu diễn như hình 1.42.

Tại đầu vào ta có:

$$U_v = \frac{Z_v}{Z_v + R_n} U_n$$

Tại đầu ra:

$$U_r = \frac{R_l}{R_l + Z_r} K_{uo} \cdot U_v$$



Hình 1.42

Hệ số khuếch đại điện áp của mạch được tính theo công thức:

$$K_u = \frac{U_r}{U_n} = \frac{Z_v}{Z_v + R_n} \frac{R_l}{R_l + Z_r} K_{uo}$$

Tính toán tương tự, ta tính được hệ số khuếch đại dòng điện toàn mạch là:

$$K_i = -K_u \frac{R_n + Z_v}{R_l}$$

Như vậy, khi có nội trở nguồn và điện trở tải hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện đều giảm.

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 1

**Bài 1:** Hãy thiết lập một bảng so sánh ba cách mắc cơ bản (EC, BC, CC) của transistor lưỡng cực về cách mắc, trở kháng vào, trở kháng ra, hệ số khuếch đại điện áp, hệ số khuếch đại dòng điện.

**Bài 2:** Thiết kế mạch phân cực kiểu cố định sử dụng transistor Si có  $\beta = 120$  và nguồn cấp  $U_{CC} = 18V$  để  $I_{CQ} = 4mA$  và  $U_{CEQ} = 9V$ . Sử dụng các điện trở có giá trị chuẩn.

**Bài 3:** Thiết kế mạch phân cực kiểu phân áp sử dụng transistor Si có  $\beta = 150$  và nguồn cấp  $U_{CC} = 20V$  để  $I_{CQ} = 4,5mA$  và  $U_{CEQ} = 10V$ . Sử dụng các điện trở có giá trị chuẩn.

**Bài 4:** Cho mạch điện như hình 1. Biết transistor Si có  $\beta = 120$ ,  $U_{CC} = 18V$  (bỏ qua  $r_0$ ).

1. Biết  $R_1 = 120k\Omega$ ,

$R_3 = 2,2k\Omega$ ,

$U_{CE} = 9V$ ,

$I_c = 4mA$ .

Tính  $R_2$  và  $R_4$ .

2. Cho  $R_1 = 350k\Omega$ ,

$R_2 = 100k\Omega$ ,

$R_3 = 3,3k\Omega$ ,

$R_4 = 1k\Omega$ .

a) Tính  $I_C$ ,  $U_{CB}$ ;

b) Nếu  $R_2$  đứt,  $U_{CE} = ?$

c) Biết  $U_v = 3mV$ , tính điện áp

tín hiệu,  $Z_v$ ,  $Z_r$ ;

d) Biết  $U_v = 3mV$  và có nội trở

$R_n = 150\Omega$ . Tính  $U_r$ ;

e) Nếu tụ  $C_3$  đứt  $U_r$  thay đổi

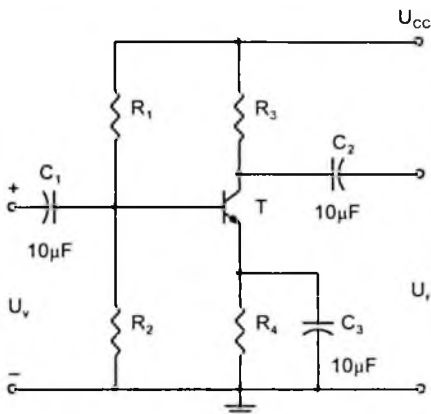
như thế nào? Tại sao?

**Bài 5:** Cho mạch điện như hình 2. T làm bằng Si có  $\beta = 99$  (bỏ qua  $r_0$ ).

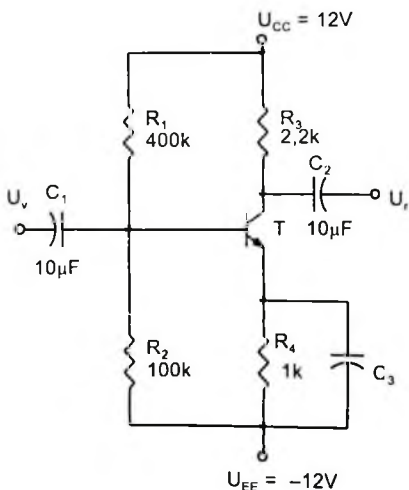
a) Tính các giá trị phân cực  $I_C$  và  $U_{CE}$ ;

b) Vẽ sơ đồ tương đương của mạch ở chế độ tín hiệu nhỏ;

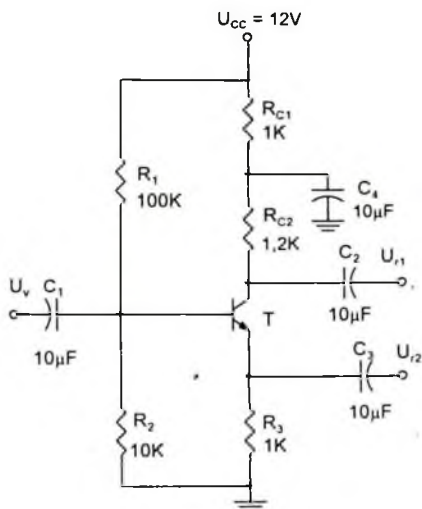
c) Tính trở kháng vào, trở kháng ra, hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện của mạch.



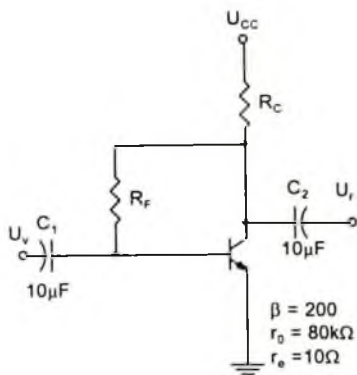
Hình 1



Hình 2



Hình 3



Hình 4

**Bài 6:** Cho mạch điện như hình 3. Biết T làm bằng Ge có  $\beta = 99$ .

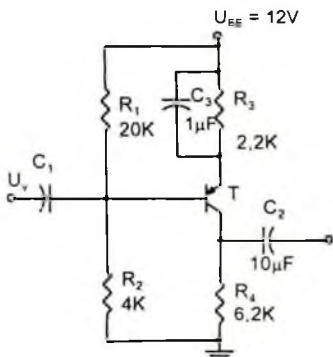
- Tính  $K_{u1} = U_{o1}/U_v$ ;
- Tính  $K_{u2} = U_{o2}/U_v$ ;
- Nhận xét  $U_{o1}$  và  $U_{o2}$ .

**Bài 7:** Cho mạch điện như hình 4. Biết  $K_v = -160$ ,  $K_i = -19$ . Hãy xác định  $U_{CC}$ ,  $R_C$ ,  $R_F$ .

**Bài 8:** Cho mạch điện như hình 5. Biết T làm bằng Si có  $\beta = 18$  (bỏ qua  $r_{\pi}$ ).

- Tính các giá trị phân cực  $I_C$ ,  $U_{CE}$ ,  $U_{CE}$ ;
- Vẽ đường tải tĩnh và xác định điểm làm việc tĩnh Q trên đặc tuyến ra;
- Vẽ sơ đồ tương đương ở chế độ tín hiệu nhỏ và tính trở kháng vào, trở kháng ra, hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện.

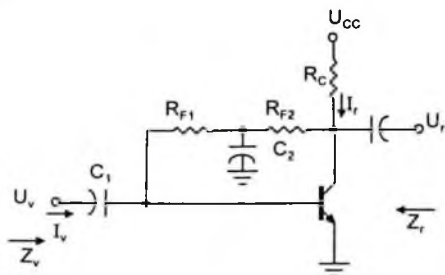
**Bài 9:** Cho mạch điện như hình 6. Biết  $U_{CC} = 12V$ ,  $R_C = 3,3k\Omega$ ,  $R_{F1} = R_{F2} = 100k\Omega$ , transistor loại Ge có  $\beta = 120$ .



Hình 5

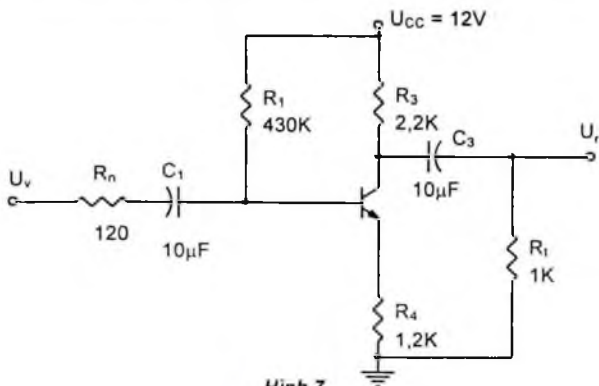


- Tính giá trị điện áp và dòng điện một chiều tại các cực của transistor;
- Vẽ sơ đồ tương đương của mạch ở chế độ tín hiệu nhỏ;
- Tính trở kháng vào, trở kháng ra, hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện, biết  $U_v = 1,2\text{mV}$ .



Hình 6

Bài 10: Cho mạch điện như hình 7, transistor loại Si có  $\beta = 99$ .



Hình 7

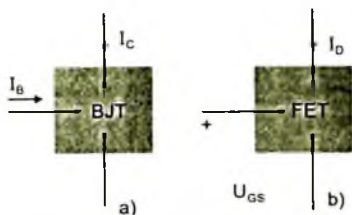
- Vẽ sơ đồ tương đương của mạch ở chế độ tín hiệu nhỏ;
- Tính trở kháng vào, trở kháng ra, hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện, so sánh với trường hợp hở tải và bỏ qua nội trở nguồn tín hiệu.

## Chương 2

# KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR TRƯỜNG – FET

### 2.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Khác với transistor lưỡng cực mà đặc điểm chủ yếu là dòng điện trong chúng do cả hai loại hạt dẫn (điện tử và lỗ trống) tạo nên, transistor trường (Field Effect Transistor – FET) hoạt động dựa trên nguyên lý hiệu ứng trường, điều khiển độ dẫn điện của đơn tinh thể bán dẫn nhờ tác dụng của một điện trường ngoài. Dòng điện



Hình 2.1. So sánh BJT (a) và FET (b)

trong FET chỉ do một loại điện tích tạo nên. Công nghệ bán dẫn, vì điện tử càng tiến bộ, FET càng tỏ rõ ưu điểm quan trọng trên mặt xử lý gia công tín hiệu với độ tin cậy cao và mức tiêu hao năng lượng cực bé.

Sự khác nhau cơ bản giữa BJT và FET được chỉ rõ ở hình 2.1.

Transistor hiệu ứng trường FET gồm có hai loại chính:

– FET điều khiển bằng tiếp xúc p – n (hay gọi là FET mối nối đơn) Junction FET, viết tắt là JFET.

– FET có cực cửa cách điện: Insulated Gate FET viết tắt là IGFET. Thông thường lớp cách điện là lớp ôxít nên gọi là Metal Oxide Semiconductor FET (MOSFET hay MOS). Trong loại transistor trường có cực cửa cách điện lại chỉ làm hai loại là MOS có kênh sẵn và MOS có kênh cảm ứng.

Mỗi loại FET lại được chia làm hai loại, kênh N và kênh P.

Transistor trường có ba chân cực: cực nguồn (Source) ký hiệu là S, cực cổng (Gate) ký hiệu là G và cực máng D (Drain).

– Cực nguồn là nơi mà các hạt dẫn đa số đi vào kênh và tạo ra dòng điện nguồn  $I_S$ .

- Cực máng D là nơi các hạt dẫn đa số đi ra khỏi kênh.
- Cực cửa G là cực điều khiển dòng điện chạy qua kênh.

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

## 2.1.1. Cấu tạo và đặc tính của JFET

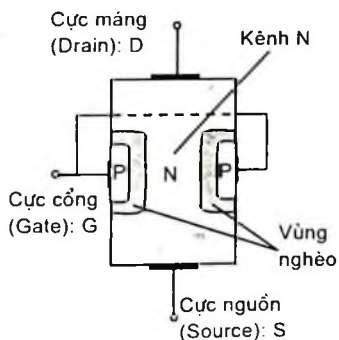
### 1. Cấu tạo và ký hiệu

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

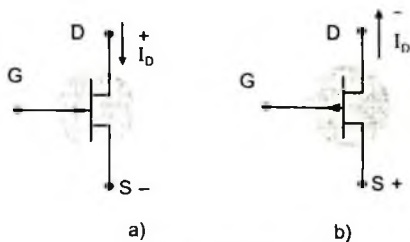
JFET kênh N có cấu tạo gồm thanh bán dẫn loại N, hai đầu nối với hai dây ta gọi là cực máng D và cực nguồn S. Hai bên thanh bán dẫn loại N là hai vùng bán dẫn loại P tạo thành mối nối P – N như diode. Hai vùng này được nối với nhau gọi là cực cổng (cửa) G (hình 2.2).

JFET kênh P có cấu tạo tương tự nhưng chất bán dẫn ngược lại với JFET kênh N.

Ký hiệu của JET như hình 2.3a (kênh N) và 2.3b (kênh P).



Hình 2.2. Cấu tạo transistor trường JFET



Hình 2.3. Ký hiệu JFET

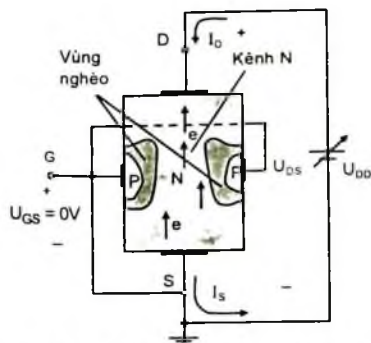
### 2. Đặc tính

Xét JFET kênh N có cực D nối với dương nguồn, S nối với âm nguồn như hình 2.4.

a) Khi cực G hở ( $U_{GS} = 0V$ )

Lúc này (hình 2.4) dòng điện sẽ đi qua kênh theo chiều từ cực dương của nguồn vào cực D và ra ở cực S để trở về âm nguồn của  $U_{DS}$ , kênh có tác dụng như một điện trở.

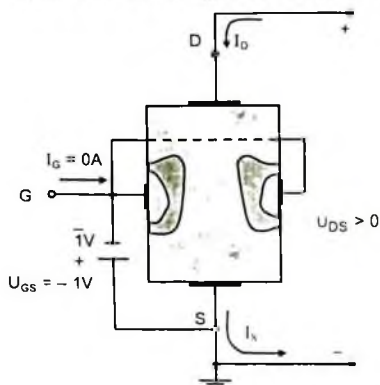
Nếu tăng điện thế  $U_{DS}$  từ  $0V$  lên thì dòng  $I_D$  tăng lên nhanh nhưng sau đó đến một điện thế giới hạn thì dòng  $I_D$  không tăng được nữa gọi là dòng điện bão hoà  $I_{DSS}$ . Điện thế  $U_{DS}$  có  $I_{DSS}$  gọi là điện thế ngắt  $U_p$  (pinch - off).



Hình 2.4. JFET khi  $U_{GS} = 0V$  và  $U_{DS} > 0V$

b) Khi cực G có điện thế âm ( $U_{GS} < 0V$ ) như hình 2.5

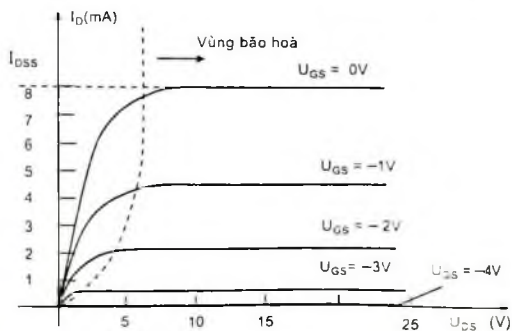
Khi cực G có điện thế âm nối vào chất bán dẫn loại P, trong kênh N có dòng điện chạy qua nên có điện thế dương ở giữa chất bán dẫn N sẽ làm cho mối nối P - N bị phân cực ngược làm điện tử trong chất bán dẫn của kênh N bị đẩy và làm thu hẹp tiết diện kênh, nên điện trở kênh dẫn tăng lên, dòng  $I_D$ 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



Hình 2.5. JFET khi cực G có điện thế âm

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

Hình 2.6 là đặc tuyến ra của JFET kênh N để chỉ sự thay đổi của  $I_D$  theo  $U_{DS}$  ứng với từng điện thế  $U_{GS}$  ở cực G (gọi là họ đặc tuyến  $I_D/U_{DS}$ ).

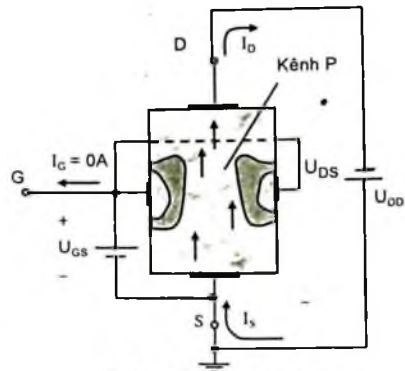


Hình 2.6. Đặc tuyến ra của JFET kênh N

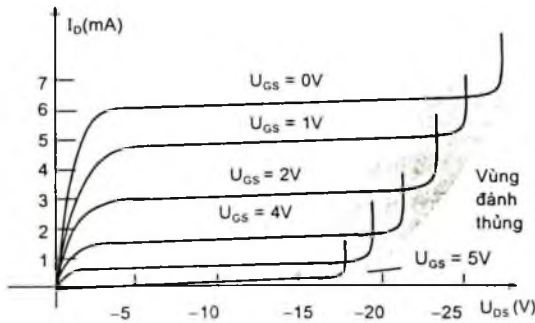
Đối với JFET kênh P: JFET kênh P có mạch thí nghiệm như hình 2.7 với nguồn  $-U_{DD}$  cung cấp cho  $U_{DS}$ , điện thế cung cấp cho cực G bây giờ là điện thế dương  $U_G > U_S$ ). JFET kênh P cũng có đặc tuyến ra giống như JFET kênh N nhưng có các dòng điện và điện thế ngược dấu.

### 3. Đặc tuyến truyền dẫn

Đối với transistor lưỡng cực BJT thì dòng điện ra  $I_C$  và dòng điện vào  $I_B$  quan hệ với nhau theo hệ số  $\beta$ :  $I_C = f(I_B) = \beta \cdot I_B$ .



Hình 2.7. JFET kênh P



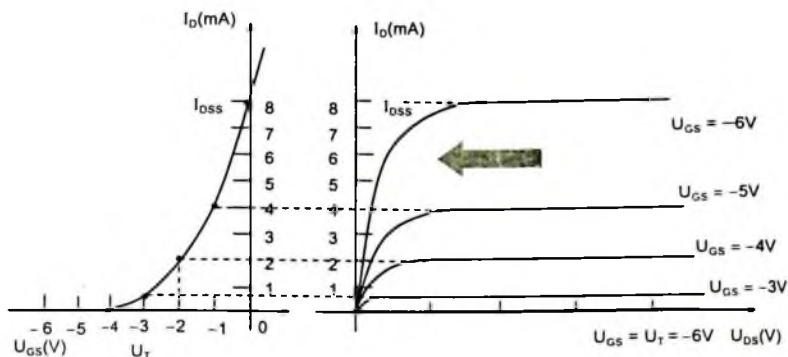
Hình 2.8. Đặc tuyến ra của JFET kênh P

Ở đây  $\beta$  là hằng số còn  $I_B$  là biến điều khiển. Mối quan hệ này được biểu thị là một đường thẳng.

Còn đối với JFET, quan hệ giữa  $I_D$  và  $U_{GS}$  được đặc trưng (hình 2.8) bởi công thức Shockley:

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

Ở công thức Shockley,  $I_{DSS}$  và  $U_P$  là các hằng số, còn  $U_{GS}$  là biến điều khiển. Phương trình trên biểu thị mối quan hệ giữa dòng điện  $I_D$  và điện áp  $U_{GS}$ . Đồ thị biểu diễn của nó là một đường có dạng gần như đường cong parabol, gọi là đặc tuyến điều khiển hay đặc tuyến truyền dẫn. Quan hệ này được thể hiện bằng hàm  $I_D = f(U_{GS})$  khi điện áp  $U_{DS}$  không đổi. Ta có thể vẽ được đường đặc tuyến truyền dẫn này bằng cách suy từ đặc tuyến ra (hình 2.9), hoặc vẽ trực tiếp theo phương trình Shockley.



**Hình 2.9.** Cách vẽ đặc tuyến truyền đạt từ đặc tuyến truyền dẫn

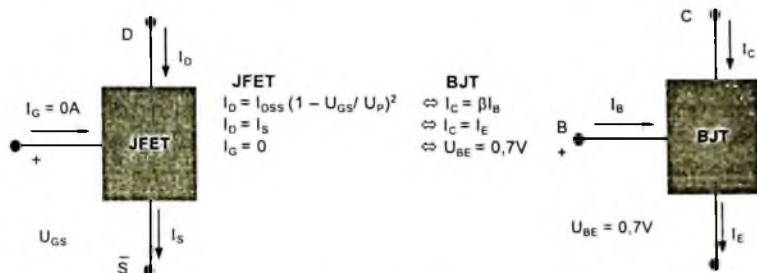
Qua đường đặc tuyến truyền đạt ta thấy: khi thay đổi điện áp trên cực cổng thì bề dày của lớp tiếp xúc P - N sẽ thay đổi, làm cho tiết diện của kênh cũng thay đổi theo. Do đó điện trở của kênh thay đổi và cường độ dòng điện qua kênh cũng thay đổi. Như vậy điện áp trên cực cổng  $U_{GS}$  đã điều khiển được dòng điện ở cực máng  $I_D$ .

Theo lý thuyết, khi  $U_{GS} = U_P$  thì bề rộng của kênh giảm xuống 0 và dòng điện máng bão hoà  $I_{DSS} = 0$ . Nhưng với linh kiện thực tế thì có một số dòng rò vẫn chảy qua kênh ngay cả khi ở điều kiện ngắt  $|U_{GS}| > |U_P|$ .

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

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

#### 4. Những mối quan hệ giữa BJT và JFET (hình 2.10)



**Hình 2.10.** Quan hệ giữa BJT và JFET

### 2.1.2. Cấu tạo và đặc tính của MOSFET

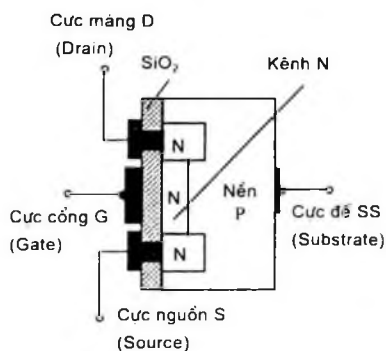
MOSFET được chia làm hai loại là MOSFET kênh liên tục và MOSFET kênh gián đoạn. Mỗi loại kênh liên tục (kênh đặt sẵn) hay gián đoạn (cảm ứng)

đều có phân loại theo chất bán dẫn là kênh N hay P. Ta chỉ xét các loại MOSFET kênh N và suy ra cấu tạo ngược lại cho kênh P.

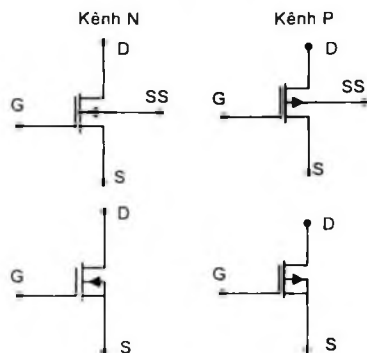
### 2.1.2.1. Cấu tạo và ký hiệu của MOSFET kênh liên tục

Người ta chế tạo sẵn kênh dẫn điện gồm hai vùng bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất cao được nối liền nhau bằng một kênh dẫn là bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất thấp hơn. Các lớp bán dẫn này được khuếch tán trên một nền là chất bán dẫn loại P, phía trên kênh dẫn điện có phủ lớp ôxít cách điện  $\text{SiO}_2$ .

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



Hình 2.11a. MOSFET liên tục kênh N



Hình 2.11b. Ký hiệu MOSFET

### 2.1.2.2. Đặc tính của MOSFET kênh liên tục

#### 1. Khi $U_{GS} = 0V$

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

#### 2. Khi $U_{GS} < 0V$

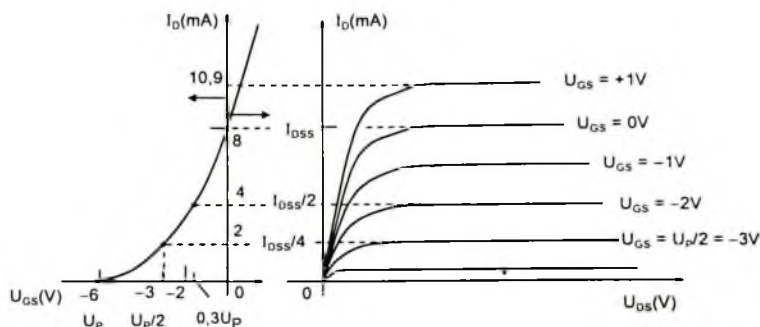
Lúc này cực G có điện thế âm nên đẩy các điện tử ở kênh N vào vùng nền làm thu hẹp tiết diện kênh dẫn điện N và dòng  $I_D$  bị giảm xuống do điện trở kênh dẫn điện tăng lên. Khi tăng điện thế âm ở cực G thì dòng  $I_D$  càng nhỏ về đến một trị số giới hạn dòng  $I_D$  gần như không còn, điện thế này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

#### 3. Khi $U_{GS} > 0V$

Khi phân cực cho cực G có điện thế dương thì các điện tử thiểu số ở miền

bị hút vào vùng N nên làm tăng tiết diện kênh, điện trở kênh bị giảm xuống và dòng  $I_D$  tăng cao hơn trị số bão hoà  $I_{DSS}$ . Trường hợp này dòng  $I_D$  lớn để làm hỏng MOSFET nên ít được sử dụng.

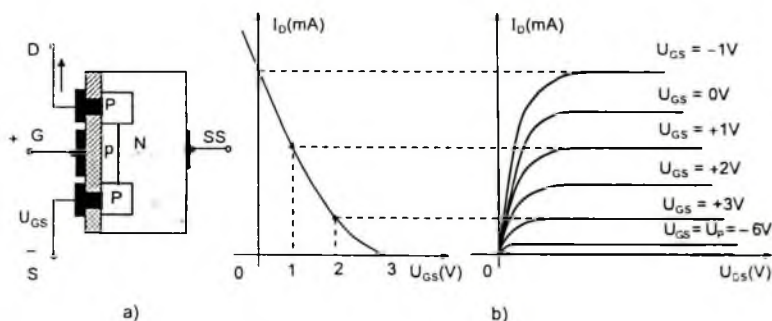
Hình 2.12 là đặc tuyến ra  $I_D/U_{DS}$  và đặc tuyến truyền đạt  $I_D/U_{GS}$  của MOSFET liên tục kênh N.



Hình 2.12. Các đặc tuyến của MOSFET liên tục kênh N

### 2.1.2.3. MOSFET liên tục kênh P

Cấu tạo và các đặc tính của MOSFET kênh liên tục P được mô tả trên hình 2.13.

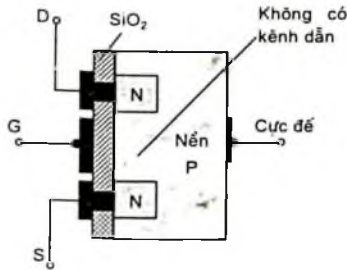


Hình 2.13. Cấu tạo và đặc tuyến của MOSFET liên tục kênh P

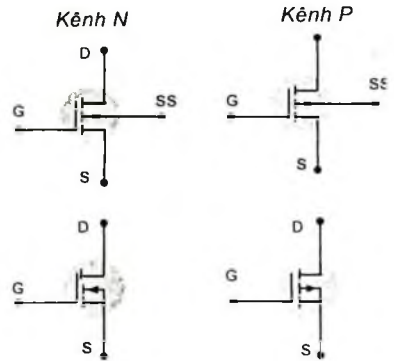
### 2.1.2.4. Cấu tạo và ký hiệu của MOSFET kênh gián đoạn (cảm ứng)

Hình 2.14 giới thiệu cấu tạo của MOSFET kênh gián đoạn, hình 2.15 là ký hiệu của chúng.





Hình 2.14. MOSFET gián đoạn kênh N



Hình 2.15. Ký hiệu của MOSFET gián đoạn

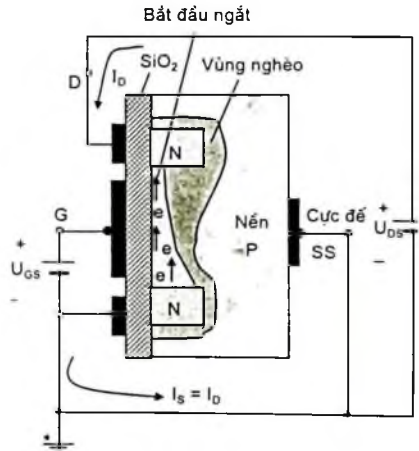
Trong MOSFET gián đoạn thì hai vùng bán dẫn loại N pha nồng độ cao không dính liền nhau nên gọi là kênh gián đoạn, mặt trên kênh dẫn điện cũn được phủ một lớp ôxít cách điện  $\text{SiO}_2$ . Hai dây dẫn xuyên qua lớp cách điện nê vào vùng bán dẫn N gọi là cực S và D. Cực G có tiếp xúc kim loại bên ngoài lớ ôxít và cách điện đối với cực D và S.

### 2.1.2.5. Đặc tính của MOSFET kênh gián đoạn

Hình 2.16 mô tả đặc tính của MOSFET kênh gián đoạn.

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

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



Hình 2.16. Đặc tính của MOSFET kênh gián đoạn

Đặc tuyến ra và đặc tuyến truyền đạt của MOSFET gián đoạn kênh N được biểu thị ở hình 2.17, khi  $U_{GS} > U_T$  thì dòng  $I_D$  và  $U_{GS}$  quan hệ với nhau theo công thức:

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

đây chính là phương trình của đặc tuyến truyền đạt và được biểu diễn như hình 2.17b.

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

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

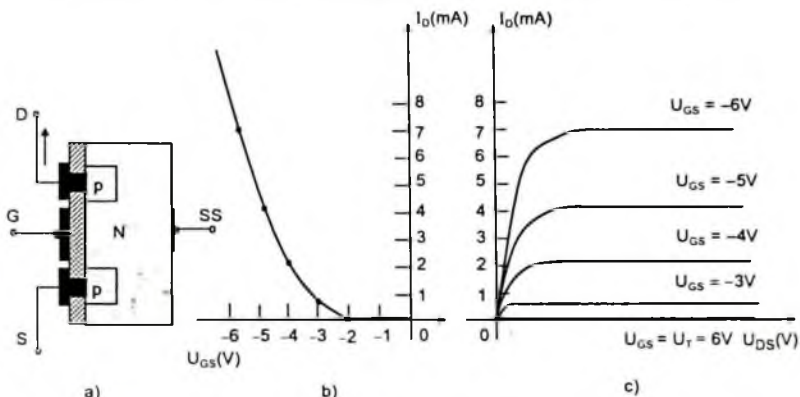
Ví dụ ở hình 2.17b với  $I_{D(on)} = 4\text{mA}$  khi  $U_{GS(on)} = 5\text{V}$

$$\Rightarrow k = (4\text{mA}) / (5\text{V} - 2\text{V})^2 = 1,75\text{mA/V}^2$$

$$\Rightarrow I_D = 1,75 \cdot (U_{GS} - 2\text{V})^2 \text{ mA}$$

### 2.1.2.6. MOSFET gián đoạn kênh P

Tương tự như MOSFET gián đoạn kênh N, hình 2.17a – mô tả cấu tạo, b – đặc tuyến truyền đạt và c – đặc tuyến ra của MOSFET gián đoạn kênh P.



Hình 2.17. Cấu tạo và các đặc tuyến của MOSFET gián đoạn kênh P

## 2.2. PHÂN CỰC CHO FET

### 2.2.1. Giới thiệu

Ta đã biết rằng mức độ phân cực cho một transistor lưỡng cực có thể được thiết lập bằng cách sử dụng các công thức (xét loại transistor NPN, có cấu tạo là Si):

$$U_{BE} = 0,7\text{V}; I_C = \beta \cdot I_B \text{ và } I_C \approx I_E$$

Quan hệ giữa đầu ra và đầu vào được đặc trưng bởi hệ số  $\beta$ , nó là một 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 nữa 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:

$$I_G \approx 0 \text{ và } I_D = I_S$$

Đối với JFET và MOSFET kênh đặt sẵn thì công thức Shockley cho quan hệ giữa đầu vào và đầu ra là:

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

Còn đối với MOSFET kênh cảm ứng:

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

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 lược coi như sự thay đổi của dòng điện và điện áp kết hợp với điểm làm việc qua phương trình của nó.

## 2.2. Sơ đồ phân cực cố định

Ở chế độ tĩnh (khi chưa có tín hiệu xoay chiều):

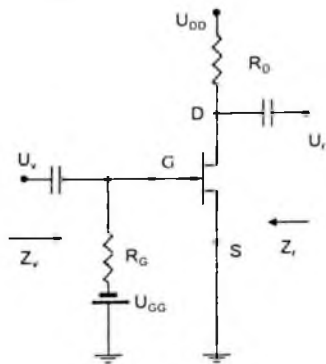
$$I_G \approx 0 \text{ và } U_{RG} = I_G R_G = 0, R_G = 0.$$

Ở chế độ này (hình 2.18), mạch tương đương được vẽ lại như hình 2.19.

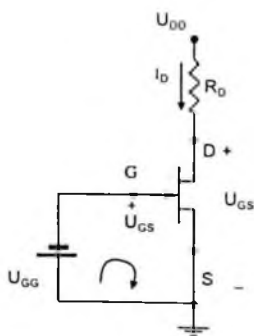
Áp dụng định luật Kirchhoff ta có:  $-U_{GG} - U_{GS} = 0$

hay

$$U_{GS} = -U_{GG}$$



Hình 2.18. Sơ đồ phân cực cố định cho JFET



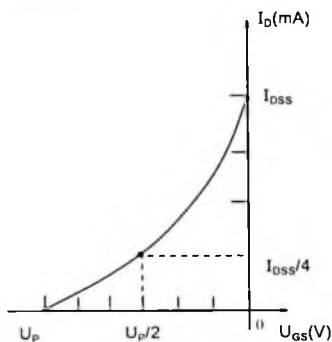
Hình 2.19. Sơ đồ tương đương ở chế độ tĩnh

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”.

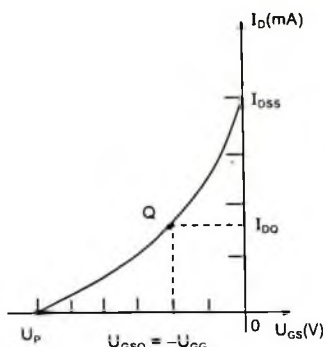
Dòng cực máng  $I_D$  được tính theo công thức Shockley:

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

Đồ thị biểu diễn mối quan hệ trong phương trình Shockley được thể hiện ở hình 2.20. 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 2.20. Đặc tuyến tĩnh



Hình 2.21. Tìm điểm làm việc

Ở hình 2.21, mức cố định  $U_{GS}$  được biểu thị là một đường thẳng đứng có phương trình:  $U_{GS} = -U_{GG}$ . Tại bất kỳ điểm nào trên đường này ta cũng có  $U_{GS} = -U_{GG}$ , từ đó dễ dàng xác định được mức  $I_D$  tương ứng. Điểm giao nhau của 2 đường gọi là điểm làm việc tĩnh Q.

Theo Kirchhoff:  $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D$

Vì cực S nối đất nên  $U_S = 0$

suy ra  $U_D = U_{DS}$

và  $U_G = U_{GS}$

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

**Ví dụ 2.1:** Cho các số liệu ở hình 2.22, tính:  $U_{GSQ}$ ,  $I_{DQ}$ ,  $U_{DS}$ ,  $U_D$ ,  $U_G$ ,  $U_S$ .

**Bài giải:**

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

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

$$= 10\text{mA}[1 - (-2\text{V})/(-8\text{V})]^2 = 10\text{mA}(1 - 0,25)^2$$

$$= 10\text{mA}(0,75)^2 = 5,625\text{mA}.$$

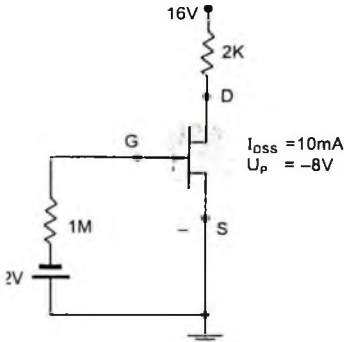
$$U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D = 16\text{V} - (5,625\text{mA}) \cdot (2\text{ k}\Omega) = 4,75\text{V}$$

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

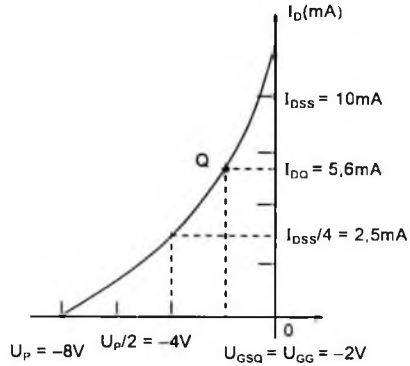
$$U_G = U_{GS} = -2\text{V}$$

$$U_S = 0.$$

Với các kết quả vừa tính được, điểm làm việc tĩnh Q được biểu diễn trên hình 2.23.



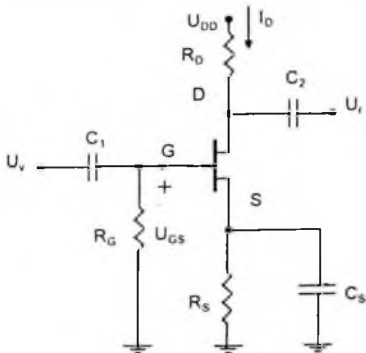
Hình 2.22



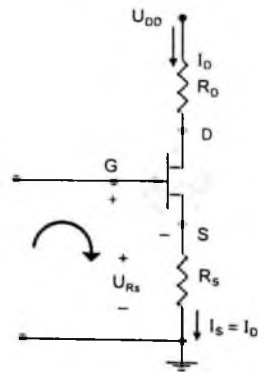
Hình 2.23. Biểu diễn điểm làm việc tĩnh Q

### 2.2.3. Sơ đồ tự phân cực

Sơ đồ tự phân cực sẽ loại trừ yêu cầu 2 nguồn một 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 ở hình 2.24.



Hình 2.24. Sơ đồ tự phân cực JFET



Hình 2.25. Phân tích ở chế độ một chiều

Ở chế độ tĩnh (một chiều), tụ điện có thể thay thế bằng hồ mạch và điện trở  $R_G$  được ngắn mạch vì  $I_G = 0$ . Kết quả ta có sơ đồ tương đương như hình 2.25.

Dòng chảy qua  $R_S$  là dòng  $I_S$ , nhưng  $I_S = I_D$  nên:

$$U_{R_S} = I_D R_S$$

Chọn chiều của vòng như hình 2.25, ta có:

$$-U_{G_S} - U_{R_S} = 0 \text{ hay } U_{G_S} = -U_{R_S}$$

Suy ra phương trình tải tĩnh:

$$U_{G_S} = -I_D R_S$$

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

Từ  $U_{G_S} = -I_D R_S$ , thay vào phương trình Shockley ta có:

$$I_D = I_{DSS} (1 - U_{G_S}/U_P)^2 = I_{DSS} [1 - (-I_D R_S)/U_P]^2$$

$$I_D = I_{DSS} (1 + I_D R_S/U_P)^2$$

Đây là một 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 - gọi là đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt) (hình 2.26).

Ta sẽ biểu diễn đồ thị của phương trình  $U_{G_S} = -I_D R_S$ , đây là phương trình của 1 đường thẳng nên cần xác định 2 điểm:

Điểm thứ nhất: cho  $I_D = 0$

$$U_{G_S} = -I_D R_S = 0$$

và điểm thứ hai: cho  $I_D = I_{DSS}/2$

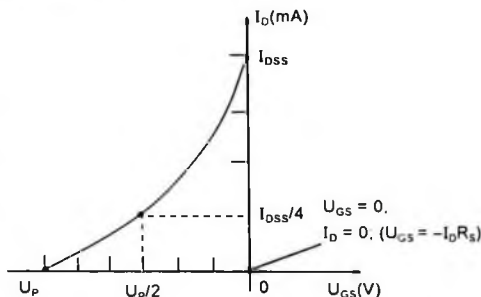
$$U_{G_S} = -I_D R_S = -I_{DSS} R_S/2.$$

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  $U_{D_S}$  có thể được xác định bởi định luật Kirchhoff:

$$U_{R_S} + U_{D_S} + U_{R_D} - U_{D_D} = 0$$

và  $U_{R_S} = I_S R_S$ ,  $U_{R_D} = I_D R_D$ ,  $I_D = I_S$



Hình 2.26. Đặc tuyến tĩnh

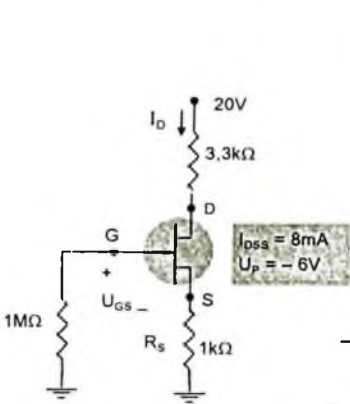
$$U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_S + R_D).$$

$$U_S = I_D R_S$$

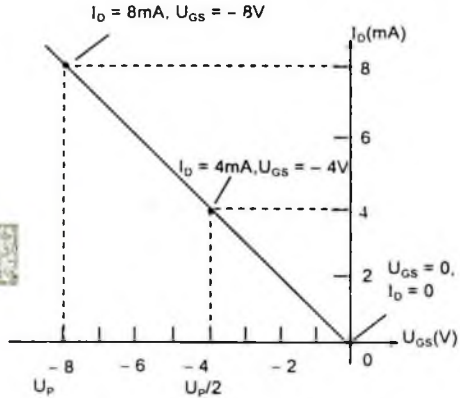
$$U_G = 0$$

$$U_D = U_{DS} + U_S = U_{DD} - U_{R_D}$$

**Ví dụ 2.2:** Cho các giá trị biểu diễn ở hình 2.27. Tính:  $U_{GS}$ ,  $I_{DQ}$ ,  $U_{DS}$ ,  $U_S$ ,  $U_G$ ,  $U_D$ .



Hình 2.27



Hình 2.28. Cách tính dùng đồ thị

**Bài giải:**

Trong ví dụ này ta sẽ sử dụng phương pháp đồ thị (hình 2.28) để xác định các tham số.

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

Chọn  $I_D = 4\text{mA} \Rightarrow U_{GS} = (-4\text{mA}) (1\text{k}\Omega) = -4\text{V}$

Với phương trình Shockley ta vẽ được phương trình đặc tuyến tĩnh hình 2.29.

Giao điểm của đường tải tĩnh và đặc tuyến tĩnh là điểm làm việc tĩnh Q, tọa độ của điểm này là:

$$U_{GSQ} = -2,6\text{V},$$

$$I_{DQ} = 2,6\text{mA}.$$

Hình 2.30 minh họa điểm làm việc tĩnh Q

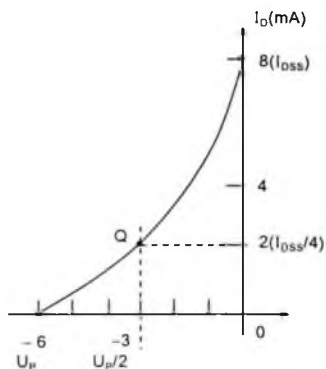
$$U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_S + R_D)$$

$$= 20\text{V} - (2,6\text{mA}) \cdot (1\text{k}\Omega + 3,3\text{k}\Omega) = 8,82\text{V}$$

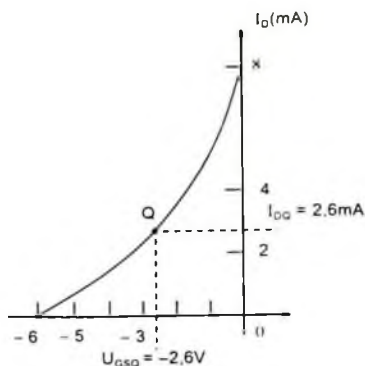
$$U_S = I_D R_S = (2,6\text{mA}) \cdot (1\text{k}\Omega) = 2,6\text{V}$$

$$U_G = 0$$

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

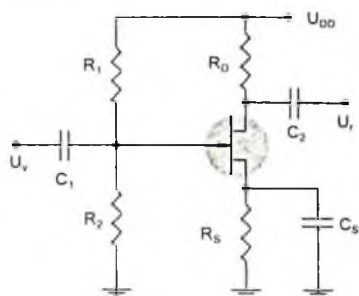


Hình 2.29. Cách tính dùng đồ thị

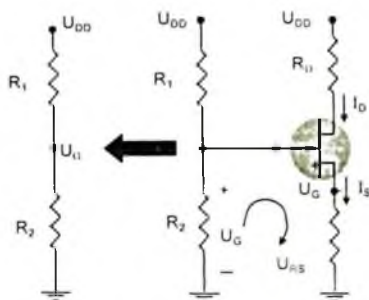


Hình 2.30. Điểm làm việc Q

## 2.2.4. Sơ đồ phân cực phân áp



Hình 2.31. Mạch phân cực phân áp



Hình 2.32. Sơ đồ tương đương

Ở sơ đồ phân cực phân áp đối với transistor FET (hình 2.31), các linh kiện được bố trí giống như phân cực phân áp cho BJT, nhưng ở trạng thái tĩnh sự phân tích đối với hai sơ đồ hầu như khác nhau. Đối với FET,  $I_G = 0$ , nhưng độ lớn  $I_B$  của sơ đồ chung emitter đối với BJT lại ảnh hưởng đến cả dòng và áp ở đầu vào và đầu ra của mạch.

Dòng  $I_{I1}$  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 2.32.

Khi  $I_G = 0$  thì  $I_{R1} = I_{R2}$  và điện áp chính là điện áp đặt trên  $R_2$ :

$$U_G = \frac{R_2 U_{DD}}{R_1 + R_2}$$



Theo Kirchoff:  $U_G - U_{GS} - U_{RS} = 0$  mà  $U_{RS} = I_S R_S = I_D R_S$ ,

$$U_{GS} = U_G - I_D R_S (*)$$

Phương trình (\*) chính là phương trình đường tải tĩnh, biểu diễn 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 2.33. Giao điểm của đường tải tĩnh với đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt) chính là điểm làm việc tĩnh Q các giá trị tương ứng của nó là  $I_{DQ}$  và  $U_{GSQ}$ . Khi các giá trị này được xác định thì ta có:

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

$$U_D = U_{DD} - I_D R_D$$

$$U_S = I_D R_S$$

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{U_{DD}}{R_1 + R_2}$$

**Ví dụ 2.3:** Cho sơ đồ hình 2.34, tính:

- a)  $I_{DQ}$  và  $U_{GSQ}$ ;    b)  $U_D$   
 c)  $U_S$ ;    d)  $U_{DS}$ ;    e)  $U_{DG}$

**Bài giải:**

a) Đối với đặc tuyến truyền đạt

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

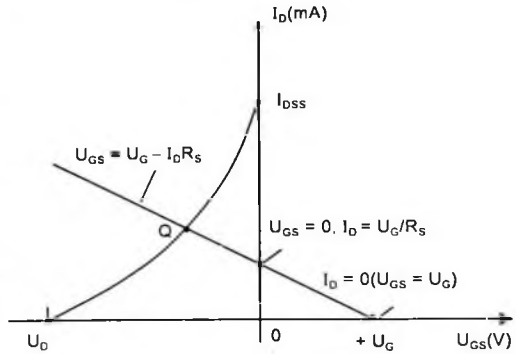
Ta vẽ được đặc tuyến này như hình 2.35.

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

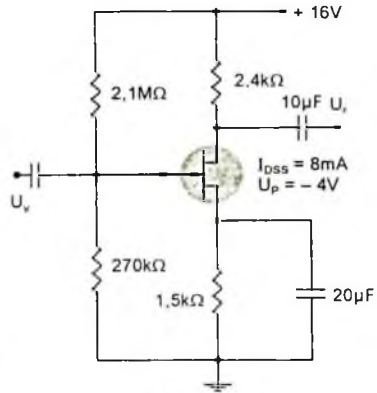
$$U_{GS} = U_G - I_D R_S = 1,28\text{V} - I_D (1,5\text{k}\Omega)$$

Khi  $I_D = 0$ :  
 $U_{GS} = +1,28\text{V}$

Khi  $U_{GS} = 0$ :  
 $I_D = 1,28/1,5 = 0,85\text{mA}$



Hình 2.33. Xác định điểm làm việc



Hình 2.34

Ta xác định được đường tải tĩnh như hình 2.35 và điểm làm việc tĩnh có giá trị:

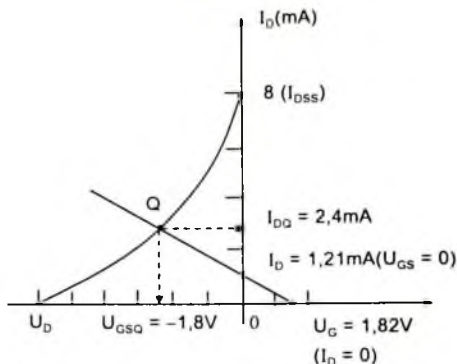
$$I_{DQ} = 2,4\text{mA}, U_{GSQ} = -1,8\text{V}.$$

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

c)  $U_S = I_D R_S = (2,4\text{mA}) \cdot (1,5\text{k}\Omega) = 3,6\text{V}$

d)  $U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_D + R_S) = 16 - 2,4(2,4 + 1,5) = 6,64\text{V}$

e)  $U_{DG} = U_D - U_G = 10,24 - 1,82 = 8,42\text{V}.$



Hình 2.35. Đồ thị xác định đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh

## 2.2.5. Các loại MOSFET kênh đặt sẵn

Đặc tuyến truyền đạt của các loại MOSFET kênh đặt sẵn cũng tương tự như 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 2.4:** Cho sơ đồ phân cực của MOSFET kênh N đặt sẵn với các giá trị như hình 2.36.

Tính: a)  $I_{DQ}$  và  $U_{GSQ}$ ;

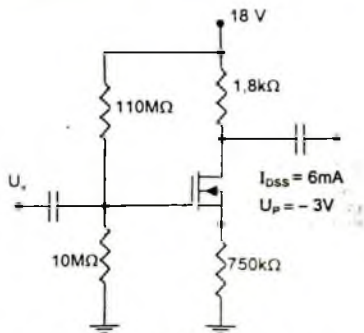
b)  $U_{DS}$ .

**Bài giải:** a) Để vẽ đặc tuyến truyền dẫn, ta xác định điểm:

$$I_D = I_{DSS}/4 = 6\text{mA}/4 = 1,5\text{mA}.$$

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

Ta cần xác định 1 điểm nữa khi  $U_{GS} > 0$ , cho  $U_{GS} = 1\text{V}$



Hình 2.36. Sơ đồ cho ví dụ 2.4

$$\begin{aligned}
 I_D &= I_{DSS} (1 - U_{GS}/U_P)^2 \\
 &= 6\text{mA} [1 - (+1\text{V})/(-3\text{V})]^2 \\
 &= 10,67\text{mA}.
 \end{aligned}$$

Ta xác định được đặc tuyến truyền đạt như hình 2.37. Áp dụng các công thức tương tự như JFET, ta có:

$$U_G = \frac{10\text{M}\Omega(18\text{V})}{10\text{M}\Omega + 110\text{M}\Omega} = 1,5\text{V}$$

Điện áp  $U_{GS}$ :

$$U_{GS} = U_G - I_D R_S = 1,5 - I_D \cdot 750$$

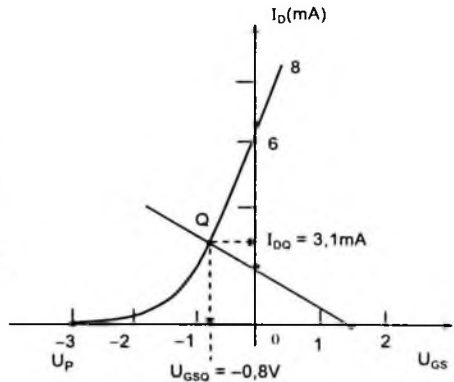
$$I_D = 0 \text{ mA} \Rightarrow U_{GS} = U_G = 1,5\text{V}$$

$$\begin{aligned}
 U_{GS} = 0 \text{ V} &\Rightarrow I_D = U_G/R_S \\
 &= 1,5/750 = 2\text{mA}.
 \end{aligned}$$

Từ đó ta xác định được đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh:

$$I_{DQ} = 3,1\text{mA}, U_{GSQ} = -0,8\text{V}$$

$$b) U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_D + R_S) = 18\text{V} - (3,1\text{mA})(1,8\text{k}\Omega + 750\Omega) \approx 10,1\text{V}.$$



Hình 2.37. Đặc tuyến tĩnh và cách xác định điểm Q

## 2.2.6. Các loại MOSFET kênh cảm ứng

Đặc tuyến truyền đạt của các loại MOSFET kênh cảm ứng hầu hết đều khác với JFET và MOSFET kênh đặt sẵn.

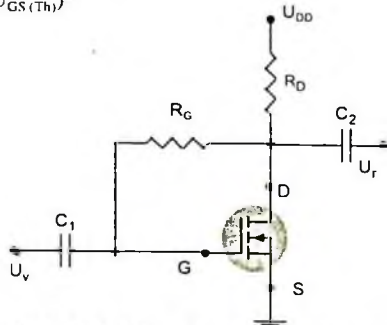
Đối với MOSFET kênh N thì dòng  $I_D = 0$  khi  $U_{GS} < U_{GS(Th)}$  (điện áp ngưỡng - Threshold).

$$\text{Khi } U_{GS} > U_{GS(Th)} \text{ thì } I_D = k(U_{GS} - U_{GS(Th)})^2$$

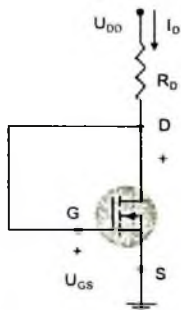
Khi đã xác định được rõ điện áp ngưỡng và I mức của dòng cực máng ( $I_{D(on)}$ ) và  $U_{GS(on)}$  tương ứng thì ta sẽ xác định được hệ số k.

### 1. Phân cực bằng hồi tiếp

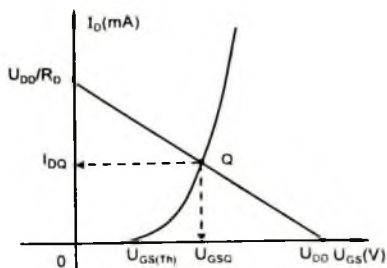
Một cách phân cực cho MOSFET kênh cảm ứng như hình 2.38. Ở chế độ tĩnh, khi  $I_G = 0$  và  $U_{R_{G1}} = 0$ , ta vẽ lại sơ đồ như hình 2.39.



Hình 2.38. Phân cực hồi tiếp cho MOSFET kênh cảm ứng



Hình 2.39. Sơ đồ tương đương



Hình 2.40. Đường tải và điểm làm việc tĩnh

Một sự kết nối giữa cực D và G sẽ được tạo ra, kết quả là  $U_D = U_G$  và  $U_{DS} = U_{GS}$

Ở đầu ra:  $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D \Rightarrow U_{GS} = U_{DD} - I_D R_D (**)$

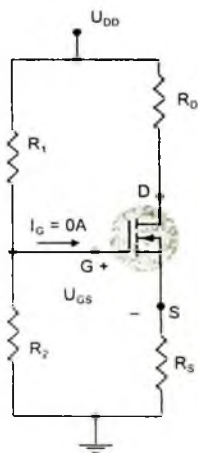
Phương trình (\*\*) là phương trình của một đường thẳng, chính là đường tải tĩnh, để xác định nó ta cũng xác định 2 điểm:

$$U_{GS} = U_{DD} \mid I_D = 0$$

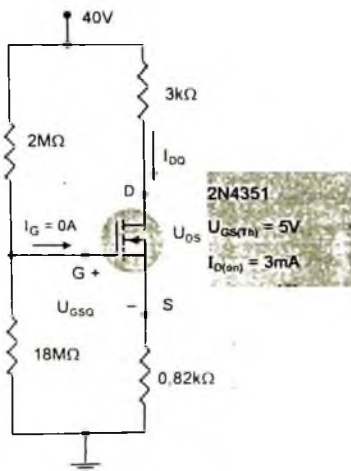
$$I_D = U_{DD} / R_D \mid U_{GS} = 0$$

Xác định giao điểm của đường thẳng này với đặc tuyến tĩnh ta sẽ xác định được điểm làm việc tĩnh (hình 2.40).

## 2. Phân cực bằng điện áp phân áp (hình 2.41)



Hình 2.41. Sơ đồ phân cực phân áp



Hình 2.42.

Với  $I_G = 0$ , ta có:

$$U_G = \frac{R_2 \cdot V_{DD}}{R_1 + R_2}$$

$$U_{GS} = U_G - I_D R_S$$

$$U_{DS} = U_{DD} - U_{RS} - U_{RD}$$

Suy ra:  $U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_S + R_D)$

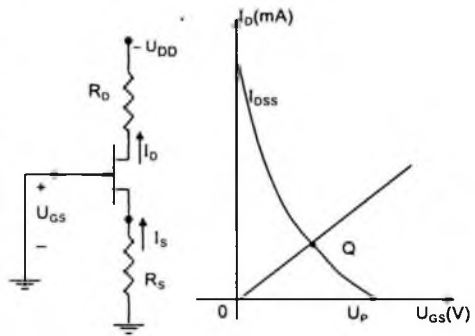
**Ví dụ 2.5:** Tính  $I_{DQ}$ ,  $U_{GSQ}$  và  $U_{DS}$  với các số liệu ở hình 2.42.

Bạn đọc tự tính dựa vào công thức và ví dụ đã có.

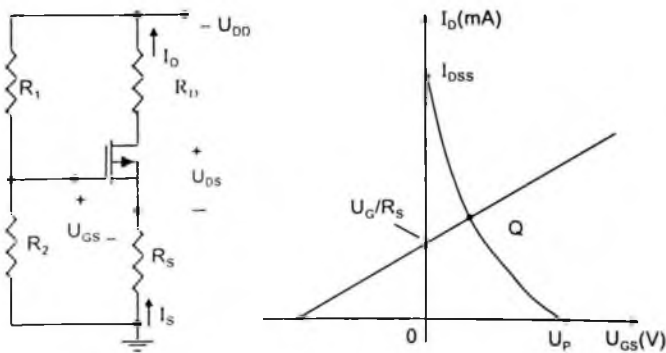
## 2.2.7. Các loại FET kênh P

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 so với loại kênh N qua trục  $I_D$ , như hình 2.43.

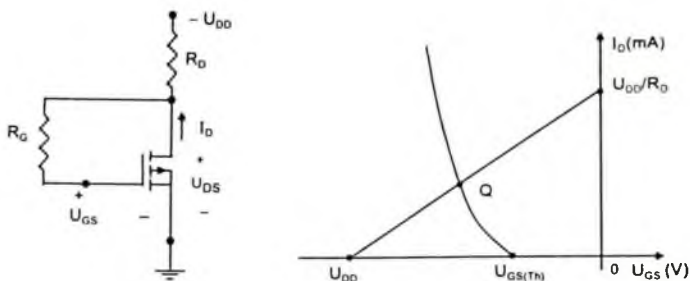
Chú ý rằng ở mỗi sơ đồ hình 2.43, chiều của các điện áp nguồn cung cấp và chiều các dòng điện thì ngược lại so với FET kênh N. Trong trường hợp FET kênh P thì  $U_{GS}$  luôn dương (có thể dương hoặc âm đối với MOSFET có kênh đặt sẵn), còn  $U_{DS}$  thì luôn âm.



Hình 2.43a



Hình 2.43b



Hình 2.43c

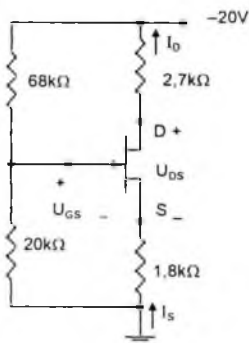
Ví dụ 2.6: Tính  $I_{DQ}$ ,  $U_{GS}$  đối với JFET cho ở hình 2.44.

**Bài giải:**  $U_C = \frac{[20k\Omega(-20V)]}{[20k\Omega + 68k\Omega]} = -4,55V$

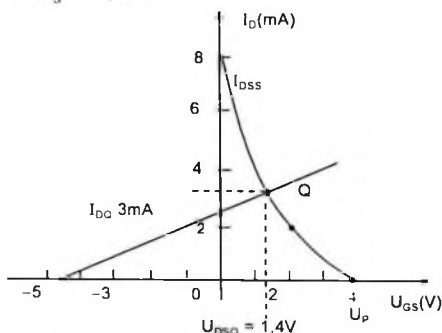
Có  $U_{GS} = U_C + I_D R_S$

Chọn  $I_D = 0 \Rightarrow U_{GS} = U_C = -4,55V$

$$U_{GS} = 0 \Rightarrow I_D = -\frac{U_C}{R_S} = \frac{-4,55}{1,8k\Omega} = 2,53mA$$



Hình 2.44.



Hình 2.45. Xác định điểm Q

Kết quả ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 2.45.

Từ đó ta xác định được tọa độ điểm làm việc tĩnh:

$$I_{DQ} = 3,4mA \quad U_{GSQ} = 1,4V$$

Theo Kirchoff:  $-I_D R_S + U_{DS} - I_D R_D + U_{DD} = 0$

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

$$= -20V + (3,4 \text{ mA})(2,7k\Omega + 18k\Omega) = -4,7V$$

## 2.3. THIẾT KẾ MẠCH PHÂN CỰC DÙNG FET

Công việc thiết kế mạch phân cực dùng FET thật ra không chỉ giới hạn ở các điều kiện phân cực. Tùy theo nhu cầu, một số các điều kiện khác cũng phải được để ý tới, nhất là việc ổn định điểm làm việc tĩnh.

Từ các thông số của linh kiện và dạng mạch phân cực được lựa chọn, dùng các định luật Kirchhoff, định luật Ohm... và phương trình Shockley hoặc đặc tuyến truyền, đường phân cực... để xác định các thông số chưa biết.

Tổng quát trong thực hành, để thiết kế một mạch phân cực dùng FET, người ta thường chọn điểm điều hành nằm trong vùng hoạt động tuyến tính. Trị số tốt nhất thường được chọn là  $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$  hoặc  $U_{GS} = \frac{U_{GSoff}}{2}$ . Ngoài ra,  $U_{DS}$  cũng không được vượt quá trị số tối đa mà FET có thể chịu đựng được.

## 2.4. KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG FET

### 2.4.1. Giới thiệu

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 thấp 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 dòng điện ở đầu vào (dòng base), thì ở FET dòng điện đầu ra (dòng cực máng) lại được điều khiển bằng điện áp ở 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 sao cũng đơn giản hơn so với BJT.

Trong khi hệ số đặc trưng cho chế độ khuếch đại của BJT là  $\beta$  thì ở 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 là trong các mạch CMOS yêu cầu tiêu thụ năng lượng rất thấp.

Cũng như BJT, các thông số đặc trưng cho sự khuếch đại của FET được

phân tích trong chương này bao gồm *độ lợi (hệ số khuếch đại) điện áp, trở kháng vào và trở kháng ra*.

## 2.4.2. Mô hình của FET ở chế độ tín hiệu nhỏ

Trong chế độ tín hiệu nhỏ, một tính chất của FET được ứng dụng là *dòng điện áp đặt giữa cực cổng và cực nguồn để điều khiển dòng điện chạy từ cực máng về cực nguồn (dòng điện trong kênh dẫn)*.

Ta đã biết rằng ở chế độ tĩnh, điện áp  $U_{GS}$  điều khiển dòng một chiều  $I_D$  thông qua quan hệ được biểu diễn theo phương trình Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2$$

Khi thay đổi điện áp  $U_{GS}$  sẽ làm thay đổi dòng cực máng  $I_D$ , sự thay đổi này được đặc trưng bởi độ dẫn  $g_m$ :

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

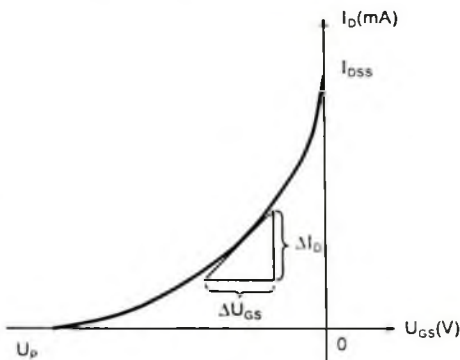
Độ dẫn  $g_m$  có đơn vị là Siemens, ký hiệu là S, nhưng thường  $g_m$  có giá trị là mS.

### 2.4.2.1. Cách xác định độ dẫn ( $g_m$ ) bằng phương pháp hình học

Xét đặc tuyến truyền đạt trên hình 2.46, ta thấy rằng  $g_m$  chính là độ dốc của đặc tuyến tại điểm làm việc. Đó là:

$$g_m = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}}$$

Trên đường cong đặc tuyến truyền đạt, rõ ràng là độ dốc của nó (chính là  $g_m$ ) tăng lên khi điểm làm việc thay đổi từ điểm  $U_p$  đến  $I_{DSS}$ , hay nói theo cách khác, khi  $U_{GS}$  tăng dần đến 0 thì độ lớn của  $g_m$  cũng tăng lên.



Hình 2.46. Xác định  $g_m$  nhờ đặc tuyến truyền đạt

**Ví dụ 2.7:** Xác định  $g_m$  của một JFET với  $I_{DSS} = 8\text{mA}$  và  $U_p = -4\text{V}$  tại các điểm phân cực:

- $U_{GS} = -0,5\text{V}$ ;
- $U_{GS} = -1,5\text{V}$ ;
- $U_{GS} = -2,5\text{V}$ .



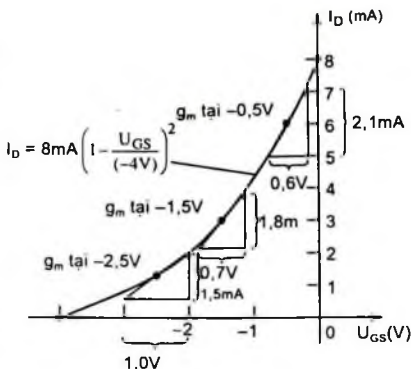
### Bài giải:

Trước tiên ta phải vẽ (hình 2.47) đặc tuyến truyền đạt của JFET, phương trình của đặc tuyến là:

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

$$\text{hay: } I_D = 8\text{mA} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{-4\text{V}} \right)^2$$

Ta xác định được 3 điểm trên đặc tuyến ứng với  $U_{GS} = -0,5\text{V}$ ,  $-1,5\text{V}$  và  $-2,5\text{V}$ .



Hình 2.47

$$\text{a) } g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} = \frac{2,1\text{mA}}{0,6\text{V}} = 3,5\text{mS};$$

$$\text{b) } g_m = \frac{1,8\text{mA}}{0,7\text{V}} = 2,57\text{mS};$$

$$\text{c) } g_m = \frac{1,5\text{mA}}{1,0\text{V}} = 1,5\text{mS}.$$

### 2.4.2.2. Tính độ hỗ dẫn $g_m$ bằng biểu thức toán học

Phương pháp dùng đặc tuyến truyền đạt để xác định  $g_m$  có ưu điểm là trực quan, đơn giản nhưng thường cho giá trị không chính xác một cách tuyệt đối. Vì vậy người ta có thể xác định  $g_m$  từ các biểu thức toán học dựa vào tính chất: đạo hàm tại một điểm chính là độ dốc (hệ số góc) của tiếp tuyến tại điểm đó.

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_Q = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_Q = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \left( I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \right)$$

Sau khi tính đạo hàm và biến đổi ta được:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} \left[ 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right]$$

Ở đây  $|U_P|$  biểu thị giá trị của  $g_m$  là luôn dương.

Từ công thức tính  $g_m$ , ta thấy  $g_m$  đạt giá trị lớn nhất tại  $U_{GS} = 0$ , giá trị đó được tính bằng công thức:

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|}$$

Khi đó, công thức tính  $g_m$  được viết lại như sau:

$$g_m = g_{m0} \left[ 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right]$$

**Ví dụ 2.8:** Cho JFET có đặc tuyến truyền đạt như hình 2.47.

- Tìm giá trị lớn nhất của  $g_m$ ;
- Tính  $g_m$  tại các điểm trong ví dụ trước, so sánh kết quả.

**Bài giải:**

a)  $g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} = 2 \left( \frac{8mA}{4V} \right) = 4mS$  (so với 3,5mS)

b) Tại  $U_{GS} = -0,5V$ ;  $g_m = 4mS[1 - (-0,5V)/(-4V)] = 3,5mS$  (so với 2,57mS)  
 Tại  $U_{GS} = -2,5V$ ;  $g_m = 4mS[1 - (-2,5V)/(-4V)] = 1,5mS$  (so với 1,5mS)

### 2.4.2.3. Ảnh hưởng của $I_D$ tới $g_m$

Mối quan hệ toán học giữa  $g_m$  và dòng phân cực tĩnh  $I_D$  sẽ được xác định từ phương trình Shockley và được viết dưới dạng sau:

$$1 - \frac{U_{GS}}{U_P} = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \Rightarrow g_m = g_{m0} \left[ 1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right] = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

Một số giá trị đặc biệt của  $I_D$ :

+ Nếu  $I_D = I_{DSS}$ ;  $g_m = g_{m0}$

+ Nếu  $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ ;  $g_m = \frac{g_{m0}}{\sqrt{2}} \cong 0,707 g_{m0}$

+ Nếu  $I_D = \frac{I_{DSS}}{4}$ ;  $g_m = \frac{g_{m0}}{2} = 0,5 g_{m0}$

### 2.4.2.4. Trở kháng vào $Z_v$ của FET

Trở kháng vào của FET là rất lớn và có thể coi gần đúng nó là trở kháng ở cửa vào của một hồ mạch:

$$Z_v(\text{FET}) = \infty \Omega$$

Với JFET,  $Z_v \approx 10^9 \Omega$ , còn đối với MOSFET thì  $Z_v = 10^{12} + 10^{15} \Omega$ .

### 2.4.2.5. Trở kháng ra $Z_r$

Trở kháng ra của FET thường được biểu diễn với tham số đặc trưng là dẫn nạp ra  $y_{os}$  (o là biểu thị đầu ra output, s biểu thị lấy ra ở cực nguồn), đơn vị của  $y_{os}$  thường là  $\mu S$ :

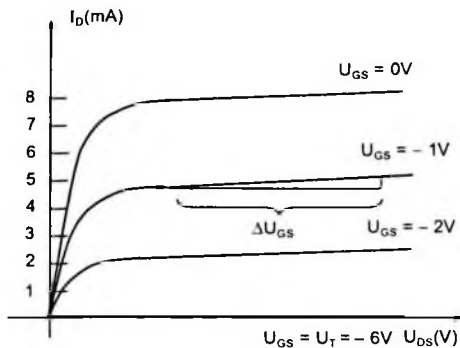
$$Z_r(\text{FET}) = r_d = \frac{1}{y_{os}}$$

Trở kháng ra được xác định trên đặc tuyến hình 2.48, nó chính là độ dốc của đặc tuyến  $I_D$  với đường nằm ngang tại điểm làm việc, đặc tuyến càng âm ngang thì trở kháng ra càng lớn. Ta có:

$$r_d = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS} = \text{constant}}$$

Điện trở máng  $r_d$  biểu thị sự ảnh hưởng của điện áp cực máng  $U_{DS}$  tới dòng điện cực máng  $I_D$  khi điện áp trên cực cổng không đổi. Như vậy, điện

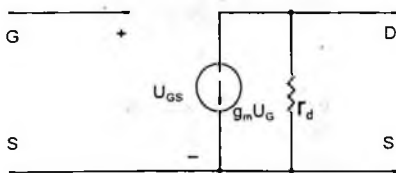
trở máng  $r_d$  chính là trở kháng ra của FET ở chế độ xoay chiều trên cực máng.



Hình 2.48. Xác định trở kháng ra

#### 2.4.2.6. Mạch tương đương của FET ở chế độ xoay chiều

Ở sơ đồ tương đương của FET (hình 2.49), sự điều khiển của điện áp  $U_{GS}$  bởi dòng  $I_D$  được biểu thị bằng nguồn dòng  $g_m U_{GS}$  được nối giữa cực D và S, chiều của nguồn dòng này là chiều từ D đến S, nó thiết lập một sự đảo pha  $180^\circ$  giữa điện áp đầu vào và đầu ra khi FET làm việc.



Hình 2.49. Sơ đồ tương đương

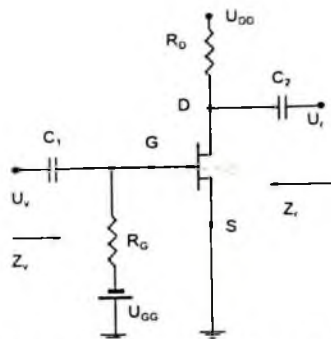
Trở kháng vào được chỉ ra bằng hồ mạch ở cửa vào và trở kháng ra chính là điện trở  $r_d$  giữa máng và nguồn.

Trong những trường hợp khi  $r_d$  không được nhắc đến (giả sử đủ lớn tương ứng với hồ mạch) thì sơ đồ tương đương sẽ đơn giản là một nguồn dòng mà độ lớn của nó được điều khiển bằng điện áp  $U_{GS}$  và tham số  $g_m$ .

#### 2.4.3. Sơ đồ phân cực cố định của JFET

Sơ đồ phân cực cố định đối với JFET được biểu diễn trên hình 2.50, sơ đồ tương đương hình 2.51.

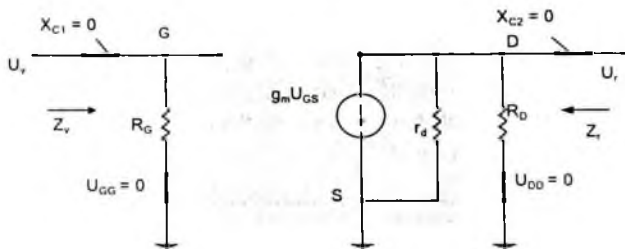
Khi các giá trị  $g_m$  và  $r_d$  được xác định từ sự phân cực thì mạch thay thế tương đương với ngắn mạch vì điện kháng  $X_C = 1/(2\pi fC)$  là rất nhỏ so với các trở kháng khác của mạch, đồng thời các nguồn một chiều  $U_{GG}$  và  $U_{DD}$  đều được đặt ở giá trị 0 bằng ngắn mạch tương ứng. Chiều phân cực của  $U_{GS}$  xác định chiều của nguồn dòng  $g_m U_{GS}$ , nếu  $U_{GS}$  là âm thì chiều của nguồn dòng là chiều ngược lại. Tín hiệu vào ký hiệu là  $U_v$  và tín hiệu ra đặt trên  $r_d$  ký hiệu là  $U_r$ .



Hình 2.50. Sơ đồ phân cực cố định cho JFET

+  $Z_v$ : hình 2.51 đã chỉ rõ rằng:  $Z_v = R_G$

+  $Z_r$ : cho  $U_v = 0$  như định nghĩa của  $Z_r$  sẽ cho  $U_{GS} = 0$ .



Hình 2.51. Sơ đồ tương đương của mạch hình 2.50

Kết quả là:  $g_m U_{GS} = 0 \text{mA}$ , do đó nguồn dòng có thể được thay thế bằng một hồ mạch tương đương như hình 2.52.

Trở kháng ra khi này sẽ là:

$$Z_r = R_D // r_d$$

Nếu  $r_d \geq 10R_D \Rightarrow r_d // R_D \approx R_D$ .

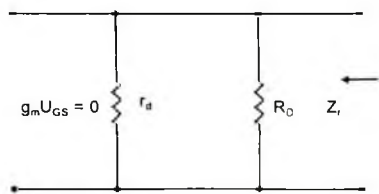
Khi đó:

$$Z_r = R_D$$

+  $K_u$ :  $U_r = -g_m U_{GS} (r_d // R_D)$  mà  $U_{GS} = U_v$

$$\Rightarrow U_r = -g_m U_v (r_d // R_D)$$

$$\Rightarrow K_u = \frac{U_r}{U_v} = -g_m (r_d // R_D)$$



Hình 2.52. Mạch tính  $Z_r$

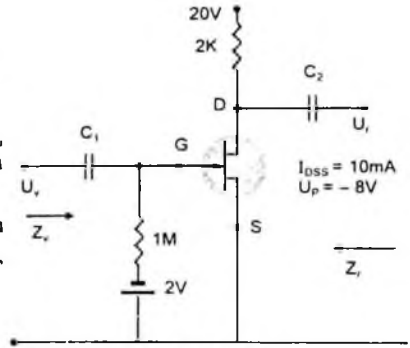
Nếu  $r_d \geq 10R_D$ :

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -g_m R_D$$

Giá trị âm của biểu thức tính  $K_u$  chỉ rõ rằng điện áp vào và ra lệch pha nhau  $180^\circ$ .

**Ví dụ 2.9:** Cho sơ đồ phân cực như hình 2.53 với  $U_{GSQ} = -2V$  và  $I_{DQ} = 5,625mA$ ,  $I_{DSS} = 10mA$ ,  $U_P = -8V$ ,  $y_{os} = 40\mu S$ .

- Tính  $g_m$ ?
- Tính  $r_d$ ?
- Tìm  $Z_v$ ,  $Z_r$  và  $K_u$ .



Hình 2.53

**Bài giải:**

- $$g_{m0} = 2I_{DSS}/U_P = \frac{2(10mA)}{8V} = 2,5mS$$

$$g_m = g_{m0} \left( 1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P} \right) = 2,5mS \left( 1 - \frac{-2V}{-8V} \right) = 1,88mS.$$
- $$r_d = \frac{1}{y_{os}} = \frac{1}{4\mu S} = 25k\Omega.$$
- $$Z_v = R_G = 1M\Omega.$$

$$Z_r = R_D // r_d = 2k\Omega // 25k\Omega = 1,85k\Omega$$

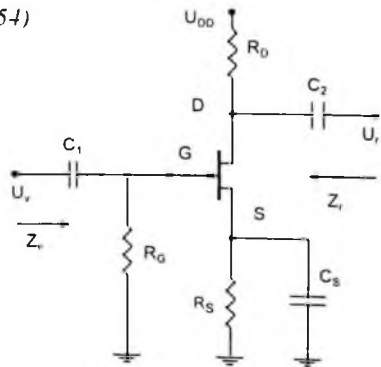
$$K_u = -g_m (R_D // r_d) = -(1,88mS)(1,85k\Omega) = -3,48.$$

#### 2.4.4. Sơ đồ tự phân cực JFET

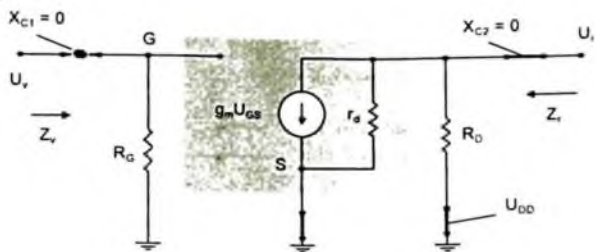
\* Trường hợp có mắc tụ  $C_s$  (hình 2.54)

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  $R_s$  xem như được nối đất, do vậy ta có mạch tương đương JFET như hình 2.55 và được vẽ lại chi tiết ở hình 2.56.

Vì sơ đồ tương đương có dạng như hình 2.55 nên các công thức của  $Z_v$ ,  $Z_r$  và  $K_u$  cũng tương tự:



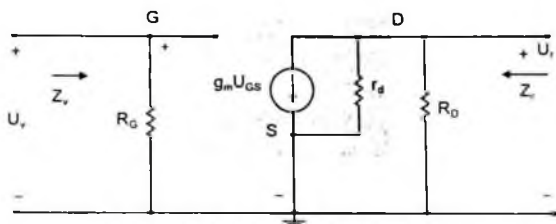
Hình 2.54. Sơ đồ tự phân cực JFET



Hình 2.55. Sơ đồ tương đương

- +  $Z_v$ :  $Z_v = R_G$
- +  $Z_r$ :  $Z_r = r_d // R_D$
- nếu  $r_d \geq 10R_D$  thì:  $Z_r \approx R_D$
- +  $K_u$ :  $K_u = -g_m(r_d // R_D)$
- nếu  $r_d \geq 10R_D$ :  $K_u = -g_m R_D$

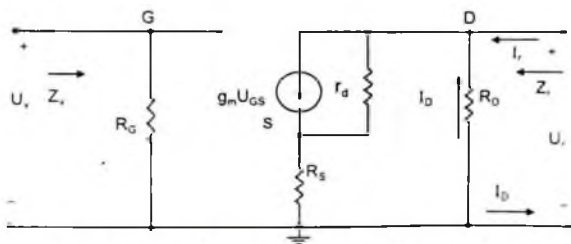
Dấu âm của biểu thức  $K_u$  chỉ ra rằng tín hiệu vào  $U_v$  và tín hiệu ra  $U_r$  lệch pha nhau  $180^\circ$ .



Hình 2.56. Sơ đồ tương đương hình 2.54

\* Trường hợp bỏ tụ  $C_S$

Nếu bỏ tụ  $C_S$  ở hình 2.54 thì điện trở  $R_S$  sẽ là một phần của mạch hình 2.57.



Hình 2.57. Sơ đồ tương đương khi không có tụ  $C_S$

Trong trường hợp này, để xác định  $Z_v$ ,  $Z_r$  và  $K_v$ , một cách đơn giản nhất với chú ý về sự phân cực và chiều của chúng, trước tiên  $r_d$  sẽ được bỏ qua để hình thành một trường hợp cơ bản để phân tích.

+  $Z_v$ : dựa vào điều kiện hở mạch giữa cực G và mạch đầu ra thì đầu vào còn lại như sau:

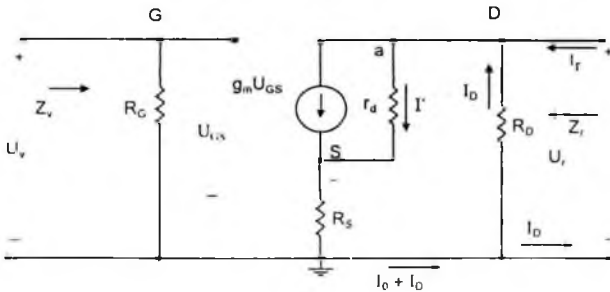
$$Z_v = Z_G$$

$$+ Z_r: \text{trở kháng ra } Z_r = \left. \frac{U_r}{I_r} \right|_{U_v=0}$$

Với  $U_v = 0$  ở hình 2.57 thì cực G coi như được nối đất (0V) điện áp trên  $R_G$  sẽ là 0 và  $R_G$  coi như được ngắn mạch. Áp dụng định luật Kirchoff về dòng điện:

$$\begin{aligned} \text{Với } U_{GS} &= -(I_r + I_D)R_S \\ \Rightarrow I_r + I_D &= -g_m (I_r + I_D)R_S = -g_m I_r R_S - g_m I_D R_S \\ \text{hay: } I_r(1 + g_m R_S) &= -I_D(1 + g_m R_S) \Rightarrow I_r = -I_D \text{ (do } g_m R_S = 0) \\ \Rightarrow U_v &= -I_D R_D = I_r R_D \\ \Rightarrow Z_r &= \frac{U_r}{I_r} = R_D. \end{aligned}$$

Nếu tính đến cả  $r_d$  trong mạch thì sơ đồ tương đương sẽ như hình 2.58.



Hình 2.58. Sơ đồ tương đương khi tính đến  $r_d$

$$\text{Với: } Z_r = \left. \frac{U_r}{I_r} \right|_{U_v=0} = -\frac{I_D R_D}{I_r}$$

Theo Kirchoff:  $I_r = g_m U_{GS} + I_{rd} - I_D$

mà:  $U_{rd} = U_r + U_{GS}$

$\Rightarrow I_r = g_m U_{GS} + (U_r + U_{GS})/r_d - I_D$

Với  $U_{GS} = -(I_D + I_r)R_S$

$$\Rightarrow I_r = -(g_m + 1/r_d)(I_D + I_r)R_S - I_{r_d}/r_d - I_D$$

$$\Rightarrow I_r = g_m U_{GS} + (U_r + U_{GS})/r_d - I_D$$

$$\text{Với } U_{GS} = -(I_D + I_r)R_S$$

$$\Rightarrow I_r = -(g_m + 1/r_d)(I_D + I_r)R_S - I_D R_D/r_d - I_D$$

$$\Rightarrow I_r = \frac{-I_D(1 + g_m R_S + R_S/r_d + R_D/r_d)}{1 + g_m R_S + R_S/r_d}$$

$$\Rightarrow Z_i = U_r/I_r = \frac{-I_D R_D}{-I_r}$$

$$Z_r = \frac{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d}}{1 + g_m R_S + \frac{R_D}{r_d}} R_D$$

$$\text{nếu } r_d \geq 10R_D \Rightarrow (1 + g_m R_S + R_S/r_d) \gg R_S/r_d$$

$$\Rightarrow 1 + g_m R_S + R_S/r_d + R_D/r_d \approx 1 + g_m R_S + R_S/r_d$$

$$\text{khi đó } Z_r = R_D$$

+  $K_u$ : đối với sơ đồ hình 2.58 ứng dụng định luật Kirchhoff ở mạch ra:

$$U_{GS} = U_v - I_D R_S$$

Điện áp đặt trên  $r_d$  là:  $U_r - U_{RS}$  và với  $I' = (U_r - U_{RS})/r_d$

Áp dụng định luật Kirchhoff với dòng điện cho kết quả:

$$I_D = g_m U_{GS} + (U_r - U_{RS})/r_d = g_m(U_v - I_D R_S) - (I_D R_D + I_D R_S)/r_d$$

$$\Rightarrow I_D = \frac{g_m U_v}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_d}}$$

Mà điện áp đầu ra  $U_r = -I_D R_D$

$$\Rightarrow K_u = U_r/U_v = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S + (R_S + R_D)/r_d}$$

$$\text{nếu } r_d \geq 10(R_D + R_S)$$

$$K_u = U_r/U_v = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_D}$$

Quan hệ về pha: từ công thức tính  $K_u$  cho ta biết  $U_v$  và  $U_r$  vẫn lệch pha nhau  $180^\circ$ .

**Ví dụ 2.10:** Cho sơ đồ phân cực như hình 2.59, biết điểm làm việc tĩnh:

$$U_{GSQ} = -2,6V; I_{DQ} = 2,6mA \text{ với } I_{DSS} = 8mA \text{ và } U_p = -6V, y_{m} = 20\mu S.$$

a) Xác định  $g_m$ ;



- b) Tìm  $r_d$ ;  
 c) Tìm  $Z_v$ ;  
 d) Tính  $Z_r$  trong trường hợp có và không có  $r_d$ . So sánh kết quả;  
 e) Tính  $K_u$  trong trường hợp có và không có  $r_d$ . So sánh kết quả.

**Bài giải:**

$$\begin{aligned} \text{a) } g_{m0} &= 2I_{DSS}/|U_P| \\ &= 2,8\text{mA}/6\text{V} = 4,67\text{mS} \\ g_m &= g_{m0}(1 - U_{GSQ}/U_P) \\ &= 2,67(1 - 2,6/6) = 1,52\text{mS} \end{aligned}$$

$$\text{b) } r_d = 1/y_{oss} = 1/20\mu\text{S} = 50\text{k}\Omega$$

$$\text{c) } Z_v = R_G = 1\text{M}\Omega$$

$$\text{d) + Trường hợp có } r_d: r_d = 50\text{k}\Omega > 10R_D = 3,3\text{k}\Omega$$

$$\Rightarrow Z_r = R_D = 3,3\text{k}\Omega$$

$$\text{+ Nếu không có } r_d: Z_r = R_D = 3,3\text{k}\Omega$$

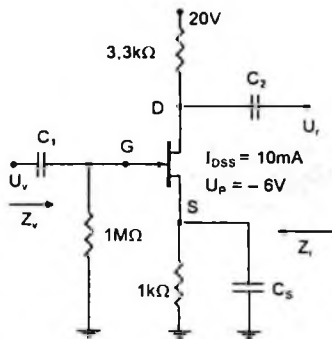
e) Nếu có  $r_d$ :

$$K_u = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S + (R_S + R_D)/r_d} = -\frac{1,51\text{mS} \cdot 3,3\text{k}\Omega}{1 + 1,51 \cdot 1 + (3,3 + 1)/50} = -1,92$$

+ Nếu không có  $r_d$ :

$$K_u = -g_m R_D / (1 + g_m R_S) = -1,98$$

Các kết quả trên cho thấy ảnh hưởng của  $r_d$  là rất nhỏ nếu  $r_d \geq 10(R_D + R_S)$ .

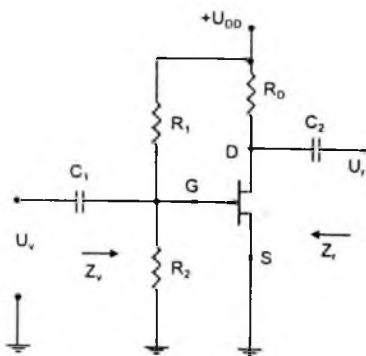


Hình 2.59

## 2.4.5. Sơ đồ phân áp JFET

Sơ đồ phân áp phổ biến đối với các loại BJT cũng được áp dụng cho JFET như hình 2.60.

Sơ đồ tương đương ở chế độ xoay chiều cho JFET như hình 2.61. Thay thế nguồn một chiều  $U_{DD}$  bằng ngắn mạch tương đương, tức là  $R_1$  và  $R_D$  được nối tắt. Khi đó  $R_1$  coi như mắc song song với  $R_2$  và  $R_D$  có thể cũng được đưa xuống nối đất nhưng ở mạch ra trên  $r_d$ . Mạch tương đương ở chế độ xoay chiều sẽ được đưa về dạng cơ bản của vài mạch đã được phân tích (hình 2.62).



Hình 2.60. Sơ đồ phân cực phân áp cho JFET

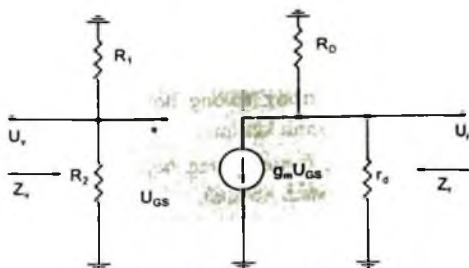
+  $Z_v$ :  $R_1$  và  $R_2$  được mắc song song với hờ mạch tương ứng của JFET, kết quả là:

$$Z_v = R_1 // R_2$$

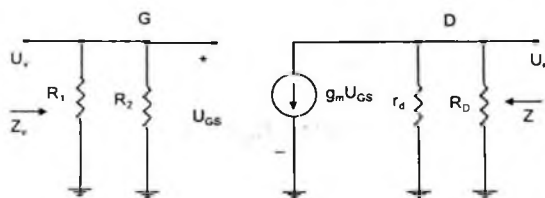
+  $Z_r$ , cho  $U_v = 0$  sẽ có  $U_{GS}$  và  $g_m$  bằng 0

$$\Rightarrow Z_r = r_d // R_D$$

nếu  $r_d \geq 10R_D$ :  $Z_r \approx R_D$



Hình 2.61. Sơ đồ tương đương



Hình 2.62

+ Tính  $K_u$ :  $U_{GS} = U_v$  và  $U_r = -g_m U_{GS}(r_d // R_D)$

Suy ra  $K_u = U_r / U_v = -g_m (r_d // R_D)$

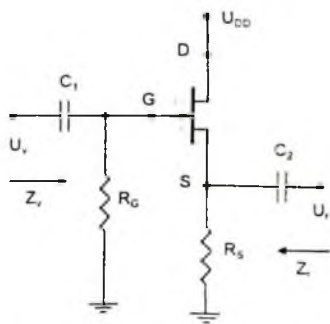
Nếu  $r_d \geq 10R_D$ :  $K_u \approx -g_m R_D$

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 rẽ nhánh  $R_1$ ), chỉ khác nhau ở công thức cho  $Z_r$ , do ảnh hưởng của sự song song kết hợp giữa  $R_1$  và  $R_2$ .

## 2.4.6. Sơ đồ lập cực nguồn

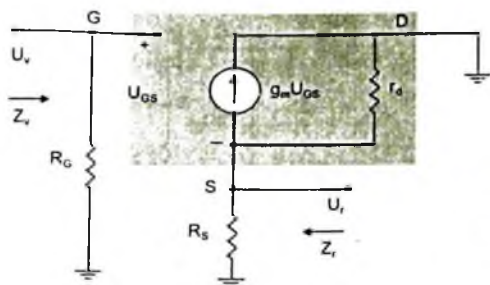
Tương đương với sơ đồ lập cực emitter của BJT là sơ đồ lập cực nguồn của JFET như hình 2.63, chú ý rằng đầu ra được lấy trên cực nguồn và khi nguồn một chiều cung cấp được thay thế bằng ngắn mạch tương ứng cực mắng nối đất và vì thế gọi là mắng chung.

Thay thế mạch tương đương JFET sẽ cho ta sơ đồ 2.64, nguồn điều khiển và trở kháng ra của JFET nối đất tại điểm cuối và nối với  $R_s$  tại điểm kia.

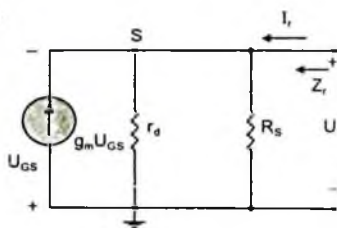


Hình 2.63. Sơ đồ lập cực nguồn JFET

với  $U_r$  đặt trên  $R_S$ . Với  $g_m U_{GS}$ ,  $R_S$ ,  $r_d$  được nối với nhau và nối đất, chúng có thể được nối song song như hình 2.65, nguồn dòng sẽ có chiều ngược lại nhưng  $U_{GS}$  thì vẫn đặt giữa G và S.



Hình 2.64. Sơ đồ tương đương hình 2.63



Hình 2.65. Tính  $Z_r$

+  $Z_v$ : Hình 2.64 đã chỉ ra rằng:  $Z_v = R_G$ .

+  $Z_r$ : Cho  $U_v = 0V$  thì cực G coi như nối đất như hình 2.65, thực tế  $U_{GS}$  và  $U_r$  được nối song song và  $U_r = -U_{GS}$ .

Áp dụng định luật Kirchoff về dòng điện:

$$I_r + g_m U_{GS} = I_{RD} + I_{KS} = U_r / r_d + U_r / R_S$$

$$\Rightarrow I_r = U_r (1/r_d + 1/R_S) - g_m U_{GS}$$

$$= U_r (1/r_d + 1/R_S) - g_m (-U_r)$$

$$\Rightarrow I_r = U_r (1/r_d + 1/R_S + g_m)$$

$$\Rightarrow Z_r = U_r / I_r = \frac{1}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_S} + g_m}$$

Đây là biểu thức cho 3 điện trở mắc song song, do đó:

$$Z_r = r_d // R_S // 1/g_m$$

Nếu  $r_d \geq 10R_S$ :  $Z_r \approx R_S // (1/g_m)$

+  $K_u$  Điện áp ra  $U_r$  được xác định:

$$U_r = g_m \cdot U_{GS} (r_d // R_S)$$

Xét hình 2.64 ta có:

$$U_v = U_{GS} + U_r$$

$$\Rightarrow U_v = U_r / g_m (R_D // R_S) + U_r$$

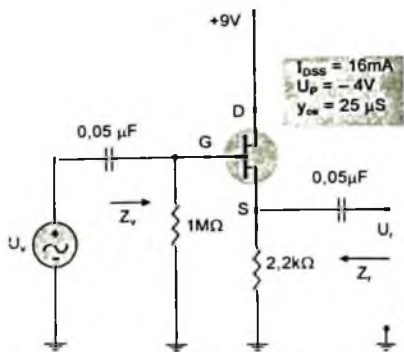
$$\Rightarrow U_r / U_v = \frac{g_m (r_d // R_S)}{1 + (r_d // R_S)}$$

Nếu  $r_d \geq 10R_S$ :  $K_u = U_r / U_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$

Quan hệ về pha: Biểu thức  $K_u$  là một số dương nên  $U_r$  và  $U_v$  đồng pha trong sơ đồ lập cực nguồn. Mặt khác  $K_u < 1$ , tức là  $U_r < U_v$ .

**Ví dụ 2.11:** Cho hình 2.66 với  $U_{GS} = -2,86V$  và  $I_{DQ} = 4,56mA$

- Tính  $g_m$ ;
- Tìm  $r_d$ ;
- Tính  $Z_v$ ;
- Tính  $Z_r$  khi có và không có  $r_d$ .



Hình 2.66

**Bài giải:**

- $g_{m0} = 2I_{DSS}/|U_p| = 2 \cdot (16mA)/14V = 8mS$   
 $g_m = g_{m0}(1 - U_{Gm}/U_p) = 8mS[1 - (-2,86V)/(-4V)] = 2,28mS.$
- $r_d = 1/y_{os} = 1/25\mu S = 40k\Omega.$
- $Z_v = R_G = 1M\Omega:$

+ Nếu có  $r_d$ :

$$Z_r = r_d // R_S // 1/g_m = 40k\Omega // 2,2k\Omega // 1/2,28mS$$

+ Khi bỏ qua  $r_d$ :

$$Z_r = R_S // (1/g_m) = 2,2k\Omega // 438,6\Omega = 365,96\Omega$$

Như vậy ta thấy  $r_d$  chỉ có ảnh hưởng rất nhỏ đến  $Z_r$

- Nếu có  $r_d$ :  $K_u = \frac{g_m(r_d // R_S)}{1 + (r_d // R_S)} = \frac{(2,28mS)(40k\Omega // 2,2k\Omega)}{1 + (2,28mS)(40k\Omega // 2,2k\Omega)} = 0,83$

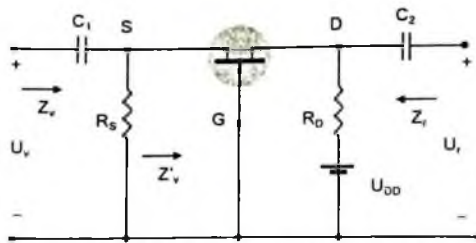
giá trị này nhỏ hơn 1 như đã dự đoán ở trên.

- Bỏ qua  $r_d$ :  $K_u = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{(2,28mS)(2,2k\Omega)}{1 + (2,28mS)(2,2k\Omega)} = 0,83$

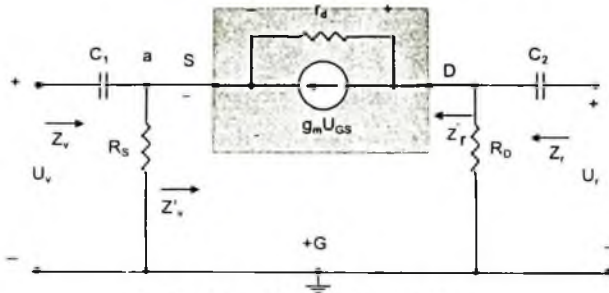
Điều này chứng tỏ  $r_d$  có ảnh hưởng rất nhỏ đến hệ số khuếch đại của sơ đồ.

## 2.4.7. Sơ đồ JFET cực cổng chung

Sơ đồ cuối cùng của JFET được phân tích chi tiết là sơ đồ cực cổng chung như hình 2.67, tương tự như sơ đồ base chung ở BJT. Sơ đồ trên được thay thế bằng mạch tương đương như hình 2.68, 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 đất. Hơn nữa, điện trở được nối giữa cực vào không còn là  $R_G$  nhưng là điện trở  $R_S$  giữa cực S và đất. Cho rằng vị trí của điện áp điều khiển  $U_{GS}$  thực sự đã xuất hiện trực tiếp đặt trên  $R_S$ .



Hình 2.67. Sơ đồ công chung JFET



Hình 2.68. Sơ đồ tương đương JFET

+  $Z_v$ : Trước hết ta tính  $Z_v'$  trên hình 2.68 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 2.69 với

$$U' = -U_{GS}$$

$$\text{Theo Kirchoff: } U' - U_{rd} - I' \cdot r_d = 0$$

$$\Rightarrow U_{rd} = U' - I' \cdot r_d$$

Áp dụng định luật Kirchoff về dòng điện ở nút a:

$$I' + g_m \cdot U_{GS} = I_{rd}$$

$$\Rightarrow I' = I_{rd} - g_m \cdot U_{GS} = (U' - I' \cdot R_D) / r_d - g_m \cdot U_{GS}$$

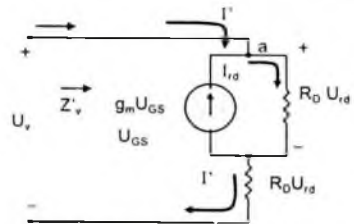
$$\text{hay: } I' = U' / r_d - I' R_D / r_d - g_m [-U']$$

$$\Rightarrow I' [1 + R_D / r_d] = U' [1 / r_d + g_m]$$

$$\Rightarrow Z_v' = U' / I' = [1 + R_D / r_d] / [g_m + 1 / r_d]$$

$$\text{hay: } Z_v' = U' / U = r_d + R_D / 1 + g_m \cdot r_d$$

$$\text{Do đó: } Z_v = R_S // Z_v' \Rightarrow Z_v = R_S // \left[ \frac{r_d + R_D}{1 + g_m r_d} \right]$$



Hình 2.69. Sơ đồ đơn giản để tính  $Z_v$

Nếu  $r_d \geq 10R_D$ :

$$\Rightarrow R_D/r_d \ll 1 \text{ và } 1/r_d \ll g_m \frac{1 + R_D/r_d}{g_m + 1/r_d}$$

$$\Rightarrow Z' = \frac{1 + R_D/r_d}{g_m + 1/r_d} \approx 1/g_m$$

$$\Rightarrow Z_v' \approx R_D // 1/g_m$$

+  $Z_r$ : với  $U_v = 0V$  ở hình 2.69 sẽ coi như ngắn mạch  $R_S$  và  $U_{GS}$  nối đất

$\Rightarrow g_m \cdot U_{GS} = 0$  và  $r_d$  mắc song song với  $R_D$ .

$$Z_r = R_D // r_d$$

Nếu  $r_d \geq 10R_D$ :  $\Rightarrow Z_r \approx R_D$

+ Tính  $K_u$ : hình 2.69 chỉ ra rằng  $U_v = -U_{GS}$  và  $U_r = I_r \cdot R_D$

Điện áp đặt trên  $R_D$  là:  $U_{rd} = U_r - U_v$

và:  $I_{rd} = (U_r - U_v)/r_d$

Áp dụng định luật Kirchhoff về dòng điện ở nút b hình 2.68:

$$I_{rd} + I_D + g_m \cdot U_{GS} = 0 \Rightarrow U_r = U_v$$

Suy ra  $I_D = (U_v - U_r)/r_d + g_m \cdot U_v$  mà  $U_r = I_D \cdot R_D$

Suy ra  $K_u = U_r/U_v = [g_m \cdot R_D + R_D/r_d]/[1 + R_D/r_d]$

Nếu  $r_d \geq 10R_D$  thì  $R_D/r_d \approx 0$

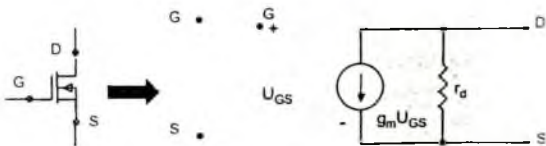
Do đó:  $K_u = g_m \cdot R_D$

Quan hệ về pha:  $K_u$  là một số dương nên  $U_r$  và  $U_v$  là đồng pha ở sơ đồ công chung.

## 2.4.8. MOSFET kênh đặt sẵn (D – MOSFET = Depletion MOSFET)

Thực tế cho thấy công thức Shockley được áp dụng cho MOSFET kênh đặt sẵn cũng cho ra công thức tương tự đối với  $g_m$ .

Thật ra các mẫu xoay chiều tương ứng cho MOSFET kênh đặt sẵn giống một cách chính xác như trường hợp dùng cho JFET ở hình 2.70. Sự khác nhau duy nhất tạo ra ở D – MOSFET là  $U_{GSQ}$  có thể dương cho loại kênh N và âm cho loại kênh P.

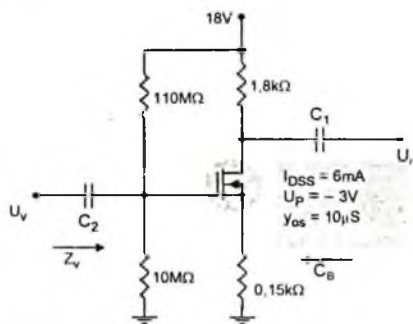


Hình 2.70. Mạch tương đương MOSFET kênh đặt sẵn

Kết quả là  $g_m$  có thể lớn hơn  $g_{m0}$  được minh họa bằng ví dụ ở dưới đây.

**Ví dụ 2.12:** Cho sơ đồ hình 2.71 với:  $U_{GSQ} = 1,45V$  và  $I_{DQ} = 7,6mA$ .

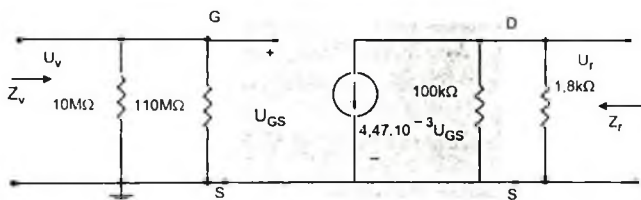
- Tính  $g_m$  và so sánh với  $g_{m0}$ ;
- Tìm  $r_d$ ;
- Vẽ sơ đồ tương đương chế độ xoay chiều;
- Tìm  $Z_v$ ;
- Tính  $Z_r$ ;
- Tìm  $K_u$ .



Hình 2.71

**Bài giải:**

- $g_{m0} = 2I_{DSS}/|U_P| = 2(6mA)/3V = 4mS [1 - (0,35V/(-8V))] = 4,175mS$ .
- $r_d = 1/y_{os} = 1/10\mu S = 100k\Omega$ .
- Sơ đồ tương đương như hình 2.72.
- $Z_v = R_1 // R_2 = 10M\Omega // 110M\Omega = 9,17M\Omega$ .



Hình 2.72. Sơ đồ tương đương của hình 2.71

- Áp dụng công thức:  
 $Z_r = r_d // R_D = 100k\Omega // 1,8k\Omega \approx 1,17k\Omega$ .
- Áp dụng công thức:  
 $K_u = -g_m R_D = -(4,175mS)(1,8k\Omega) = 7,515$ .

## 2.4.9. MOSFET kênh cảm ứng (E – MOSFET = enhancement mosfet)

MOSFET kênh cảm ứng có thể là loại kênh N hoặc P như hình vẽ 2.7. Mạch tương đương ở cả hai loại trên hình 2.73 cho ra hồ mạch giữa G và kèn DS và một nguồn dòng từ D về có độ lớn phụ thuộc điện áp giữa G và S.

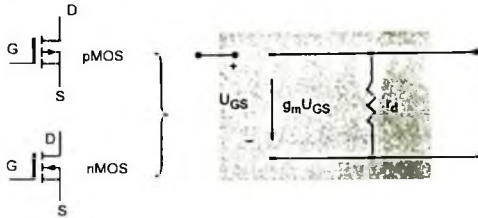
Đối với E – MOSFET, mối liên hệ giữa dòng ra và điện áp điều khiển được xác định:

$$I_D = k[U_{GS} - U_{GS(th)}]^2$$

Với  $g_m$  vẫn được xác định bởi công thức  $g_m = \Delta I_D / \Delta U_{GS}$ , ta có thể lấy nguồn từ phương trình truyền dẫn để tính  $g_m$  cũng như điểm làm việc:

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{d}{dU_{GS}} k(U_{GS} - U_{GS(th)})^2 = k \cdot \frac{d}{dU_{GS}} (U_{GS} - U_{GS(th)})^2$$

$$\Rightarrow g_m = 2k(U_{GS} - U_{GS(th)})$$

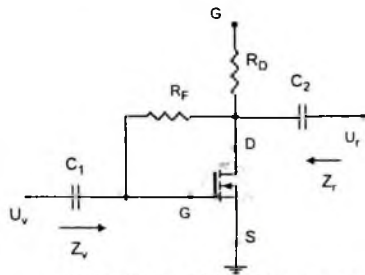


Hình 2.73. MOSFET kênh cảm ứng chế độ tín hiệu nhỏ

Nhắc lại là hằng số  $k$  được xác định từ điểm làm việc đặc trưng. Ở các trường hợp cụ thể khác, việc phân tích chế độ xoay chiều cũng giống như sơ đồ đối với JFET hay D – MOSFET. Chú ý rằng đối với E – MOSFET thì sự phân cực cũng chỉ giới hạn ở một số cách đặc trưng.

## 2.4.10. Sơ đồ hồi tiếp cực máng MOSFET kênh cảm ứng

Sơ đồ hồi tiếp cực máng E – MOSFET là hình 2.74. Nhắc lại từ tính toán ở chế độ tĩnh rằng,  $R_G$  có thể được thay thế bởi một ngắn mạch tương đương khi  $I_G = 0$  và do đó  $U_{RG} = 0$ , tuy nhiên, ở chế độ xoay chiều nó cung cấp một trở kháng cao quan trọng giữa  $U_r$  và  $U_v$ . Mặt khác, cực ra và vào được nối trực tiếp và  $U_r = U_v$ .



Hình 2.74. Sơ đồ hồi tiếp cực máng E – MOSFET

Sơ đồ tương đương được vẽ lại ở hình 2.75.

+  $Z_i$ : áp dụng Kirchoff về dòng điện tại nút D hình 2.75

$$I_v = g_m U_{GS} + U_r / (r_d // R_D) \text{ và } U_{GS} = U_v$$

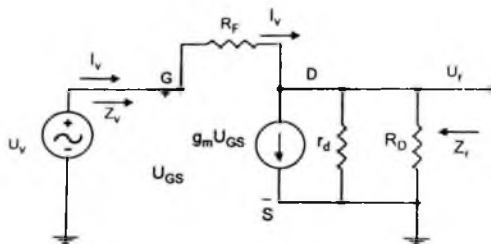
$$\Rightarrow I_v = g_m U_v + U_r / (r_d // R_D) \Rightarrow U_r = (r_d // R_D)(I_v - g_m U_v)$$

$$\text{Với } I_v = (U_v - U_r) / R_F = [U_v - (r_d // R_D)(I_v - g_m U_v)] / R_F$$



$$\begin{aligned} \Rightarrow I_v R_F &= U_v - (r_d/R_D)I_v + (r_d/R_D)g_m U_v \\ \Rightarrow U_v [1 + g_m(r_d/R_D)] &= I_v(R_F + r_d/R_D) \\ \Rightarrow Z_v = U_v / I_v &= (R_F + r_d/R_D) / [1 + g_m(r_d/R_D)] \end{aligned}$$

Vì  $R_F \gg r_d/R_D$  nên:  $Z_v = R_F / (1 + g_m(r_d/R_D))$



Hình 2.75. Sơ đồ tương đương của hình 2.74

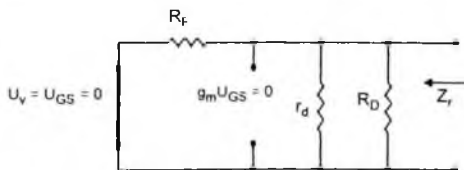
Nếu  $r_d \geq 10R_D$

$$Z_v \approx R_F / (1 + g_m R_D)$$

+  $Z_r$ : thay  $U_v = 0$

$$\Rightarrow U_{GS} = 0 \text{ và } g_m U_{GS} = 0$$

với phần ngắn mạch từ cổng tới nguồn như hình 2.76.



Hình 2.76. Ngắn mạch GS

$R_F, r_d, R_D$  mắc song song nên:

$$Z_r = R_F // r_d // R_D$$

Bình thường  $R_F \gg r_d/R_D$  và với  $r_d \geq 10R_D$  nên  $Z_r \approx R_D$ .

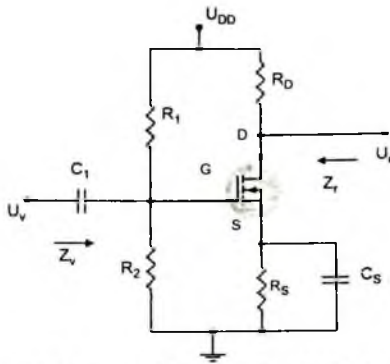
+  $K_u$ : áp dụng định luật Kirchhoff tại nút D hình 2.75.

$$I_v = g_m U_{GS} + U_i / (r_d/R_D)$$

mà  $U_{GS} = U_v$  và  $I_v = (U_v - U_i) / R_F$

$$\begin{aligned} \Rightarrow U_i &= [1 / (r_d/R_D) + 1 / R_F] \\ &= U_v [1 / R_F - g_m] \end{aligned}$$

$$\Rightarrow K_u = U_i / U_v = [1 / R_F - g_m] / [1 / (r_d/R_D) + 1 / R_F]$$



Hình 2.77. Sơ đồ phân áp E - MOSFET

Nhưng  $1/(r_d//R_D) + 1/R_F = 1/(r_d//R_D//R_F)$

$$\Rightarrow K_u = -g_m(r_d//R_D//R_F)$$

Vì  $R_F \gg r_d//R_D$  và nếu  $r_d \geq 10R_D$  thì:

$$K_u \approx -g_m R_D$$

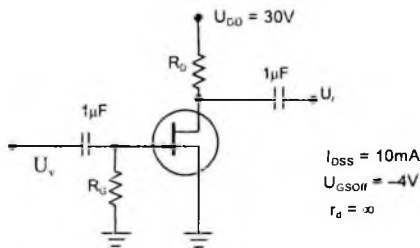
Quan hệ về pha: biểu thức  $K_u$  là số âm nên  $U_r$  và  $U_v$  lệch pha nhau  $180^\circ$ .

## 2.5. THIẾT KẾ MẠCH KHUẾCH ĐẠI DÙNG FET

Vấn đề thiết kế mạch dùng FET ở đây giới hạn ở chỗ tìm các điều kiện phân cực, các trị số của linh kiện thụ động để có được hệ số khuếch đại điện áp mong muốn.

**Ví dụ 2.13:** Thiết kế mạch khuếch đại phân cực tự động dùng JFET như hình 2.78 sao cho hệ số khuếch đại điện áp là 10.

**Bài giải:**



Hình 2.78

Vì là mạch tự phân cực nên  $U_{GS} = 0$  do đó:

$$g_m = g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GSoff}} = 5mS$$

mà  $K_v = -g_m \cdot R_D = -10$  suy ra  $R_D = 2k\Omega$

Để cho không ảnh hưởng tới trở kháng vào thì ta phải chọn  $R_G$  lớn. Ví dụ có thể chọn  $R_G = 10M\Omega$ .

## 2.6. ẢNH HƯỞNG CỦA HỒI TIẾP ĐẾN MẠCH KHUẾCH ĐẠI

### 2.6.1. Khái niệm

Hồi tiếp là lấy một phần tín hiệu đầu ra đưa trở lại đầu vào, làm thay đổi đầu vào. Trong chương cung cấp nguồn và ổn định chế độ công tác cho transistor, chúng ta đã xét trường hợp đặc biệt của hồi tiếp 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, và để ổn định điểm làm việc tĩnh. Ngược lại hồi tiếp dương làm tăng điện áp đầu vào, sử dụng vào mạch tạo 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 quát của mạch hồi tiếp như hình 2.79.

Trong đó:

$U_x$  – Tín hiệu vào;

$U_v$  – Tín hiệu vào khâu khuếch đại;

$U_r$  – Tín hiệu hồi tiếp;

$U_f$  – Tín hiệu ra;

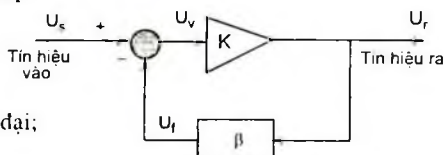
$\beta$  – Hệ số hồi tiếp;

$K$  – Hàm truyền đạt của khâu khuếch đại.

Tín hiệu vào khâu 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. Khi có hồi tiếp âm, mạch sẽ có tính chất sau:

- Trở kháng vào lớn.
- Tín hiệu ra ổn định hơn.
- Cải thiện đáp ứng tần số.
- Trở kháng ra nhỏ.
- Mở rộng vùng hoạt động tuyến tính.
- Giảm được nhiễu.



Hình 2.79. Sơ đồ tổng quát của mạch hồi tiếp

## 2.6.2. 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 bốn loại như sau:

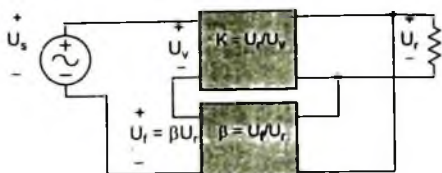
1. Hồi tiếp điện áp nối tiếp (hình 2.80): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

2. Hồi tiếp điện áp song song (hình 2.81): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và song song với tín hiệu vào.

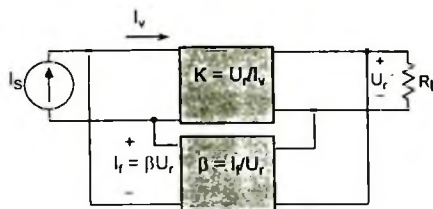
3. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp (hình 2.82): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

4. Hồi tiếp dòng điện song song (hình 2.83): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và song song với tín hiệu vào.

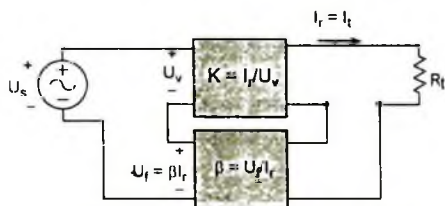
Hồi tiếp nối tiếp làm tăng trở kháng vào, còn hồi tiếp song song làm giảm trở kháng vào. Hồi tiếp điện áp làm giảm trở kháng ra, còn hồi tiếp dòng điện làm tăng trở kháng ra. Trở kháng vào lớn và trở kháng đầu ra nhỏ đó là mong muốn của hầu hết các tầng khuếch đại. Cả hai yêu cầu được đáp ứng trong hồi tiếp điện áp nối tiếp.



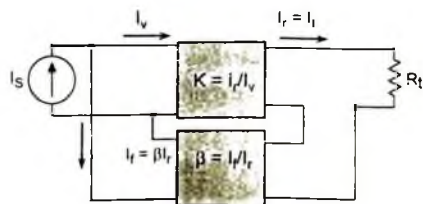
Hình 2.80. Hồi tiếp điện áp nối tiếp



Hình 2.81. Hồi tiếp điện áp song song



Hình 2.82. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp



Hình 2.83. Hồi tiếp dòng điện song song

### 2.6.3. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến mạch khuếch đại

Gọi  $K$  là hệ số khuếch đại điện áp khi không có hồi tiếp,  $K_r$  là hệ số khuếch đại điện áp khi có hồi tiếp,  $\beta$  là hệ số hồi tiếp của khâu hồi tiếp. Căn cứ vào các hình từ hình 2.80 đến hình 2.84 chúng ta có bảng 2.1 là các công thức gốc tính các tham số của mạch có hồi tiếp. Phần này, sẽ xét lần lượt ảnh hưởng của các loại hồi tiếp đến các tham số của mạch khuếch đại.

**BẢNG 2.1. CÔNG THỨC GỐC ĐỂ TÍNH CÁC THAM SỐ MẠCH HỒI TIẾP**

Các tham số		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 khi có hồi tiếp	$K_r$	$U_r/U_s$	$U_r/I_s$	$I_r/U_s$	$I_r/I_s$

#### 2.6.3.1. Ảnh hưởng của hồi tiếp đối với hệ số khuếch đại

Ảnh hưởng hồi tiếp đến hệ số khuếch đại điện áp chỉ phụ thuộc vào loại hồi tiếp nối tiếp hay hồi tiếp song song mà không phụ thuộc vào hồi tiếp dòng điện hay hồi tiếp điện áp, trong phần này chúng ta sẽ xem xét loại hồi tiếp điện áp

*Hồi tiếp điện áp nối tiếp:*

Trong hình 2.80 chỉ ra hồi tiếp điện áp nối tiếp. Tín hiệu hồi tiếp nối tiếp với tín hiệu vào, kết quả làm giảm toàn bộ tín hiệu vào. Thật vậy, nếu không có hồi tiếp ( $U_r = 0$ ) thì hệ số khuếch đại điện áp:

$$K = \frac{U_r}{U_s} = \frac{U_r}{U_v}$$

Nếu có tín hiệu hồi tiếp  $U_r$  nối tiếp với đầu vào, ta có:  $U_v = U_s - U_r$

Bởi vì  $U_r = KU_v = K(U_s - U_r) = KU_s - KU_r = KU_s - K(\beta U_r)$

Cho nên  $(1 + \beta K)U_r = KU_s$

Từ đó suy ra hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp:

$$K_r = \frac{U_r}{U_s} = \frac{K}{1 + \beta K}$$

*Hồi tiếp điện áp song song:*

Hệ số khuếch đại theo hình 2.81 là:

$$K_f = \frac{U_f}{I_s} = \frac{KI_v}{I_v + I_f} = \frac{KI_v}{I_v + \beta U_f} = \frac{KI_v}{I_v + \beta KI_v}$$

Hay 
$$K_i = \frac{K}{1 + \beta K}$$

Như vậy, hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp sẽ giảm đi  $g = (1 + \beta K)$  lần so với khi không có hồi tiếp và hệ số  $g$  được gọi là độ sâu hồi tiếp.

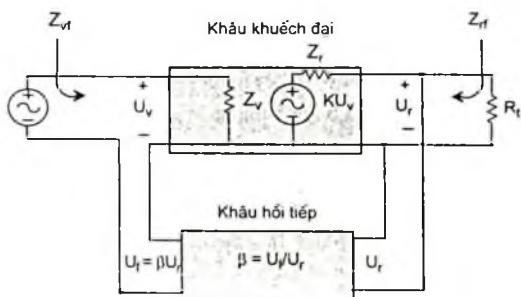
### 2.6.3.2. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến trở kháng vào

Ảnh hưởng hồi tiếp đến trở kháng vào chỉ phụ thuộc vào loại hồi tiếp nối tiếp hay hồi tiếp song song mà không phụ thuộc vào hồi tiếp dòng điện hay hồi tiếp điện áp, trong phần này chúng ta sẽ xem xét loại hồi tiếp điện áp.

*Hồi tiếp điện áp nối tiếp:*

Chi tiết được thể hiện trong hình 2.84. Trở kháng vào có thể được tính như sau:

$$\begin{aligned} I_v &= \frac{U_v}{Z_v} = \frac{U_s - U_f}{Z_v} \\ &= \frac{U_s - \beta U_f}{Z_v} = \frac{U_s - \beta K U_v}{Z_v} \end{aligned}$$



Hình 2.84. Hồi tiếp điện áp nối tiếp

Suy ra: 
$$I_{vZ_v} = U_v - \beta K U_v$$

$$U_v = I_v Z_v + \beta K U_v = I_v Z_v + \beta K I_v Z_v$$

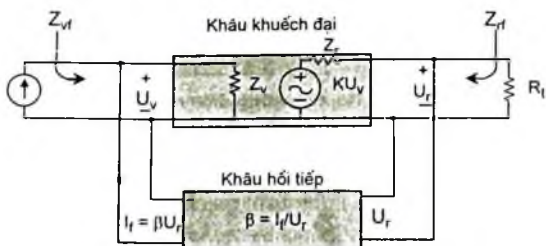
Suy ra: 
$$Z_{vf} = \frac{U_s}{I_v} = Z_v + (\beta K) Z_v = Z_v (1 + \beta K)$$

Như vậy, khi có hồi tiếp nối tiếp trở kháng vào sẽ tăng lên  $(1 + \beta K)$  lần so với khi không có hồi tiếp.

*Hồi tiếp điện áp song song:*

Hồi tiếp điện áp song song được thể hiện chi tiết trong hình 2.85. Trở kháng vào được tính theo công thức:

$$Z_{vfl} = \frac{U_v}{I_v} = \frac{U_v}{I_v + I_r} = \frac{U_v}{I_v + \beta U_r} = \frac{U_v/I_v}{I_v/I_v + \beta U_r/I_v} = \frac{Z_v}{1 + \beta K}$$



**Hình 2.85. Hồi tiếp điện áp song song**

Như vậy, khi có hồi tiếp song song trở kháng vào sẽ giảm đi  $(1 + \beta K)$  lần so với khi không có hồi tiếp.

### 2.6.3.3. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến trở kháng ra

Trở kháng ra chỉ phụ thuộc vào hồi tiếp điện áp hoặc hồi tiếp dòng điện mà không phụ thuộc vào hồi tiếp nối tiếp hay song song. Trong phần này, chúng ta nghiên cứu loại hồi tiếp nối tiếp.

*Hồi tiếp điện áp nối tiếp:*

Hồi tiếp điện áp nối tiếp được thể hiện trong hình 2.84. Trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp được xác định bằng điện áp cung cấp  $U$ , gây ra dòng điện  $I$ . Khi ngắn mạch tín hiệu đầu vào ( $U_v = 0$ ). Điện áp  $U$  được tính:

$$U = IZ_r + KU_v$$

Với  $U_v = 0$ , thì  $U_v = -U_i$

Vì vậy  $U = IZ_r - KU_i = IZ_r - K(\beta U)$

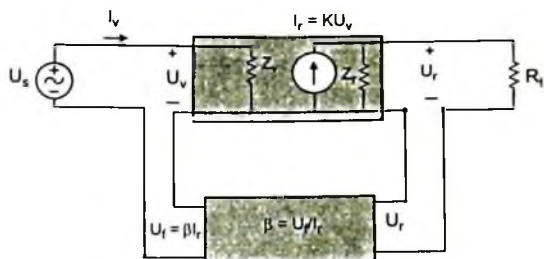
Vậy ta có trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp:

$$Z_{rl} = \frac{U}{I} = \frac{Z_r}{1 + \beta K}$$

Như vậy, khi có hồi tiếp điện áp sẽ làm trở kháng ra giảm đi  $(1 + \beta K)$  lần so với khi không có hồi tiếp.

*Hồi tiếp dòng điện nối tiếp:*

Hồi tiếp dòng điện nối tiếp được minh họa như hình 2.86.



Hình 2.86. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp nối tiếp dòng điện được xác định bằng tỉ lệ giữa  $U$  ở đầu ra, tạo ra dòng điện  $I$  khi ngắn mạch  $U_s$ , tỉ số giữa  $U$  và  $I$  chính là trở kháng đầu ra. Giá trị của trở kháng ra được tính như sau: Khi  $U_s = 0$  thì  $U_v = U_f$  ta có:

$$I = \frac{U}{Z_r} - KU_v = \frac{U}{Z_r} - KU_f = \frac{U}{Z_r} - K\beta I$$

$$Z_r(1 + \beta K)I = U$$

$$Z_{rf} = \frac{U}{I} = Z_r(1 + \beta K)$$

Như vậy, hồi tiếp dòng điện nối tiếp làm trở kháng ra tăng  $1 + \beta K$  lần.

Bảng 2.2 tổng kết ảnh hưởng của hồi tiếp đến trở kháng vào và trở kháng ra.

BẢNG 2.2: 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 song song
$Z_{vi}$	$Z_v(1 + \beta K)$ Tăng	$Z_v(1 + \beta K)$ Tăng	$Z_v/(1 + \beta K)$ Giảm	$Z_v/(1 + \beta K)$ Giảm
$Z_{ri}$	$Z_r/(1 + \beta K)$ Giảm	$Z_r(1 + \beta K)$ Tăng	$Z_r/(1 + \beta K)$ Giảm	$Z_r(1 + \beta K)$ Tăng

**Ví dụ 2.14:** Xác định hệ số khuếch đại, trở kháng vào và ra của mạch có hồi tiếp điện áp nối tiếp. Với:  $K = -100$ ,  $Z_v = 10k\Omega$ ,  $Z_r = 20k\Omega$ . khi số hồi tiếp:

- $\beta = -0,1$
- $\beta = -0,5$



### Bài giải:

$$a) \quad K_t = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-100}{1 + (-0,1)(-100)} = \frac{-100}{11} = -9,09$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1 + \beta K} = \frac{20 \times 10^3}{11} = 1,82 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{vf} = Z_v(1 + \beta K) = 10 \text{ k}\Omega(11) = 110 \text{ k}\Omega$$

$$b) \quad K_t = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-100}{1 + (0,5)(100)} = \frac{-100}{51} = -1,96$$

$$Z_{vf} = Z_v(1 + \beta K) = 10 \text{ k}\Omega(51) = 510 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1 + \beta K} = \frac{20 \times 10^3}{51} = 392,16 \Omega$$

Ví dụ 2.14 cho ta thấy khi hệ số hồi tiếp thay đổi sẽ làm thay đổi hệ số khuếch đại, trở kháng vào, ra của mạch có 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 cũng 11 lần. Hoàn toàn tương tự trong trường hợp  $\beta = 0,5$  hệ số khuếch đại của mạch có hồi tiếp sẽ giảm đi 51 lần, trở kháng đầu vào tăng lên 51 lần và trở kháng đầu ra giảm đi 51 lần. Vậy có thể dùng hồi tiếp âm để thay đổi các tham số của mạch khuếch đại.

#### 2.6.3.4. Giảm méo tần số

Trong bộ khuếch đại hồi tiếp âm mà có  $\beta K \gg 1$ , thì hệ số khuếch đại sẽ là  $K_t \approx 1/\beta$ . 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.

#### 2.6.3.5. Giảm tạp âm và méo phi tuyến

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  $(1 + \beta K)$  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 số tầng khuếch đại lên.

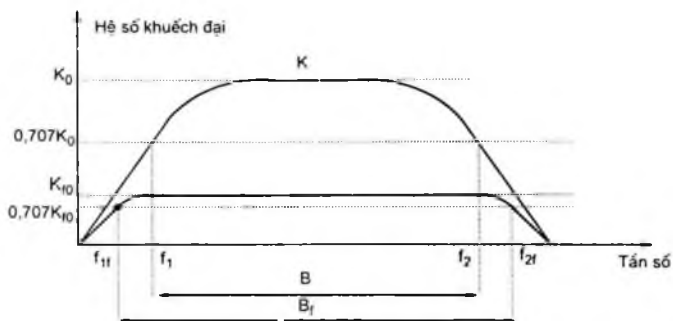
#### 2.6.3.6. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến hệ số khuếch đại và dải tần

Theo công thức tính hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm là:

$$K_t = \frac{K}{1 + \beta K} \approx \frac{K}{\beta K} = \frac{1}{\beta} \text{ với } \beta K \gg 1$$

Nếu  $\beta K \gg 1$ , hệ số khuếch đại xấp xỉ  $1/\beta$ . Ở tần số thấp, đặc tuyến có độ dốc lên do đó 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. Khi mà hệ số khuếch đại giảm xuống thấp đến giá trị mà hệ số  $\beta K$  không còn lớn hơn rất nhiều so với 1, thì công thức  $K_f \approx 1/\beta$  không còn đúng nữa.

Trong hình 2.87 chỉ ra mối quan hệ giữa hệ số khuếch đại và tần số làm việc. Khi có hồi tiếp âm dài 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 3 dB.



Hình 2.87. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến hệ số khuếch đại và dải tần

### 2.6.3.7. Ảnh hưởng đến độ ổn định hệ số khuếch đại

Ở đây chúng ta chỉ quan tâm đến vấn đề ổn định hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp so với khi không có hồi tiếp. Lý do phân hai về của công thức tính  $K_f$ :

$$\left| \frac{dK_f}{K_f} \right| = \left| \frac{1}{1 + \beta K} \right| \left| \frac{dK}{K} \right| \text{ hay } \left| \frac{dK_f}{K_f} \right| \cong \left| \frac{1}{\beta K} \right| \left| \frac{dK}{K} \right| \text{ khi } \beta K \gg 1$$

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  $\beta K$ .

**Ví dụ 2.15:** Một mạch khuếch đại có hệ số khuếch đại bằng  $-1000$ , hệ số hồi tiếp  $\beta = -0,1$ , 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.

**Bài giải:**

Sử dụng công thức:

$$\left| \frac{dK_f}{K_f} \right| \cong \left| \frac{1}{\beta K} \right| \left| \frac{dK}{K} \right| = \left| \frac{1}{-0,1(-1000)} \right| 20\% = 0,2\%$$

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 100 và thay đổi chỉ còn 0,2%.

## 2.6.4. Phân tích mạch khuếch đại có hồi tiếp

Các bước để phân tích mạch khuếch đại có hồi tiếp.

*Bước 1:* Xác định loại hồi tiếp.

Mạch được nhận dạng là hồi tiếp nếu trong mạch có một bộ phận mạch  $\beta$  mắc nối tiếp với mạch vòng tín hiệu đầu vào  $U_x$ . Trong trường hợp này điện áp qua bộ phận mạch  $\beta$  là tín hiệu hồi tiếp  $X_r = U_r$  và mạch là mạch hồi tiếp nối tiếp. Nếu điều kiện hồi tiếp nối tiếp không thỏa mãn chúng ta thử điều kiện hồi tiếp song song bằng cách đổi nguồn tín hiệu đầu vào  $U_x$  bằng nguồn Norton với dòng tín hiệu vào  $I_x$ . Mạch được nhận dạng là hồi tiếp song song nếu có thành phần mạch nối giữa nút đầu vào và mạch đầu ra và dòng điện đi qua mạch nối này là tín hiệu hồi tiếp  $X_r = I_r$ . Tóm lại, nếu tín hiệu hồi tiếp là điện áp, đó là mạch hồi tiếp nối tiếp, nếu tín hiệu hồi tiếp là dòng điện, đó là mạch hồi tiếp song song (xem lại các hình từ 2.81 đến 2.83).

Để xác định là hồi tiếp dòng điện hay hồi tiếp điện áp ta thử như sau:

Với  $U_r$  là điện áp trên hai đầu điện trở tải  $R_r$  và  $I_r$  là dòng điện chạy qua  $R_r$ .

– Cho  $U_r = 0$  ( $R_r = 0$ ), nếu  $X_r$  thành 0, mạch là mạch hồi tiếp điện áp.

– Cho  $I_r = 0$  ( $R_r = \infty$ ), nếu  $X_r$  thành 0, mạch là mạch hồi tiếp dòng điện.

*Bước 2:* Tính các tham số của mạch không hồi tiếp.

Ta phân mạch hồi tiếp thành hai thành phần; mạch khuếch đại không hồi tiếp  $K$  và mạch hồi tiếp  $\beta$ . Mạch khuếch đại không hồi tiếp được xác định như sau:

– Xác định mạch đầu vào:

+ Cho  $U_r = 0$  nếu là mạch hồi tiếp điện áp;

+ Cho  $I_r = 0$  nếu là hồi tiếp dòng điện.

– Xác định mạch đầu ra:

+ Cho  $U_x = 0$  nếu là mạch hồi tiếp song song;

+ Cho  $I_x = 0$  nếu là hồi tiếp nối tiếp.

Để tính các tham số của mạch không hồi tiếp ta vẽ sơ đồ tương đương của mạch, dùng nguồn tương đương Thevenin nếu  $X_r$  là điện áp, dùng nguồn tương đương Norton nếu  $X_r$  là dòng điện.

Sử dụng các công thức ở bảng 2.1 để tính hệ số khuếch đại không hồi tiếp  $K$ , hệ số hồi tiếp  $\beta$  và đưa vào sơ đồ tương đương để xác định  $Z_v$ ,  $Z_r$ .

Bước 3: Từ các tham số xác định ở bước 2, dựa vào các công thức đã dẫn xác định được  $K_r$ ,  $Z_{v_r}$ ,  $Z_{r_r}$ .

## 2.6.5. Phân tích mạch khuếch đại hồi tiếp thực tế

### 2.6.5.1. Hồi tiếp điện áp nối tiếp

Trong hình 2.88 là một mạch khuếch đại hồi tiếp sử dụng FET.

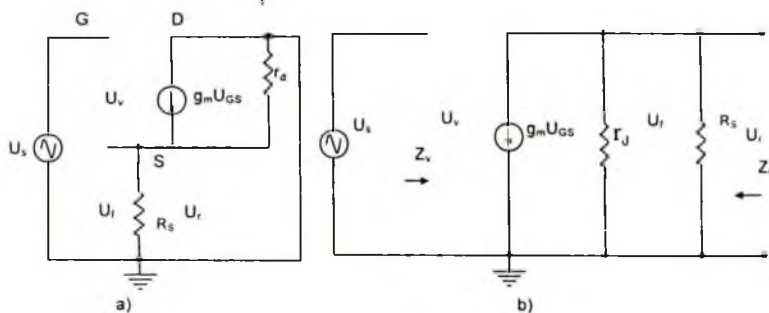
Do có thành phần  $R_S$  tham gia ở mạch vòng đầu ra nối tiếp với mạch vòng tín hiệu đầu vào nên đây là mạch hồi tiếp nối tiếp. Nếu cho  $U_r = 0$  thì  $U_r = 0$  nên đây là mạch hồi tiếp điện áp nối tiếp.

Để xác định các tham số mạch không hồi tiếp ta vẽ sơ đồ tương đương của mạch như hình 2.89a.

Hệ số khuếch đại không hồi tiếp là:

$$K = \frac{U_r}{U_v} = \frac{g_m U_{GS} r_d R_S}{U_{GS} (r_d + R_S)} = \frac{g_m r_d R_S}{r_d + R_S}$$

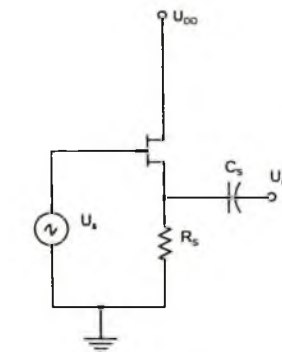
$$\text{Hệ số hồi tiếp: } \beta = \frac{U_r}{U_r} = 1$$



Hình 2.89 a) Sơ đồ tương đương; b) Sơ đồ tương đương mạch không hồi tiếp

Để vẽ sơ đồ tương đương của mạch không hồi tiếp ta làm như sau:

Cho  $U_r = 0$ , khi đó  $U_s$  được đưa thẳng tới cực G và S. Cho  $I_v = 0$ , khi đó đầu vào hở mạch, ở đầu ra ta có  $r_d$  song song với  $R_S$ . Ta vẽ được sơ đồ tương đương mạch không hồi tiếp như hình 2.89b.



Hình 2.88. Mạch khuếch đại hồi tiếp nối tiếp điện áp dùng FET

Trở kháng vào:  $Z_v = \infty$ .

Trở kháng ra:  $Z_r = r_d // R_S$ .

Dựa vào bảng 2.1 và các công thức đã dẫn ta tính được các tham số của mạch hồi tiếp.

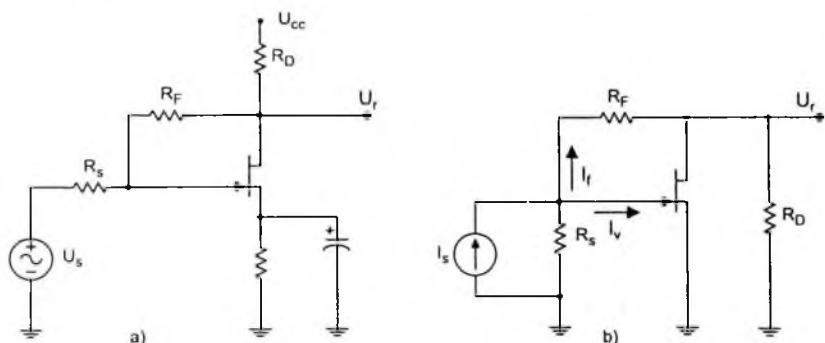
$$\text{Hệ số khuếch đại: } K_f = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{g_m r_d R_S}{r_d + (1 + g_m r_d) R_S}$$

$$\text{Trở kháng vào: } Z_{v_f} = \frac{Z_v}{1 + \beta K} = \infty.$$

$$\text{Trở kháng ra: } Z_{r_f} = \frac{Z_r}{1 + \beta K} = \frac{r_d R_S}{r_d + (1 + g_m r_d) R_S}$$

### 2.6.5.2. Hồi tiếp điện áp song song

Xét mạch điện hình 2.90. Biến đổi nguồn tín hiệu vào thành nguồn Norton, bằng cách thử tương tự như phần trước ta xác định được đây là mạch khuếch đại hồi tiếp điện áp song song.



Hình 2.90. Bộ khuếch đại hồi tiếp điện áp song song sử dụng FET  
a) Sơ đồ mạch ; b) Sơ đồ tương đương

Sau khi vẽ sơ đồ tương đương mạch không hồi tiếp ta xác định được hệ số khuếch đại:

$$K = \frac{U_r}{I_v} \approx -g_m R_D R_s$$

$$\text{Hệ số hồi tiếp } \beta = \frac{I_r}{U_r} = -\frac{1}{R_F}$$

Khi có hồi tiếp hệ số khuếch đại của mạch:

$$K_r = \frac{U_r}{I_s} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-g_m R_D R_s R_F}{R_F + g_m R_D R_s}$$

Hệ số khuếch đại điện áp của mạch khi có hồi tiếp

$$K_{ur} = \frac{U_r}{I_s} \cdot \frac{I_s}{U_s} = \frac{-g_m R_D R_s R_F}{R_F + g_m R_D R_s} \left(-\frac{1}{R_s}\right) = (-g_m R_D) \cdot \frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_s}$$

### 2.6.5.3. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Xét mạch như hình 2.91.

Điện trở  $R_E$  ở mạch đầu ra nối tiếp với mạch đầu vào nên đây là mạch hồi tiếp nối tiếp. Nếu  $I_r = 0$  thì dòng điện chạy qua  $R_E$  cũng bằng 0 nên mạch là hồi tiếp dòng điện.

Các tham số mạch hồi tiếp:

Dựa vào hình 2.92 và bảng 2.1, ta có:

$$K = \frac{I_r}{U_s} = \frac{-\beta I_B}{\beta I_B r_c} = -\frac{1}{r_c}$$

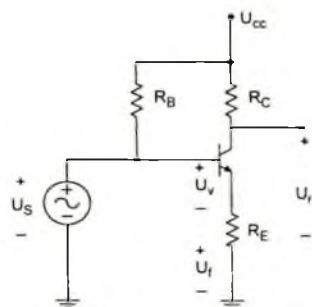
Hệ số hồi tiếp:

$$\beta = \frac{U_f}{I_r} = \frac{-I_r R_E}{I_r} = -R_E$$

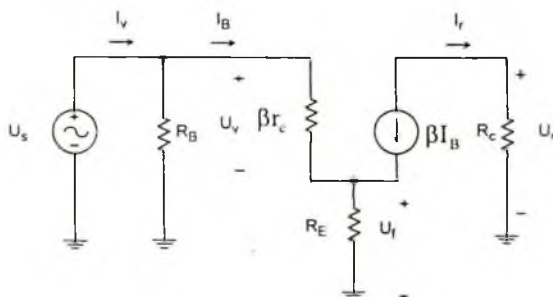
Để xác định trở kháng vào và trở kháng ra ta phải vẽ sơ đồ tương đương mạch không hồi tiếp (bạn đọc tự vẽ).

Trở kháng vào:  $Z_i = R_B // (\beta r_c + R_E)$

Trở kháng ra:  $Z_r = R_C$



Hình 2.91. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp



Hình 2.92. Sơ đồ tương đương

Khi có hồi tiếp:

$$K_f = \frac{I_r}{U_s} = \frac{K}{1 + \beta K} = - \frac{1}{r_c (1 + R_E \frac{1}{r_c})} = - \frac{1}{r_c + R_E}$$

Hệ số khuếch đại điện áp  $K_{uf}$  khi có hồi tiếp được xác định:

$$K_{uf} = \frac{U_r}{U_s} = \frac{I_r}{U_s} \cdot R_C = K_f \cdot R_C = - \frac{R_C}{r_c + R_E}$$

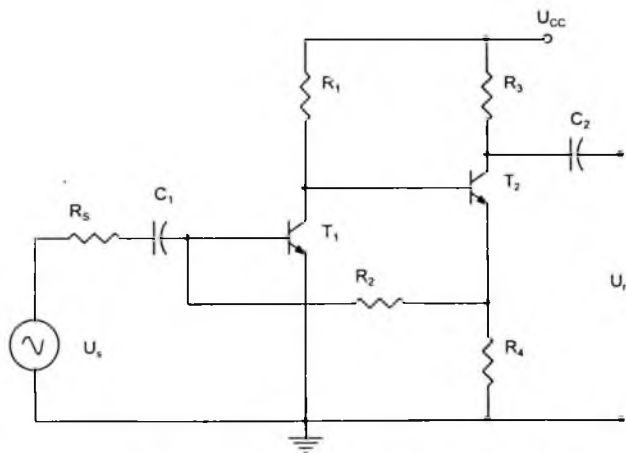
Trở kháng vào và trở kháng ra có thể được tính theo bảng 2.2

$$Z_{vf} = Z_v(1 + \beta K) = (R_B // (\beta r_c + R_E)) (1 + \frac{R_E}{r_c})$$

$$Z_{rf} = Z_r(1 + \beta K) = R_C (1 + \frac{R_E}{r_c}).$$

#### 2.6.5.4. Hồi tiếp dòng điện song song

Hình 2.93 là một ví dụ về hồi tiếp dòng điện song song. Bạn đọc tự chú ý, minh đây là mạch hồi tiếp dòng điện song song và tính các tham số của mạch điện này.



Hình 2.93. Mạch hồi tiếp dòng điện song song

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 2

**Bài 1:** Trình bày cấu tạo và nguyên lý hoạt động của các loại FET kênh P.

**Bài 2:** Cho mạch điện như hình 1.

Biết:  $R_1 = 500\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 100\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 2,2\text{k}\Omega$ ,  $R_4 = 1\text{k}\Omega$ ,  $U_{DD} = 18\text{V}$ , T có dòng  $I_D$  bão hoà là  $9\text{mA}$ , điện áp ngắt là  $-6\text{V}$ ,

- Tính  $I_S$ ,  $U_{GS}$ ,  $U_{DS}$
- Biểu diễn điểm làm việc tĩnh trên đặc tuyến truyền đạt.
- Trong thực tế đo được  $U_G = 18\text{V}$ . Xác định lỗi xảy ra trong mạch.

**Bài 3:** Cho mạch điện như hình 2.

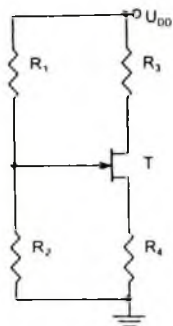
Biết:  $R_1 = 1\text{M}\Omega$ ,  $R_2 = 1,2\text{k}\Omega$ ,  $R_3 = 2\text{k}\Omega$ ,  $U_{DD} = 18\text{V}$ , T có dòng  $I_D$  bão hoà là  $9\text{mA}$ , điện áp ngắt là  $-9\text{V}$ ,

- Tính  $I_S$ ,  $U_{GS}$ ,  $U_{DS}$ .
- Biểu diễn điểm làm việc tĩnh trên đặc tuyến truyền đạt.
- Nếu  $R_1$  được nối lên nguồn  $U_{DD}$ , xác định điện thế tại cực G.

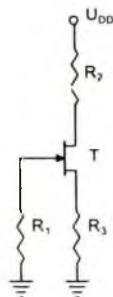
**Bài 4:** Thiết kế mạch tự phân cực dùng JFET kênh N có  $I_{DSS} = 8\text{mA}$ ,  $U_p = -6\text{V}$  để  $I_D = 4\text{mA}$ , với nguồn cấp  $15\text{V}$  và chọn  $R_D = 4R_S$ .

**Bài 5:** Thiết kế mạch phân cực kiểu phân áp dùng JFET kênh N với  $I_{DSS} = 8\text{mA}$ ,  $U_p = -6\text{V}$  để  $I_D = 3\text{mA}$  với nguồn cấp  $24\text{V}$  và chọn  $R_D = 3R_S$ ,  $R_1 = 40\text{M}\Omega$ .

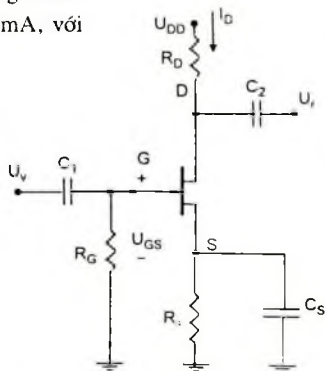
**Bài 6:** Cho mạch điện như hình 3. Biết  $U_{DD} = 16\text{V}$ ,  $I_{DSS} = 8\text{mA}$ ,  $U_p = -6\text{V}$ , JFET được phân cực ở  $U_{GS} = 1/2U_p$ ,  $U_{DS} = 1/2U_{DD}$ . Tìm  $R_D$  và  $R_S$ .



Hình 1



Hình 2



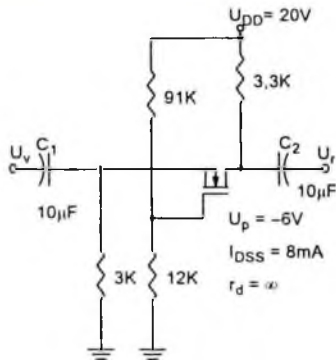
Hình 3



**Bài 7:** Cho mạch điện như hình 4.

a) Tính các giá trị phân cực  $U_{GS}$ ,  $I_D$ .

b) Vẽ sơ đồ tương đương và tính trở kháng vào, trở kháng ra và  $U_r$  khi  $U_v = 10mV$ .



Hình 4

**Bài 8:** Cho mạch điện như hình 5.

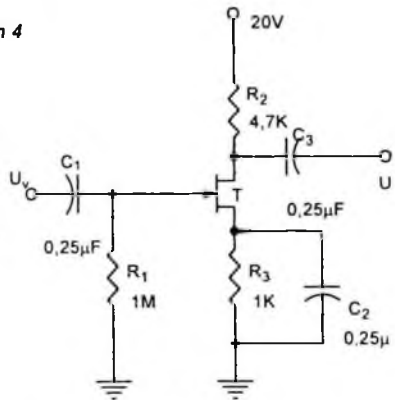
Biết FET có dòng  $I_D$  bão hoà là  $9mA$ , điện áp ngắt là  $-6V$ .

a) Tính  $I_S$ ,  $U_{GS}$ ,  $U_{DS}$

b) Vẽ đường tải tĩnh và xác định điểm làm việc tĩnh Q.

c) Vẽ sơ đồ tương đương của mạch ở chế độ xoay chiều.

d) Cho  $r_d = 50k\Omega$ ,  $U_v = 150mV$ . Tính trở kháng vào, trở kháng ra và điện áp ra.



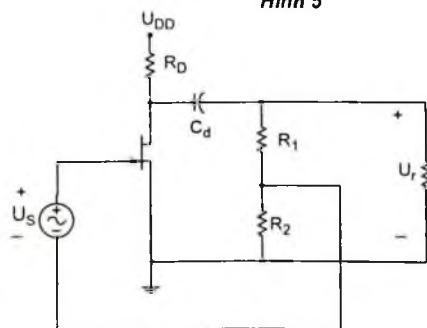
Hình 5

**Bài 9:** Cho mạch điện như hình 6.

Biết  $R_1 = 100k\Omega$ ,  $R_2 = 20k\Omega$ ,  $R_i = R_{iD} = 10k\Omega$ ,  $r_d = 40k\Omega$  và  $g_m = 4000\mu S$ .

a) Xác định loại hồi tiếp của mạch;

b) Tính hệ số khuếch đại điện áp, trở kháng vào và trở kháng ra của mạch.



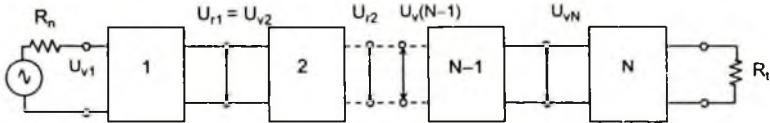
Hình 6

### Chương 3

## GHÉP TẦNG KHUẾCH ĐẠI VÀ CÁC MẠCH KHUẾCH ĐẠI ĐẶC BIỆT

### 3.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Một bộ khuếch đại thường gồm nhiều tầng khuếch đại mắc liên tiếp như hình 3.1, 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 3.1. Sơ đồ khối mạch khuếch đại ghép nhiều tầng

Theo hình 3.1, 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 tụ điện, biến áp hoặc trực tiếp...

### 3.2. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP RC

Hình 3.2 là mạch khuếch đại gồm 2 tầng ghép với nhau bằng RC.

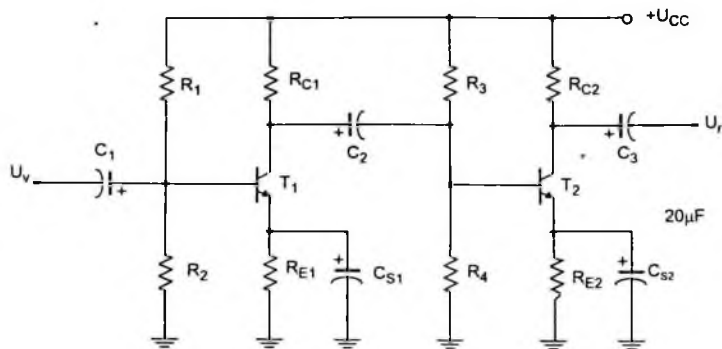
Ta đã biết hệ số khuếch đại điện áp của một tầng EC được xác định:

$$K_u = \frac{-R_C // R_L}{r_c}$$

Với  $R_L$  là điện trở tải của tầng khuếch đại.

Trở kháng vào của mạch:

$$Z_v = R_1 // R_2 // \beta r_c$$

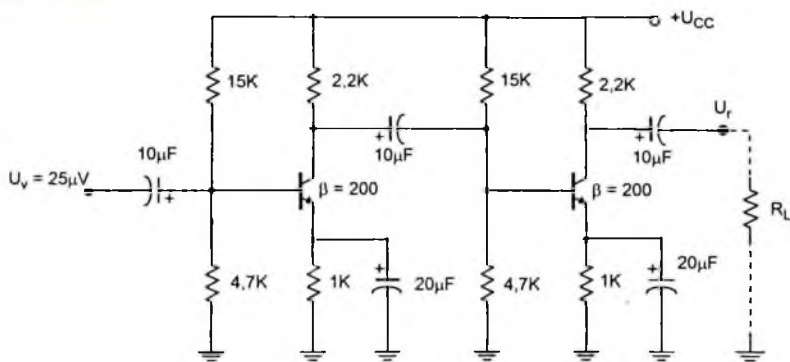


Hình 3.2. Mạch ghép tầng RC

Trở kháng ra của mạch:

$$Z_r = R_C / r_o$$

**Ví dụ 3.1:** Tính hệ số khuếch đại điện áp, điện áp ra, trở kháng vào và trở kháng ra của mạch khuếch đại ghép tầng bằng RC (hình 3.3). Biết điện trở tải  $R_L = 10k\Omega$ .



Hình 3.3

**Bài giải:**

Vì hai tầng được ghép bằng tụ nên ở chế độ một chiều hai tầng hoàn toàn độc lập với nhau. Ta dễ dàng tính được các tham số một chiều của các transistor như sau:

$$U_B = 4,7V, U_E = 4V, U_C = 11V, I_E = 4mA$$

Ta có: 
$$r_e = \frac{26}{I_E} = \frac{26}{4} = 6,5\Omega$$

Hệ số khuếch đại điện áp ở tầng 1:

$$\begin{aligned} K_{u1} &= - \frac{R_{C1} // (R_2 // R_4 // \beta r_{e2})}{r_{e1}} \quad (r_{e1} = r_{e2} = r_e) \\ &= - \frac{(2,2k\Omega) // [15k\Omega // 4,7k\Omega // (200)(6,5\Omega)]}{6,5\Omega} \\ &= - \frac{665,2\Omega}{6,5\Omega} = -102,3 \end{aligned}$$

Hệ số khuếch đại ở tầng 2:

$$K_{u2} = - \frac{R_C}{r_e} = - \frac{2,2k\Omega}{6,5\Omega} = -338,46$$

Hệ số khuếch đại điện áp của cả mạch:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} = (-102,3)(-338,46) = 34624$$

Điện áp ra:

$$U_r = K_u \cdot U_i = (34,624)(25\mu V) = 0,866V$$

Trở kháng vào:

$$Z_i = R_1 // R_2 // \beta r_e = 4,7k\Omega // 15k\Omega // (200)(6,5\Omega) = 953,6\Omega$$

Trở kháng ra:

$$Z_r = R_C = 2,2k\Omega$$

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

$$U_L = \frac{R_L}{Z_r + R_L} \cdot U_r = \frac{10k\Omega}{2,2k\Omega + 10k\Omega} (0,866V) = 0,71V$$

### 3.3. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP BIẾN ÁP

Mạch khuếch đại ghép RC có một số nhược điểm là:

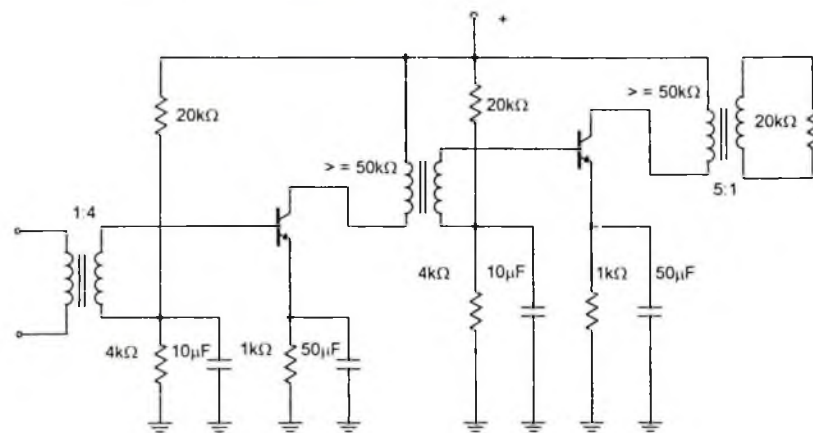
- Tụ ghép liên tầng làm suy giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số thấp;
- Điện trở tải làm tiêu hao công suất AC và DC làm giảm hiệu suất mạch;
- Khó phối hợp trở kháng giữa các tầng...

Do vậy, loại mạch ghép RC chỉ được sử dụng để khuếch đại tín hiệu nhỏ.

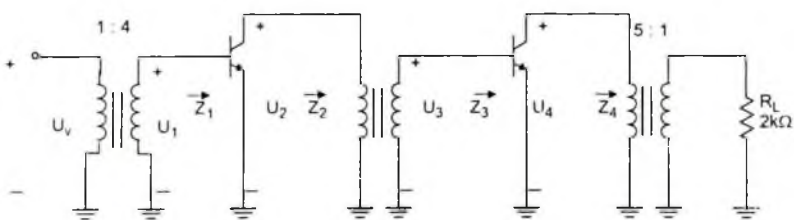
Mạch khuếch đại ghép biến áp tuy có một vài yếu điểm như: làm giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số rất cao do tụ tap tán giữa các vòng dây biến áp, tổn hao ở lõi sắt và hơi công kênh. Song nó có một số ưu điểm mà mạch ghép RC không thể có được, đó là hoàn toàn cách điện DC giữa các tầng. Nội trở của vòng 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 3.4:



a)



b)

**Hình 3.4** a) Mạch khuếch đại ghép biến áp ( $\beta = 50$ ,  $\beta r_e = 2k\Omega$ );  
b) Mạch tương đương AC.

Từ mạch tương đương b, ta có:

$$U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_v = 4 \cdot U_v$$

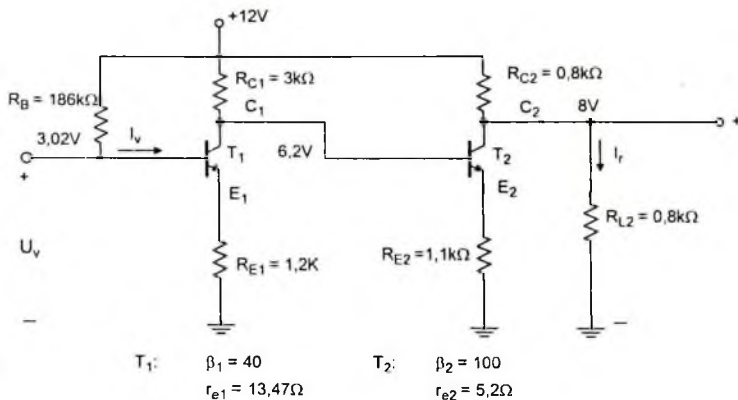
$$K_{ul} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\beta Z_{e1}}{\beta r_c}$$

### 3.4. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHEP TRUC 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 phải có mạch ổn định chế độ làm việc và ổn nhiệt bằng hồi tiếp âm emitter hoặc từ đầu ra và 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 2 cực C-B của transistor. Loại mạch này có độ khuếch đại không lớn.

Một mạch khuếch đại ghép trực tiếp như hình 3.5:



Hình 3.5. Mạch ghép tầng trực tiếp

\* Xác định phân cực DC

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

$$I_{(0,8k\Omega)} = \frac{12 - 8}{0,8k\Omega} = 5mA$$

Như vậy:  $I_{C2} \approx I_{E2} = 5mA$

Và  $U_{E2} = (5mA)(1,1k\Omega) = 5,5V$

Từ  $U_{BE2} = 0,7V$ , ta có:  $U_{R2} = U_{C1} = 5,5 + 0,7 = 6,2V$

Áp dụng quan hệ  $I_{C2} = \beta_2 I_{R2}$  ta có:

$$I_{R2} = -\frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{5mA}{100} = 50\mu A$$

$$+ \text{ Với } T_1: I_{(3k\Omega)} = \frac{12 - 6,2}{3k\Omega} = 1,93\text{mA}$$

Ta thấy  $I_{(3k\Omega)} > I_{B2}$ , nên:

$$I_{C1} \approx I_{(3k\Omega)} = 1,93\text{mA} \text{ và: } I_{E1} = 1,93\text{mA}$$

Vậy  $U_{E1} = (1,93\text{mA})(1,2k\Omega) = 2,32\text{V}$

Và:  $U_{B1} = U_{E1} + U_{BE1} = 2,32 + 0,7 = 3,02\text{V}$

\* *Xác định các giá trị điện xoay chiều (AC):*

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

$$Z_{v1} = \beta_1 R_{E1} = 40(1,2k\Omega) = 48k\Omega$$

$$Z_{v2} = \beta_2 R_{E2} = 100(1,1k\Omega) = 110k\Omega$$

$$K_{u1} = \frac{-R_{L1}}{R_{E1}} = \frac{-R_{C1} // \beta R_{E2}}{R_{E1}} = \frac{-3k // 110k}{1,2k} \approx \frac{-3k}{1,2k} = -2,5$$

$$K_{u2} = \frac{-R_{L2}}{R_{E2}} = \frac{-R_{C2}}{R_{E1}} = \frac{-0,8k}{1,2k} = -0,7273$$

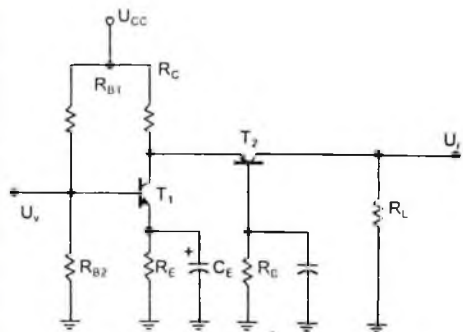
$$K_u = K_{u1} K_{u2} = (-2,5)(-0,7273) = 1,818$$

$$|K_i| = |K_u| \cdot |Z_{v1} / Z_i| = \frac{(1,818)(48k\Omega)}{0,8k\Omega} = 109,08$$

$$|K_p| = |K_u| \cdot |K_i| = (1,818)(109,08) = 198,3$$

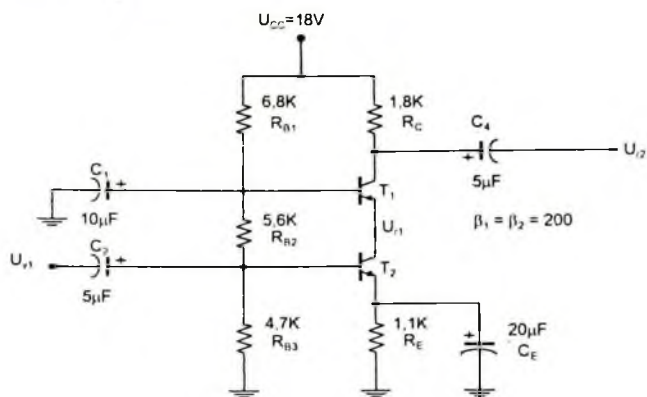
### 3.5. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CASCODE

Đặc điểm của mạch khuếch đại Cascode là dùng 2 tầng khuếch đại mắc nối tiếp (hình 3.6). Tầng thứ hai mắc kiểu BC để tăng tần số cắt, giảm tạp nhiễu (vì điện trở vào của tầng thứ nhất mắc kiểu EC nhỏ nên hệ số khuếch đại của tầng này nhỏ), giảm thiểu hiệu ứng miller 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 hiệu ứng miller của tụ ở tần số cao). Song hệ số khuếch đại điện áp toàn mạch lại lớn (khoảng vài trăm lần).



Hình 3.6. Mạch khuếch đại Cascode

Ta có thể dùng ví dụ tính toán cho mạch Cascode thực tế ở hình 3.7:



Hình 3.7

**Bài giải:**

\* Tính các thông số một chiều:

$$I_{E2} \approx I_{E1} \text{ hoặc } I_{C2} \approx I_{C1}$$

Từ  $\beta_1 = \beta_2$  ta có:  $\frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{I_{C1}}{\beta_1}$  hoặc  $I_{R2} \approx I_{R1}$

Dòng  $I_{R1}$  rẽ mạch qua  $\beta R_E$  mà nó được mắc song song với  $R_{B3} = 4,7k\Omega$ .

Vì  $\beta R_E = 100(1k\Omega) = 100k\Omega$ , có giá trị lớn hơn  $R_{B3}$  nhiều lần nên có thể bỏ qua hiệu ứng  $I_{R1}$  lên mạch  $R_E$ . Từ cách tính gần đúng, có thể coi  $I_{R2} \approx I_{R1}$

Áp phân cực:

$$U_{B1} = \frac{R_{B3}(U_{CC})}{R_{B3} + R_{B2} + R_{B1}} = \frac{4,7k\Omega(18)}{4,7k\Omega + 5,6k\Omega + 6,8k\Omega} = \frac{84,6}{17,1} = 4,95V$$

$$\text{Và } I_{E1} = \frac{U_{E1}}{R_E} = \frac{U_{B1} - U_{CE}}{R_E} = \frac{4,95 - 0,7}{1k} = 4,25mA$$

Điện trở tiếp giáp BE của  $T_1$  là:

$$r_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26mV}{4,25mA} = 6,12\Omega$$

Từ  $I_{E1} \approx I_{E2}$ , ta có:  $r_{e2} = 6,12\Omega$ .

\* Tính các thông số AC:

$$K_{u1} = \frac{U_{e1}}{U_{i1}} \approx \frac{-R_L}{r_{e1}}$$



Tải của  $T_1$  là trở vào của  $T_2$  tức là trở tiếp giáp EB của nó, nên:  $R_{L1} = r_{e2}$

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

Và 
$$K_{u2} = \frac{R_C}{r_{e2}} = \frac{1,8k\Omega}{6,12} \approx 294,1$$

Vậy: 
$$K_u = \frac{U_{t2}}{U_{v1}} = K_{u1} \cdot K_{u2} = (-1)(294,1) = -294,1$$

### 3.6. MẠCH KHUẾCH ĐẠI DARLINGTON

Mạch khuếch đại Darlington kiểu cơ bản được mô tả ở hình 3.8. Đặc điểm của nó là: điện trở vào lớn, điện trở ra nhỏ, hệ số khuếch đại dòng lớn, hệ số khuếch đại điện áp  $\approx 1$  trên tải emitter.

\* Cách phân cực của mạch này giống như một tầng lặp emitter dùng hồi tiếp đồng điện ở emitter, chú ý rằng dòng emitter của tầng thứ nhất chính là dòng base của tầng thứ hai.

Transistor sử dụng trong mạch Darlington có hệ số khuếch đại dòng là  $\beta_D$  (hệ số này cao nhất), khi đó dòng cực gốc được tính:

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

Do  $\beta_D$  rất lớn nên:

$$I_E = (\beta_D + 1)I_B \approx \beta_D I_B$$

Điện áp phân cực là:

$$U_E = I_E R_E$$

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

**Ví dụ 3.2:** Tính điện áp và dòng điện phân cực ở hình 3.9.

**Bài giải:**

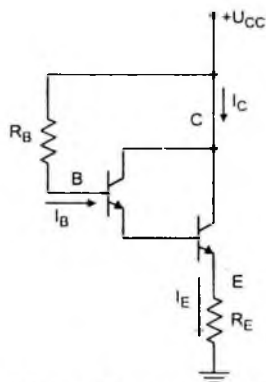
$$I_B = \frac{18V - 1,6V}{3,3M\Omega + 8000 \cdot (390\Omega)} \approx 3,56\mu A$$

$$I_E = 8000(3,56\mu A) = 20,48mA \approx I_C$$

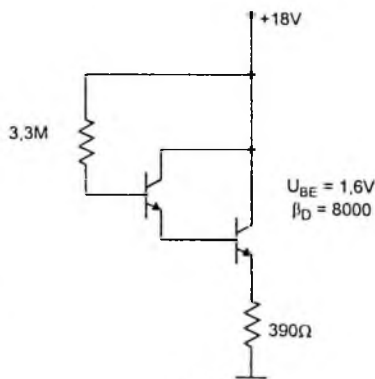
$$U_E = 20,48mA(390\Omega) \approx 8V$$

$$U_B = 8V + 1,6V = 9,6V$$

Với:  $U_C = 18V$



Hình 3.8. Sơ đồ Darlington cơ bản



Hình 3.9

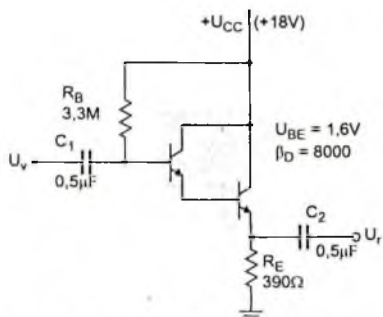
\* Mạch tương đương xoay chiều

Một mạch Darlington lập emitter như hình 3.10. Tín hiệu được đưa vào qua tụ  $C_1$ , tín hiệu  $U_r$  được đưa ra qua tụ  $C_2$

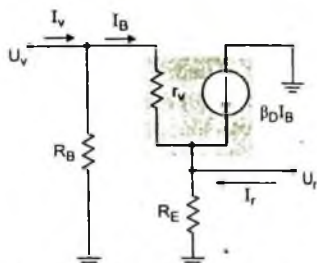
Mạch tương đương như hình 3.11.

– Tính trở kháng vào:

$$\text{Dòng base chạy qua } r_v \text{ là: } I_B = \frac{U_v - U_r}{r_v}$$



Hình 3.10. Sơ đồ Darlington lập emitter



Hình 3.11. Sơ đồ Darlington lập emitter tương đương

$$\begin{aligned} \text{Vì: } & U_r = (I_B + \beta_D I_B) R_E \\ \Rightarrow & I_B r_v = U_v - U_r = U_v - I_B (1 + \beta_D) R_E \\ \Rightarrow & U_v = I_B [r_v + (1 + \beta_D) R_E] \approx I_B (r_v + \beta_D R_E) \end{aligned}$$

Trở kháng vào nhìn từ base của transistor:

$$\frac{U_v}{I_B} = r_v + \beta_D R_E$$

Trở kháng vào của mạch:

$$Z_v = R_B // (r_v + \beta_D R_E)$$

– Hệ số khuếch đại dòng:

Dòng điện ra trên  $R_E$ :

$$I_r = I_B + \beta_D I_B = (\beta_D + 1) I_B \approx \beta_D I_B$$

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

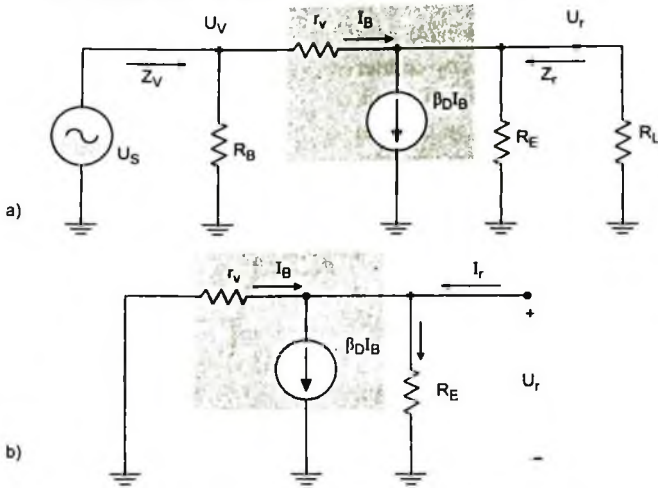
Hệ số khuếch đại dòng của mạch là:

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

$$\text{Với } I_B = \frac{R_B}{(r_v + \beta_D R_E) + R_B} \cdot I_v \approx \frac{R_B}{\beta_D R_E + R_B} \cdot I_v$$

$$\Rightarrow K_i = \beta_D \cdot \frac{R_B}{\beta_D R_E + R_B} = \frac{\beta_D R_B}{\beta_D R_E + R_B}$$

- Trở kháng ra: Để tính trở kháng ra xét hình 3.12a, b.



Hình 3.12. Sơ đồ tương đương AC để tính  $Z_r$

Ta có:

$$I_r = \frac{U_r}{R_E} + \frac{U_r}{r_v} - \beta_D I_B = \frac{U_r}{R_E} + \frac{U_r}{r_v} - \beta_D \left( \frac{U_r}{r_v} \right) = \left( \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_v} + \frac{\beta_D}{r_v} \right) \cdot U_r$$

Mặt khác:  $Z_r = \frac{U_r}{I_r} = \frac{1}{1/R_E + 1/r_v + \beta_D/r_v}$

- Hệ số khuếch đại điện áp:

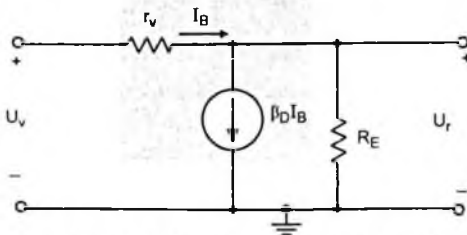
$$U_r = (I_B + \beta_D I_B) R_E = I_B (R_E + \beta_D R_E)$$

$$U_v = I_B r_v + (I_B + \beta_D I_B) R_E$$

Ta có:  $U_v = I_B (r_v + R_E + \beta_D R_E)$

$$U_r = \frac{U_v}{r_v + (R_E + \beta_D R_E)} \cdot (R_E + \beta_D R_E)$$

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E + \beta_D R_E}{r_v + (R_E + \beta_D R_E)} \approx 1$$

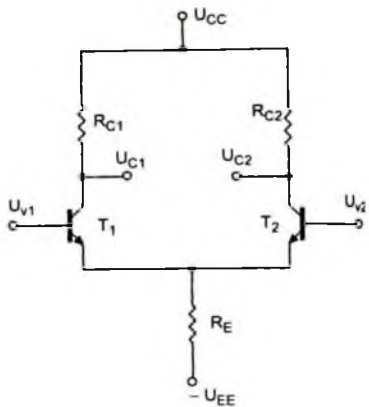


Hình 3.13. Sơ đồ tương đương để tính  $K_u$

### 3.7. KHUẾCH ĐẠI VI SAI

Chú ý rằng, mạch (hình 3.14) gồm hai đầu vào, hai đầu ra và cực emitter của hai transistor được nối với nhau, mạch làm việc theo nguyên lý cầu cân bằng nếu hai transistor được chế tạo cùng điều kiện và  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ . Điện áp ra được lấy giữa hai collector (kiểu đối xứng) hoặc trên mỗi collector đối với đất (kiểu không đối xứng). Tùy theo cách đưa tín hiệu vào mà có các chế độ khác nhau:

- Đưa tín hiệu vào một đầu vào, còn một đầu nối đất – chế độ đơn.
- Hai đầu vào đưa hai tín hiệu khác nhau – chế độ vi sai.
- Đưa cùng một tín hiệu vào hai đầu vào – chế độ đồng pha.



Hình 3.14. Mạch khuếch đại vi sai

#### 3.7.1. Chế độ một chiều

Sơ đồ phân cực cho mạch vi sai như hình 3.15.

Theo hình vẽ ta tính được:

Điện thế tại cực E:

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

Tổng dòng điện cực E của  $T_1$  và  $T_2$ :

$$I_E = \frac{U_E - (-U_{EE})}{R_E} = \frac{U_{EE} - 0,7V}{R_E}$$

Nếu  $T_1, T_2$  hoàn toàn giống nhau thì:

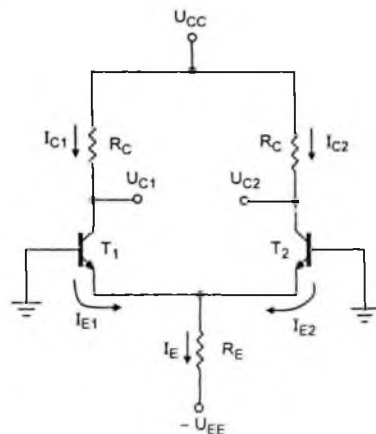
$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2}$$

Và

$$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx \frac{I_E}{2}$$

Điện áp trên mỗi collector sẽ là:

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_C R_C$$

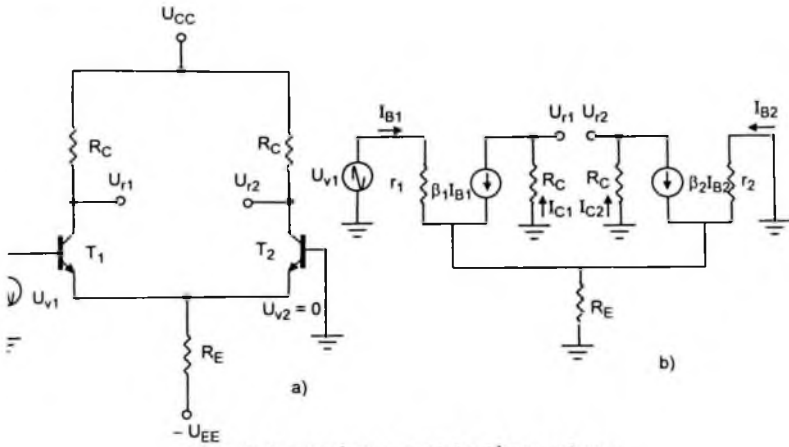


Hình 3.15. Phân cực cho mạch vi sai

## 7.2. Chế độ xoay chiều

### 7.2.1. Chế độ đơn

Sơ đồ mạch như hình 3.16.



Hình 3.16 a) Chế độ đơn ; b) Sơ đồ tương đương

Nếu hai transistor hoàn toàn như nhau thì:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

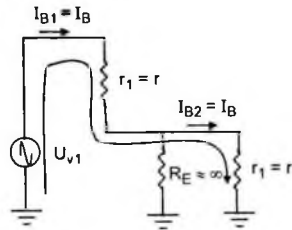
$$\beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$r_1 = r_2 = r = \beta r_c$$

Vì  $R_E$  thường rất lớn, nên áp dụng định luật Kirchhoff (hình 3.17):

$$U_{v1} - I_B r - I_B R_E = 0$$

Suy ra: 
$$I_B = \frac{U_{v1}}{2r}$$



Hình 3.17. Xác định  $I_B$

Dòng điện tại collector: 
$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{U_{v1}}{2r}$$

Điện áp ra: 
$$U_r = I_C R_C = \beta \frac{R_C}{2r} U_{v1} = \beta \frac{R_C}{2\beta r_c} U_{v1} = \frac{R_C}{2r_c} U_{v1}$$

Hệ số khuếch đại điện áp: 
$$K_u = \frac{U_r}{U_{v1}} = \frac{R_C}{2r_c}$$

Ví dụ 3.3: Cho mạch điện như hình 3.18. Hãy xác định điện áp ra  $U_{r1}$ .

**Bài giải:**

Dòng  $I_E$  được tính:

$$I_E = \frac{U_{EE} - 0,7V}{R_E} = \frac{9V - 0,7V}{43k\Omega} = 193\mu A$$

Dòng tại cực emitter:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = 96,5\mu\text{A}$$

Giá trị điện trở  $r_c$ :

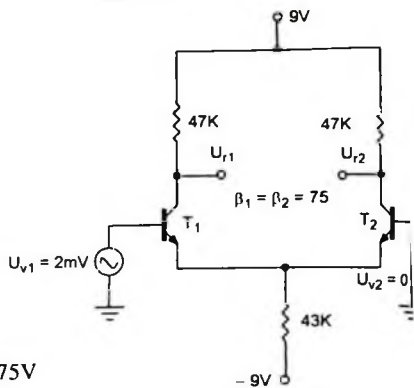
$$r_c = \frac{26\text{mV}}{96,5\mu\text{A}} \approx 269\Omega$$

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_u = \frac{R_C}{2r_c} = \frac{47\text{k}\Omega}{2 \cdot 269\Omega} = 87,4$$

Điện áp ra là:

$$U_{r1} = K_u \cdot U_{v1} = 87,4 \cdot 2\text{mV} = 0,175\text{V}$$



Hình 3.18

### 3.7.2.2. Chế độ vi sai

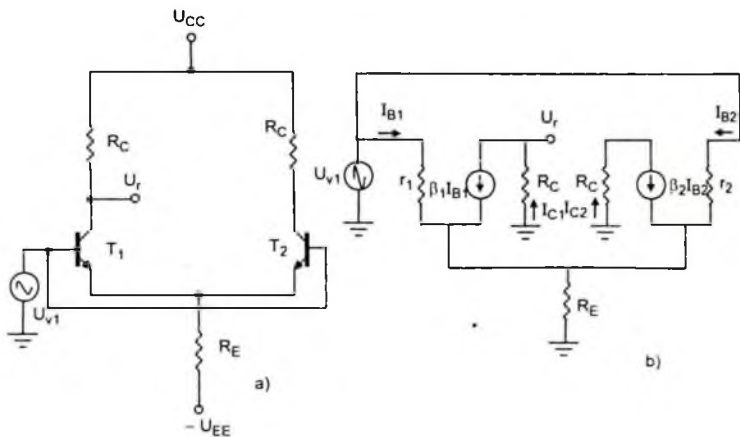
Khi đưa tín hiệu khác nhau vào hai đầu vào của mạch vi sai, mạch sẽ làm việc trong chế độ vi sai. Tương tự chế độ đơn, dễ dàng tính được hệ số khuếch đại vi sai:

$$K_{vs} = \frac{U_r}{U_{vs}} = \frac{R_C}{2r_c}$$

Với  $U_{vs} = U_{v1} - U_{v2}$ ,  $U_r = U_{r1} - U_{r2}$ .

### 3.7.2.3. Chế độ đồng pha

Sơ đồ mạch vi sai hoạt động ở chế độ đồng pha được cho trên hình 3.19.



Hình 3.19 a) Chế độ đồng pha ; b) Sơ đồ tương đương

Theo sơ đồ tương đương ta viết được:

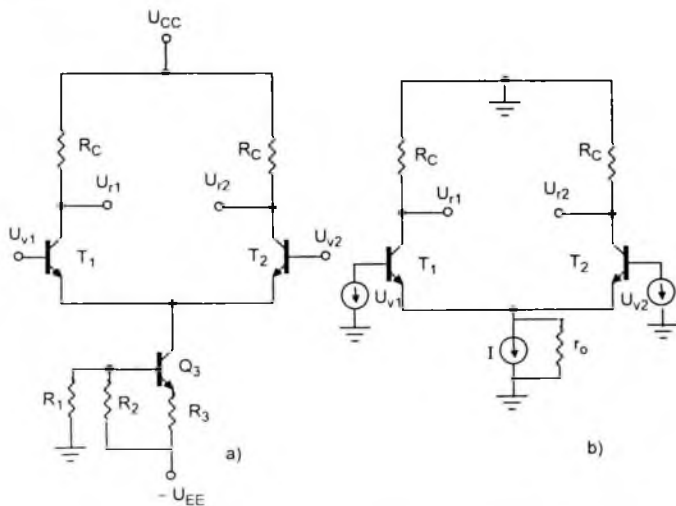
$$I_B = \frac{U_v - 2(\beta + 1)I_B R_E}{r}$$

Suy ra: 
$$I_B = \frac{U_v}{r + 2(\beta + 1)R_E}$$

Điện áp ra: 
$$U_r = I_C \cdot R_C = \beta I_B R_C = \frac{\beta U_v R_C}{r + 2(\beta + 1)R_E}$$

Hệ số khuếch đại đồng pha: 
$$K_{dp} = \frac{\beta R_C}{r + 2(\beta + 1)R_E}$$

Một mạch khuếch đại vi sai tốt khi hệ số khuếch đại vi sai  $K_v$  lớn, hệ số khuếch đại đồng pha nhỏ,  $K_{dp} \rightarrow 0$ . Theo công thức tính  $K_{dp}$ , nếu  $R_E$  lớn thì  $K_{dp}$  sẽ giảm. Trong thực tế, để tăng  $R_E$ , mà dòng  $I_E$  không đổi, người ta dùng một nguồn dòng cố định như hình 3.20a. Trong sơ đồ này, trở kháng ra của mạch CE là  $r_o$  đóng vai trò của  $R_E$  trong các sơ đồ trước. Sơ đồ tương đương xoay chiều như hình 3.20b.

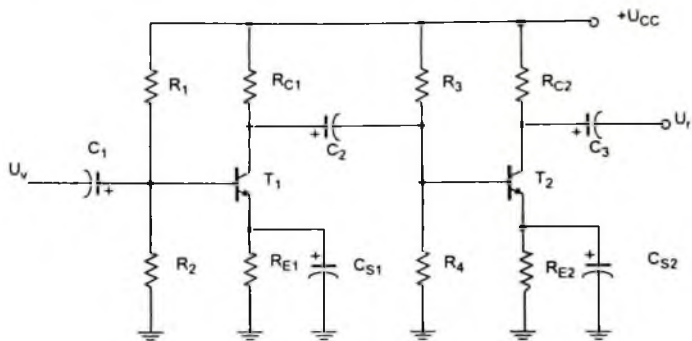


Hình 3.20 a) Mạch khuếch đại vi sai dùng nguồn dòng ; b) Sơ đồ tương đương xoay chiều

### CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 3

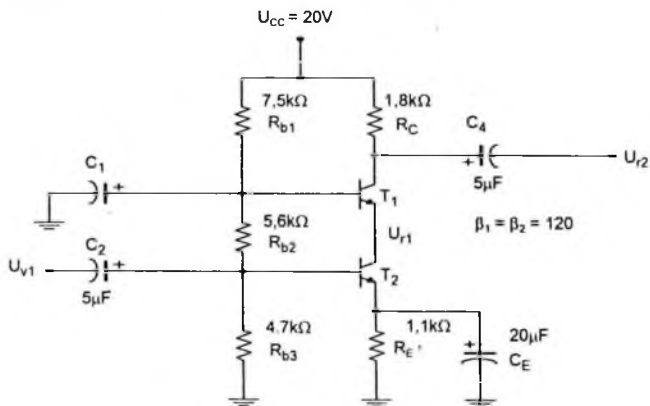
**Bài 1:** Cho mạch điện như hình 1. Biết  $R_1 = R_3 = 150K$ ,  $R_2 = 47K$ ,  $R_{C1} = R_{C2} = 2.2K$ ,  $R_{E1} = R_{E2} = 1K$ ,  $R_4 = 30K$ .  $T_1$  làm bằng Si có  $\beta = 99$ ,  $T_2$  làm bằng Si có  $\beta = 120$ .  $U_{CC} = 18V$ .

- a) Vẽ sơ đồ tương đương của mạch ở chế độ tín hiệu nhỏ.  
 b) Tính  $Z_v$ ,  $Z_r$  và  $U_r$  khi  $U_v = 13\mu\text{V}$ .  
 c) Nếu  $R_4$  bị đứt  $U_r$  tăng hay giảm.



Hình 1

**Bài 2:** Cho mạch khuếch đại Cascode như hình 2.



Hình 2

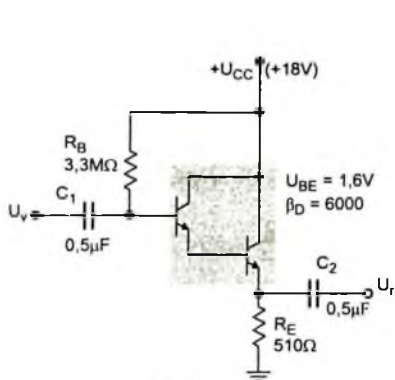
- a) Tính các điện áp phân cực  $U_{B1}$ ,  $U_{B2}$ , và  $U_{C2}$ .  
 b) Tính hệ số khuếch đại điện áp, điện áp ra  $U_{r2}$  của mạch khi tín hiệu vào  $U_{v1} = 10\text{mV}$ .

c) Nếu tụ  $C_E$  bị đứt  $U_{r2}$  thay đổi như thế nào? Giải thích.

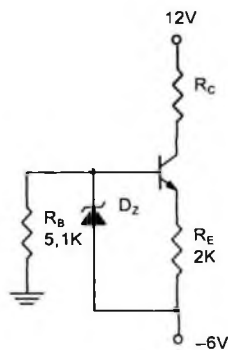
**Bài 3:** Cho mạch khuếch đại Darlington như hình 3.

- a) Tính điện áp phân cực  $U_{E2}$  và dòng phân cực  $I_{E2}$ .  
 b) Tính hệ số khuếch đại điện áp của mạch.





Hình 3



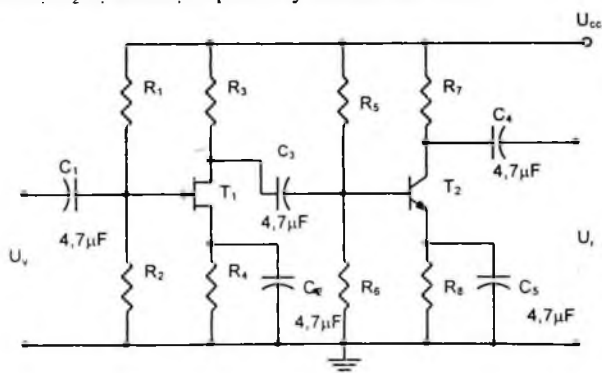
Hình 4

**Bài 4:** Cho mạch điện như hình 4. Biết transistor Si có  $\beta = 99$ ,  $D_z$  có  $U_z = 4,7V$ .

- Tính  $I_c$  khi  $R_c = 1K$ .
- Lặp lại câu a khi  $R_c = 2K$ . Nhận xét.
- Xác định giá trị tối đa của  $R_c$  để transistor hoạt động ở chế độ khuếch đại.

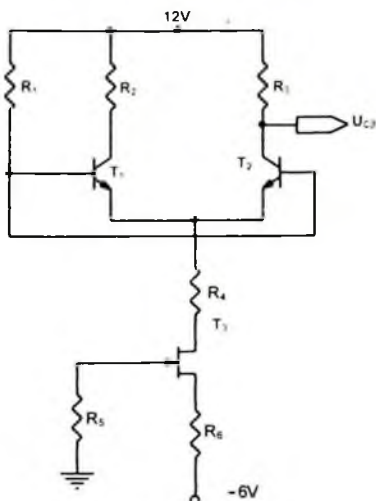
**Bài 5:** Cho mạch điện như hình 5. Biết  $R_1 = R_5 = 150K$ ,  $R_2 = R_6 = 47K$ ,  $R_3 = R_7 = 2,2K$ ,  $R_4 = R_8 = 1K$ ,  $R_4 = 30K$ ,  $T_2$  làm bằng Si có  $\beta = 120$ ,  $T_1$  có điện áp ngắt  $U_p = -9V$ , dòng bão hoà  $I_{DSS} = 8mA$ ,  $r_d = 20K$ ,  $U_{CC} = 18V$ ,  $U_v = 12mV$ .

- Tính dòng điện và điện áp một chiều tại các cực của  $T_1$  và  $T_2$ .
- Vẽ sơ đồ tương đương của mạch.
- Tính biên độ điện áp ra.
- Nếu tụ  $C_2$  bị đứt điện áp ra thay đổi như thế nào?



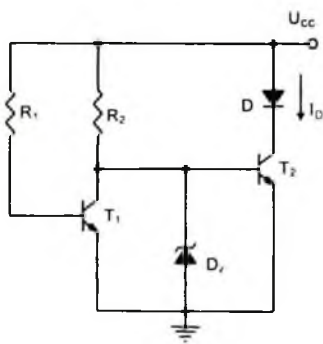
Hình 5

**Bài 6:** Cho mạch điện như hình 6. Biết  $R_1 = 560k\Omega$ ,  $R_2 = R_3 = 2,2k\Omega$ ,  $R_4 = R_6 = 1k\Omega$ ,  $R_5 = 1M\Omega$ ,  $T_1$  và  $T_2$  cùng loại và có  $\beta = 99$ ,  $U_{BE} = 0,7V$ ,  $T_1$  có dòng bão hoà  $I_{DSS} = 6mA$  và điện áp ngắt  $U_p = -6V$ . Tính điện áp  $U_{C2}$  tại cực collector của  $T_2$ .

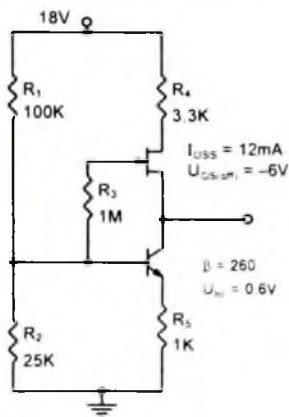


Hình 6

**Bài 7:** Cho mạch điện như hình 7. Biết  $R_1 = 2,4k\Omega$ ,  $R_2 = 240\Omega$ , D, có  $U_s = 5,1V$ .  $T_1$  và  $T_2$  cùng loại, làm bằng Si và có  $\beta = 50$ ,  $U_{CC} = 10V$ . Tính dòng  $I_D$  chạy qua diode D.



Hình 7



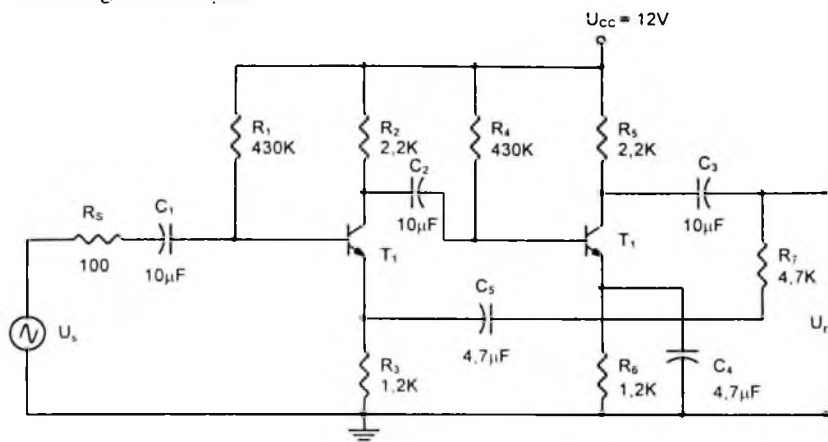
Hình 8

**Bài 8:** Cho mạch điện như hình 8. Tính các giá trị điện áp và dòng điện tại các cực của FET và BJT.

**Bài 9:** Cho mạch điện như hình 9. Biết  $T_1$  và  $T_2$  cùng loại và có  $\beta = 80$ ,  $U_{BE} = 0.7V$ .

a) Tính các giá trị phân cực của  $T_1$  và  $T_2$ .

b) Mạch hồi tiếp loại gì? Xác định hệ số khuếch đại điện áp, trở kháng vào, trở kháng ra của mạch.



Hình 9

## Chương 4

# KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

### 4.1. ĐỊNH NGHĨA – PHÂN LOẠI

#### 4.1.1. Định nghĩa

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

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

#### 4.1.2. Phân loại

Tầng khuếch đại công suất có thể làm việc ở các chế độ A, B, AB và C, D tùy thuộc vào 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 4.1a).

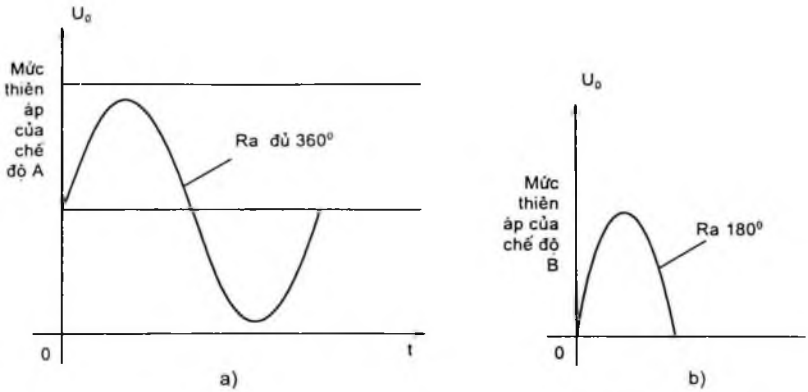
\* *Chế độ B* là chế độ khuếch đại nửa hình sin vào, đây là chế độ có hiệu suất lớn ( $\eta = 78\%$ ), tuy méo xuyên tâm lớn nhưng có thể khắc phục bằng cách kết hợp với chế độ AB và dùng hồi tiếp âm (hình 4.1b).

\* *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 tài là khung cộng hưởng để chọn lọc sóng dài 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 thông báo hoà là khoá đóng, dòng  $I_C$  đạt cực đại, còn khoá mở khi transistor tắt, dòng  $I_C = 0$ .



Hình 4.1. Tín hiệu ra của mạch khuếch đại chế độ A: (a) và B: (b)

## 4.2. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ A

### 4.2.1. 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 mức EC và mạch này có hệ số khuếch đại lớn và méo nhỏ. Ta chỉ xét mạch ở dạng nguồn cấp nối tiếp. Mạch điện được cho ở hình 4.2.

\* *Chế độ tĩnh*:

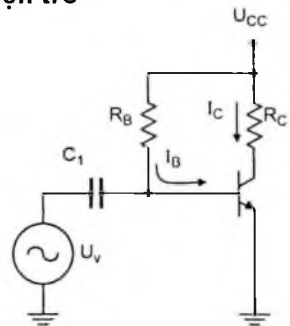
Dòng phân cực một chiều được tính theo  $U_{CC}$  và  $R_B$ :

$$I_B = \frac{U_{CC} - 0,7V}{R_B}$$

Tương ứng với dòng collector sẽ là:

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

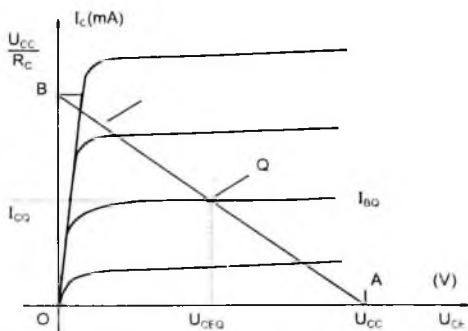
Điện áp collector – emitter:



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

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

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. Điểm làm việc của mạch khuếch đại chế độ A

Dòng  $I_C$  có giới hạn tối đa là:

$$I_{C_{\max}} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

Do đó khi có tín hiệu vào, để dòng  $I_C$  có thể biến đổi lớn nhất và tốt nhất, điểm làm việc tĩnh Q phải được phân cực sao cho:

$$I_{CQ} = \frac{U_{CC}}{2}$$

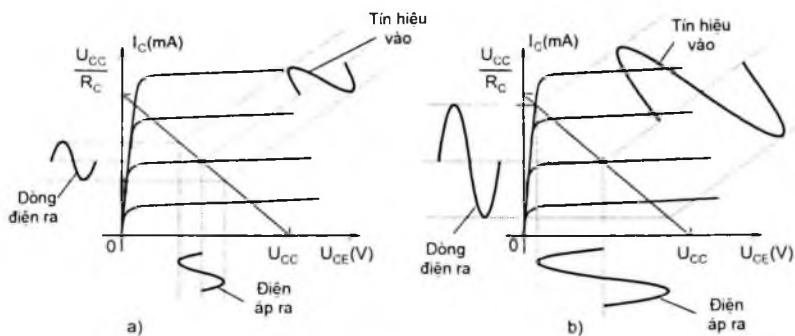
Đây là điểm phân cực để cho mạch đạt hiệu suất lớn nhất.

\* *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 đến 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:

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

\* Công suất ra:

– Tính theo giá trị hiệu dụng:

$$P_r(\text{ac}) = U_{CE(\text{rms})} \cdot I_{C(\text{rms})}$$

$$P_r(\text{ac}) = I_{C(\text{rms})}^2 \cdot R_C$$

$$P_r(\text{ac}) = \frac{U_{C(\text{rms})}^2}{R_C}$$

– Tính theo giá trị đỉnh:

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

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

– Tính theo giá trị đỉnh – đỉnh:

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

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

$$P_r(\text{ac}) = \frac{U_{CE(p-p)}^2}{8R_C}$$

\* Hiệu suất mạch: Hiệu suất của một mạch khuếch đại phụ thuộc vào tổn

công suất xoay chiều trên tải và tổng công suất cung cấp từ nguồn một chiều.  
 Hiệu suất được tính theo công thức sau:

$$\eta = \frac{P_r(\text{ac})}{P_v(\text{dc})} \cdot 100\%$$

\* *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:

$$U_{CE(\text{max}(p-p))} = U_{CC}$$

$$I_{C(p-p)} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

$$P_{r \max}(\text{ac}) = \frac{U_{CC} \cdot U_{CC}}{8} = \frac{U_{CC}^2}{8R_C}$$

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:

$$P_{V \max}(\text{dc}) = U_{CC} \cdot I_{C \max} = U_{CC} \cdot \frac{U_{CC}}{2} = \frac{U_{CC}^2}{2R_C}$$

ta tính được hiệu suất cực đại:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{r \max}(\text{ac})}{P_{V \max}(\text{dc})} \cdot 100\% = \frac{\frac{U_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{U_{CC}^2}{2R_C}} \cdot 100\% = 25\%$$

Hiệu suất cực đại của mạch khuếch đại tại chế độ A dùng tải điện trở 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 4.1:* Tính công suất vào, công suất ra, hiệu suất và công suất tổn hao transistor khi cho tín hiệu vào với dòng base  $I_{B(\text{peak})} = 10\text{mA}$ .

*Bài giải:* Tính các giá trị để xác định điểm Q:

$$I_B = [U_{CC} - 0,7(\text{V})]/R_B = (20 - 0,7)/1(\text{k}\Omega) = 19,3\text{mA}$$

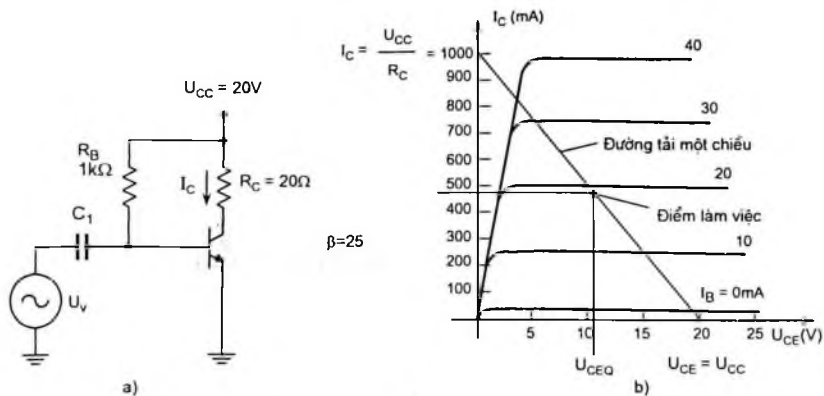
$$I_{CQ} = \beta \cdot I_B = 25 \cdot 19,3 = 482,5\text{mA}$$

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

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

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





Hình 4.5. Sơ đồ cho ví dụ 4.1

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)} = 10mA\$ thì biên độ dòng collector trên đặc tuyến sẽ là:

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

$$P_r(ac) = \frac{I_C^2(p)}{2} \cdot R_C = \frac{(250 \cdot 10^{-3} A)^2}{2} \cdot (20\Omega) = 0,625W$$

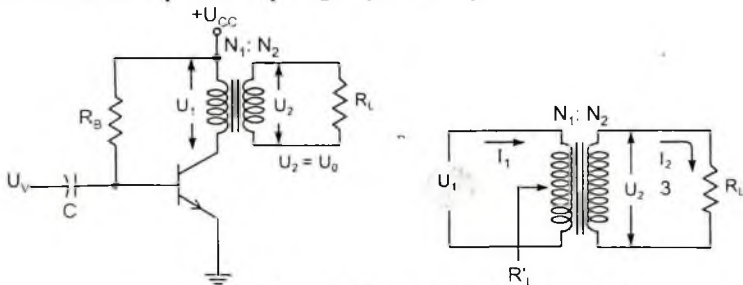
$$P_v(dc) = U_{CC} \cdot I_{CQ} = 20 \cdot 482,5 \cdot 10^{-3} = 9,65W$$

$$\eta(\%) = P_r(ac)/P_v(dc) \cdot 100\% = (0,625/9,65) \cdot 100\% = 6,48\%$$

$$P_Q = P_v - P_r = 9,65 - 0,625 = 9,025W$$

Qua ví dụ ta thấy rõ mạch khuếch đại RC dùng chế độ A có hiệu suất thấp, chỉ đạt 6,5% so với hiệu suất cực đại là 25%.

#### 4.2.2. Khuếch đại chế độ A ghép biến áp

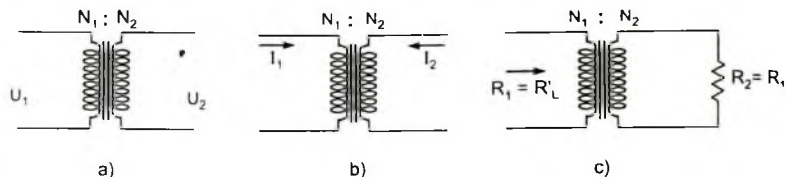


Hình 4.6. Mạch khuếch đại công suất âm tần ghép biến áp

Đây là một dạng của 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.

#### 4.2.2.1. Biến đổi điện áp



**Hình 4.7. Hoạt động của biến áp**

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

Như ta thấy ở 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.

#### 4.2.2.2. Sự biến đổi của dòng điện

Dòng điện biến đổi sẽ tỷ lệ nghịch với số vòng dây ở 2 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.

#### 4.2.2.3. Tải của biến áp có biến đổi trở kháng

Khi biến áp thay đổi điện áp và dòng điện thì trở kháng ở cả 2 cuộn 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 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:  $U_1/U_2 = N_1/N_2$  và  $I_2/I_1 = N_1/N_2$

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

$$R_L'/R_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = a^2$$

**Ví dụ 4.2:** Tính  $R'_L$  biết  $R_L = 8\Omega$  và tỷ số vòng của biến áp  $a = 15/1$

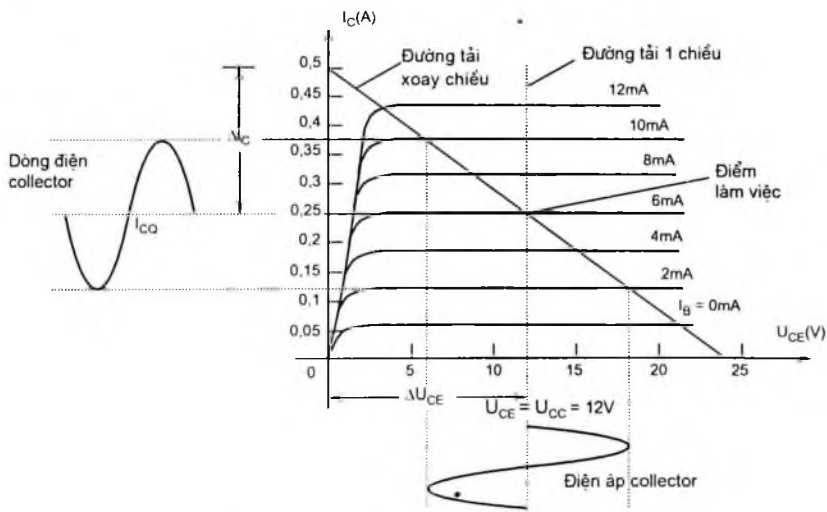
$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot R_L = 15^2 \cdot 8 = 1,8k\Omega$$

+ Tính tỷ số vòng của biến áp khi cho  $R_L = 16\Omega$ ,  $R'_L = 10k\Omega$

$$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \frac{R'_L}{R_L} = \frac{10000}{16} = 625, \text{ suy ra: } \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{625} = 25/1$$

#### 4.2.2.4. Xác định đường tải một chiều, điểm làm việc tĩnh và tải xoay chiều

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.



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

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 vào có biên độ 4mA (peak). Từ đó sẽ xác định được biên độ của điện áp ra và dòng ra trên tải biến áp.

Xác định đường tải xoay chiều  $R_{AC}$  bằng cách kẻ một 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:

$$\Delta I_C = \Delta U_{CE} / R_L$$

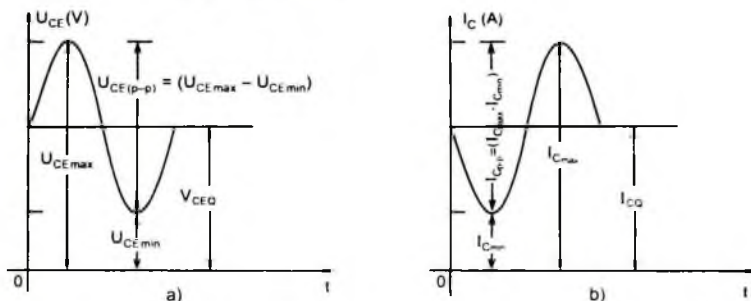
Từ giá trị  $\Delta I_C$  trên trục  $I_C$ , kéo đường thẳng đến điểm  $Q$  tới trục  $U_{CE}$  sẽ có đặc tuyến tải  $R_{AC}$ .

#### 4.2.2.5. Dạng tín hiệu ra và công suất ra

Từ hình 4.9 ta xác định được các giá trị sau:

$$U_{CE(p-p)} = U_{CEmax} - U_{CEmin}$$

$$I_{C(p-p)} = I_{Cmax} - I_{Cmin}$$



Hình 4.9. Dạng điện áp và dòng điện ra của tầng khuếch đại công suất của chế độ A

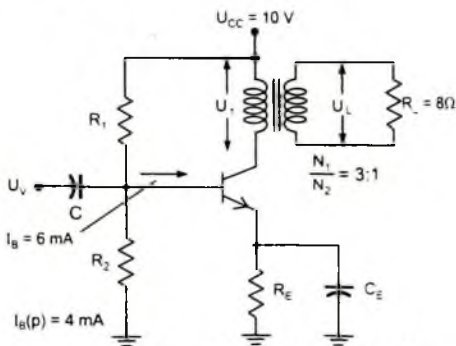
$$\text{Công suất xoay chiều gửi tới biến áp: } P_r(ac) = U_{CE(rms)} I_{C(rms)} = \frac{U_{CE(p-p)}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{C(p-p)}}{\sqrt{2}} =$$

$$= \frac{U_{CE(p-p)}/2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{C(p-p)}/2}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_r(ac) = \frac{(U_{CEmax} - U_{CEmin}) \cdot (I_{Cmax} - I_{Cmin})}{8}$$

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

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

**Ví dụ 4.3:** Cho mạch điện như hình 4.10. Biết transistor có đặc tuyến tĩnh như hình 3.11a. Xác định các thông số giá trị hiệu dụng của dòng điện, điện áp, công suất trên tải.



Hình 4.10. Sơ đồ cho ví dụ 4.3

Cho biết: tỷ số biến áp 3/1, dòng tĩnh  $I_B = 6\text{mA}$ , biên độ tín hiệu vào  $I_{R(p)} = 4\text{mA}$ .

**Bài giải:**

+ Đặc tuyến tải  $R_{(DC)}$  bắt đầu từ điểm:

$$U_{CEQ} = U_{CC} = 10\text{V};$$

+ Từ đặc tuyến tương ứng với  $I_B = 6\text{mA}$ , tìm được:

$$U_{CEQ} = 10\text{V};$$

$$I_{CQ} = 140\text{mA}$$

+ Điện trở phản ánh từ tải qua sơ cấp  $R'_L$ :

$$R'_L = (N_1/N_2)^2 \cdot R_L = 3^2 \cdot 8 = 72\Omega$$

+ Xác định đường tải xoay chiều như sau:

Giá trị biến đổi của dòng  $I_C$  kể từ điểm Q:

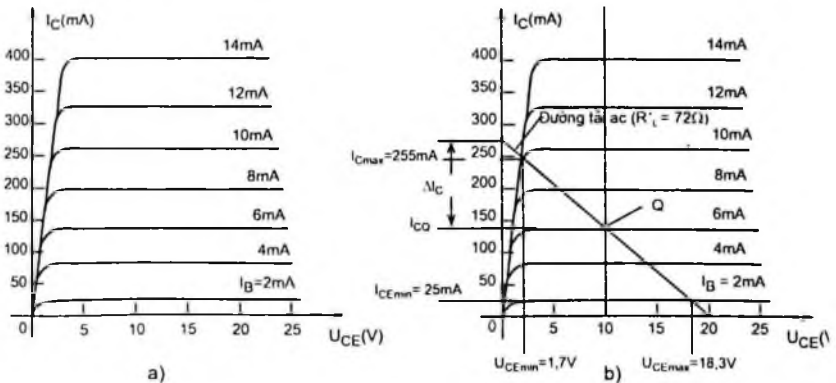
$$\Delta I_C = \Delta U_{CE} / R'_L = 10 / 72 = 139\text{mA}$$

Giá trị dòng tại điểm A trên đặc tuyến  $I_C$  (hình 4.11b)

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

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

+ Xác định giá trị cực đại và cực tiểu của dòng và áp trên collector BJT: Từ giá trị định của dòng vào  $I_{I(p)} = 4\text{mA}$ , so với dòng tĩnh  $I_B = 6\text{mA}$ , cho phép xác định giá trị cực đại và cực tiểu của dòng và áp trên collector BJT từ các đường tĩnh  $I_B \pm I_{R(p)} = 6 \pm 4$  (mA). 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  $I_B = 10\text{mA}$  xác định được  $U_{CEmin} = 1,7\text{V}$  và  $I_{Cmax} = 255\text{mA}$ .



Hình 4.11. Xác định điểm làm việc trên đặc tuyến  $I_C(U_{CE})$

$$U_{CE(min)} = 1,7\text{V}; \quad I_{Cmin} = 25\text{mA}$$

$$U_{CE(max)} = 18,3\text{V}; \quad I_{Cmax} = 255\text{mA}$$

Công suất ra trên cuộn sơ cấp biến áp:

$$P_r(ac) = \frac{(U_{CEmax} - U_{CEmin}) \cdot (I_{Cmax} - I_{Cmin})}{8} = \frac{(18,3 - 1,7)(255 - 25)}{8} =$$

0,477W

+ Giá trị điện áp hiệu dụng trên cuộn sơ cấp:

$$U_{(rms)} = U_{(p-p)} / 2\sqrt{2} = (U_{CEmax} - U_{CEmin}) / 2\sqrt{2} = 16,6 / 2,828 = 5,87V$$

+ Giá trị điện áp hiệu dụng trên tải:

$$U_{(rms)} = (N_2/N_1) \cdot U_{(rms)} = 1/3 \cdot 5,87 = 1,96V$$

+ Công suất ra trên tải tính theo áp  $U_L$ :

$$P_{L(ac)} = \frac{U_L^2}{R_L} = 1,96^2 / 8 = 0,48W$$

+ Giá trị hiệu dụng của dòng tải:

$$I_{L(rms)} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{C(rms)} = \frac{N_1}{N_2} \left[ (I_{Cmax} - I_{Cmin}) \frac{1}{2\sqrt{2}} \right]$$

$$= 3 \cdot 230mA / 2,828 = 244mA$$

+ Công suất ra tính theo dòng  $I_L$ :

$$P_{L(ac)} = I_L^2 \cdot R_L = (244 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 8 = 0,476W$$

#### 4.2.2.6. Tính công suất một chiều và hiệu suất

Công suất của nguồn cung cấp DC:

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

Công suất tiêu tán trên transistor ở chế độ tĩnh:

$$P_Q = P_{v(DC)} - P_{r(ac)}$$

Với các thông số ở ví dụ 4.3, ta tính được:

$$P_{v(DC)} = U_{CC} \cdot I_{CQ} = 10 \cdot (140 \cdot 10^{-3}) = 1,4W$$

$$P_Q = P_{v(DC)} - P_{r(ac)} = 1,4 - 0,48 = 0,92W$$

$$\eta = (P_{r(ac)} / P_{v(DC)}) \cdot 100\% = (0,48 / 1,4) \cdot 100\% = 34,3\%$$

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

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

+ Đối với mạch ghép RC:

$$\eta = 25 [(U_{CEmax} - U_{CEmin})^2 / U_{CC} (U_{CEmax} + U_{CEmin})] \cdot \zeta$$

+ Đối với mạch ghép biến áp:

$$\eta = 50 \left[ \frac{U_{CEmax} - U_{CEmin}}{U_{C1max} + U_{CEmin}} \right]^2 \zeta$$

**Ví dụ 4.4:** Tính hiệu suất của một mạch khuếch đại công suất dùng tải điện trở (hình 4.2) với  $U_{CC} = 24V$  trong các trường hợp:

- a)  $U_{peak} = 12V$  biến đổi xung quanh định thiên của điểm Q với  $U_{CEQ} = 12V$ ;
- b)  $U_{peak} = 6V$ ,  $U_{CEQ} = 12V$ ;
- c)  $U_{peak} = 6V$ ,  $U_{CEQ} = 18V$ .

**Bài giải:**

$$a) U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 12 = 24V$$

$$U_{CE \min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 12 = 0$$

$$\eta = 25 [(U_{CE \max} - U_{CE \min})^2 / U_{CC} (U_{CE \max} + U_{CE \min})].\% \\ = 25 [(24 - 0)^2 / 24.(24 + 0)].\% = 25\%$$

$$b) U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 6 = 18V$$

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

$$\eta = 25 [(U_{CE \max} - U_{CE \min})^2 / U_{CC} (U_{CE \max} + U_{CE \min})].\% \\ = 25 [(18 - 6)^2 / 18.(18 + 6)].\% = 6,25\%$$

$$c) U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_p = 18 + 6 = 24V$$

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

$$\eta = 25 [(U_{CE \max} - U_{CE \min})^2 / U_{CC} (U_{CE \max} + U_{CE \min})].\% \\ = 25 [(24 - 12)^2 / 24.(24 + 12)].\% = 4,17\%$$

**Ví dụ 4.5:** Tính hiệu suất của một mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp (hình 4.6) với  $U_{CC} = 12V$  trong các trường hợp:

- a)  $U_{peak} = 12V$
- b)  $U_{peak} = 6V$
- c)  $U_{peak} = 2V$

**Bài giải:**

Đối với mạch này, ở chế độ tĩnh  $U_{CEQ} = U_{CC} = 12V$

$$a) U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 12 = 24V$$

$$U_{CE \min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 12 = 0$$

$$\eta = 50 [(U_{CE \max} - U_{CE \min}) / (U_{CE \max} + U_{CE \min})]^2 \% \\ = 50 [(24 - 0) / (24 + 0)]^2 \% = 50\%$$

$$b) U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 6 = 18V$$

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

$$\eta = 50 [(U_{CE \max} - U_{CE \min}) / (U_{CE \max} + U_{CE \min})]^2 \% \\ = 50 [(18 - 6) / (18 + 6)]^2 \% = 12,5\%$$

$$c) U_{CE \max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 2 = 14V$$

$$U_{CE \min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 2 = 10V$$

$$\eta = 50 [(U_{CE \max} - U_{CE \min}) / (U_{CE \max} + U_{CE \min})]^2 \%$$

$$= 50 [(14 - 10) / (14 + 10)]^2 \% = 1,39\%$$

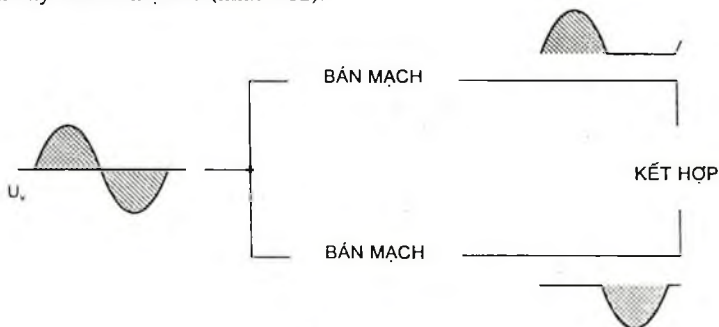
Ví dụ trên cho ta thấy mối tương quan giữa biên độ ra  $U_{peak}$  với điện áp nguồn  $U_{CC}$ . Khi  $U_{peak} = U_{CC}$  thì hiệu suất đạt mức lớn nhất ( $\eta = 50\%$ ). Nếu  $U_{peak} = 1/6 U_{CC} = 2V$  thì hiệu suất giảm rất nhanh đến giá trị nhỏ nhất ( $\eta = 1,39\%$ ).

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 cách từ đặt ở khe hở giữa các lá sắt.

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

### 4.3. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ B

Ở chế độ B, transistor sẽ điều khiển dòng điện ở mỗi nửa 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 mạch điện 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, tài sau đó sẽ nhận được cả chu kỳ của tín hiệu đó (hình 4.12).



Hình 4.12. Sơ đồ khối tăng khuếch đại công suất chế độ B

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 một transistor đơn trong chế độ A.



### 4.3.1. Công suất và hiệu suất

Công suất vào DC (công suất nguồn cung cấp):

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

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

Biên độ hay dòng đỉnh  $I_{C(p)} = \sqrt{2} \cdot I_C$  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:

$$I_{avg} = 2\sqrt{2} I_C/\pi$$

Coi  $U_{Cmin} \approx 0$  thì  $U_{cc} = \sqrt{2} U_C$ , nên:

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

Công suất trên tải  $R_L$  của một transistor là:

$$P'_L = U_C I_C$$

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

Công suất trên tải  $R_L$  sẽ 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:  $\eta = (P_r/P_v) \cdot 100\% = (\pi/4) \cdot 100\% = 78,5\%$

#### Ví dụ 4.6

Xác định công suất cung cấp, công suất ra và hiệu suất ở chế độ B trong trường hợp cho điện áp tín hiệu ra trên tải  $16\Omega$  là  $20V$  và  $U_{cc} = 30V$

#### Bài giải:

Dòng đỉnh trên tải  $16\Omega$ :

$$I_p = U_{L(p)}/R_L = 20/16 = 1,25A$$

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:  $\eta = (P_{r(AC)}/P_{v(DC)}) \cdot 100\% = (12,5W/23,9W) \cdot 100\% = 52,3\%$

Công suất tổn hao trên hai transistor và một transistor lần lượt là:

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

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

### 4.3.2. Giá trị cực đại

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

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

Dòng trung bình qua nguồn cung cấp:

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

Công suất nguồn cung cấp cực đại:

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

Hiệu suất cực đại:

$$\begin{aligned} \eta &= (P_{r(AC)} / P_{v(DC)}) \cdot 100\% = [(U_{cc}^2 / 2R_L) / (U_{cc} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{cc}}{R_L})] \cdot 100\% \\ &= \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,54\% \end{aligned}$$

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

$$P_{2T \max} = \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{cc}^2}{R_L}$$

Tải của 2 transistor trên cuộn sơ cấp biến áp:

$$R_{cc} = (2a)^2 R_L = 4a^2 R_L = 4R_L'$$

**Ví dụ 4.7:** Xác định công suất cực đại ở chế độ B khi cho  $U_{cc} = 30V$ , tải  $R_L = 16\Omega$ .

**Bài giải:**

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

$$P_{v \max(DC)} = 2U_{cc}^2 / \pi R_L = 35,81W$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_r}{P_v} \cdot 100\% = 78,54\%$$

$$P_{T \max} = P_{2T \max} / 2 = 0,5 \left( \frac{2}{\pi^2} \right) \left( \frac{30^2}{16} \right) = 5,7W$$

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

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

$$P_v = U_{cc} I_{DC} = U_{cc} \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_p}{R_L}$$

$$\eta = \frac{P_{r(AC)}}{P_{v(DC)}} \cdot 100\% = 78,54\% \cdot \frac{U_p}{U_{cc}}$$

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

### 4.3.3. Các mạch khuếch đại chế độ B và chế độ AB

Mạch khuếch đại chế độ AB dùng để giảm bớt méo xuyên tâm cho chế độ B lúc tín hiệu đầu vào còn yếu. Nó được làm tăng kích thích cho tầng công suất cuối chế độ B. Nếu là một tầng kích riêng thì dùng kiểu ghép biến áp.

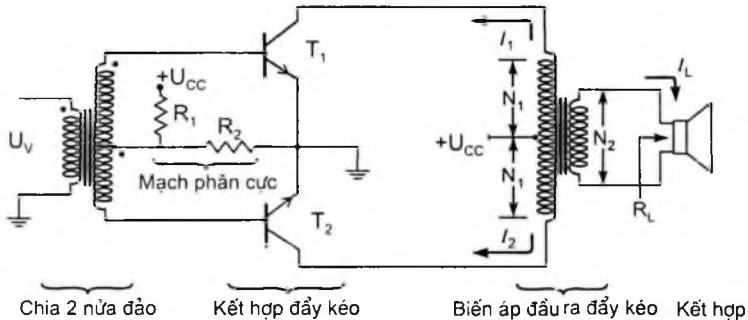
Mạch điện giống như ở chế độ A, nhưng thêm điện trở  $R_E$  ở emitter để tăng hồi tiếp tự động ổn định điểm làm việc. Mạch khuếch đại chế độ AB đơn giản nhất và thường dùng nhất là ghép trên tầng với tầng công suất cuối chạy chế độ B.

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

#### 4.3.3.1. Mạch đẩy kéo ghép biến áp

Ưu điểm của mạch này (hình 4.13) là ở 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 lớn khi tín hiệu vào nhỏ, khi cả hai vé khuếch đại không được cân bằng.



Hình 4.13. Mạch đẩy kéo ghép biến áp

Như mạch hình 4.13 đã chỉ rõ, ở nửa chu kỳ dương của tín hiệu đầu vào,  $T_1$  phân cực nghịch nên không dẫn,  $T_2$  phân cực thuận nên dẫn. Ở nửa chu kỳ âm thì quá trình xảy ra ngược lại. Lúc chưa có tín hiệu ( $U_s = 0$ ) thì  $T_1, T_2$  đều tắt, sẽ không có dòng của nguồn ( $U_{CC}$ ) chạy qua biến áp mà chỉ có dòng ngược  $I_{CT}$  rất nhỏ chảy qua.

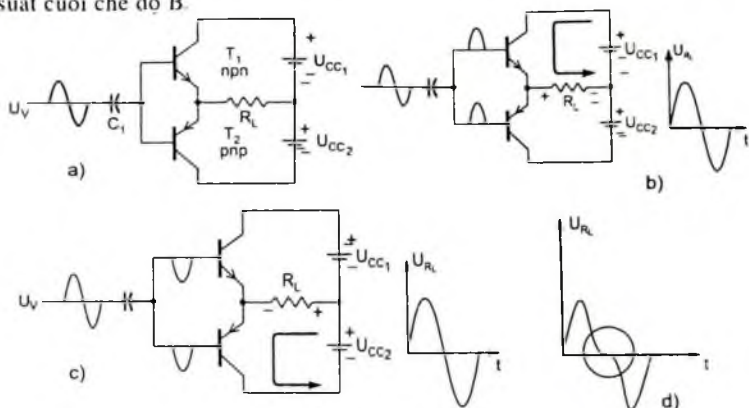
Tại thời điểm chuyển tiếp giữa quá trình dẫn, ngắt của  $T_1$  và  $T_2$  sẽ gây nên hiện tượng méo dạng sóng, gọi là méo dạng xuyên tâm.

#### 4.3.3.2. Mạch bù đối xứng

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 ở bán kỳ âm của tín hiệu vào, khi này NPN tắt, còn PNP mở.

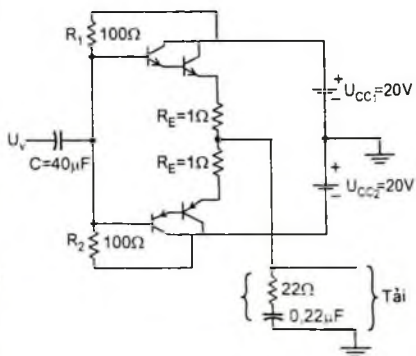
Một sự bất lợi của mạch này là cần phải có hai nguồn cung cấp riêng biệt. Và hạn chế nữa của mạch bù là méo xuyên tâm (hình 4.14d). Đây là sự gây khúc của tín hiệu ra trên tải ở thời điểm chuyển tiếp từ nửa chu kỳ dương sang âm. Để giảm méo xuyên tâm cho chế độ B lúc tín hiệu đầu vào còn yếu, người ta sẽ dùng chế độ AB để làm tăng kích thích cho tăng công suất cuối chế độ B.



Hình 4.14. Mạch bù đối xứng

Một dạng mạch đẩy kéo dùng các transistor bù được trình bày ở hình 4.15. Mạch này ở mỗi vế là một cặp transistor cùng tính, đồng thời khác tính với cặp transistor cùng tính kia, gọi là mạch Darlington bù đối xứng. Ở mạch này thì dòng điện đầu ra sẽ cao hơn, còn trở kháng thì thấp hơn.

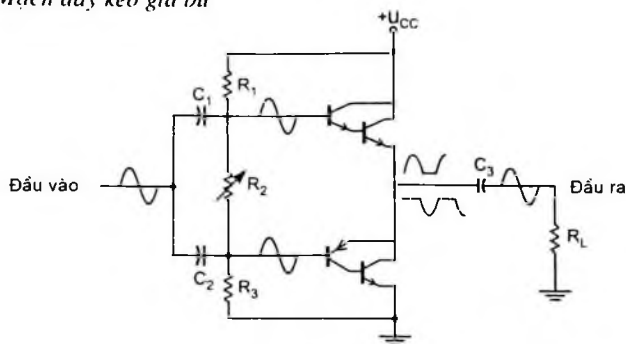
Mạch giả bù (hình 4.16) được cải tiến từ mạch bù đối xứng để đơn giản bớt công nghệ chế tạo vi mạch. Mạch này dùng 2 cặp transistor ở một vế thì cùng tính, còn vế kia thì khác tính.



Hình 4.15. Mạch bù đẩy kéo

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.

## Mạch đẩy kéo giả bù



**Hình 4.16.** Mạch đẩy kéo giả bù

Tăng khuếch đại đẩy kéo thường dùng nguồn lưỡng cực  $U_{CC}$  để tăng hiệu suất tối đa. Do biên độ tín hiệu trong mỗi nửa chu kỳ chạy qua tải xấp xỉ  $U_{CC}/2$ , chính xác hơn là  $U_m = U_T = (U_{CC}/2) - 2V$  (trong đó  $2V = U_{CE}$ ).

Trong thực tế, để đơn giản nguồn cung cấp DC, có một số mạch chỉ dùng nguồn đơn cực  $U_{CC}$ , khi đó phải cân bằng điểm giữa đúng bằng  $U_{CC}/2$  để giảm méo do mất cân bằng.

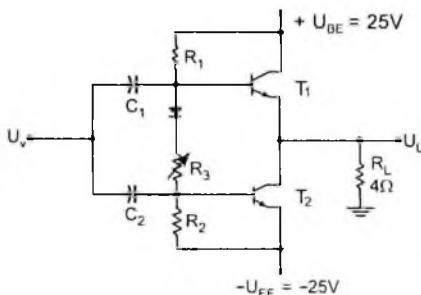
### Ví dụ 4.8:

Từ mạch phân cực dòng tĩnh bằng diode, xác định (hình 4.17):

a) Công suất tiêu tán trên mỗi transistor khi cấp điện áp hiệu dụng ở đầu vào là  $12V(rms)$ .

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

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



**Hình 4.17.** Mạch phân cực dòng tĩnh bằng diode

### Bài giải:

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 tín hiệu ra trên tải ra  $R_L$  trong trường hợp lý tưởng gần bằng điện áp vào (độ lợi điện áp bằng 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:

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

Công suất nguồn:

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

Hiệu suất (với  $U_v = 12V_{rms}$ ):

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

Công suất tiêu tán trên mỗi transistor:

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

b) Nếu điện áp vào tăng bằng điện áp  $U_{CC}$ ,  $U_v = 25 \cdot V_{peak}$  ( $U_v = 17,68V_{rms}$ ) thì  $U_{L(p)} = U_{CC} = 25V$

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

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

$$\eta_{max} = (P_r / P_v) \cdot 100\% = (78,125 / 99,47) \cdot 100\% = 78,54\%$$

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

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

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

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

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

#### 4.4. MÉO TRONG TĂNG KHUẾCH ĐẠI

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

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

Một kỹ thuật để miêu tả méo của những dạng sóng tuần hoàn là 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 ở bội nguyên. Những thành phần ở bội nguyên này được gọi là thành phần sóng hài hay hàm điều hoà. Ví dụ: một 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 3 kHz là sóng hài bậc 3 ... Tần số cơ bản không gọi là sóng hài. Furiê đã không thừa nhận tần số sóng hài phân số, chỉ thừa nhận bội nguyên của tần số cơ bản.

#### 4.4.1. Méo hài

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

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

Thành phần cơ bản thì thường lớn hơn bất kỳ thành phần hài nào.

*Ví dụ 4.9:* 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.

*Bài giải:*

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

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

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

#### 4.4.2. Méo hài tổng

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

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

(THD là méo hài tổng)

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

Trong bất kỳ trường hợp nào, kỹ thuật coi một tín hiệu méo bất kỳ nào cũng chứa một thành phần cơ sở và các thành phần hài là tiện dụng và hữu ích, trong đó

thành phần hài bậc hai là lớn nhất. Vì vậy, mặc dù tín hiệu méo về lý thuyết là chứa tất cả các thành phần hài từ bậc 2 trở lên, thành phần quan trọng nhất trên phương diện độ méo ở các chế độ ở trên chính là méo hài bậc 2.

### 4.4.3. Méo hài bậc 2

Hình 4.18 chỉ ra một dạng sóng sử dụng để đạt được độ méo hài bậc 2. Dạng sóng hiện thời được đưa ra ở mức độ không hoạt động, nhỏ nhất và lớn nhất khi chúng xảy ra được thể hiện trên dạng sóng. Tín hiệu chỉ ra vài độ méo ở hiện tại. Phương trình mô tả dạng sóng tín hiệu méo như sau:

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

Dạng sóng hiện thời chứa đựng dòng điện tĩnh  $I_C$  xuất hiện ở tín hiệu đầu vào 0, một dòng điện một chiều  $I_0$

căn cứ vào độ trung bình nonzero của tín hiệu méo, thành phần cơ bản của tín hiệu xoay chiều cơ bản, và thành phần hài bậc hai  $I_2$  có tần số cơ bản gấp 2 lần. Mặc dù những hài khác đều xuất hiện nhưng chỉ có hài bậc 2 mới được đề cập ở đây. Ta xét các thời điểm sau:

- Tại thời điểm thứ nhất:  $\omega t = 0$

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

$$I_{Cmax} = I_{CQ} + I_0 + I_1 + I_2$$

- Thời điểm thứ hai:  $\omega t = \pi/2$

$$i_c = I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos \pi/2 + I_2 \cos 2\pi/2.$$

$$I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 - I_2$$

- Thời điểm thứ ba:  $\omega t = \pi$

$$i_c = I_{Cmin} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos \pi + I_2 \cos 2\pi.$$

$$I_{Cmin} = I_{CQ} + I_0 - I_1 - I_2$$

Từ các phương trình trên ta có kết quả sau:

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

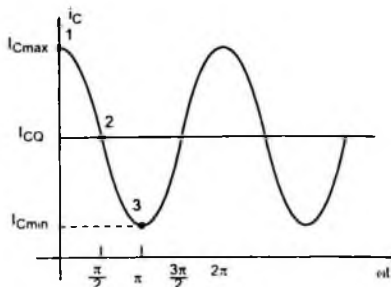
$$I_1 = (I_{Cmax} + I_{Cmin})/2$$

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

$$D_2 = |I_2/I_1| \cdot 100\%$$

Thay  $I_1, I_2$  vào:

$$D_2 = |1/2 \cdot (I_{Cmax} + I_{Cmin}) - I_{CQ} / (I_{Cmax} - I_{Cmin})| \cdot 100\%$$



Hình 4.18. Một dạng sóng sử dụng để đạt được độ méo hài bậc 2



#### 4.4.4. Công suất của tín hiệu méo

Khi độ méo xuất hiện, công suất đầu ra được tính cho tín hiệu méo không còn chính xác nữa. Khi độ méo hiện diện, công suất đầu ra được phân phối đều cho điện trở tải  $R_C$  theo thành phần cơ bản của tín hiệu méo là:

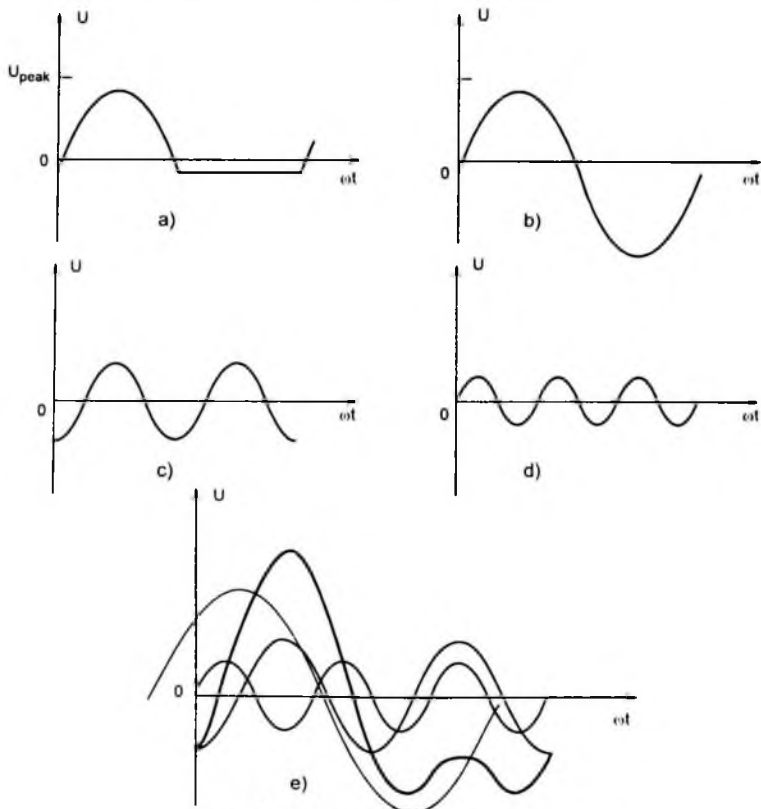
$$P_1 = I_1^2 \cdot R_C / 2$$

$$\text{Công suất tổng: } P = (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \cdot R_C / 2$$

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

$$P = (1 + D_2^2 + D_3^2 + \dots) \cdot I_1^2 \cdot R_C / 2 = (1 + \text{THD}^2) \cdot P_1$$

Một dạng sóng méo như xuất hiện ở chế độ B có thể được thể hiện bằng cách sử dụng phân tích của Furiê như một nguyên tắc cơ bản với các thành phần hài. Hình 4.19a chỉ ra nửa chu kỳ dương của tầng khuếch đại chế độ B. Thành phần cơ bản của tín hiệu có thể đạt được như ở hình 4.19b.



Hình 4.19. Sóng cơ bản và các sóng hài

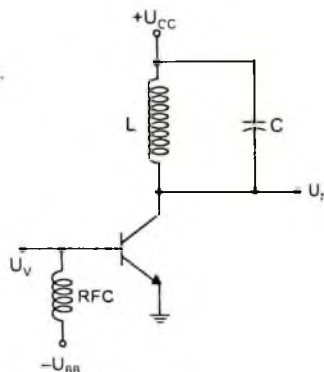
Thành phần hài bậc 2 và 3 được chỉ ra ở hình 4.19c và d. Sử dụng kỹ thuật Fourier, dạng sóng méo có thể được tạo ra bằng cách thêm vào những thành phần hài và cơ bản như hình 4.19e. Nói chung, bất kỳ dạng sóng tuần hoàn nào cũng có thể được biểu diễn bằng cách thêm thành phần cơ bản và tất cả các thành phần hài, mỗi biên độ khác nhau ở mỗi góc pha khác nhau.

## 4.5. KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ C VÀ D

Mặc dù các bộ 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 và 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.

### 4.5.1. Khuếch đại chế độ C

Một mạch khuếch đại chế độ C như hình 4.20, hoạt động trong khoảng dưới 1/2 chu kỳ tín hiệu vào. Dạng tín hiệu ở cửa ra cũng biểu diễn được đầy đủ cả chu kỳ của tín hiệu cơ sở hoặc của mạch cộng hưởng (mạch LC chẳng hạn) ở cửa ra. Hoạt động của loại khuếch đại này đầu sao cũng chỉ có giới hạn, như ở tầng trộn tần chẳng hạn.



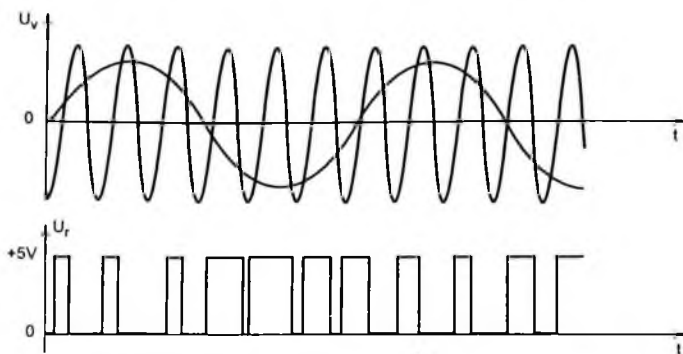
Hình 4.20. Mạch khuếch đại chế độ C

### 4.5.2. Khuếch đại chế độ D

Khuếch đại chế độ D được thiết kế để làm việc với các 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 công suất lớn và sẽ chuyển ngược lại thành dạng tín hiệu sin để phục hồi tín hiệu gốc.

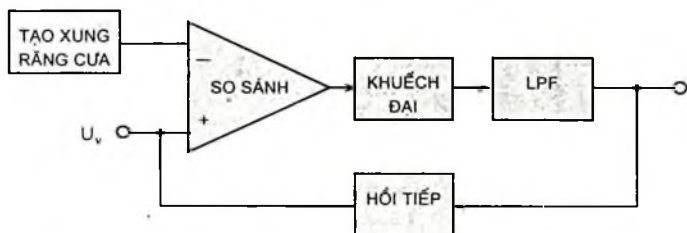
Hình 4.21 chỉ ra cách để tín hiệu hình sin được chuyển dạng răng cưa hoặc dạng sóng cắt để đưa đến đầu vào của mạch khuếch đại (loại máy so mẫu). Đó là một tín hiệu xung đặc trưng sẽ được tạo ra.

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



Hình 4.21. Tín hiệu sin được chuyển sang dạng xung

Hình 4.22 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.



Hình 4.22. Sơ đồ khối mạch tạo lại dạng sin từ tín hiệu xung răng cưa

## 4.6. IC CÔNG SUẤT

Vì mạch dùng để khuếch đại tín hiệu lớn thường là loại tuyến tính ở dạng biến đổi tương tự (analog) hay dạng số (digital).

Ngoài các tính năng gọn nhẹ, dễ lắp ráp, cân chỉnh đơn giản và độ tin cậy cao, IC còn có các tính năng kỹ thuật hơn hẳn mạch công suất lắp linh kiện rời. Các tính năng đặc trưng chủ yếu có thể tóm tắt như sau:

- Nguồn điện áp nhỏ, thông thường từ  $5 \div 18V$ , đơn cực hay lưỡng cực. Riêng loại công suất lớn nguồn điện áp có khi hơn  $50V$ .

- Hệ số khuếch đại rất lớn, vào khoảng  $10^3 \div 10^5$  khi hoạt động trong mạng.

- Tổng trở vào lớn nên dễ dàng phối hợp với các mạch điện và linh kiện ngoại vi.

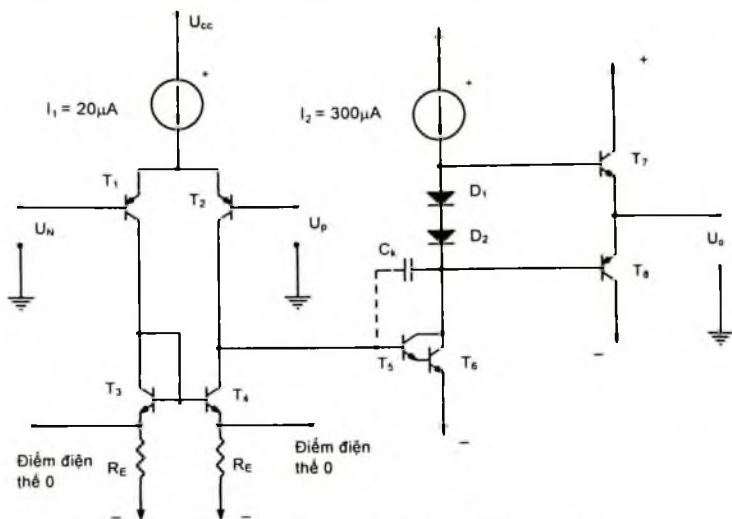
- Tổng trở ra nhỏ.

- Độ trôi nhiệt nhỏ.

- Hiệu suất cao.

Các IC công suất nói chung thường bao gồm 3 tầng khuếch đại: tầng đầu khuếch đại vi sai, tầng 2 kích (driver) và thường ghép Darlington, tầng cuối khuếch đại công suất kiểu đối xứng đơn hay Darlington.

Mạch tiêu chuẩn hoá của IC tiêu chuẩn như hình 4.23



Hình 4.23. Mạch tiêu chuẩn hoá của IC tiêu chuẩn

Tầng đầu dùng khuếch đại vi sai, với nguồn dòng tĩnh  $20\mu\text{A}$ , độ khuếch đại vi sai 400. Mạch gương dòng điện  $T_3T_4$  làm nguồn dòng hằng cho tín hiệu sai, và suy giảm tín hiệu đồng pha (do nhiệt) nhờ tính chất bù cân xứng của mạch. Do  $T_3$  mắc thành diode được phân cực thuận để duy trì áp phân cực base  $T_4$ . Như vậy  $T_4$  là nguồn dòng được điều khiển bởi tín hiệu vào, làm thay đổi điện áp tiếp giáp CE  $T_4$  để duy trì dòng  $I_{C2}$  của  $T_2$  gần như không đổi lúc có tín hiệu và bởi vì IC 741 dùng nguồn lưỡng cực nên được hồi tiếp 2 nguồn dòng  $T_2$  và  $T_1$ . Như vậy ngoài chức năng làm nguồn dòng,  $T_2$  còn nằm trong vòng hồi tiếp âm dòng 1 chiều để sửa méo phi tuyến và hồi tiếp âm theo tần số tín hiệu để mở rộng dải động tuyến tính.  $T_4$  kết hợp với  $T_3$  tạo thành mạch gương dòng điện ổn định dòng cho tầng vi sai, thực ra nó là nguồn dòng được điều khiển bằng tín hiệu vi sai ở đầu vào, đồng thời làm tải cho  $T_2$ .

Tầng 2 làm nhiệm vụ khuếch đại tăng cường (driver) cho tầng công suất. Tụ  $C_k$  chống tự kích bao giờ cũng mắc ở tầng này. Dòng tĩnh đồng thời là dòng phân cực base  $T_7T_8$  bằng  $0,3\text{mA}$ , và hệ số khuếch đại vào khoảng 450. Như vậy độ khuếch đại vi sai của 741 sẽ là  $K_D = 400.450 = 1,8.10^5$ . Nhưng giá trị thực tế sẽ nhỏ hơn vì có tu hồi tiếp  $C_k = 30\text{pF}$ .

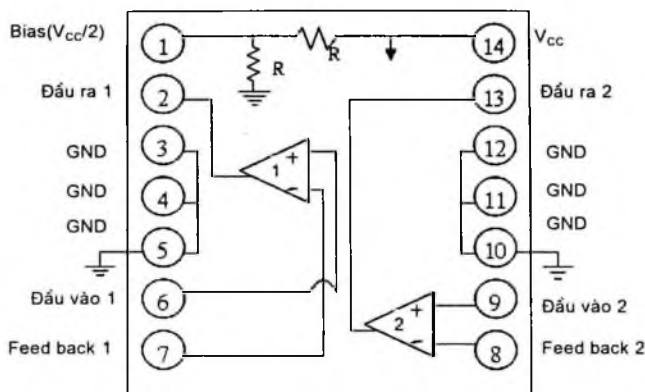
Tầng công suất luôn luôn được mắc theo kiểu đối xứng với cặp transistor

cùng tính hay bù. Để tăng công suất, thường dùng mạch Darlington di transistor rời hay đơn khối. Do mạch lập cực phát nên không có khuếch đại áp và tải ra nhỏ. Nhờ vòng hồi tiếp âm sâu nên tải có khoảng thay đổi rõ thường từ  $0,1\Omega$  đến  $16\Omega$ .

Ngoài ra có một số IC tăng cường công suất ra bằng cách lắp cặp transistor rời mà cực base được đấu trực tiếp với đầu ra của vi mạch như  $\mu\text{PC 1255H}$ .

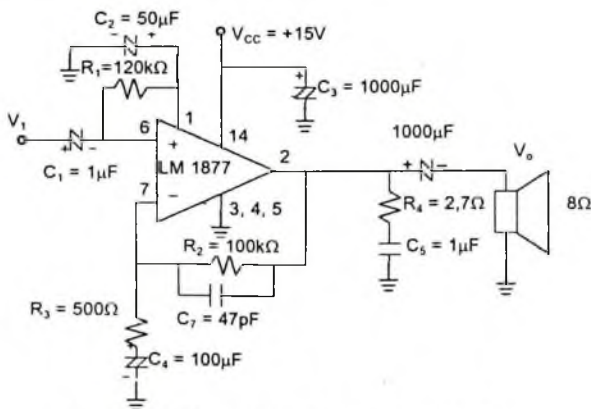
Để giảm thiểu độ trôi nhiệt, tầng đầu dùng FET vì độ trôi nhiệt rất n. Còn tầng cuối dùng FET nhằm tăng tốc độ quét và bảo vệ ngắn mạch tải.

Ví dụ ta xem IC công suất LM1877 (bên trong có 2 mạch công suất công suất ra tối đa là  $1\text{W}/\text{kênh}$ ) có sơ đồ chân như sau:



Hình 4.24. Sơ đồ chân IC công suất LM1877.

Mạch sau đây cho thấy cách ráp thành mạch công suất  $1\text{W}$  với các kiện bên ngoài khi dùng 1 kênh (hình 4.25).



Hình 4.25. Mạch công suất  $1\text{W}$  dùng LM1877

Trong đó chú ý một số đặc điểm:

- $R_2, C_7, R_3, C_4$  quyết định độ khuếch đại của mạch (mạch hồi tiếp âm).
- $R_4, C_5$  làm tải giả cho mạch và điều hoà tổng trở loa ở tần số cao.
- Tụ  $C_7$  quyết định đáp ứng tần số cao.
- $R_1$  để phân cực ngõ vào.
- $R_1$  không được quá nhỏ sẽ làm giảm biên độ tín hiệu vào.
- Bộ khuếch đại của mạch ở tần số giữa

$$K_v = 1 = R_2/R_3 = 1 + 100 \cdot 10^3 / 500 = 201$$

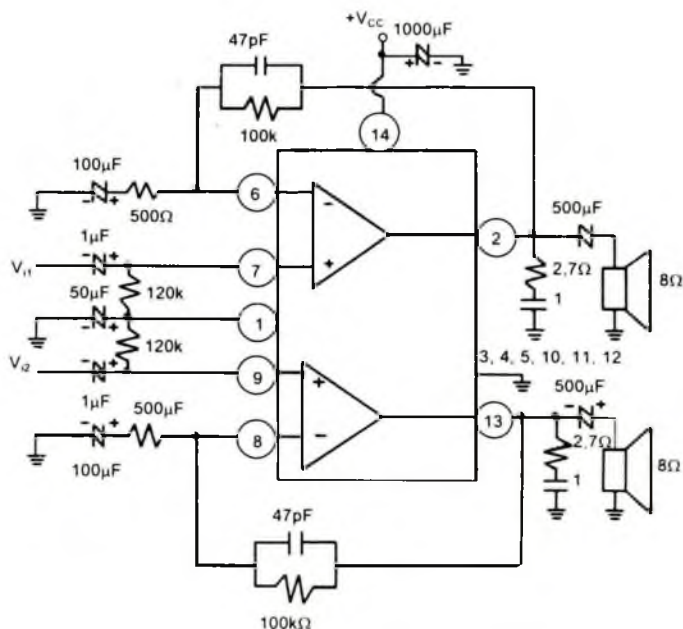
- Biên độ tín hiệu ra khi  $U_i(p) = 20\text{mV}$ :

$$U_o(p) = 20 \cdot 201 \approx 4\text{V}$$

- Công suất ra:

$$P_{o(AC)} = U_{o(p)}^2 / 2R_L = 4^2 / 2 \cdot 8 = 1\text{W}$$

Trong trường hợp ráp 2 kênh, mạch điện như hình 4.26 sau:



Hình 4.26. Mạch công suất stereo dùng IC LM 1877

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 4

**Bài 1:** Cho sơ đồ như hình 1.

a) Tính công suất vào và ra nếu cường độ tín hiệu vào hiệu dụng là 5mA.

b) Tính công suất vào tổn hao, nếu  $R_{\text{B}} = 1,5\text{k}\Omega$ .

c) Tính công suất cực đại có thể nhận được khi  $R_{\text{L}} = 1,5\text{k}\Omega$ .

**Bài 2:** Hãy vẽ sơ đồ của một mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp dùng transistor nghịch NPN.

**Bài 3:** Một mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp được nối với tải  $16\Omega$  qua một máy biến áp hạ áp 3,87:1. Dùng nguồn cung cấp 36V, nhận được công suất 2W trên tải. Tính:

- Công suất ra trên sơ cấp biến áp.
- Biên độ điện áp xoay chiều trên tải.
- Điện áp xoay chiều ở sơ cấp biến áp.

d) Giá trị hiệu dụng của dòng điện ở sơ cấp và trên tải.

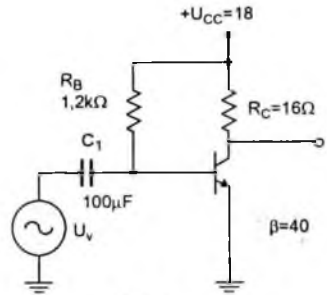
e) Tính hiệu suất của mạch nếu dòng phân cực  $I_{\text{CQ}} = 150\text{mA}$ .

**Bài 4:** Vẽ một mạch khuếch đại chế độ B đẩy kéo ghép biến áp ở đầu vào.

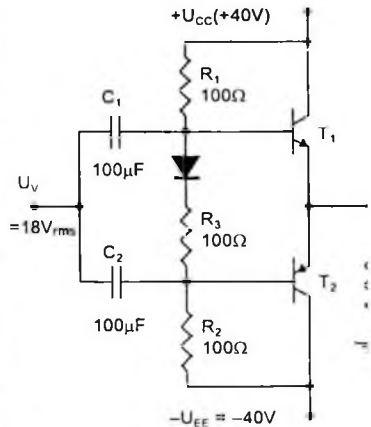
**Bài 5:** Cho một mạch khuếch đại chế độ B với  $U_{\text{CC}} = 25\text{V}$  nối với tải. Tính: công suất vào cực đại, công suất ra cực đại và hiệu suất cực đại của mạch.

**Bài 6:** Cho mạch khuếch đại công suất hình 2. Tính:

- $P_{\text{r(ac)}}$
- $P_{\text{v(dc)}}$
- $\eta$
- Công suất tổn hao trên cả 2 transistor.



Hình 1



Hình 2

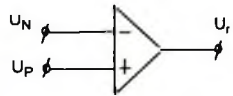
## Chương 5

# KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

### 5.1. GIỚI THIỆU CHUNG

#### 5.1.1. Các khái niệm cơ bản

Bộ khuếch đại thuật toán (Operational Amplifier – OA) 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 (OA) 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 5.1. Ký hiệu OA

Ký hiệu của OA cho trên hình 5.1.

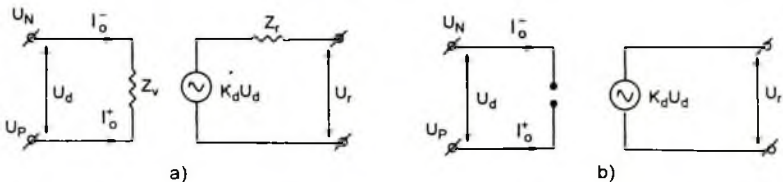
OA khuếch đại hiệu điện áp  $U_d = U_p - U_N$  với hệ số khuếch đại  $K_d$  (hình 5.2a).

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 OA còn có hai chân để cấp nguồn đối xứng, các chân bù điện áp, bù tần số...



Hình 5.2 a) Sơ đồ tương đương OA; b) Sơ đồ tương đương OA lý tưởng

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 5.2b, OA lý tưởng sẽ có đặc điểm  $U_N = U_P$ , dòng điện vào OA ở đầu P và đầu N,  $I_0^+ = I_0^- = 0$ .

Trên thực tế không có bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng, thông thường một OA có  $Z_i$  cỡ hàng trăm  $k\Omega$  tới hàng  $M\Omega$ ,  $Z_o$  cỡ hàng  $\Omega$  tới hàng vài chục  $\Omega$ ,  $K_d$  khoảng từ vài trăm tới hàng triệu lần.

### 5.1.2. Hệ số nén đồng pha

Nếu đặt vào đầu vào đảo và đầu vào không đảo các điện áp bằng nhau nghĩa là:

$U_N = U_P = U_{cm} \neq 0$  ( $U_{cm}$  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  $K_c = 0$ .

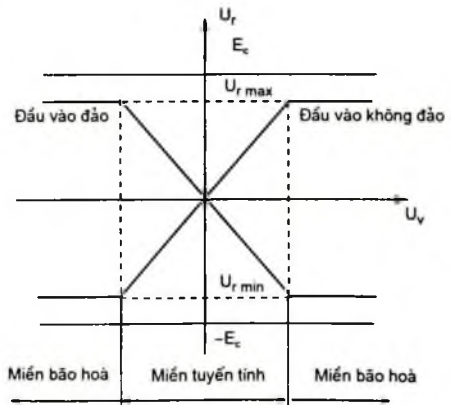
Để đánh giá khả năng làm việc của OA thực so với OA lý tưởng người ta dùng hệ số nén đồng pha CMRR (Common Mode Rejection Ratio).

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c}$$

Giá trị CMRR càng lớn thì OA càng gần với OA lý tưởng, thường  $CMRR = 10^3 - 10^5$ .

### 5.1.3. Đặc tuyến truyền đạt

Đặc tuyến quan trọng nhất của OA là đặc tuyến truyền đạt (hình 5.3), theo đặc tuyến này,  $U_r$  chỉ tỷ lệ với  $U_v$  trong dải điện áp ( $U_{rmin} \div U_{rmax}$ ) nào đó. Dải điện áp này gọi là dải biến đổi điện áp ra của OA (hay miền tuyến tính). Ngoài dải 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 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 về giá trị).



Hình 5.3. Đặc tuyến truyền đạt của OA

### 5.1.4. Dòng vào tĩnh, điện áp vào lệch không

Dòng vào tĩnh là trị trung bình của dòng vào đầu vào đảo và đầu vào không đảo:

$$I_t = \frac{I_n^+ + I_n^-}{2} \text{ với } U_p = U_n$$

Dòng vào lệch không là hiệu dòng vào tĩnh ở hai đầu vào:

$$I_0 = I_n^+ - I_n^-$$

Thông thường  $I_0 = 0,1I_t$ .

Dòng vào lệch không phụ thuộc nhiệt độ, do đó khi nhiệt độ thay đổi trị số dòng vào lệch không cũng thay đổi theo (hình 5.4).

Trong OA thực, 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 OA để cho  $U_r = 0$ :

$$U_0 = U_p - U_n \text{ khi } U_r = 0$$

Điện áp lệch không  $U_0$  sẽ bù tới đầu ra một điện áp  $U_{r0}$ :

$$U_{r0} = K_d U_0 = K_d (U_p - U_n)$$

Theo hình 5.4 ta có thể tính được:

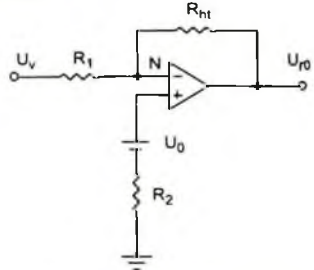
$$U_n = \frac{R_1}{R_1 + R_{nt}} U_{r0}$$

$$U_p = U_0$$

Do đó: 
$$U_{r0} = K_d \left( U_0 - \frac{R_1}{R_1 + R_{nt}} U_{r0} \right)$$

Từ đó ta rút ra được:

$$U_{r0} = U_0 \frac{K_d}{1 + K_d \left( \frac{R_1}{R_1 + R_{nt}} \right)} \approx U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_{nt}}$$



Hình 5.4. Điện áp lệch không

## 5.2. CÁC ỨNG DỤNG CỦA OA

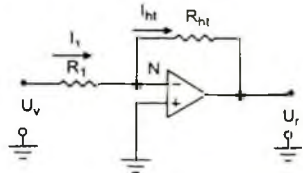
### 5.2.1. Bộ khuếch đại đảo

Bộ khuếch đại đảo cho trên hình 5.5, có thực hiện hồi tiếp âm song song điện áp qua  $R_{nt}$ .

Nếu coi OA lý tưởng, dòng vào OA,  $I_0 = 0$ .

Tại nút N ta có:

$$I_i = I_{nt}$$



Hình 5.5. Bộ khuếch đại đảo

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_{ht}}$$

Ta đã biết, với OA 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 5.5 có tính chất lặp lại đảo tín hiệu.

Nếu  $R_1 = 0$ , từ phương trình  $I_1 = I_{ht}$ , ta có:

$$I_1 = -\frac{U_r}{R_{ht}} \text{ hay } U_r = -I_1 R_{ht}, \text{ tức là điện áp ra tỷ lệ với dòng điện vào. Đây}$$

chính là mạch biến đổi dòng thành áp.

Trở kháng vào: 
$$Z_v = \frac{U_v}{I_1} = \frac{U_v}{\frac{U_v}{R_1}} = R_1$$

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 5.6.

Bằng cách tính tương tự như trên ta có:

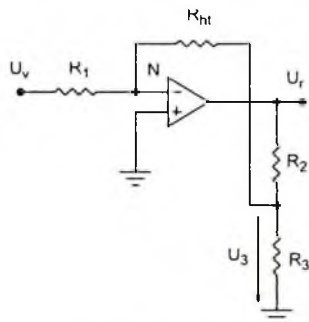
$$\frac{U_v}{R_1} = -\frac{U_3}{R_{ht}}$$

Mặt khác: 
$$U_3 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_r \text{ (công thức phân áp)}$$

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:

$$K_u = \frac{R_{ht}}{R_1} \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$$



**Hình 5.6. Khuếch đại đảo có trở kháng vào lớn**

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 5.1:** Cho bộ khuếch đại như hình 5.5, với  $R_1 = 100\text{k}\Omega$ ,  $R_{ht} = 500\text{k}\Omega$ . Tính điện áp đầu ra khi tín hiệu vào là 2V.

**Bài giải:** Ta có: 
$$U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1} U_v = -\frac{500\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega} 2\text{V} = -10\text{V}$$

## 5.2.2. 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 (hình 5.7).

Vì  $U_N = U_p$ . Trong trường hợp này  $U_p = U_v$  nên  $U_N = U_v$ .

Mặt khác ta có:

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_r \quad (\text{theo công thức phân áp})$$

$$\text{Vì vậy:} \quad U_v = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_r$$

Hệ số khuếch đại:

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = 1 + \frac{R_{ht}}{R_1}$$

Khi  $R_1 \rightarrow \infty$ ,  $R_{ht} \rightarrow 0$  thì  $K_u = 1$ , sơ đồ hình 5.7 trở thành bộ lặp lại điện áp.

**Ví dụ 5.2:** Cho mạch khuếch đại không đảo (hình 5.7) với  $R_1 = 100\text{k}\Omega$ ,  $R_{ht} = 500\text{k}\Omega$ ,  $U_v = 2\text{V}$ . Tính điện áp ra.

**Bài giải:**

Điện áp ra được tính theo công thức:

$$U_r = \left(1 + \frac{R_{ht}}{R_1}\right) U_v = \left(1 + \frac{500\text{k}\Omega}{100\text{k}\Omega}\right) 2\text{V} = 12\text{V}.$$

## 5.2.3. Mạch cộng

### 5.2.3.1. Mạch cộng đảo

Sơ đồ mạch cộng đảo như hình 5.8.

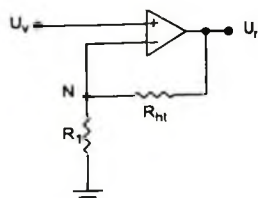
$$I_1 + I_2 + \dots + I_n = I_{ht}$$

$$\frac{U_1 - U_N}{R_1} + \frac{U_2 - U_N}{R_2} + \dots + \frac{U_n - U_N}{R_n} = \frac{U_N - U_r}{R_{ht}}$$

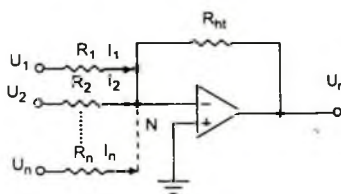
$U_N = 0$  nên:

$$U_r = -\left(\frac{R_{ht}}{R_1} U_1 + \frac{R_{ht}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{ht}}{R_n} U_n\right)$$

$$\text{hay} \quad U_r = -\sum_{i=1}^n \alpha_i U_i \quad \text{với} \quad \alpha_i = \frac{R_{ht}}{R_i}$$



Hình 5.7. Bộ khuếch đại không đảo



Hình 5.8. Mạch cộng đảo

### 2.3.2. Mạch cộng không đảo

Sơ đồ mạch cộng khuếch đại không đảo như hình 5.9.

Tại nút N:

$$U_N = \frac{R_0}{R_0 + R_{ht}} U_r$$

Tại nút P:

$$I_0 = 0 \text{ nên}$$

$$I_1 + I_2 + \dots + I_n = 0$$

$$\frac{U_1 - U_P}{R_1} + \frac{U_2 - U_P}{R_2} + \dots + \frac{U_n - U_P}{R_n} = 0$$

$$U_P \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n}$$

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 5.3:** Cho mạch điện hình 5.10,  $R_{ht} = 1M\Omega$  biết:

a)  $U_1 = 1V$ ;  $U_2 = 2V$ ;  $U_3 = 3V$ ;

$R_1 = 500k\Omega$ ;  $R_2 = 1M\Omega$ ;  $R_3 = 1M\Omega$

b)  $U_1 = -2V$ ;  $U_2 = 3V$ ;  $U_3 = 1V$ ;

$R_1 = 200k\Omega$ ;  $R_2 = 500k\Omega$ ;  $R_3 = 1M\Omega$

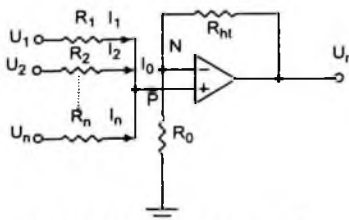
Tính  $U_r$  trong hai trường hợp đó.

**Bài giải:**

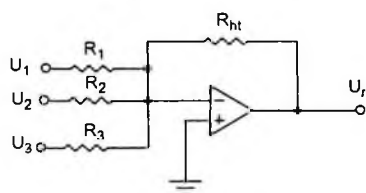
Đây là mạch cộng đảo nên ta có:

$$a) U_r = - \left( \frac{R_{ht}}{R_1} U_1 + \frac{R_{ht}}{R_2} U_2 + \frac{R_{ht}}{R_3} U_3 \right) = - \left( \frac{1000}{500} 1 + \frac{1000}{1000} 2 + \frac{1000}{1000} 3 \right) = -7V$$

$$b) U_r = - \left( \frac{R_{ht}}{R_1} U_1 + \frac{R_{ht}}{R_2} U_2 + \frac{R_{ht}}{R_3} U_3 \right) = - \left( \frac{1000}{200} (-2) + \frac{1000}{500} 3 + \frac{1000}{1000} 1 \right) = 3V$$



Hình 5.9. Mạch cộng không đảo



Hình 5.10. Sơ đồ mạch cộng đảo

## 5.2.4. Mạch trừ

Sơ đồ mạch trừ trên hình 5.11.

Tại nút N:

$$\frac{U_1 - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_2}$$

$$U_N \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_r}{R_2}$$

Tại nút P:

$$U_P = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2$$

Thay  $U_N = U_P$  ta có:

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_r}{R_2}$$

$$U_r = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} U_2 - \frac{R_2}{R_1} U_1$$

Nếu chọn  $R_2 = \alpha_1 \cdot R_1$ ,  $R_4 = \alpha_2 \cdot R_1$  ta có:

$$U_r = \frac{1 + \alpha_1}{1 + \alpha_2} \alpha_2 \cdot U_2 - \alpha_1 U_1$$

Nếu  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  thì:

$$U_r = \alpha (U_2 - U_1)$$

Khi muốn trừ nhiều thành phần điện áp người ta sử dụng mạch như hình 5.12.

Để tính toán điện áp ra, ta xét dòng điện tại nút N và nút P.

Tại nút N:

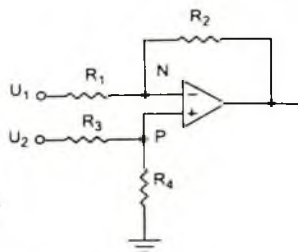
$$\sum_{i=1}^n \frac{U_i - U_N}{R_N / \alpha_i} + \frac{U_r - U_N}{R_N} = 0$$

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i (U_i - U_N) + U_r - U_N = 0$$

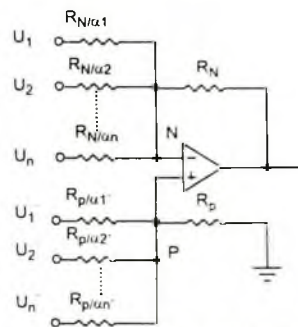
$$\sum_{i=1}^n \alpha_i U_i + U_r - U_N \left( \sum_{i=1}^n \alpha_i + 1 \right) = 0$$

Tương tự tại nút P ta có:

$$\sum_{i=1}^m \alpha_i U_i - U_P \left( \sum_{i=1}^m \alpha_i + 1 \right) = 0$$



Hình 5.11. Sơ đồ mạch trừ



Hình 5.12. Mạch trừ nhiều thành phần

Thay  $U_N = U_p$ , ta sẽ tính được:

$$U_i = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i U_i \left[ 1 + \sum_{i=1}^n \alpha_i \right]}{1 + \sum_{i=1}^m \alpha_i} - \sum_{i=1}^n \alpha_i U_i$$

### 3.2.5. Mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi

Sơ đồ (hình 5.13) mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi được:

Tại nút N:

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_2}$$

$$U_N \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_v}{R_1} + \frac{U_r}{R_2}$$

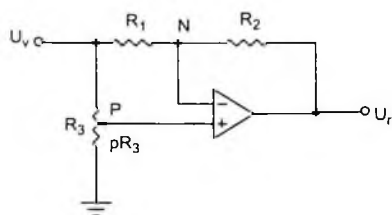
Tại nút P:

$$U_p = \frac{pR_3}{R_3} U_v = pU_v \quad (\text{với } 0 \leq p \leq 1)$$

Thay  $U_N = U_p$ , và nếu chọn  $R_1 = R_2 = R$  ta có:

$$U_i = (2p - 1)U_v$$

Khi thay đổi vị trí chiết áp  $R_3$ , ta có cực tính của điện áp ra thay đổi. Nếu  $p = 1/2$  thì  $U_i = 0$ .



Hình 5.13. Mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi

### 3.2.6. Mạch tích phân

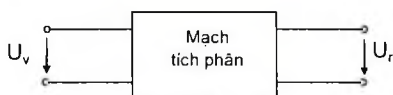
Mạch tích phân là một mạng ổn cực, trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với tích phân tín hiệu đầu vào.

$$U_r = k \int_0^t U_v dt$$

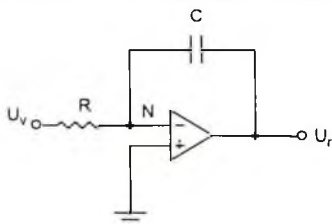
Người ta có thể dùng OA (hình 5.14b) để làm mạch tích phân:

Thật vậy:

Tại nút N:  $i_r = i_c$



Hình 5.14a. Sơ đồ khối của mạch tích phân



Hình 5.14b. Mạch tích phân

$$i_r = \frac{U_v - U_N}{R}$$

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt} = C \frac{d(U_N - U_r)}{dt}$$

Thay  $i_r = i_c$ , và  $U_N = 0$  ta được:

$$\frac{U_v}{R} = -C \frac{dU_r}{dt}$$

$$U_r = -\frac{1}{RC} \int U_v dt + U_{r0}$$

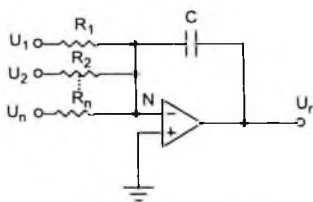
$U_{r0}$  là điện áp trên tụ  $C$  tại thời điểm  $t = 0$ , thông thường  $U_{r0} = 0$ , khi  $t = 0$ .

Vì vậy:

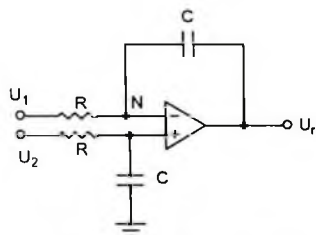
$$U_r = -\frac{1}{RC} \int U_v dt = -\frac{1}{\tau} \int U_v dt$$

Với  $\tau = RC$  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 (hình 5.15 và 5.16).



Hình 5.15. Mạch tích phân tổng



Hình 5.16. 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:

$$U_r = \frac{1}{RC} \int_0^t (U_2 - U_1) dt$$



## 5.2.7. Mạch vi phân

Mạch vi phân (hình 5.17a) là một mạng bốn cực, trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với vi phân tín hiệu đầu vào:

$$U_r = k \frac{dU_v}{dt}$$

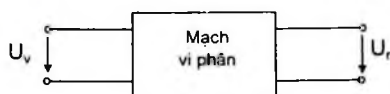
Sơ đồ mạch vi phân dùng OA được cho trên hình 5.17b.

Tính toán tương tự mạch tích phân ta có:

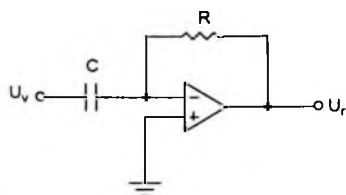
$$U_r = -RC \frac{dU_v}{dt} = -\tau \frac{dU_v}{dt}$$

Với  $\tau = RC$  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  $Z_C = \frac{1}{\omega C} \rightarrow 0$ , làm hệ số hồi tiếp âm giảm.



Hình 5.17a. Sơ đồ khối mạch vi phân



Hình 5.17b. Mạch vi phân

## 5.2.8. Mạch logarit (hình 5.18)

Tại nút N:  $I_R = I_D$

$$I_R = \frac{U_v - U_N}{R}$$

Ta đã biết, dòng qua diode được tính theo công thức:

$$I_D = I_S \exp\left(\frac{U_{ak}}{mU_T}\right)$$

Trong đó:

$I_S$  – Dòng ngược tĩnh;

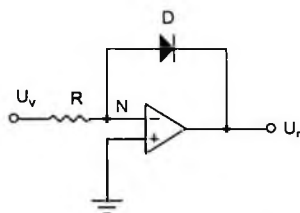
$U_T$  – Điện thế nhiệt,  $U_T = KT/q$  với  $K = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$  (hằng số Boltzman).  
 $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ , ở  $T = 300 \text{ K}$  thì  $U_T = 25,5 \text{ mV}$ ;

$m$  – Hệ số điều chỉnh giữa lý thuyết và thực tế;

$U_{ak}$  – Điện áp trên diode. Trong trường hợp này  $U_{ak} = U_N - U_r$

Thay  $I_R = I_D$ , với  $U_N = 0$  ta có:

$$\frac{U_v}{R} = I_S \exp\left(\frac{-U_r}{mU_T}\right); U_r = -mU_T \ln \frac{U_v}{I_S R}$$



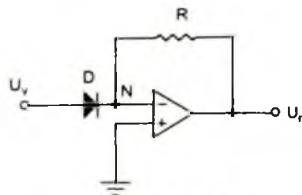
Hình 5.18. Mạch logarit

### 5.2.9. Mạch đổi loga (hình 5.19)

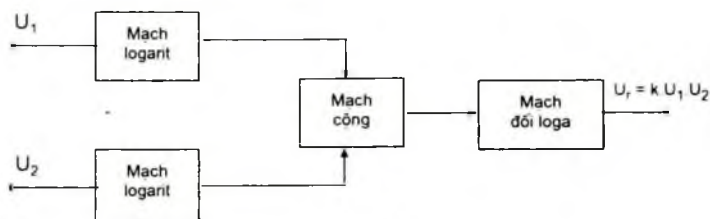
Tính toán tương tự như mạch logarit ta tính được:

$$U_r = -RI_S \exp \frac{U_i}{mU_T}$$

Có thể kết hợp giữa mạch logarit, mạch đổi loga và mạch cộng để tạo thành mạch nhân tương tự như hình 5.20.



Hình 5.19. Mạch đổi loga



Hình 5.20. Sơ đồ khối bộ nhân tương tự

### 5.2.10. Mạch so sánh

a) Điện áp đầu vào bão hoà

Xét mạch hình 5.21:

Ta có  $U_r = K_d(U_p - U_n) = K_d U_d$

Vì  $K_d$  thường rất lớn nên  $U_r$  theo công thức trên cũng rất lớn.

Khi  $U_d$  nhỏ,  $U_r$  có giá nằm trong miền tuyến tính. Khi  $U_d$  vượt qua một giá trị nào đó thì  $U_r$  đạt giá trị bão hoà. Giá trị  $U_d$  để  $U_r$  bão hoà phụ thuộc vào môi OA và thường có giá trị khoảng vài chục  $\mu V$ .

Khi  $U_d$  âm, mạch đảo pha nên  $U_r = U_{rmin} = -U_{hh}$ .

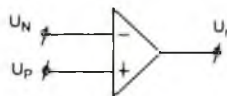
Khi  $U_d$  dương, mạch đảo pha nên  $U_r = U_{rmax} = +U_{hh}$ .

$U_{hh}$ : Điện áp bão hoà của OA. Nhưng chú ý  $|+U_{hh}|$  có thể khác  $|-U_{hh}|$ .

Như vậy, điện áp đầu vào  $U_d$  tối đa là:

$$+U_d = \frac{+U_{hh}}{K_d}$$

$$-U_d = \frac{-U_{hh}}{K_d}$$



Hình 5.21

*b) Mạch so sánh mức dương*

Mạch hình 5.22 được gọi là mạch so sánh mức dương không đảo (điện áp  $U_v$  đưa vào đầu vào không đảo). Điện áp đầu vào  $U_v$  được đem so sánh với điện áp chuẩn  $U_{ch}$ .

Khi  $U_v > U_{ch}$  thì  $U_r = +U_{bh}$

Khi  $U_v < U_{ch}$  thì  $U_r = -U_{bh}$

Hình 5.23 minh họa tín hiệu ra khi tín hiệu vào là xung tam giác.

Khi thay đưa tín hiệu vào đầu vào đảo và điện áp chuẩn đặt vào đầu vào không đảo ta sẽ có mạch so sánh mức dương đảo.

*c) Mạch so sánh mức âm*

Hình 5.24 là sơ đồ mạch so sánh mức âm đảo.

Nếu  $U_v > U_{ch}$  thì  $U_r = -U_{bh}$

Nếu  $U_v < U_{ch}$  thì  $U_r = +U_{bh}$

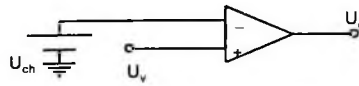
Hình 5.25 minh họa tín hiệu ra khi tín hiệu vào có dạng hình sin.

Tương tự mạch so sánh mức dương, nếu tín hiệu đưa vào đầu không đảo và điện áp chuẩn đặt vào đầu đảo ta sẽ có mạch so sánh mức âm không đảo.

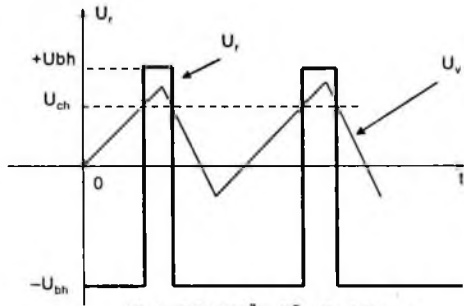
*d) Mạch so sánh với hồi tiếp dương*

*Mạch đảo*

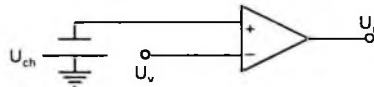
Hình 5.26 minh họa mạch so sánh hồi tiếp dương đảo. Tín hiệu vào được đưa vào đầu vào đảo, điện áp chuẩn được lấy từ điện áp ra  $U_r$  thông qua vòng hồi



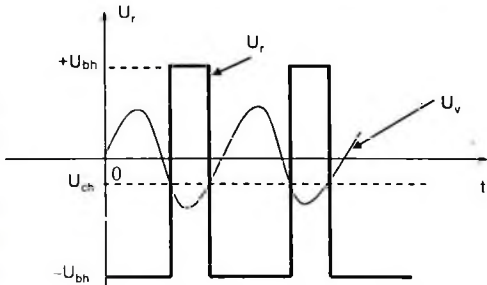
**Hình 5.22. Mạch so sánh mức dương không đảo**



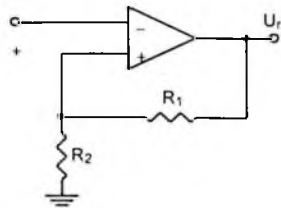
**Hình 5.23. Biểu diễn tín hiệu ra**



**Hình 5.24. Mạch so sánh mức âm đảo**



**Hình 5.25. Biểu diễn tín hiệu ra**



**Hình 5.26. Mạch so sánh hồi tiếp dương đảo**

tiếp dương với hai điện trở  $R_1$  và  $R_2$ . Tuỳ theo mức tín hiệu  $U_v$ , mà  $U_r$  ở một trong hai trạng thái  $+U_{bh}$  và  $-U_{bh}$ .

$$\text{Ta có } U_{ch} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_r = \beta U_r$$

$$\text{Với } \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ được gọi là hệ số hồi tiếp dương.}$$

Khi  $U_v$  tăng từ từ ta nhận thấy:

Nếu  $U_v > U_{ch}$  thì  $U_r = -U_{bh}$

Nếu  $U_v < U_{ch}$  thì  $U_r = +U_{bh}$

Giá trị  $U_v = \beta U_{bh}$  làm cho mạch bắt đầu đổi trạng thái và được gọi là điểm ngưỡng trên  $U_{UTP}$  (UTP: upper threshold point).

$$U_{UTP} = \beta(+U_{bh})$$

Bây giờ nếu ta giảm  $U_v$  từ từ, lúc này  $U_r = -U_{bh}$  và  $U_{ch} = \beta(-U_{bh})$  do đó khi  $U_v < \beta(-U_{bh})$  thì  $U_r$  chuyển sang trạng thái  $+U_{bh}$ . Trị số

$U_v = \beta(-U_{bh})$  được gọi là điểm ngưỡng dưới  $U_{LTP}$  (LTP: low threshold point).

$$U_{LTP} = \beta(-U_{bh})$$

Trạng thái của  $U_r$  tuân theo chu trình như hình 5.27.

*Mạch không đảo*

Hình 5.28 minh hoạ mạch so sánh hồi tiếp dương không đảo.

Điện áp tại điểm P có được do  $U_v$  và  $U_r$  gây nên.

Áp dụng nguyên lý xếp chồng ta có:

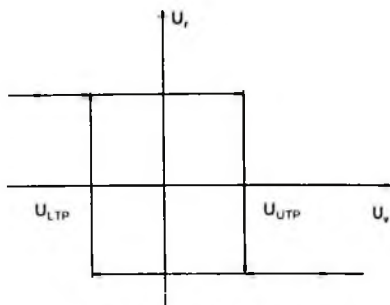
$$U_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_v + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_r (*)$$

Thay đổi tín hiệu vào ta nhận thấy:

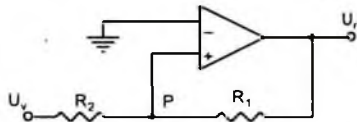
Khi  $U_p < U_{ch} = 0$  thì  $U_r = -U_{bh}$

Khi  $U_p > U_{ch} = 0$  thì  $U_r = +U_{bh}$ . Trị số  $U_v$  khi  $U_r$  bắt đầu đổi trạng thái gọi là điểm ngưỡng trên  $U_{UTP}$ .

Bây giờ nếu ta giảm  $U_v$  (lúc này  $U_r$  đang ở mức  $+U_{bh}$ ), khi  $U_p$  bắt đầu nhỏ hơn  $U_{ch} = 0$  thì  $U_r$  đổi trạng thái và bằng  $-U_{bh}$ . Trị số  $U_v$  lúc này gọi là điểm ngưỡng dưới  $U_{LTP}$ .



Hình 5.27. Chu trình tín hiệu ra



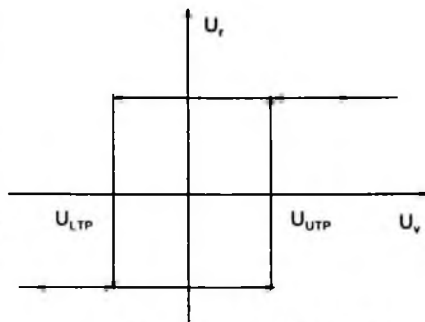
Hình 5.28. Mạch so sánh hồi tiếp dương không đảo

Ta có thể dễ dàng xác định được  $U_{UTP}$  và  $U_{LTP}$  bằng việc sử dụng phương trình (\*):

$$U_{UTP} = \frac{R_2}{R_1} (+U_{bh})$$

$$U_{LTP} = \frac{R_2}{R_1} (-U_{bh})$$

Điện áp ra biến đổi theo chu trình như hình 5.29.



Hình 5.29. Chu trình tín hiệu ra

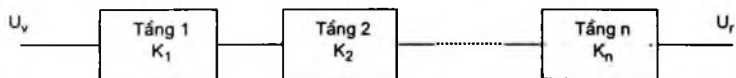
## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 5

### 1. Các bài tập giải mẫu

Đối với các bài tập về OA, khi coi OA lý tưởng thì nguyên tắc chung để giải các bài tập là:

- Viết dòng điện tại các nút (nút N, P... với dòng vào OA,  $I_0 = 0$ );
- Tính  $U_N$ ,  $U_P$ ;
- Lập quan hệ  $U_N = U_P$ ;
- Từ quan hệ đó xác định các yêu cầu của bài toán.

*Chú ý:* Khi gặp bài toán ghép nhiều tầng (hình 1) thì ta xét riêng từng tầng với nguyên tắc trên.



Hình 1

Hệ số khuếch đại toàn mạch:

$$K = U_r/U_v = K_1 \cdot K_2 \dots K_n$$

Trong đó:  $K_1, K_2, \dots, K_n$  lần lượt là hệ số khuếch đại của các tầng 1, 2, ..., n.

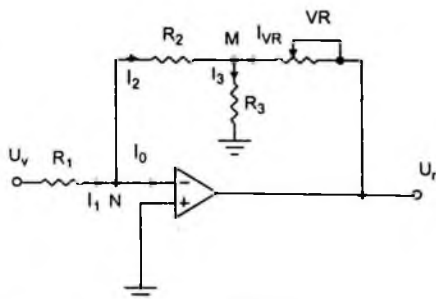
#### Bài 1:

Cho mạch điện như hình 2

Cho:  $R_1 = 20k\Omega$ ;  $R_2 = 250k\Omega$ ;

$R_3 = 25k\Omega$ ;  $VR = 1M\Omega$ ;

$E_c = \pm 9V$ ;  $U_v = 20mV$ . Coi OA lý tưởng



Hình 2

- a) Thiết lập công thức tính hệ số khuếch đại của mạch ( $K_r$ ).  
 b) Xác định khoảng giá trị của VR để tín hiệu ra không bị méo dạng (giả thiết  $|U_{r_{max}}| = 0,9 E_c$ ).

**Bài giải:**

a) Tại nút N:  $I_1 = I_2 + I_0$

Từ giả thiết OA lý tưởng nên  $I_0 = 0$  do đó:

$$I_1 = I_2$$

$$\text{Với: } I_1 = \frac{U_v - U_N}{R_1}, I_2 = \frac{U_N - U_M}{R_2}$$

Thay vào ta có:

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_M}{R_2}$$

Vì  $U_p = 0$  mà  $U_N = U_p$  nên  $U_N = 0$  vì thế

$$\frac{U_v}{R_1} = \frac{-U_M}{R_2} \quad (1)$$

Tại nút M:  $I_2 + I_{VR} = I_3$

$$\frac{-U_M}{R_2} + \frac{U_r - U_M}{VR} = \frac{U_M}{R_3}$$

$$\frac{U_r}{VR} = U_M \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR} \right) \quad (2)$$

Thay (1) vào (2) ta được:

$$U_r = -\frac{R_2}{R_1} VR U_v \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR} \right)$$

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_2}{R_1} VR \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR} \right)$$

b) Theo phần (a) ta có:

$$U_r = -\frac{R_2}{R_1} VR U_v \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR} \right)$$

Theo bài ra:  $|U_{r_{max}}| = 0,9 E_c = 0,9 \cdot 9 = 8,1V$

Để tín hiệu ra không bị méo dạng thì  $|U_r| \leq |U_{r_{max}}|$  vì thế:

$$\left| -\frac{R_2}{R_1} VR U_v \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR} \right) \right| \leq 8,1$$

Thay số vào ta tính được:

$$VR \leq 713,64k\Omega$$

Như vậy, để tín hiệu ra không méo thì ta điều chỉnh VR trong khoảng  $0 \leq VR \leq 713,64k\Omega$ .

**Bài 2:**

Cho mạch điện như hình 3 với:

$R_1 = 100k\Omega$ ;

$R_2 = 100k\Omega$ ;

$R_3 = 100k\Omega$ ;

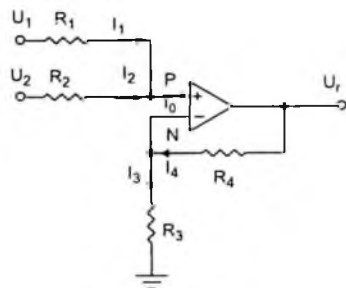
$R_4 = 500k\Omega$ ;

$U_1 = 25mV$ ;

$U_2 = 35mV$ ;

OA lý tưởng.

Tính  $U_r$ .



Hình 3

**Bài giải:**

Tại nút P:  $I_1 + I_2 = I_0$

Theo giả thiết OA lý tưởng nên  $I_0 = 0$  nên:

$$I_1 + I_2 = 0$$

$$\frac{U_1 - U_P}{R_1} + \frac{U_2 - U_P}{R_2} = 0$$

$$U_P \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \quad (3)$$

Tại nút N:  $U_N = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_r$  (công thức phân áp).

Hoặc ta có thể tính theo cách sau:

Tại nút N:  $I_3 = I_4$

$$\frac{U_N}{R_3} = \frac{U_r - U_N}{R_4} \text{ nên } U_N = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_r \quad (4)$$

Vì  $U_N = U_P$  nên thay (4) vào (3) ta có:

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} U_r \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}$$

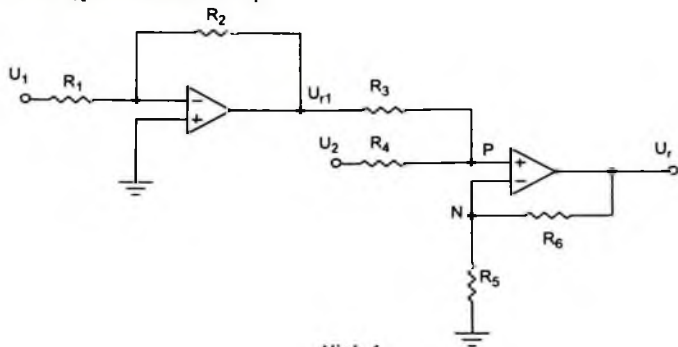
$$U_r = \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{R_2 U_1 + R_1 U_2}{R_1 + R_2}$$

Thay số ta có:

$$U_r = \left( 1 + \frac{500}{100} \right) \frac{100.25 + 100.35}{100 + 100} = 180mV$$

**Bài 3:**

Cho mạch điện như hình 4.

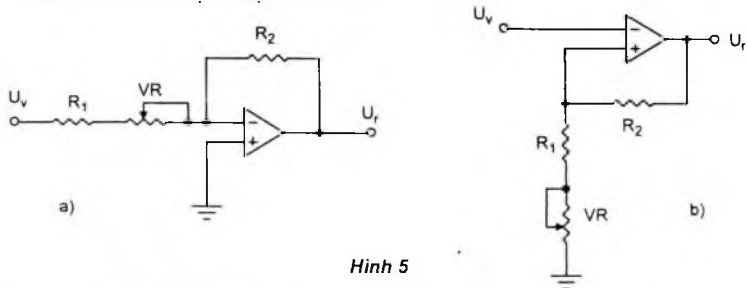
Thiết lập biểu thức tính  $U_r$ .**Hình 4****Bài giải:**

Đây là mạch hai tầng. Tầng 1 là bộ khuếch đại đảo, tầng 2 là bộ cộng.

$$\text{Tầng 1: } U_{r1} = -\frac{R_2}{R_1} U_1$$

$$\text{Tầng 2: } U_r = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \left(\frac{R_4 U_{r1} + R_3 U_2}{R_5 + R_4}\right) \quad (\text{áp dụng bài 2})$$

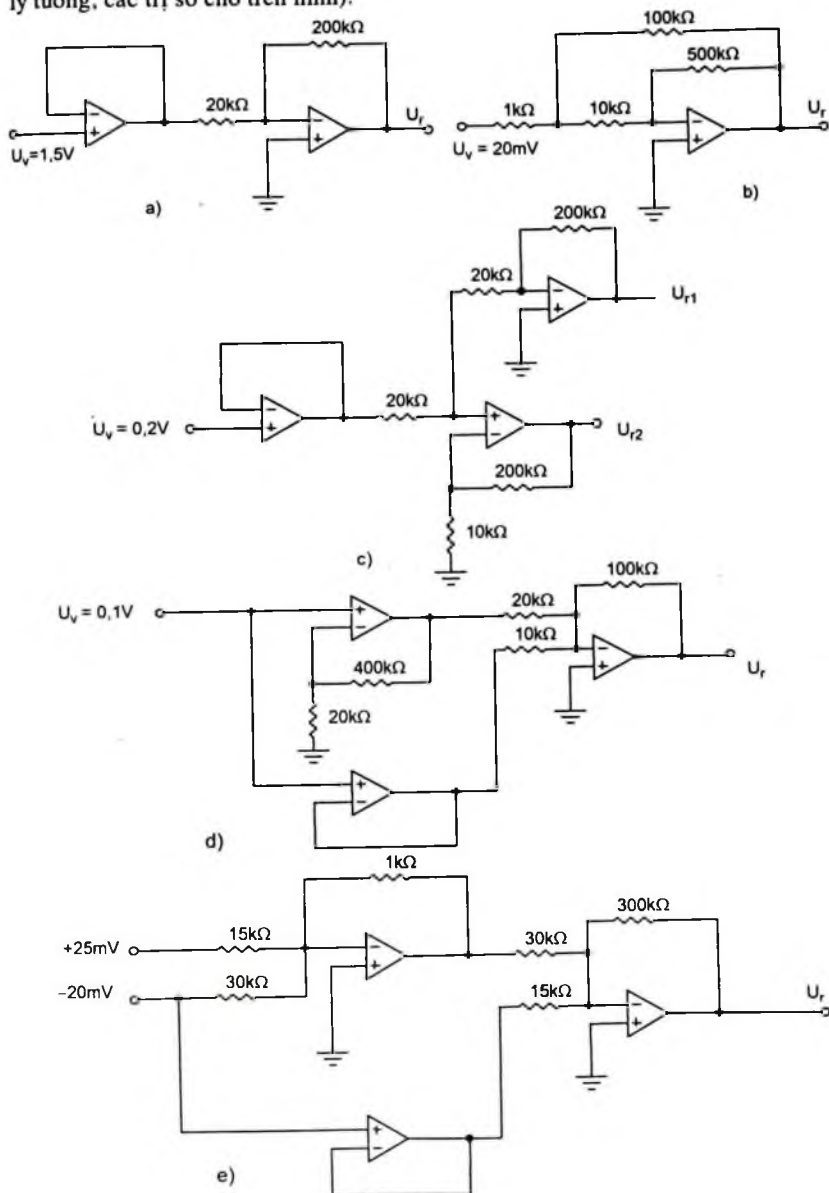
$$\text{Với } U_{r1} = -\frac{R_2}{R_1} U_1 \quad \text{nên: } U_r = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \left(\frac{R_1 R_3 U_2 - R_2 R_4 U_1}{R_1 (R_3 + R_4)}\right)$$

**2. Các bài tập tự giải****Bài 1:** Cho hai mạch điện như hình 5**Hình 5** $R_1 = 10\text{k}\Omega$ ;  $R_2 = 500\text{k}\Omega$ ;  $VR = 10\text{k}\Omega$ ;  $U_v = 1,5\text{V}$ 

Xác định khoảng điện áp ra của mỗi mạch khi thay đổi chiết áp VR.



**Bài 2:** Hãy tính các điện áp ra trên các mạch cho trên hình 6 (giả thiết OA lý tưởng, các trị số cho trên hình).



Hình 6

**Bài 3:** Cho mạch điện như hình 7.

Thiết lập biểu thức tính  $I_4$ . Với điều kiện nào thì  $I_4 = U_v$ ?

**Bài 4:** Thiết kế các mạch thực hiện các phép toán sau:

a)  $U_r = 5 U_1 - 2 U_2 + 3 U_3$

b)  $U_r = k \cdot U_1 \cdot U_2$

(với  $U_1, U_2, U_3$  là các điện áp đầu vào,  $k$  là một hằng số).

**Bài 5:** Cho mạch điện như hình 8. Biết tại thời điểm  $t = 0$  điện áp ra  $U_{r0} = 0,5V$ , OA lý tưởng,  $C = 4,7\mu F$ ,  $R = 10k\Omega$ .

a) Xác định biểu thức tính  $U_r$  theo các tham số của mạch.

b) Cho  $U_1 = U_2 = U_3 = U$  với  $U$  là xung có biên độ  $5V$  xuất hiện trong khoảng thời gian  $0 \leq t \leq t_1 = 5ms$ . Tính biên độ điện áp ra tại thời điểm  $t_1$ .

**Bài 6:** Cho mạch điện như hình 9. Biết  $R_1 = 10k\Omega$ ;  $R_2 = 15k\Omega$ ,  $\pm U_{th} = \pm 13V$ .

a) Hãy vẽ đặc tuyến truyền đạt của mạch (đặc tuyến truyền đạt là quan hệ giữa  $U_v$  và  $U_r$ ).

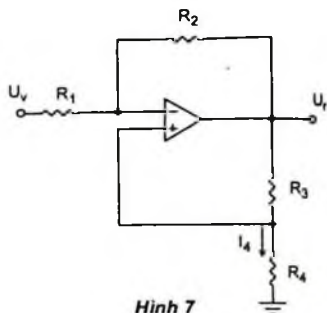
b) Biết dạng tín hiệu vào hình sin có biên độ  $10V$ . Vẽ dạng tín hiệu ra.

**Bài 7:** Cho mạch điện như hình 10. Biết  $R_1 = 10k\Omega$ ;  $R_2 = 15k\Omega$ ,  $\pm U_{th} = \pm 12V$ .

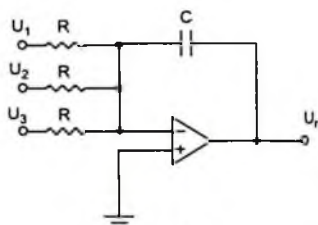
a) Hãy xác định điểm ngưỡng trên và điểm ngưỡng dưới

b) Biết dạng tín hiệu vào hình sin có biên độ  $8V$ . Vẽ dạng tín hiệu ra.

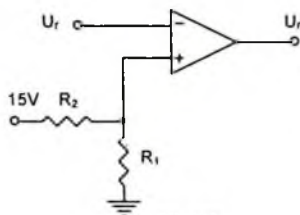
**Bài 8:** Hãy tính dòng điện  $I_0$  trên mạch điện hình 11.



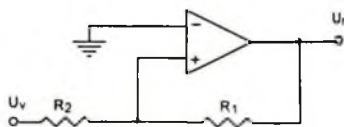
Hình 7



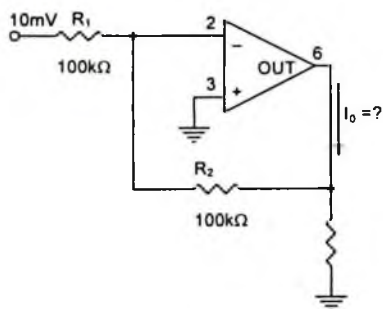
Hình 8



Hình 9

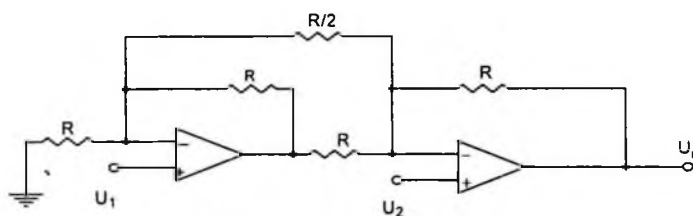


Hình 10



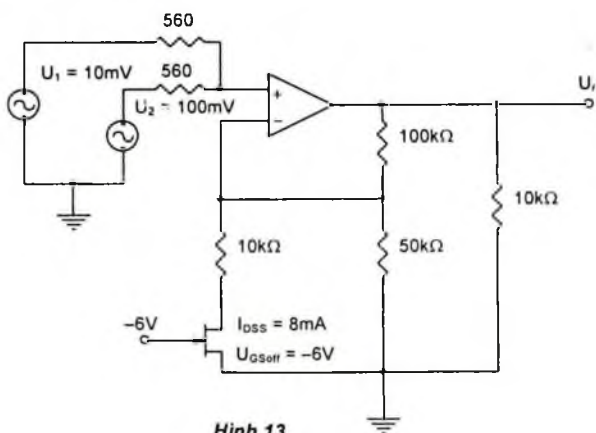
Hình 11

**Bài 9:** Cho mạch điện như hình 12. Biết  $U_1 = 10\text{mV}$ ,  $U_2 = 150\text{mV}$ . Hãy tính điện áp ra  $U_r$ .



Hình 12

**Bài 10:** Hãy tính điện áp ra của mạch hình 13



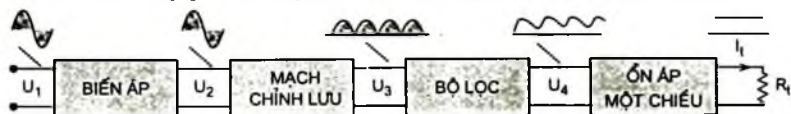
Hình 13

## Chương 6

# NGUỒN ĐIỆN MỘT CHIỀU

### 6.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Nguồn điện một chiều có nhiệm vụ cung cấp năng lượng một chiều cho các mạch và thiết bị điện tử hoạt động. Năng lượng một chiều đó được lấy từ nguồn xoay chiều của lưới điện thông qua một số quá trình biến đổi được thực hiện trong hình 6.1.



Hình 6.1. Sơ đồ khối nguồn điện

– Biến áp để biến đổi điện áp xoay chiều  $U_1$  thành điện áp xoay chiều  $U_2$  có giá trị thích hợp với yêu cầu. Trong một số trường hợp có thể dùng trực tiếp  $U_1$  không cần biến áp.

– Mạch chỉnh lưu có nhiệm vụ chuyển điện áp xoay chiều  $U_2$  thành điện áp một chiều không bằng phẳng  $U_3$  (có giá trị thay đổi nhấp nhô). Sự thay đổi này phụ thuộc vào từng dạng mạch chỉnh lưu.

– Bộ lọc có nhiệm vụ san bằng điện áp một chiều  $U_3$  thành điện áp một chiều  $U_4$  ít nhấp nhô hơn.

– Bộ ổn áp một chiều (ổn dòng) có nhiệm vụ ổn định điện áp (dòng điện) ở đầu ra của nó  $U_5(I_1)$  khi  $U_4$  bị thay đổi theo sự mất ổn định của  $U_4$  (hay  $I_1$ ). Trong nhiều trường hợp nếu không có yêu cầu cao thì không cần bộ ổn áp hay ổn dòng một chiều này.

– Tùy theo điều kiện và yêu cầu cụ thể mà bộ chỉnh lưu có thể mắc theo những sơ đồ khác nhau và dùng các loại diode chỉnh lưu khác nhau.

### 6.2. BIẾN ÁP NGUỒN VÀ MẠCH CHỈNH LƯU

Biến áp nguồn là một máy biến áp có nhiệm vụ biến đổi điện áp xoay chiều đặt vào cuộn sơ cấp thành điện áp theo yêu cầu lấy ra ở cuộn thứ cấp. Muốn tìm hiểu sâu hơn về máy biến áp các bạn có thể tìm đọc cuốn Giáo trình Máy điện.

Hầu hết các thiết bị điện tử hiện nay đều dùng linh kiện bán dẫn với mức điện áp một chiều cung cấp thấp do đó biến áp thường dùng là biến áp hạ áp.

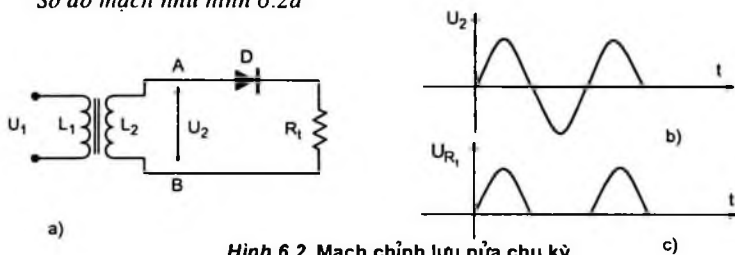
Các sơ đồ chỉnh lưu thường dùng là sơ đồ chỉnh lưu nửa chu kỳ, chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng diode.

Yêu cầu đối với mạch chỉnh lưu là đạt được hiệu suất cao, ít phụ thuộc vào tải và độ gợn sóng của điện áp ra nhỏ.

### 6.2.1. Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ

Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ chỉ sử dụng một diode để chỉnh lưu, diode chỉnh lưu có thể được mắc nối tiếp với cuộn dây thứ cấp biến áp hoặc mắc song song với biến áp. Ở đây ta chỉ xét mạch chỉnh lưu dùng diode mắc nối tiếp và trong thực tế mạch chỉnh lưu dùng diode mắc song song ít khi được sử dụng, chỉ thường sử dụng trong chỉnh lưu bội áp, mạch này sẽ được đề cập sau.

Sơ đồ mạch như hình 6.2a



Hình 6.2. Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ

Nguyên lý hoạt động

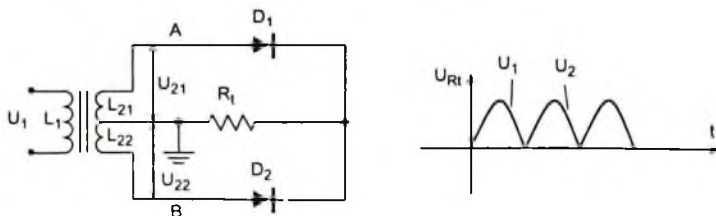
Khi cấp điện áp xoay chiều  $U_1$  vào hai đầu cuộn  $L_1$ , thì ở hai đầu cuộn  $L_2$  xuất hiện một điện áp cảm ứng xoay chiều  $U_2$  (hình 6.2b).

Nếu ở nửa chu kỳ đầu điện thế tại A (+), diode D được phân cực thuận nên có dòng điện qua tải (đi từ A qua  $R_T$  tới B). Ở nửa chu kỳ tiếp theo điện thế tại A (-), diode D bị phân cực ngược không cho dòng điện đi qua.

Như vậy dòng điện chỉ đi qua tải theo một chiều nhất định (đi từ (+)  $R_T$  đến (-)  $R_T$ ) ở các nửa chu kỳ đầu của  $U_2$ .

### 6.2.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ

#### 6.2.2.1. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng diode



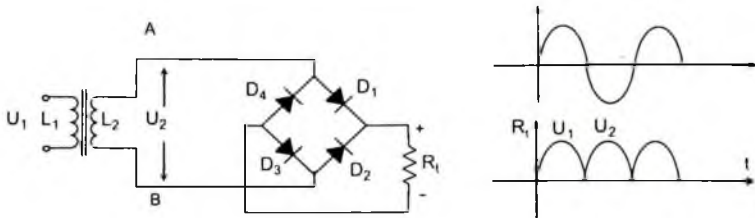
Hình 6.3. Mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ dùng 2 diode

## Nguyên lý hoạt động

Đặc điểm của mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ là trong cả hai nửa chu kỳ của điện áp xoay chiều đều có dòng điện qua tải. Sơ đồ mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng 2 diode chính là 2 sơ đồ chỉnh lưu một nửa chu kỳ mắc song song có tải chung.

### 6.2.2.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng mạch chỉnh lưu cầu

Sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu như hình 6.4.



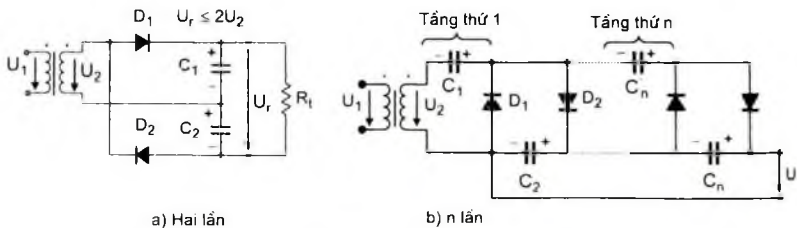
Hình 6.4. Sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu

Đặc điểm của mạch chỉnh lưu cầu là chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ của điện áp đầu ra của cuộn thứ cấp và điện áp ngược đặt lên diode trong trường hợp này chỉ bằng một nửa điện áp ngược đặt lên diode trong sơ đồ mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng 2 diode.

Trong sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu nếu nối đất điểm giữa cuộn thứ cấp và mắc thêm tải sẽ được mạch chỉnh lưu có điện áp ra hai cực tính.

### 6.2.2.3. Mạch bội áp

Sơ đồ bộ chỉnh lưu bội áp như hình 6.5.



Hình 6.5. Mạch bội áp

a) Mạch nhân 2 điện áp ngoài ; b) Mạch nhân n lần điện áp vào

Mạch nhân đôi điện áp được dùng trong những trường hợp đặc biệt, ví dụ khi yêu cầu điện áp ra cao mà dòng tiêu thụ lại nhỏ (cỡ  $\mu A$ ). Nếu dùng một tầng (hình 6.5a) thì điện áp một chiều ở đầu ra gấp đôi trị số đỉnh của điện áp xoay chiều ở đầu vào, vì  $C_1$  và  $C_2$  được nạp đến giá trị đỉnh của điện áp vào qua  $D_1$  vì

$D_2$  trong hai nửa chu kỳ (-) và (+). Trên hình 6.5b trong nửa chu kỳ (-) của điện áp  $U_2$ ,  $C_1$  được nạp đến giá trị đỉnh  $U_2$  thông qua  $D_1$ . Trong nửa chu kỳ tiếp theo  $C_1$  được nạp thông qua  $C_2$  và  $D_2$  với giá trị  $U_{C_2} = U_{C_1} + U_2 = 2U_2$ . Nếu có  $n$  tầng như vậy thì điện áp ra tải  $U_r \leq nU_2$ . Thường chọn  $n \leq 10$ .

### 6.3. TỔNG QUAN VỀ BỘ LỌC

Chức năng của bộ chỉnh lưu là chuyển đổi 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 vôn mét một chiều (DC voltmeter) và vôn mét xoay chiều (AC voltmeter). DC voltmeter cho ta giá trị trung bình hoặc giá trị của điện áp một chiều  $U_{dc}$ , AC voltmeter cho ta giá trị thành phần thay đổi  $U_{r(rms)}$ , ta xác định được độ gợn sóng như sau:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} 100\%$$

**Ví dụ 6.1:** Sử dụng vôn mét một chiều và vôn mét xoay chiều đo tín hiệu ra của một mạch lọc ta đọc được từ vôn mét một chiều là 25V và vôn mét xoay chiều là 1,5V. Độ gợn sóng ở 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:** Một nhân tố quan trọng khác trong bộ nguồn cung cấp 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  $U_{kt}$  và có tải  $U_{ct}$  được xác định bởi hệ số gọi là hệ số ổn định điện áp  $\Delta U_R$ , được xác định:

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

**Ví dụ 6.2:** 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.

**Bài giải:**

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

Nếu giá trị của điện áp có tải bằng giá trị của điện áp khi không có tải thì sự ổn định điện áp là 0%, đây cũng 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:

$$U_{rms} = 0,385 U_m$$

Độ gợn sóng  $r$  của mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ được tính:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} \cdot 100\% = \frac{0,385U_m}{0,318U_m} \cdot 100\% = 121\%$$

– Đối với mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ, điện áp một chiều đầu ra là:

$$U_{dc} = 0,636U_m$$

Giá trị của điện áp gợn sóng là:

$$U_{r(rms)} = 0,308U_m$$

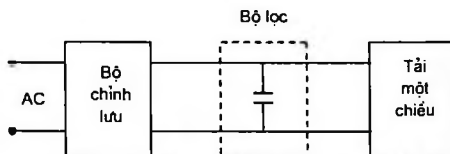
Độ gợn sóng  $r$  của tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ được tính:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} \cdot 100\% = \frac{0,308U_m}{0,636U_m} \cdot 100\% = 48\%$$

Tóm lại: Tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có độ gợn sóng nhỏ hơn tín hiệu chỉnh lưu nửa chu kỳ.

### 6.3.1. 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 giữa hai đầu tụ điện (hình 6.6).

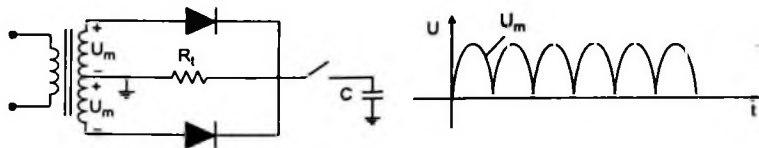


Hình 6.6. Sơ đồ khối bộ lọc dùng tụ điện

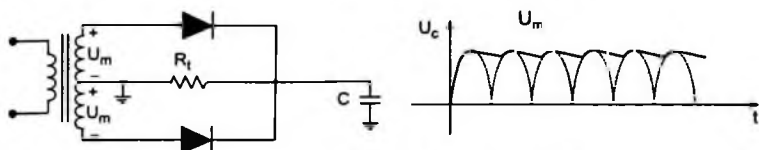
Hình 6.7a chỉ ra dạng điện áp của bộ chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ trước khi lọc. Hình 6.7b là dạng điện áp ra của bộ chỉnh lưu sau khi đã được nối với tải. Thấy rằng (dạng sóng) dạng điện áp sau khi đã lọc là điện áp một chiều nhưng vẫn còn nhấp nhô (còn thay đổi).

Hình 6.8 là bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ và dạng sóng đầu ra của mạch khi được kết nối với tải ( $R_L$ ). Nếu không có tải, đầu ra của bộ chỉnh lưu được nối với tụ điện  $C$ , dạng sóng đầu ra lý tưởng sẽ là một hằng số và có giá trị bằng biên độ  $U_m$  của bộ chỉnh lưu.



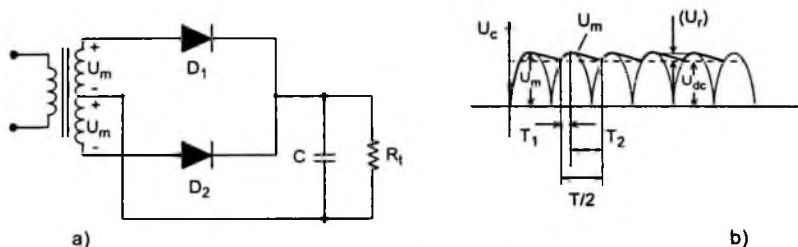


Hình 6.7a. Mạch chỉnh lưu khi chưa có tụ



Hình 6.7b. Mạch chỉnh lưu khi có tụ

Hình 6.8b là giản đồ dạng sóng đầu ra của bộ lọc tụ điện, thời gian  $T_1$  khoảng thời gian tụ điện đang nạp điện và nạp đến giá trị bằng biên độ điện áp đầu ra bộ chỉnh lưu  $U_m$ . Thời gian  $T_2$  là khoảng thời gian và điện áp bộ chỉnh lưu giảm từ  $U_m$  và đồng thời tụ điện phóng điện vào tải.



Hình 6.8. Bộ lọc tụ điện

a) Sơ đồ mạch ; b) Dạng sóng đầu ra

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

Điện áp gợn sóng  $U_{r(rms)}$ :

Điện áp gợn sóng  $U_{r(rms)}$  được tính theo công thức:

$$U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}.f.C}$$

Điện áp một chiều  $U_{dc}$ :

Ta có thể tính được giá trị điện áp một chiều ở đầu ra bộ lọc dùng tụ điện

$$U_{dc} = U_m - \frac{I_{dc}}{4.f.C}$$

Trong đó:  $U_m$  – Biên độ điện áp sau bộ chỉnh lưu;

$I_{dc}$  – Dòng điện tải tính mA;

$C$  – Điện dung tụ lọc tính  $\mu\text{F}$ ;

$f$  – Tần số tín hiệu vào tính bằng kHz.

**Ví dụ 6.3:** Tính toán điện áp gợn sóng, điện áp một chiều đầu ra và độ gợn sóng của bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ với bộ lọc dùng tụ  $C = 100\mu\text{F}$  nối với tải tiêu thụ dòng 50mA, tần số tín hiệu vào là 60Hz.

**Bài giải:**

$$\text{Ta có điện áp gợn sóng: } U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}.f.C}$$

$$\text{Thay số vào ta có: } U_{r(rms)} = \frac{50}{4\sqrt{3}.60.10^{-3}.100} = 1,2\text{V}$$

Ta có điện áp một chiều đầu ra:

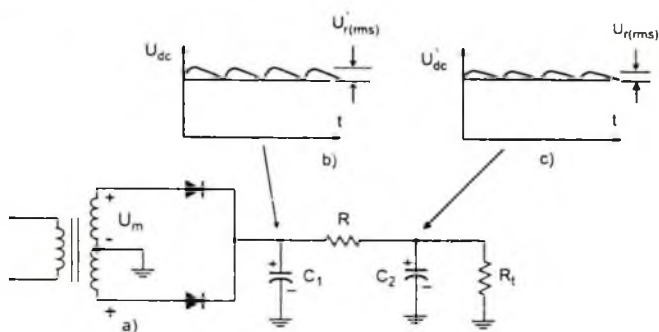
$$U_{dc} = U_m - \frac{I_{dc}}{4.f.C} = 30 - \frac{50}{4.60.10^{-3}.100} = 27,9\text{V}$$

$$\text{Độ gợn sóng: } r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\%$$

$$\text{Thay số: } r = \frac{1,2\text{V}}{27,9\text{V}}.100\% = 4,3\%$$

### 6.3.2. Bộ lọc RC

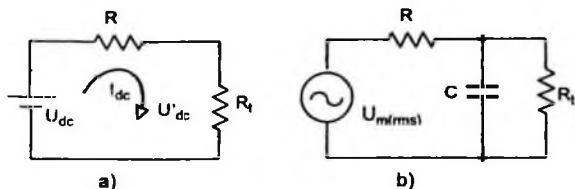
Để giảm nhỏ độ gợn sóng ở đầu ra bộ lọc tụ điện ta mắc thêm khâu lọc  $R$  (hình 6.9a). Tín hiệu đầu ra của khâu lọc được chỉ ra trên hình 6.9b, 6.9c.



Hình 6.9. 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:

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



**Hình 6.10. Sơ đồ tương đương của mạch lọc RC**

**Ví dụ 6.4:** Tính điện áp một chiều ra tải có điện trở  $R_t = 1k\Omega$ . Khâu lọc RC có thông số  $R = 120\Omega$ ,  $C = 10\mu F$ . Điện áp  $U_{dc}$  qua bộ lọc tụ điện  $U_{dc} = 60V$ .

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

Xét ảnh hưởng của bộ lọc RC đối với thành phần AC, độ gợn sóng được biểu hiện như sơ đồ hình 6.9b.

Khi đó độ gợn sóng được xác định như sau:

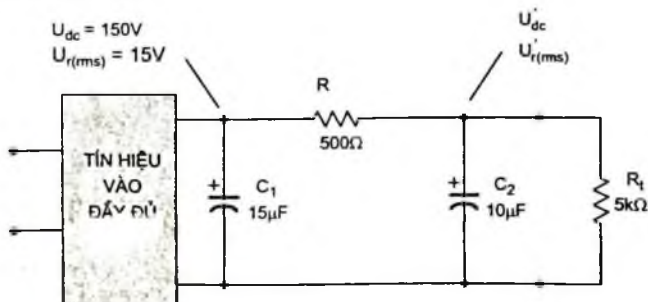
$$U'_{r(rms)} \approx \frac{X_C}{R} \cdot U_{r(rms)}$$

Đối với một bộ chỉnh lưu có chu kỳ, có gợn sóng ở tần số 120Hz, trở kháng của tụ điện được tính theo công thức:

$$X_C = \frac{1,3}{C}$$

với đơn vị của C là  $\mu F$ ,  $X_C$  là  $k\Omega$ .

**Ví dụ 6.5:** Tính toán các thành phần một chiều và xoay chiều của tín hiệu ra tải  $R_t$  của mạch sau:



**Hình 6.11. Mạch lọc RC**

**Bài giải:**

Tính toán thành phần DC:

$$U_{dc} = \frac{R_1}{R + R_1} \cdot U_{dc} = \frac{5k\Omega}{500\Omega + 5k\Omega} \cdot 150V = 136,4V$$

Tính toán thành phần AC:

$$X_c = \frac{1,3}{C} = \frac{1,3}{10} = 0,13k\Omega = 130\Omega$$

Trở kháng bộ lọc là thành phần xoay chiều AC điện áp đầu ra:

$$U_{r(rms)} \approx \frac{X_c}{R} \cdot U_{r(rms)} = \frac{130}{500} \cdot (15V) = 3,9V$$

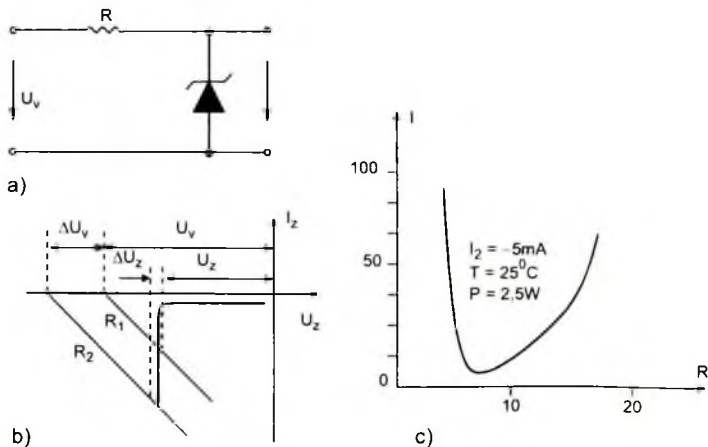
$$\text{Độ gợn sóng đầu ra: } r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} \cdot 100\% = \frac{3,9V}{136,4V} \cdot 100\% = 2,86\%$$

## 6.4. MẠCH ỔN ÁP

### 6.4.1. Mạch ổn áp dùng diode zener

Sơ đồ mạch ổn áp dùng diode zener như hình 6.12a.

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:



**Hình 6.12** a) Mạch ổn áp dùng diode zener; b) Đồ thị đặc tính ổn định, c) Sự phụ thuộc của điện trở động vào điện áp ổn định

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

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

$$r_{dz} = \frac{dU_z}{dI_z}$$

Căn cứ vào công thức trên có thể thấy rằng độ dốc của đặc tuyến ở ph đánh thủng có tác dụng quyết định đến chất lượng ổn định của diode. Khi đi 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  $R_i$  được tính bằng tỷ số giữa điện áp đặt vào và dòng điện qua diode:

$$R_i = U_z/I_z$$

Hệ số ổn định được định nghĩa bằng tỷ số giữa các biến đổi tương đối c dòng điện qua diode và điện áp rơi trên diode do dòng này gây ra:

$$Z = (dI_z/I_z)(dU_z/U_z) = R_i/r_{dz} = R_i/r_{dz}$$

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

Để đạt hệ số ổn định cao, với một sự biến đổi dòng điện qua diode đã c trước, điện áp rơi trên diode (do dòng này gây ra) phải biến đổi nhỏ nhất. C diode ổn định Si thường có  $Z > 100$ . Trở kháng ra của mạch ổn định cũng là n thông số chủ yếu đánh giá chất lượng của mạch:

$$R_r = \Delta U_r / \Delta I_r$$

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

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

Hệ số nhiệt độ của điện áp ổn định  $\theta_i$ , hệ số này cho biết sự biến đổi tươ đổi của điện áp ổn định khi nhiệt độ thay đổi  $1^\circ\text{C}$ :

$$\theta_i = (1/U_z)(du_z/dt) | I_z = \text{const}$$

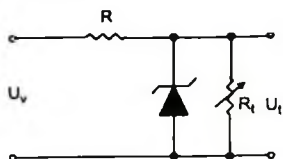
Hệ số này xác định bởi hệ số nhiệt độ của điện áp đánh thủng chuyển t p-n. Sự phụ thuộc của điện áp ổn định vào nhiệt độ có dạng:

$$U_z = U_{z0} [1 + \theta_i (T - T_0)]$$

Trong đó  $U_{z0}$  là điện áp ổn định của diode zener ở nhiệt độ  $T_0$ .

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

**Ví dụ 6.6:** Cho mạch điện như hình 6.13 với  $R = 1k\Omega$ ,  $U_v = 50V$ ,  $U_z = 10V$ ,  $I_{zmax} = 32mA$ . Hãy xác định khoảng giới hạn của  $R_1$  để mạch làm việc trong dải ổn áp.



Hình 6.13. Mạch ổn áp dùng diode zen.

**Bài giải:**

Khi  $R_1 = R_{1min}$  thì dòng qua diode zener là  $I_z = I_{zmin} \approx 0$ .

Theo công thức phân áp:

$$U_z = U_v = \frac{R_{1min}}{R + R_{1min}} U_v \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R_{1min} = \frac{U_z R}{U_v - U_z}$$

thay số tính được:

$$R_{1min} = 250\Omega$$

Khi  $R_1 = R_{1max}$  ta có:

$$U_R = U_v - U_z = 50V - 10V = 40V$$

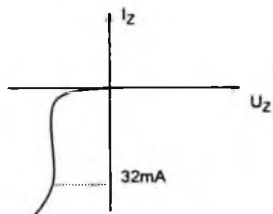
Dòng chạy qua R:

$$I_R = 40/1k\Omega = 40mA$$

Dòng chạy qua  $R_1$ :  $I_1 = I_{1min} = I_R - I_{zmax} = 40mA - 32mA = 8mA$

Suy ra:  $R_1 = R_{1max} = U_z / I_{1min} = 10V / 8mA = 1,25k\Omega$ .

Vậy, khi  $R_1$  biến đổi trong dải ( $250\Omega - 1,25k\Omega$ ) thì mạch làm việc trong dải ổn áp.



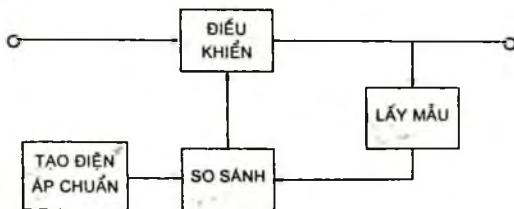
Hình 6.14. Đặc tuyến ra của diode zener

**6.4.2. Mạch ổn áp dùng transistor**

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 nhất định ngay cả khi giá trị đầu vào của mạch thay đổi hoặc tải của mạch thay đổi.

**6.4.2.1. Mạch ổn áp nối tiếp**

Sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp được biểu diễn ở hình 6.15.



Hình 6.15. Sơ đồ mạch ổn áp nối tiếp

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 đầu ra.

Trên hình 6.16 là một mạch ổn áp nối tiếp đơn giản dùng một transistor và một diode zener. Trong sơ đồ  $T_1$  đóng vai trò phần tử điều khiển, diode zener đóng vai trò nguồn điện áp chuẩn, hoạt động mạch như sau:

Nếu điện áp đầu ra giảm  $\rightarrow$  làm  $U_E$  giảm  $\rightarrow U_{BE1}$  tăng làm cho  $T_1$  dẫn mạnh hơn. Vì vậy tăng được điện áp đầu ra  $\rightarrow$  duy trì được điện áp đầu ra ổn định.

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

**Ví dụ 6.7:** Tính toán điện áp đầu ra và dòng qua diode zener mạch ổn hình 6.16, cho  $R_1 = 1k\Omega$ ,  $U_Z = 12V$ ,  $R = 220\Omega$ ,  $\beta = 50$ ,  $U_V = 20V$ ,  $U_{BE} = 0,7V$ .

**Bài giải:**

$$U_r = U_Z - U_{BE} = 12V - 0,7V = 11,3V.$$

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

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

Dòng chạy qua  $R_1$ :  $I_1 = \frac{U_r}{R_1} = \frac{11,3V}{1k\Omega} = 11,3mA = I_E \approx I_C$

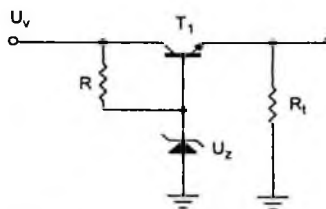
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{11,3mA}{50} = 226\mu A$$

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

a) Mạch ổn áp bù

Sơ đồ mạch được biểu diễn trên hình 6.17. Hai điện trở  $R_1$  và  $R_2$  đóng vai trò như một mạch lấy mẫu, diode zener  $D_Z$  cung cấp điện áp tham chiếu và transistor  $T_2$  điều khiển dòng base của transistor  $T_1$  để thay đổi dòng qua transistor  $T_1$  duy trì được điện áp ở đầu ra.

Nếu điện áp đầu ra tăng qua phân áp  $R_1$  và  $R_2$ , điện áp  $U_2$  tăng, làm điện áp  $U_{BE}$  của  $T_2$  tăng (điện áp  $U_Z$  không đổi), làm dòng qua  $T_2$  tăng dẫn đến dòng



Hình 6.16. Mạch ổn áp đơn giản

của  $T_1$  giảm làm cho dòng qua tải giảm. Điện áp đầu ra giảm, vì vậy duy trì đủ điện áp đầu ra của mạch. Trường hợp điện áp đầu ra giảm, giải thích tương tự.

Điện áp  $U_2$  bằng tổng của điện áp  $U_{BE2}$  của  $T_2$  và  $U_Z$  và được tính:

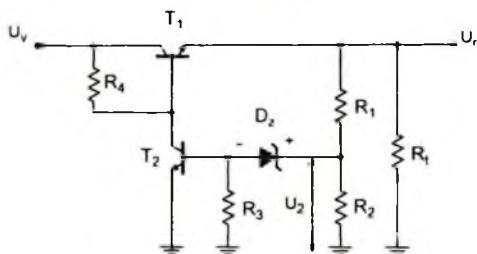
$$U_2 = U_{BE2} + U_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_r$$

Do đó điện áp đầu ra  $U_r$  được xác định:

$$U_r = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (U_Z + U_{BE2})$$

**Ví dụ 6.8:** Cho mạch điện như hình vẽ 6.17.

Trong đó cho  $R_1 = 20k\Omega$ ,  $U_Z = 8.3V$ ,  $R_2 = 30k\Omega$ . Tính điện áp ổn áp ra?



Hình 6.17. Mạch ổn áp bù

**Bài giải**

Theo công thức:  $U_r = \frac{R_1 + R_2}{R_2} (U_Z + U_{BE2})$

Thay số vào ta có điện áp ổn áp ra sẽ là:

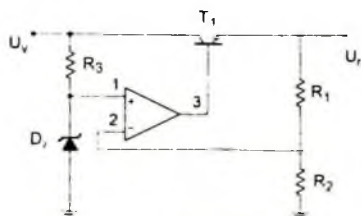
$$U_r = \frac{20k\Omega + 30k\Omega}{30k\Omega} (8.3V + 0.7V) = 15V$$

**b) Mạch ổn áp nối tiếp dùng khuếch đại thuật toán (OA)**

Hiện nay một số mạch ổn áp nối tiếp đã sử dụng khuếch đại thuật toán.

Trong hình 6.18 bộ OA so sánh điện áp tham chiếu trên diode zener với điện áp hồi tiếp từ bộ phân áp  $R_1$  và  $R_2$ . Nếu điện áp đầu ra thay đổi  $T_1$  sẽ điều chỉnh để điện áp ra này không thay đổi. Điện áp ra được tính theo công thức:

$$U_r = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_Z$$



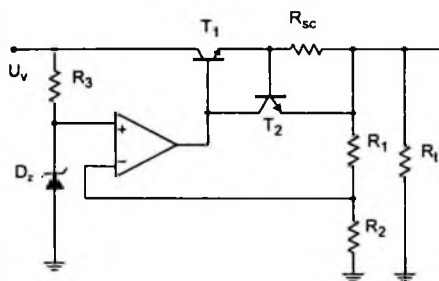
Hình 6.18. Mạch ổn áp nối tiếp dùng OA



### c) Mạch hạn chế dòng điện

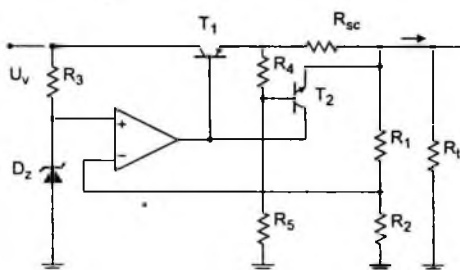
Để bảo vệ mạch ổn áp khi bị quá tải hoặc ngắn mạch thì sơ đồ ổn áp được vẽ lại như hình 6.19.

Khi dòng tải  $I_L$  tăng thì điện áp rơi trên  $R_{sc}$  (sampling circuit – điện trở này đóng vai trò mạch lấy mẫu) cũng tăng lên. Khi điện áp trên  $R_{sc}$  tăng đủ lớn, làm  $T_2$  mở,  $T_2$  mở làm dòng cực base của transistor  $T_1$  giảm, và làm giảm dòng tải qua transistor  $T_1$ , tránh cho  $R_L$  quá tải. Như vậy hoạt động của  $R_{sc}$  và  $T_2$  làm hạn chế dòng tải cực đại.



Hình 6.19. Mạch hạn chế dòng

Mạch hạn chế dòng (hình 6.19) chỉ làm giảm điện áp tải khi dòng điện vượt quá giá trị giới hạn. Hình 6.20 là mạch hạn chế dòng cải tiến. Mạch này sẽ làm giảm cả điện áp ra và dòng điện ra bảo vệ tải khỏi quá dòng. Trong sơ đồ này có thêm bộ phân áp  $R_4$  và  $R_5$ , bộ phân áp sẽ lấy một phần điện áp tại đầu ra của  $T_1$ . Khi dòng  $I_L$

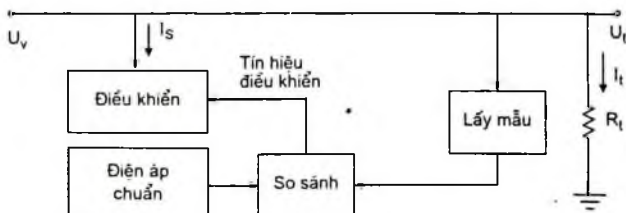


Hình 6.20. Mạch hạn chế dòng cải tiến

tăng lên đến giá trị cực đại, điện áp rơi trên  $R_{sc}$  đủ lớn mở  $T_2$  để hạn chế dòng. Nếu điện trở tải nhỏ, điện áp điều khiển  $T_2$  mở nhỏ. Khi điện trở tải trở lại giá trị của nó, mạch điện trở lại hoạt động ổn áp.

### 6.4.2.2. Ổn áp song song

Mạch ổn áp song song thực hiện ổn áp bằng dòng tiêu hao song song với để ổn định điện áp ra. Hình 6.21 là sơ đồ khối của mạch ổn áp đó.

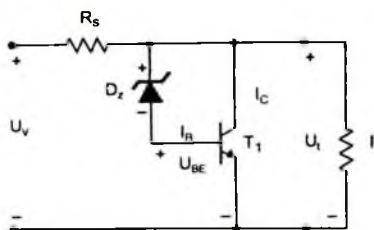


Hình 6.21. Sơ đồ khối mạch ổn áp song song

Điện áp đầu vào 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 (hình 6.22)*

Trên điện trở  $R_s$  điện áp chưa ổn định, sụt áp do dòng cung cấp tới tải  $R_l$ . 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 trên tải. Điện áp ra trên tải là:



**Hình 6.22. Mạch ổn áp song song đơn giản**

$$U_l = U_z + U_{BE}$$

**Ví dụ 6.9:** Cho mạch điện như hình 6.22 với  $R_s = 120\Omega$ ,  $R_l = 100\Omega$ ,  $U_z = 8,2V$ ,  $U_v = 22V$ . Xác định điện áp ổn áp ra, dòng  $I_c$ ,  $I_b$ ,  $I_s$ ?

**Bài giải:**

Điện áp ổn áp trên tải là:

$$U_l = U_z + U_{BE} = 8,2V + 0,7V = 8,9V$$

Dòng qua tải là:

$$I_l = \frac{U_l}{R_l} = \frac{8,9V}{100\Omega} = 89mA$$

Với điện áp vào 22V, dòng qua  $R_s$  là:

$$I_s = \frac{U_v - U_l}{R_s} = \frac{22V - 8,9V}{120\Omega} = 109mA$$

Do đó dòng qua collector là:

$$I_c = I_s - I_l = 109mA - 89mA = 20mA$$

*b) Mạch ổn áp song song dùng 2 transistor*

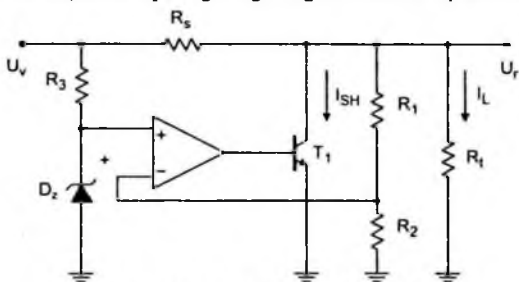
Mạch điện như hình 6.23.

Diode zener cung cấp một điện áp chuẩn, do đó điện áp trên  $R_1$  sẽ quyết định điện áp ra. Khi điện áp ra 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 của  $T_1$  lớn hơn mạch dùng một transistor vì vậy ổn định dòng qua tải lớn hơn. Điện áp ra được xác định như sau:

$$U_i = U_o = U_z + U_{BE1} + U_{BE2}$$

c) Mạch ổn áp song song dùng OA

Hình 6.24 là mạch ổn áp song song dùng OA như là bộ so sánh điện áp.

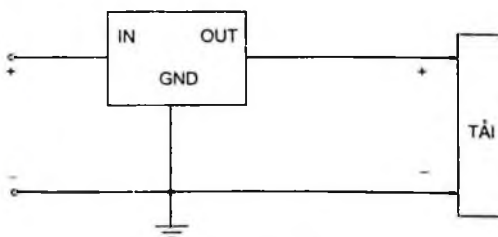


Hình 6.24. Mạch ổn áp dùng OA

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 chỉnh sụt áp trên  $R_s$ , vì vậy điện áp ra được ổn định.

### 6.4.3. Ổn áp dùng IC

Rất nhiều mạch ổn áp 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



Hình 6.25. Sơ đồ khối bộ ổn áp dùng IC

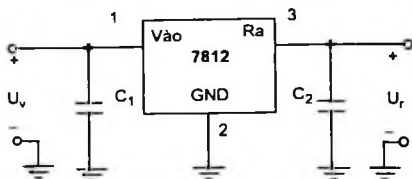
thì như nhau. Điện áp ổn áp cũng có thể điều chỉnh được hoặc có thể là cố định. Dòng tải của các IC từ hàng trăm mA đến hàng chục A, do đó rất phù hợp với nhiều mạch thiết kế yêu cầu gọn nhẹ.

Hình 6.25 cho thấy sự ghép nối IC ổn áp 3 chân với mạch.

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

### 6.4.3.1. Ổn áp cố định dùng IC

Họ IC 78xx cung cấp điện áp ra cố định từ (+)5V đến (+)24V. Ký hiệu xx để chỉ điện áp ra, ví dụ 7805 là ổn áp 5V, 7824 là ổn áp 24V. Sơ đồ mạch mắc trong thực tế như hình 6.26.



Hình 6.26. Mạch ổn áp dùng 7812

Trong đó:

- Chân 1 được nối với điện áp vào.
  - Chân 2 được nối với mát.
  - Chân 3 được nối với tải.
  - Tụ điện  $C = 0,1\mu\text{F}$  để cải thiện quá trình quá độ và lọc nhiễu tần số cao.
- Dòng điện đưa ra của họ 78xx thường  $\leq 1\text{A}$ .

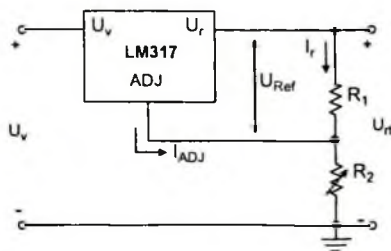
Họ 79xx tương tự như họ 78xx nhưng cung cấp điện áp ra cố định từ -5 đến -24V.

### 6.4.3.2. Ổn áp dùng IC có thể điều chỉnh được điện áp ra

Các IC ổn áp cũng sẵn có một số loại cho phép người sử dụng có thể điều chỉnh điện áp ra như mong muốn. LM317 (hình 6.27) 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).

Tính toán điện áp ra cho mạch theo công thức sau:



Hình 6.27. Mạch ổn áp dùng LM317

$$U_r = U_{\text{Ref}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{\text{adj}} R_2$$

Trong đó:  $U_{kcr} = 1.25V$  và  $I_{adj} = 100\mu A$

**Ví dụ 6.10:** Xác định điện áp ra của IC LM317 với  $R_1 = 240\Omega$  và  $R_2 = 2.4k\Omega$

**Bài giải:** Theo công thức (\*) ta có:

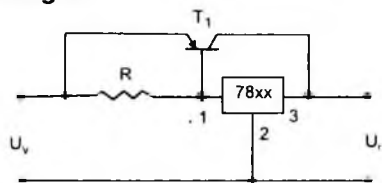
$$\begin{aligned}U_r &= 1.25V \left(1 + \frac{2.4k\Omega}{24k\Omega}\right) + (100\mu A)(2.4k\Omega) \\ &= 13.75V + 0.24V = 13.99V\end{aligned}$$

IC LM318 cũng tương tự như vậy nhưng điện áp ra là điện áp (-).

## 6.4.4. Một số mạch ổn áp khác dùng IC

### 6.4.4.1. Mạch tăng dòng 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 6.28.



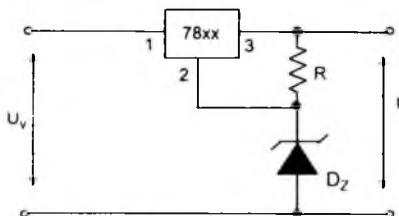
Hình 6.28. Mạch tăng dòng ra

### 6.4.4.2. Mạch tăng điện áp ra

Để tăng điện áp ra đầu thêm diode zener vào chân 2 của IC như hình 6.29.

Khi đó điện áp ra sẽ là:

$$U_r = U_i + U_{r78xx}$$



Hình 6.29. Mạch tăng điện áp ra

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 6

**Bài 1:** Biết điện áp một chiều ra sau bộ chỉnh lưu là  $U_{dc} = 20V$ . Hãy tìm điện áp gợn sóng khi bộ chỉnh lưu là:

- Bộ chỉnh lưu nửa chu kỳ;
- Bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ.

**Bài 2:** Cho một bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có tụ lọc  $C = 100\mu F$ , điện áp vào bộ chỉnh lưu có tần số  $f = 50Hz$ . Khi nối với một điện trở tải  $R_L = 2.5k$  điện áp một chiều ra là  $U_{dc} = 12V$ . Tính độ gợn sóng của mạch.

**Bài 3:** Cho một bộ chỉnh lưu có dùng tụ lọc  $C = 500\mu F$ , dòng điện ch. qua tải là  $200mA$  với hệ số gợn sóng là  $8\%$ . Tính điện áp dinh ( $U_m$ ) đưa vào bộ chỉnh lưu và điện áp trên tụ, biết điện áp đầu vào là  $50Hz$ .

**Bài 4:** Hãy tính điện áp gợn sóng tại đầu ra của bộ lọc RC ( $R = 100\Omega$ ,  $C = 100\mu\text{F}$ ).

Biết tín hiệu vào bộ lọc là 50V với điện áp gợn sóng 2,5V (tín hiệu này được lấy từ bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có dùng tụ lọc).

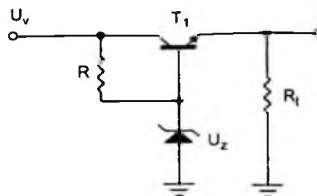
**Bài 5:** Cho mạch điện như hình 1.

Biết  $R = 1,8\text{k}\Omega$ ;  $U_z = 8,3\text{V}$ ;

$R_1 = 2\text{k}\Omega$ ;

$U_v = 20\text{V}$ ; transistor Si có  $\beta = 50$ .

Hãy tính điện áp ra  $U_1$  và dòng điện chạy qua zener.



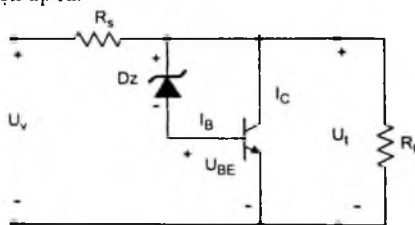
Hình 1

**Bài 6:** Cho mạch điện như hình 2.

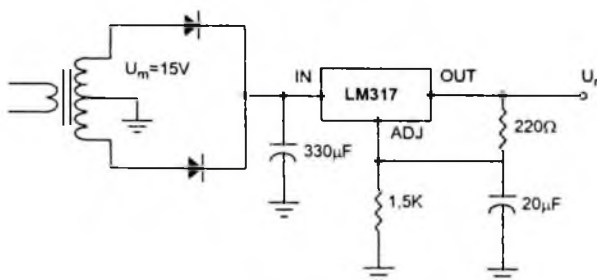
Biết  $R_s = 33\Omega$ ;  $U_z = 10\text{V}$ ;  $R_1 = 100\Omega$ . Hãy tính điện áp ổn áp đầu ra và dòng điện tại các cực của transistor.

**Bài 7:** Cho mạch ổn áp như hình 3.

Hãy xác định điện áp ra.



Hình 2



Hình 3

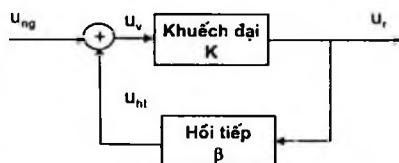
## Chương 7

# DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ

### 7.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Các mạch tạo dao động điều hoà được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin, trong các máy đo, máy kiểm tra, thiết bị y tế... Hiểu một cách đơn giản mạch dao động là mạch tạo ra tín hiệu.

Tổng quát người ta chia ra làm hai loại mạch dao động là dao động điều hoà tạo ra các tín hiệu dạng hình sin và dao động tích thoát tạo ra các tín hiệu không sin như răng cưa, xung nhọn, tam giác, vuông. Trong nội dung của chương này chúng ta chỉ nghiên cứu các mạch dao động điều hoà.



Hình 7.1. Sơ đồ khối mạch dao động điều hoà

Một mạch dao động điều hoà có sơ đồ khối như hình 7.1:

Điều kiện để tồn tại dao động là:

- Điều kiện về biên độ:  $K \cdot \beta \geq 1$
- Điều kiện về pha:  $\varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi$

Trong đó:  $K = \frac{u_r}{u_v}$  - Hệ số khuếch đại;

$\beta = \frac{u_{hl}}{u_r}$  - Hệ số hồi tiếp;

$\varphi_K$  - Góc di pha của bộ khuếch đại;

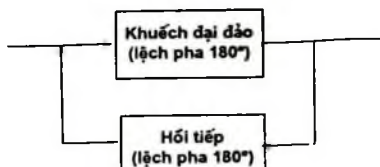
$\varphi_\beta$  - Góc di pha của mạch hồi tiếp.

Nếu  $K \cdot \beta \gg 1$  và đảm bảo điều kiện về pha thì mạch dao động đạt ổn định nhanh nhưng dạng tín hiệu ra bị méo còn nếu  $K \cdot \beta > 1$  và gần bằng 1 thì mạch đạt độ ổn định chậm nhưng ít méo, còn nếu  $K \cdot \beta < 1$  thì mạch không dao động.

### 7.2. MẠCH DAO ĐỘNG DI PHA

Mạch dao động di pha thường được sử dụng để tạo ra các dao động có tần số thấp. Sơ đồ khối của mạch dao động di pha có dạng như hình 7.2.

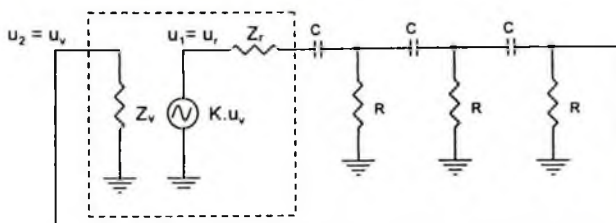
Phần khuếch đại có thể sử dụng transistor, FET, OA làm mạch khuếch đại đảo (lệch pha  $180^\circ$ ). Phần hồi tiếp sử dụng ba mắt RC mắc nối tiếp, mỗi mắt làm lệch pha  $60^\circ$  nên phần hồi tiếp làm lệch pha  $180^\circ$ . Như vậy điều kiện về pha đã đảm bảo.



Hình 7.2. Sơ đồ khối mạch dao động di pha

Xét điều kiện về biên độ và tính tần số dao động:

Một mạch dao động di pha có sơ đồ tương đương như hình 7.3:



Hình 7.3. Sơ đồ tương đương của mạch di pha

Nếu trở kháng vào  $Z_v$  của mạch khuếch đại đủ lớn và trở kháng ra  $Z_r$  nhỏ thì:  $u_2 = u_v$ ,  $u_1 = u_r = K.u_v$ . Khi đó khâu hồi tiếp tương đương như hình 7. Để xác định điều kiện về biên độ và tính tần số dao động cần trải qua 4 bước.

– Viết phương trình tính hệ số hồi tiếp  $\beta = \frac{u_1}{u_2}$  (đây sẽ là một phương trình dạng số phức).

– Rút gọn phương trình về dạng  $\beta = a + bj$

– Cho  $b = 0$  để tính tần số dao động  $f_0$ .

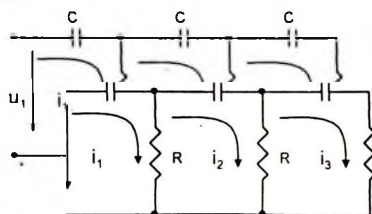
– Thay  $f_0$  vào phương trình của  $\beta$  để xác định giá trị  $\beta$  tại  $f_0$  và suy ra điều kiện về biên độ.

$$\text{Theo hình 7.3 ta có } \beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R \cdot i_3}{u_1}$$

Áp dụng định luật Kirkhoff với vòng điện kín ta viết được 3 phương trình:

$$-u_1 + \left(\frac{1}{-j\omega C}\right)i_1 + R(i_1 - i_2) = 0$$

$$R(i_2 - i_1) + \left(\frac{1}{-j\omega C}\right)i_2 + R(i_2 - i_3) = 0$$





$$R(i_3 - i_2) + \left(\frac{1}{-j\omega C}\right)i_3 + Ri_3 = 0 \quad (3)$$

Sau khi giải 3 phương trình 3 ẩn trên ta sẽ tìm được  $i_3$

$$i_3 = \frac{R^2 u_1}{R^3 - \frac{5R}{\omega^2 C^2} + j\left(\frac{1}{\omega^3 C^3} - \frac{6R^2}{\omega C}\right)}$$

Thay vào  $\beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{R \cdot i_3}{u_1}$  ta có:

$$\beta = \frac{R^3}{R^3 - \frac{5R}{\omega^2 C^2} + j\left(\frac{1}{\omega^3 C^3} - \frac{6R^2}{\omega C}\right)} = \frac{1}{\left(1 - \frac{5}{R^2 \omega^2 C^2}\right) + j\left(\frac{1}{R^3 \omega^3 C^3} - \frac{6}{R \omega C}\right)}$$

Để mạch lệch pha  $180^\circ$  thì  $\frac{1}{R^3 \omega_0^3 C^3} - \frac{6}{R \omega_0 C} = 0$  suy ra:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6RC}} \quad \text{và} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}$$

Thay  $\omega_0$  vào biểu thức  $\beta$  ta tính được:  $\beta = -\frac{1}{29}$  (dấu trừ thể hiện mạch lệch pha  $180^\circ$ ).

Điều kiện về biên độ để mạch dao động K.  $\beta \geq 1$  suy ra hệ số khuếch đại của phần khuếch đại phải thỏa mãn  $K \geq 29$ .

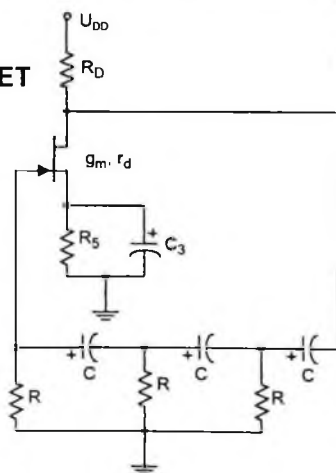
### 7.2.1. Mạch dao động di pha dùng FET

Trở kháng ra của mạch khi không có hồi tiếp là  $Z_r = r_d/R_D$ , phải thiết kế sao cho  $Z_r$  không đáng kể so với trở kháng vào của mạch hồi tiếp để tần số dao động vẫn thỏa mãn công thức:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}$$

Nếu điều kiện trên không thỏa mãn thì tần số dao động còn phụ thuộc vào cả  $Z_r$ .

Tăng khuếch đại (hình 7.5) dùng FET, hệ số khuếch đại được tính theo công thức:



Hình 7.5. Mạch dao động di pha dùng FET

$K = -g_m \cdot (r_d/R_D) \geq 29$  nên phải chọn FET có  $g_m$ ,  $r_d$  và thiết kế với  $R_D$  tương đối lớn.

**Ví dụ 7.1:**

Hãy thiết kế một bộ tạo dao động di pha dùng FET có  $g_m = 5000\mu S$ ,  $r_d = 40k\Omega$  và trở kháng của mạch hồi tiếp là  $R = 10k\Omega$ . Chọn giá trị  $C$ ,  $R_D$  sao cho bộ tạo dao động tại tần số 1kHz

**Bài giải:**

Tính toán giá trị tụ từ phương trình:  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}}$  thay giá trị vào sẽ tính được  $C = 6,5nF$ .

Tính  $R_D$ : giả sử chọn  $K = 40$  (thỏa mãn điều kiện dao động);

Giá trị  $K = g_m \cdot (r_d/R_D)$  thay số vào tính được  $R_D = 10k\Omega$ .

**7.2.2. Mạch dao động di pha dùng transistor**

Sơ đồ mạch dao động di pha dùng transistor như hình 7.6.

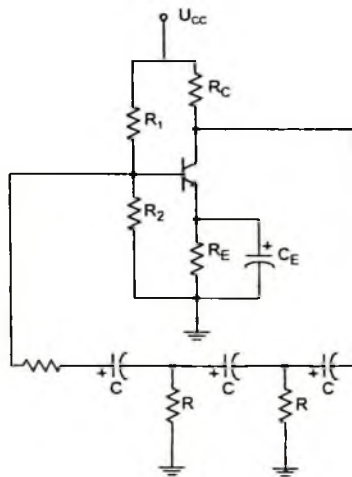
Do trở kháng ra của mạch khuếch đại dùng transistor không đủ nhỏ so với trở kháng vào của mạch hồi tiếp nên công thức tính tần số dao động như trên không còn thỏa mãn.

Tính toán chi tiết mạch (hình 7.6) di pha dùng transistor, công thức tính tần số dao động được xác định:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \frac{1}{\sqrt{6 + 4\left(\frac{R_C}{R}\right)}}$$

Để tồn tại dao động thì hệ số khuếch đại của mạch dùng transistor phải thỏa mãn:

$$K > 23 + 29 \frac{R_C}{R} + 4\left(\frac{R_C}{R}\right)^2$$



Hình 7.6. Dao động di pha dùng transistor

**7.2.3. Mạch dao động di pha dùng OA**

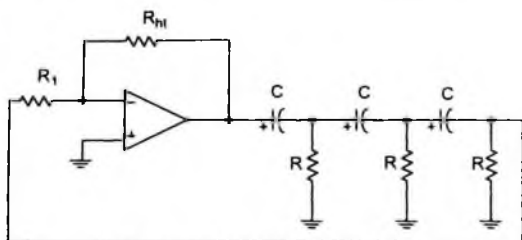
Do OA có trở kháng vào lớn và trở kháng ra nhỏ nên rất phù hợp sử dụng trong mạch tạo dao động di pha (hình 7.7).

Hệ số khuếch đại của mạch khuếch đại dùng OA:

$$K = -\frac{R_{ht}}{R_1}$$

Để đảm bảo điều kiện về biên độ thì  $K \geq 29$  do đó phải chọn  $R_{ht} \geq 29R_1$ .

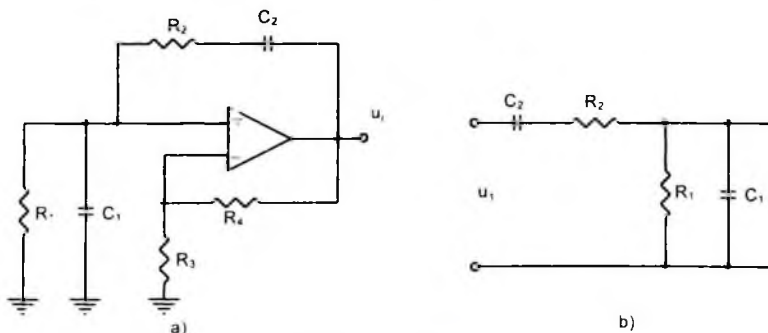
Tần số dao động được tính theo công thức  $f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$ .



Hình 7.7. Mạch di pha dùng OA

### 7.3. MẠCH DAO ĐỘNG CẦU WIEN

Mạch dao động cầu Wien cũng là dạng mạch di pha. Mạch sử dụng C mắc theo kiểu không đảo nên khâu hồi tiếp phải có độ lệch pha  $0^\circ$ . Hình 7. cho thấy một mạch cầu Wien cơ bản và hình 7.8b là khâu hồi tiếp.



Hình 7.8 a) Mạch dao động cầu Wien; b) Khâu hồi tiếp

Tìm điều kiện dao động và tần số dao động:

Ta có:

$$\beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}}$$

Sau khi biến đổi ta có:

$$\beta = \frac{\omega R_1 C_2}{\omega(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2) + j(\omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2 - 1)}$$

Tại tần số dao động  $\omega_0$

$$\omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 - 1 = 0 \text{ suy ra } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ và } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\text{Tại tần số dao động } f_0 \text{ ta có } \beta = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_2}{C_1}}$$

Trong trường hợp đặc biệt  $R_1 = R_2 = R$  và  $C_1 = C_2 = C$  thì tần số dao động sẽ là:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \text{ và } \beta = \frac{1}{3}$$

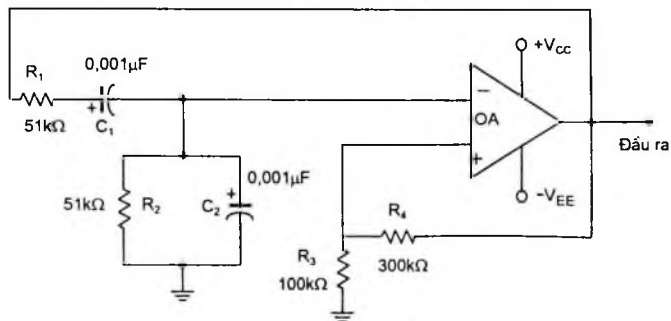
Khi đó điều kiện về biên độ:  $K\beta \geq 1$  tương đương với  $K \geq 3$ , với  $K = 1 + \frac{R_4}{R_3}$  suy

ra  $\frac{R_4}{R_3} \geq 2$ .

Nếu  $K < 3$  mạch sẽ không dao động, nếu  $K \gg 3$  mạch dao động nhưng tín hiệu ra sẽ bị méo dạng, với mạch này đầu tiên ta chọn cho  $K > 3$  sau đó đi chỉnh xuống gần bằng 3 để giảm méo.

**Ví dụ 7.2:**

- Tính toán tần số cộng hưởng của mạch cầu Wien hình 7.9.
- Thiết kế mạch cầu Wien để có tần số dao động  $f_0 = 10\text{kHz}$ .



Hình 7.9. Bộ tạo dao động cầu Wien

**Bài giải:**

a) Sử dụng công thức trên ta có:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(51 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6})} = 3120,7\text{kHz}$$

b) Sử dụng giá trị cân bằng R và C ta chọn R = 100kΩ và tính toán giá trị C theo công thức trên ta có:

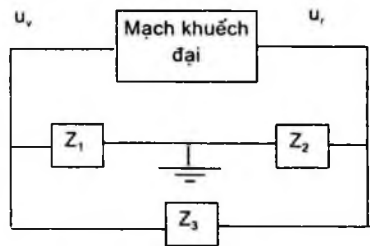
$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R} = \frac{1}{6,28(10 \times 10^3)(100 \times 10^3)} = \frac{10^{-9}}{6,28} = 159\text{nF}$$

Chọn R<sub>1</sub> = 300kΩ và R<sub>2</sub> = 100kΩ đảm bảo tỷ số R<sub>2</sub>/R<sub>1</sub> lớn hơn 2 để mạch có thể dao động.

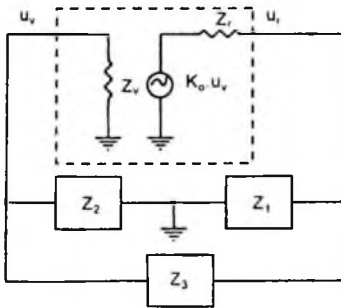
### 7.4. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG CỘNG HƯỞNG

Các mạch dao động di pha chỉ được sử dụng để tạo ra dao động tần thấp, để tạo dao động tần số cao thường sử dụng các mạch dao động cộng hưởng. Hình 7.10a là sơ đồ tổng quát của mạch dao động cộng hưởng. Z<sub>1</sub>, Z<sub>2</sub>, Z<sub>3</sub> là các phần tử điện kháng, có thể là dung kháng hoặc cảm kháng. Tại tần số cộng hưởng thì Z<sub>1</sub> + Z<sub>2</sub> + Z<sub>3</sub> = 0.

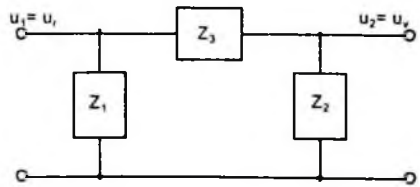
Để tính toán các điều kiện dao động ta sử dụng mô hình như hình 7.10b



Hình 7.10a. Mạch tạo dao động cộng hưởng



b)



c)

Hình 7.10b, c. Mô hình tương đương mạch cộng hưởng

Nếu trở kháng vào Z<sub>v</sub> của mạch khuếch đại thỏa mãn điều kiện Z<sub>v</sub> >> Z<sub>2</sub> (điều kiện này thường được thỏa mãn vì Z<sub>2</sub> thường rất nhỏ).

Tính hệ số hồi tiếp  $\beta$ :

$$\text{Sử dụng hình 7.10c ta có: } u_2 = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} u_1 \text{ mà } \beta = \frac{u_2}{u_1} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

Vì  $Z_1 \gg Z_2$  nên trong sơ đồ hình 7.10b ta có  $Z_1 // Z_2 \approx Z_2$ . Gọi  $Z_L$  là tổng trở kháng phản hồi tiếp. Ta có:

$$Z_L = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$$

Điện áp đầu ra bộ khuếch đại:

$$u_r = \frac{Z_L}{Z_r + Z_L} K_0 \cdot u_v \quad (K_0 \text{ là hệ số khuếch đại của mạch khuếch đại khi hở tải}).$$

Hệ số khuếch đại của mạch khuếch đại:

$$K = \frac{u_r}{u_v} = \frac{Z_L}{Z_r + Z_L} K_0 \text{ Thay } Z_L \text{ vào ta có:}$$

$$K = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1(Z_2 + Z_3) + R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3)} K_0$$

$$\text{Xét } \beta K = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1(Z_2 + Z_3) + R_0(Z_1 + Z_2 + Z_3)} K_0$$

$$\text{Tại tần số cộng hưởng } Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0 \text{ nên } \beta K = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} K_0 = -\frac{Z_2}{Z_1} K_0$$

$$\text{Điều kiện } \beta K \geq 1 \text{ trở thành điều kiện: } K_0 \leq -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Giải phương trình  $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$  ta sẽ tìm được tần số cộng hưởng  $f_0$ .

Tùy theo  $Z_1, Z_2, Z_3$  và tính chất của mạch khuếch đại ta có các dạng mạch cộng hưởng sau:

Tên mạch	$Z_1$	$Z_2$	$Z_3$	Mạch khuếch đại
Hartley	L	L	C	Khuếch đại đảo
	L	C	L	Khuếch đại lặp
Colpitts	C	C	L	Khuếch đại đảo
	L	C	C	Khuếch đại không đảo
Clapp	C	C	LC nối tiếp	Khuếch đại đảo

#### 7.4.1. Bộ tạo dao động Colpitts

Một mạch dao động Colpitts dùng JFET trong thực tế như hình 7.11. sánh với sơ đồ tổng quát ta có  $Z_1, Z_2$  là phần tử dung kháng,  $Z_3$  là phần tử c kháng, bộ khuếch đại đảo dùng FET. RFC là cuộn chặn cao tần (Radio-frequency choke). Với giá trị của  $Z_1, Z_2, Z_3$  lần lượt như sau:

$$Z_1 = \frac{1}{-j\omega C_1}$$

$$Z_2 = \frac{1}{-j\omega C_2}$$

$$Z_3 = j\omega L$$

Thay vào phương trình  $Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0$  ta tính được tần số dao động:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_T}}$$

với

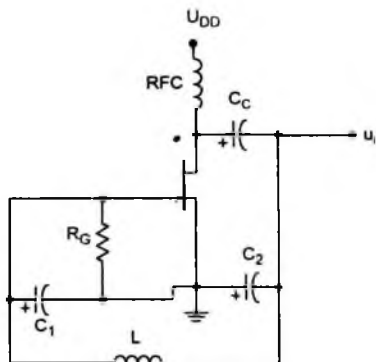
$$C_T = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

$$\text{Điều kiện về biên độ } K_0 \leq -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{C_1}{C_2}$$

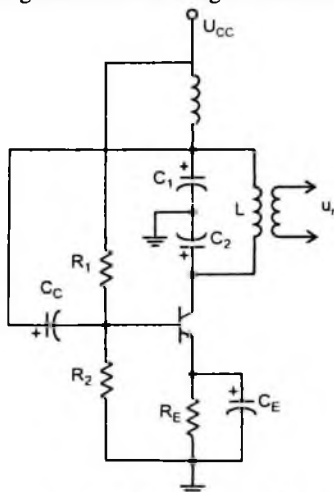
Hệ số khuếch đại khi hở tải của mạch khuếch đại trong trường hợp này là  $K_0 = -g_m \cdot r_d$ . Như vậy phải chọn JFET và các tụ  $C_1$  và  $C_2$  thỏa mãn điều kiện

$$g_m \cdot r_d \leq \frac{C_1}{C_2}$$

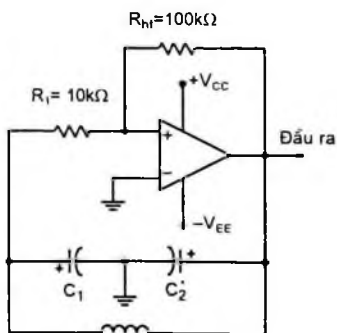
Ngoài mạch Colpitts dùng JFET trong thực tế người ta còn sử dụng mạch dùng transistor và dùng OA như hình 7.12 và 7.13.



Hình 7.11. Mạch tạo dao động Colpitts dùng JFET



Hình 7.12. Mạch tạo dao động Colpitts dùng transistor



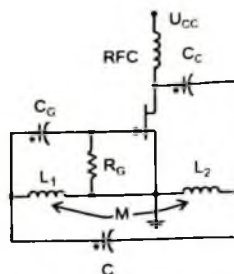
Hình 7.13. Mạch tạo dao động Colpitts dùng OA

## 7.4.2. Bộ tạo dao động Hartley

Bộ tạo dao động Hartley dùng FET như hình 7.14. Chú ý rằng điện cảm  $L_1$ ,  $L_2$  được mắc nối tiếp nên điện cảm của toàn mạch là  $L_{td} = L_1 + L_2 + 2M$  với  $M$  là hồ cảm. Tần số dao động của mạch này được tính theo công thức sau:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{td}C}}$$

$$L_{td} = L_1 + L_2 + 2M$$



Hình 7.14. Mạch dao động Hartley dùng FET

## 7.5. CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH

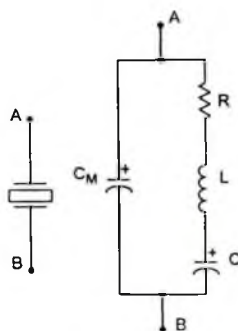
Khi yêu cầu mạch tạo dao động có tần số ổn định cao mà dùng các biện pháp bình thường như ổn định nguồn cung cấp, ổn định tải... vẫn không đảm bảo được độ ổn định tần số thì dùng mạch thạch anh để ổn định tần số, vì thạch anh có tính chất rất đáng quý là độ bền cơ học cao, ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ, độ ẩm và các tác dụng hoá học.

Thạch anh có tính chất áp điện, nghĩa là dưới tác dụng của điện trường thì sinh ra dao động cơ học và ngược lại khi có dao động cơ học thì sinh ra điện tích, do đó có thể dùng thạch anh như một khung cộng hưởng. Tính chất dao động của thạch anh được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương hình 7.15:

Thạch anh có kích thước càng nhỏ thì  $L$ ,  $C$ ,  $R$  càng nhỏ nghĩa là tần số cộng hưởng riêng của nó càng cao.

Để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh người ta mắc nối tiếp với một tụ xoay như hình 7.16.

Sau đây là một số bộ tạo dao động dùng thạch anh.



Hình 7.15. Sơ đồ quy ước và sơ đồ tương đương của thạch anh

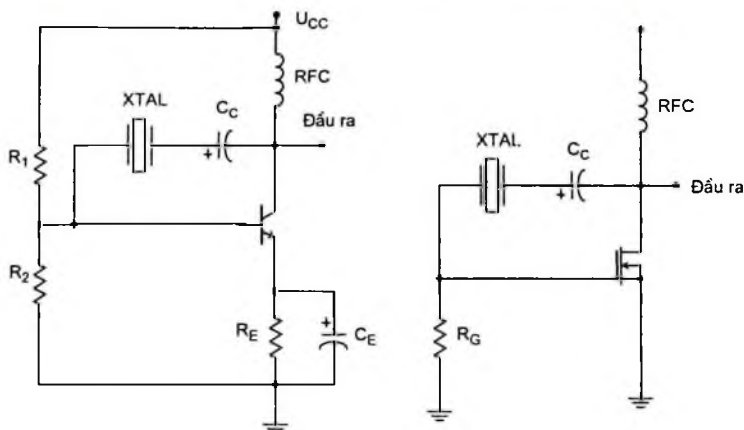


Hình 7.16. Một biện pháp để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh



### 7.5.1. Mạch cộng hưởng nối tiếp

Để kích thích phần tử thạch anh hoạt động trong mạch cộng hưởng nối tiếp, người ta mắc nối tiếp phần tử này với phần tử hồi tiếp. Tại tần số cộng hưởng nối tiếp của thạch anh trở kháng của nó là nhỏ nhất và hồi tiếp dương là lớn nhất (hình 7.17). Điện trở  $R_1$ ,  $R_2$  là cầu phân áp cho cực B của transistor.



Hình 7.17. Bộ tạo dao động thạch anh điều khiển bằng hồi tiếp nối tiếp

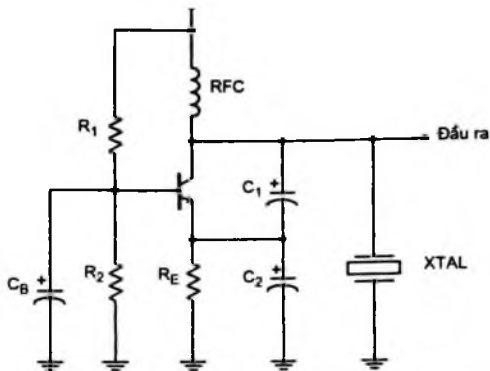
a) Sử dụng BJT ; b) Sử dụng FET

Cuộn RFC cấp điện áp một chiều, ngăn không cho tín hiệu xoay chiều trên đường công suất ảnh hưởng tới tín hiệu ra. Hồi tiếp dương từ cực collector về cực base là lớn nhất khi trở kháng của thạch anh là nhỏ nhất (khi cộng hưởng nối tiếp), trở kháng tụ  $C_C$  tại tần số dao động là không đáng kể nhưng nó ngăn không cho dòng một chiều đi từ cực collector đến cực base.

Kết quả là tần số cộng hưởng của mạch dao động đã được xác định bằng tần số cộng hưởng nối tiếp của thạch anh. Thay đổi điện áp cung cấp, thông số của transistor thay đổi nhưng không ảnh hưởng đến tần số dao động, tần số dao động được giữ ổn định nhờ phần tử thạch anh.

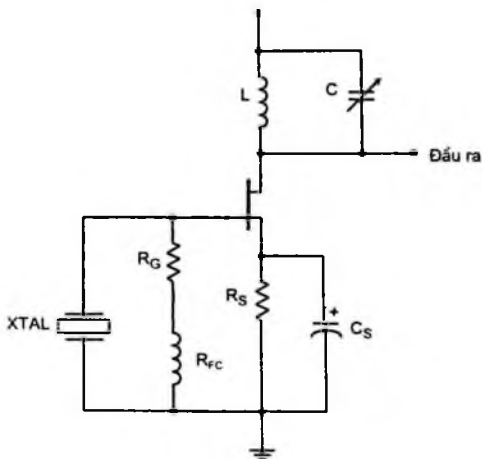
### 7.5.2. Mạch cộng hưởng song song

Khi thạch anh cộng hưởng song song (hình 7.18) thì trở kháng của mạch đạt giá trị lớn nhất. Tại tần số hoạt động của mạch cộng hưởng song song, phần tử thạch anh được coi như là một phần tử điện kháng lớn nhất. Hình 7.18 được mắc gần giống như mạch Colpitts. Điện áp phân cực một chiều lớn nhất được tăng lên khi đi qua phần tử thạch anh tại tần số cộng hưởng song song của nó. Điện áp được ghép tới emitter bằng điện áp ở bộ chia điện dung  $C_1$  và  $C_2$ .



Hình 7.18. Bộ tạo dao động thạch anh điều khiển bằng hồi tiếp song song

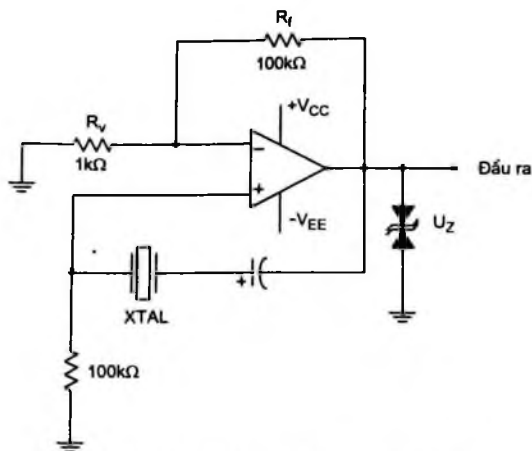
Bộ tạo dao động Miller dùng phần tử thạch anh như hình 7.19. Khung cộng hưởng LC được điều chỉnh gần tần số hưởng song song của thạch anh.



Hình 7.19. Mạch dao động Miller điều khiển bằng thạch anh

### 7.5.3. Bộ tạo dao động thạch anh dùng OA

Bộ tạo dao động thạch anh dùng OA như hình 7.20. Phần tử thạch anh được mắc nối tiếp trên đường hồi tiếp. Mạch này có hệ số khuếch đại lớn và có sóng ra hình vuông nhờ sử dụng một cặp diode zener để biên độ điện áp luôn bằng điện áp của diode ( $U_z$ ).



Hình 7.20. Mạch dao động thạch anh dùng OA

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 7

**Bài 1:** Nguyên tắc để tồn tại dao động là gì ?

**Bài 2:** Một mạch dao động di pha dùng JFET có  $g_m = 6000\mu S$ ,  $r_d = 300k\Omega$  và điện trở nối tiếp  $R = 12k\Omega$  để dao động tại tần số 2,5kHz. Hãy tìm giá trị tụ C ?

**Bài 3:** Tính toán tần số dao động của bộ tạo dao động đổi pha dùng BJT với:  $R = 6k\Omega$ ,  $C = 1500pF$  và  $R_C = 18k\Omega$  ?

**Bài 4:** Hãy thiết kế mạch dao động cầu Wien để tần số dao động là 1kHz

**Bài 5:** Một bộ tạo dao động Colpitts như hình 7.11. Hãy tính tần số dao động biết rằng:

$$C_1 = 750pF, C_2 = 2500pF \text{ và } L = 40\mu H.$$

**Bài 6:** Cho bộ tạo dao động Colpitts như hình 7.12. Hãy thiết lập công thức tính tần số dao động và áp dụng với số  $L = 100\mu H$ ,  $L_{RFC} = 0,5\mu H$ ;  $C_1 = 0,005\mu F$ ;  $C_2 = 0,01\mu F$  và  $C_C = 10\mu F$ .

**Bài 7:** a) Chứng minh công thức tính tần số dao động của bộ tạo dao động Hartley dùng JFET như hình 7.14 và tìm điều kiện về biên độ để mạch dao động.

b) Với các giá trị được cho như sau:  $C = 250pF$ ;  $L_1 = 15mH$ ;  $L_2 = 15mH$  và  $M = 0,5mH$ , tính tần số dao động.

**Bài 8:** Chứng minh công thức tính tần số dao động mạch di pha dùng transistor.

## Chương 8

# BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ – SỐ VÀ SỐ – TƯƠNG TỰ

### 8.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Mục tiêu của chương này là trình bày cơ sở lý thuyết và hoạt động của các thiết bị biến đổi dữ liệu và cung cấp một số mạch, hệ thống thực dùng trong các dụng cụ biến đổi dữ liệu chính, như biến đổi tương tự – số và số – tương tự.

### 8.2. TỔNG QUAN VỀ BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU

#### 8.2.1. Một số khái niệm cơ bản

**Tín hiệu tương tự** là tín hiệu được xác định trong khoảng thời gian liên tục và trong đó biên độ có thể có khoảng giá trị liên tục. Thuật ngữ tương tự có bắt nguồn từ lĩnh vực tính toán tương tự, nhưng nó có ý nghĩa rất rộng và được dùng trong thực tế.

**Lượng tử hoá mô tả** quá trình biểu diễn bằng tập hữu hạn các giá trị số phân biệt. Biến lượng tử hoá là biến có thể chỉ có những trị số phân biệt.

**Tín hiệu thời gian rời rạc** là hàm được xác định trong một tập riêng các trị số thời gian. Như vậy, thời gian biến thiên độc lập đã được lượng tử hoá. nhiên, nếu biên độ của tín hiệu thời gian của tín hiệu được phép có khoảng liên tục các giá trị thì hàm được gọi là tín hiệu dữ liệu lấy mẫu. Tín hiệu dữ liệu lấy mẫu có thể xuất phát từ sự lấy mẫu tín hiệu tương tự tại các giá trị thời gian rời rạc.

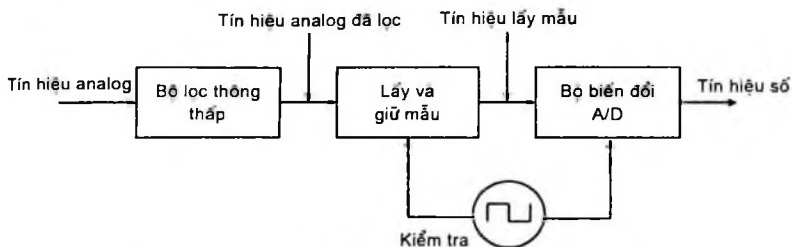
**Tín hiệu số** là hàm trong đó cả thời gian lẫn biên độ đều được lượng tử hoá. Tín hiệu số có thể luôn được biểu diễn bởi dãy từ trong đó mỗi từ có số hữu hạn bit (binary digit).

#### 8.2.2. Hệ biến đổi tương tự – số

Sơ đồ đơn giản hoá của hệ biến đổi tương tự – số như hình 8.1. Một số khái niệm ở trên sẽ được làm rõ qua việc xét hoạt động này.

Giả thiết đầu vào hệ là tín hiệu tương tự. Đầu tiên được xử lý bởi bộ lọc thông thấp, sau đó tín hiệu được lấy mẫu với tốc độ  $f_s$ , do tốc độ đồng hồ (chuẩn) quyết định.

Mạch lấy và giữ mẫu cảm biến mức tín hiệu tương tự một lần trong một chu trình lấy mẫu và “giữ” trị số đó cho tới điểm tương ứng trong chu trình lấy mẫu tiếp theo. Tín hiệu ở đầu ra của mạch lấy mẫu và giữ là tín hiệu tương tự dữ liệu lấy mẫu, vì nó có thể có mức tương tự.



**Hình 8.1.** Sơ đồ khối của hệ biến đổi tương tự – số

Bộ biến đổi tương tự – số (A/D) biến đổi tín hiệu tương tự không đổi bằng từ số biểu diễn bằng một số hữu hạn bit. Giả sử rằng mỗi từ nhị phân có  $n$  bit. Số mức  $m$  có thể biểu diễn:

$$m = 2^n$$

Chỉ có một số hữu hạn mức có thể biểu diễn được bằng quá trình biến đổi. Do đó trong bộ đổi A/D xuất hiện sự lượng tử hoá biên độ, với mỗi mẫu tương tự gán cho một trong  $m$  mức. Như vậy, các giá trị số cuối cùng được lượng tử hoá cả về thời gian lẫn biên độ.

Chênh lệch giữa biên độ tín hiệu tương tự và mức số chuẩn gán nhất gọi là sai số lượng tử hoá (cũng gọi là tiếng ồn lượng tử hoá), theo lý thuyết, có thể làm cho sai số lượng tử hoá nhỏ tùy ý bằng cách chọn số bit đủ cho mỗi từ, nhưng có những giới hạn thực tế đối với các mạch thực.

Có một vấn đề cơ bản rất quan trọng liên quan đến tốc độ lấy mẫu tối thiểu phải sử dụng với hệ. Nói cách khác, vì chỉ có thể lấy một số hữu hạn mẫu của tín hiệu tương tự trong thời gian hữu hạn nên thông tin bị mất đi khi lấy mẫu. Chìa khoá để giải quyết vấn đề này là định lý lấy mẫu Shannon.

Giả sử tín hiệu có thể chứa các thành phần tần số từ gần 0Hz tới tần số lớn nhất  $f_u$  nào đó. Định lý lấy mẫu Shannon nói rằng tín hiệu có thể được tạo lại bởi các mẫu được lấy trong những khoảng thời gian cách nhau không lớn hơn  $1/2f_u$ . Khi đó, tốc độ lấy mẫu  $f_s$  phải thoả mãn.

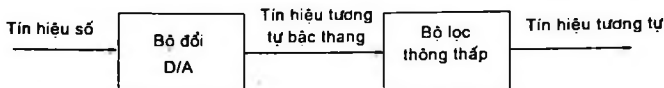
$$f_s \geq 2f_u$$

*Ví dụ 8.1:* Tín hiệu âm tần mở rộng từ gần 0Hz tới 20kHz theo lý thuyết có thể được tái tạo bằng cách lấy các mẫu cách đều nhau với tốc độ 40.000 mẫu/giây.

Trong thực tế người ta luôn dùng tốc độ lớn hơn tốc độ tối thiểu theo lý thuyết một chút. Làm việc ở tốc độ lấy mẫu cực tiểu lý tưởng có thể phải cần đến những bộ lọc hoàn hảo để khôi phục dữ liệu. Tốc độ lấy mẫu thực thường được chọn là 3 hoặc 4 lần (hoặc hơn) tần số cao nhất để giảm nhẹ gánh nặng khi khôi phục lại tín hiệu.

### 8.2.3. Hệ biến đổi số – tương tự

Sơ đồ khối của hệ biến đổi số – tương tự như hình 8.2.



Hình 8.2. Sơ đồ khối của hệ biến đổi số – tương tự

Các hệ biến đổi ở hình 8.1 và 8.2 ngụ ý một kênh vào và một kênh ra trong mỗi trường hợp. Tuy nhiên, một trong những lợi ích quan trọng nhất của các hệ biến đổi dữ liệu là sự dồn kênh.

Vì định lý lấy mẫu cho phép xác định tín hiệu theo tập mẫu rời rạc, nên có thể làm thích ứng một số tín hiệu dữ liệu khác nhau với cùng một hệ xử lý nhờ sử dụng dồn kênh. Ví dụ, một máy tính có thể đồng thời kiểm tra và điều khiển một số lớn công đoạn khác nhau trong quá trình công nghiệp. Mỗi tín hiệu được lấy mẫu theo thứ tự và máy tính chỉ xử lý công đoạn riêng đó trong thời gian mẫu được xử lý. Chừng nào mỗi tín hiệu được lấy mẫu với tốc độ đủ cao thì hệ thực hiện có hiệu quả chức năng của nhiều hệ tách riêng.

**Ví dụ 8.2:** Hệ xử lý dữ liệu nào đó có dạng ở hình 8.1 được dùng để xử lý tín hiệu tương tự mà dài hàm lượng tần số là từ gần DC tới 2,5kHz. Giả sử rằng tốc độ lấy mẫu thực được chọn lớn hơn cực tiểu lý thuyết là 60%.

a) Xác định tốc độ lấy mẫu và chu kỳ lấy mẫu.

b) Nếu dùng các từ 8 bit và xử lý thời gian thực thì hãy xác định độ rộng bit cực đại nếu phải chuyển từ đã cho nối tiếp trong khoảng biến đổi của từ tiếp theo.

**Bài giải:**

a) Tốc độ lấy mẫu cực tiểu gấp đôi tần số cao nhất. Tuy nhiên, tốc độ lấy mẫu thực  $f_s$  phải bằng 1,6 lần tốc độ cực tiểu (60% lớn hơn). Như vậy:

$$F_s = 1,6 \times 2 \times 2500 = 8000\text{Hz}$$

Chu kỳ lấy mẫu là:

$$T = \frac{1}{8000} = 125\mu\text{s}$$

b) Bộ A/D phải có khả năng biến đổi mỗi trị số tương tự thành một từ số trong thời gian không vượt quá  $125\mu\text{s}$  nếu dùng sự xử lý theo thời gian thực. Trong khoảng thời gian đó, 8 bit từ đã biến đổi trước đó phải được chuyển tuần tự từ bộ đổi A/D sang phần còn lại của hệ. Nếu  $\tau$  là độ rộng bit, trị số cực đại là:

$$\tau = \frac{125\mu\text{s}}{8} = 15,624\mu\text{s}$$

### 8.3. CÁC MẠCH BIẾN ĐỔI SỐ – TƯƠNG TỰ

Biến đổi số – tương tự là quá trình biến đổi từ số sang mức điện áp hoặc dòng điện tương tự, với độ lớn và dấu ra của mức tương tự biểu thị trị số nhị phân của từng số theo nghĩa nào đó. Mạch thực hiện chức năng đó được gọi là bộ biến đổi số – tương tự và được gọi chung là bộ đổi D/A (có cách ký hiệu khác là DAC – Digital Analog Converter).

Có ba phương pháp chính trong các mạch D/A đó là:

- Phương pháp tạo ra điện thế.
- Phương pháp tạo ra dòng điện.
- Phương pháp nhân.

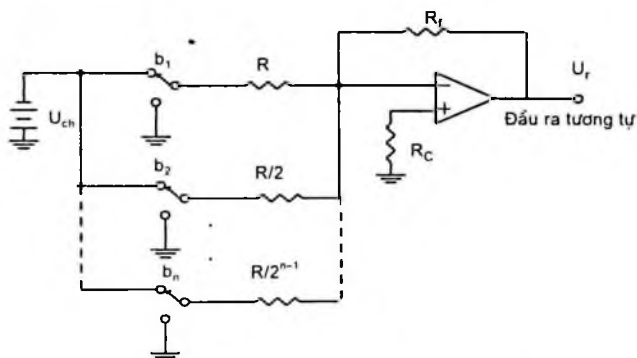
#### 8.3.1. Mạch D/A theo phương pháp tạo ra điện thế

Trong loại mạch D/A chế tạo theo phương pháp này có hai dạng:

- Dạng mạch với điện trở có trọng số khác nhau.
- Dạng mạch với điện trở hình thang.

##### 8.3.1.1. Mạch với điện trở có trọng số khác nhau

Mạch D/A đầu tiên sẽ xét dựa trên mạch khuếch đại thuật toán OA ở hình 8.3. Điện áp chuẩn  $U_{ch}$  được đồng thời đưa vào như đầu vào của mạng chuyển mạch, với các điện trở có giá trị lần lượt là  $R, R/2, \dots, R/2^{n-1}$ .



Hình 8.3. Bộ D/A với điện trở có trọng số khác nhau

Với mạch như hình 8.3, khi một khoá nào được nối với  $U_{ch}$  thì sẽ cung cấp cho OA một dòng điện có trị số:

$$I_i = -\frac{U_{ch}}{R/2^{i-1}} \quad (1 \leq i \leq n)$$

Trong trường hợp có nhiều khoá nối với  $U_{ch}$  thì dòng chạy qua  $R_f$  sẽ là tổng của các dòng thành phần và tạo thành điện thế  $U_r$ . Biên độ  $U_r$  phụ thuộc vào chỗ

khóa điện được nối với  $U_{ch}$ , tức là phụ thuộc vào giá trị của bit tương ứng trong tín hiệu số được đưa vào mạch chuyển đổi.

Tổng quát, một mạch D/A  $n$  bit từ  $b_1$  đến  $b_n$  ( $b_1$  đến  $b_n$  có giá trị 0 hoặc 1 tương ứng với chuyển mạch mở hoặc đóng). Khi đó,  $U_r$  được tính theo công thức:

$$U_r = U_{ch} \frac{2R_f}{R} (2^{-1}b_1 + 2^{-2}b_2 + 2^{-3}b_3 + \dots + 2^{-n}b_n)$$

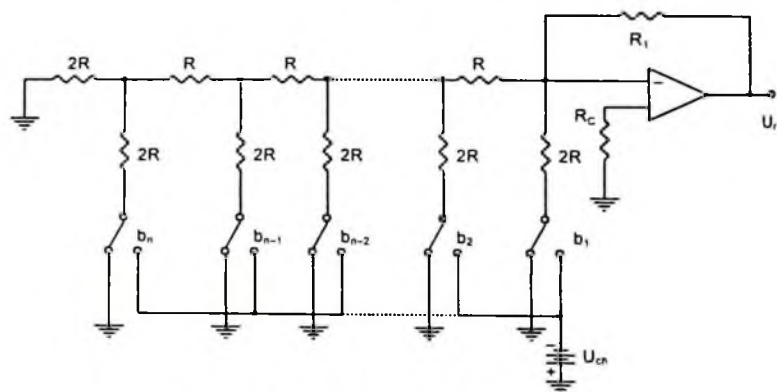
Thành phần  $U_{ch} \frac{2R_f}{R}$  là một hằng số, và được gọi là điện áp toàn thang  $U_{II}$ .

Bước điện áp ra giữa các mức liên tiếp được gọi là giá trị 1 LSB. Giá trị đó được xác định bằng cách đặt  $b_n = 1$  và tất cả các  $b_k$  khác bằng không. Ta có:

$$1 \text{ LSB} = U_{ch} \frac{2R_f}{R} 2^{-n} = \frac{U_{II}}{2^n}$$

Mạch D/A với điện trở có trọng số khác nhau có ưu điểm là đơn giản nhưng độ chính xác và tính ổn định phụ thuộc nhiều vào trị số tuyệt đối của các điện trở và khả năng biến thiên như nhau theo môi trường của các điện trở này. Vấn đề chế tạo các điện trở theo đúng tỷ lệ cũng rất khó khăn và tốn kém. Ngoài ra,  $U_r$  còn phụ thuộc vào độ chính xác và tính ổn định của  $U_{ch}$ .

### 8.3.1.2. Mạch với điện trở hình thang

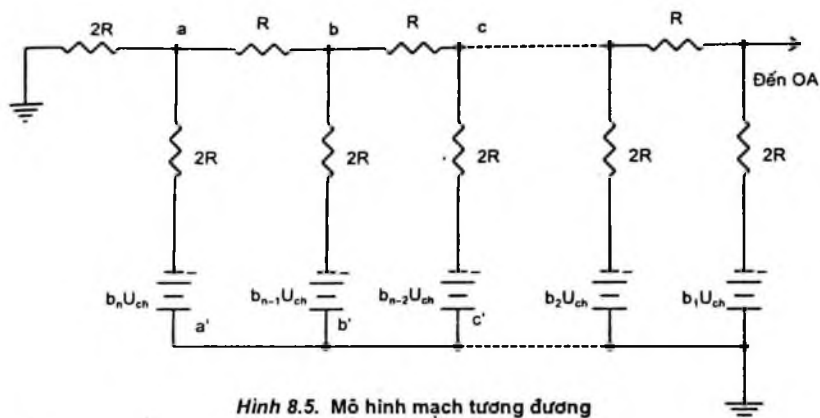


Hình 8.4. Mạch D/A với điện trở hình thang

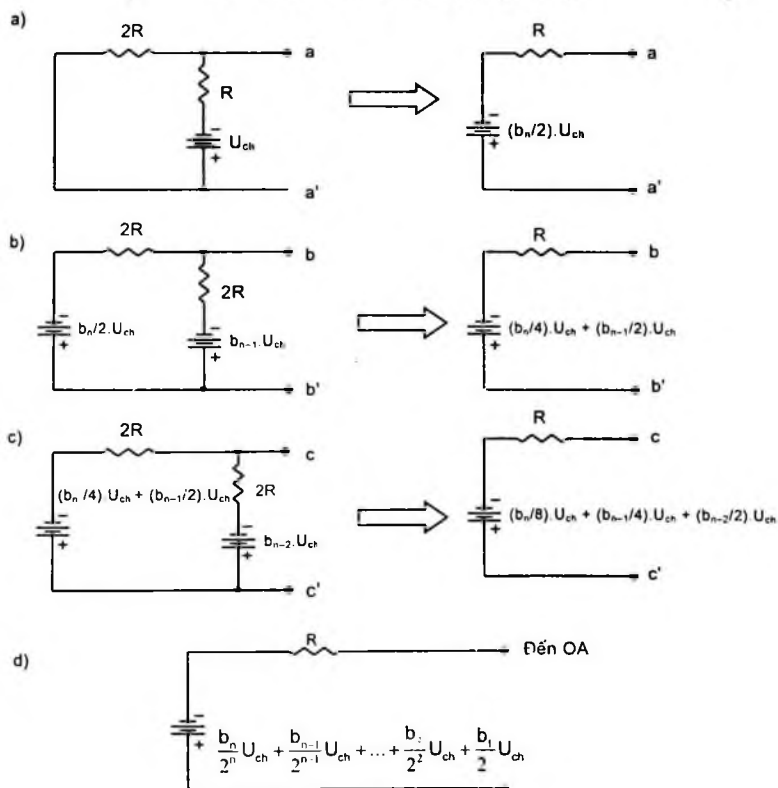
Mạch D/A với điện trở hình thang  $R - 2R$  giải quyết được một số khuyết điểm của mạch điện trở có trọng số khác nhau (hình 8.4). Mạch gồm hai loại điện trở  $R$  và  $2R$  mắc theo hình thang với nhiều khóa điện (mỗi khóa ứng với 1 bit) và một nguồn điện thế chuẩn  $U_{ch}$ .

Để tính  $U_r$ , ta sẽ liên tiếp sử dụng sơ đồ tương đương Thevenin. Trước hết mạch vào hình thang được thay thế bằng mạch tương đương như hình 8.5.





Hình 8.5. Mô hình mạch tương đương



Hình 8.6. Các phép biến đổi Thevenin liên tiếp

Bắt đầu với các điểm a và a', ta xác định mạch tương đương Thevenin khi nhìn được về bên trái (hình 8.6a). Điện áp mạch hở mạch là  $(1/2) \times b_n U_{ch}/2$  theo hướng đã vẽ, điện trở tương đương Thevenin là  $2R//2R = R$  như vẽ ở trên.

Tiếp theo, nhánh tương ứng với  $b_{n-1}$  được mắc như hình 8.6b, và mạch tương đương Thevenin khi nhìn ngược trở lại từ các điểm b và b' được xác định. Cách tốt nhất để xác định điện áp mạch hở ở điểm này là sử dụng nguyên lý xếp chồng. Hãy chú ý rằng, đóng góp  $b_{n-1}$  sẽ có trị số gấp đôi đóng góp  $b_n$ . Điện trở nhìn ngược lại là  $2R//2R = R$  như vẽ ở bên phải. Mẫu này tiếp tục như minh họa đối với điểm c và c' ở hình 8.6c. Sau khi thực hiện phép biến đổi Thevenin n lần, mạch tương đương thực nhìn ngược lại từ đầu nối đảo của OA như ở hình 8.6d. Khi đó có thể coi như mạch tương đương này tác dụng vào đầu vào đảo của OA, và có thể sử dụng phương trình khuếch đại cơ bản cho bộ khuếch đại đảo. Vì điện áp Thevenin là âm so với đất và hệ số khuếch đại là âm nên điện áp ra  $U_r$  là dương và có thể viết được như sau:

$$U_r = \frac{R_f}{R} \left( \frac{b_1 U_{ch}}{2} + \frac{b_2 U_{ch}}{4} + \dots + \frac{b_n U_{ch}}{2^n} \right)$$

Phân tích thừa số và nhóm,  $U_r$  có thể viết lại:

$$U_r = \frac{R_f U_{ch}}{R} (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n})$$

Như vậy, theo công thức tính  $U_r$ , biên độ  $U_r$  tỷ lệ với giá trị hệ 2 của tín hiệu số đưa vào.

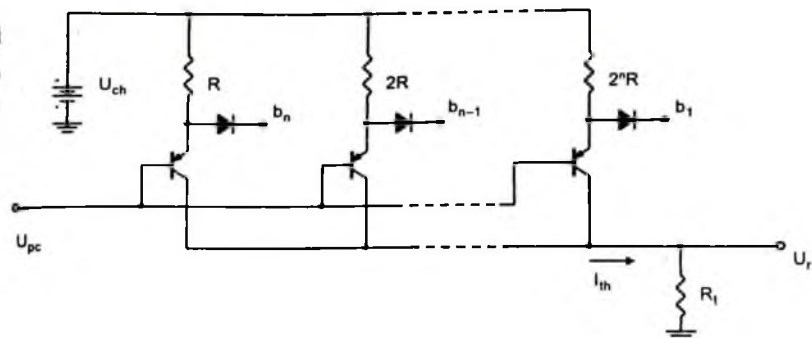
$$\text{Điện áp toàn thang: } U_{11} = \frac{R_f U_{ch}}{R}$$

$$1 \text{ LSB} = \frac{U_{11}}{2^n}$$

Các bộ biến đổi số – tương tự với điện trở hình thang dùng nhiều điện trở hơn so với loại dùng điện trở có trọng số khác nhau cho cùng một bit, nghĩa là tổn kém hơn, nhưng lại không phức tạp vì chỉ cần các điện trở có trị số  $R$  và  $2R$ , nghĩa là với một tỷ lệ đơn giản hơn, nên độ chính xác và tính ổn định của tín hiệu  $U_r$  đảm bảo tốt hơn.

### 8.3.2. Mạch D/A theo phương pháp tạo ra dòng điện

Các mạch D/A vừa khảo sát ở trên đều dùng OA ở phần cuối để tạo thành tín hiệu dưới dạng điện thế cho nên sẽ bị giới hạn bởi các đặc tính của OA (chẳng hạn tốc độ tác động chậm nên không dùng được ở tần số cao). Hình 8.7 là sơ đồ đơn giản mạch D/A chế tạo theo phương pháp tạo ra dòng điện.



**Hình 8.7. Mạch D/A chế tạo theo phương pháp tạo ra dòng điện**

Trong sơ đồ hình 8.7 mỗi transistor và điện trở cực emitter đóng vai trò là một nguồn dòng,  $U_{pc}$  là điện áp phân cực cho các transistor. Cường độ của các nguồn dòng này thay đổi theo giá trị bit tương ứng của tín hiệu số đưa vào. Nếu bit có giá trị 1 thì diode phân cực ngược và nguồn dòng hoạt động được sẽ cung cấp một dòng điện cho mạch ngoài ( $R_l$ ). Nếu bit có giá trị 0 thì diode phân cực thuận làm cho transistor ngưng dẫn khiến nguồn dòng không hoạt động.

Như vậy, bit nào bằng 1 sẽ cung cấp một nguồn dòng tương ứng cho mạch ngoài  $R_l$ . Tín hiệu ra lúc này là dòng điện tổng hợp  $I_{th}$  (nếu bỏ qua  $R_l$ ) hoặc là điện thế trên  $R_l$ .

Mạch điện hình 8.7 chỉ là một ví dụ đơn giản của mạch D/A theo phương pháp tạo ra dòng điện, tuy nhiên nó cũng cho chúng ta thấy những nét chính của dạng mạch loại này.

### 8.3.3. Mạch D/A theo phương pháp nhân

Các mạch D/A đã khảo sát ta đều thấy tín hiệu ở đầu ra  $U_r$  luôn tỷ lệ với điện thế chuẩn  $U_{ch}$  và tín hiệu số ở đầu vào. Nếu không giữ  $U_{ch}$  cố định mà cho nó thay đổi theo một tín hiệu tương tự và một tín hiệu số, mạch như vậy gọi là mạch D/A theo phương pháp nhân.

## 8.4. CÁC MẠCH BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ – SỐ

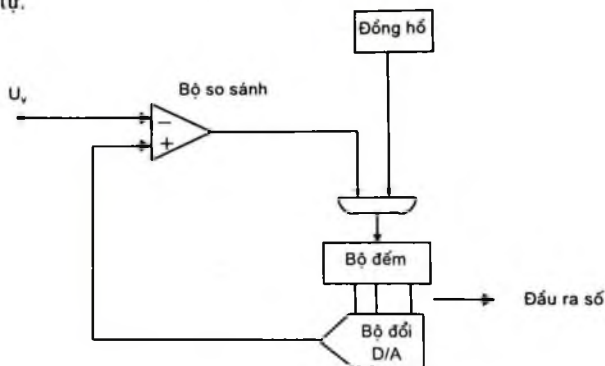
Biến đổi tương tự – số là quá trình biến đổi mẫu của tín hiệu tương tự thành từ số, với trị số của từ số biểu thị độ lớn và dấu của mức tương tự theo nghĩa nào đó. Mạch thực hiện chức năng đó gọi là bộ biến đổi tương tự – số, được ký hiệu là A/D (hoặc ADC – Analog Digital Converter).

Có nhiều phương pháp để thực hiện mạch A/D như: mạch A/D kiểu đếm, gán đúng liên tiếp, kiểu so sánh song song, kiểu so sánh liên tục, tích phân hai

sườn dốc... Do sự phức tạp của các phản tương tự và số của bộ A/D, nên trong phần này chỉ giới thiệu hai loại mạch A/D (mạch A/D kiểu đếm và mạch A/D gần đúng liên tiếp) và sẽ tập trung thảo luận ở mức sơ đồ khối chứ không phải mức hoạt động mạch chi tiết.

### 8.4.1. Mạch A/D kiểu đếm

Giả sử rằng (hình 8.8) bộ đếm đầu tiên được đặt 0 trước khi bắt đầu biến đổi. Mẫu của tín hiệu tương tự xuất hiện ở một đầu vào của bộ so và quá trình đếm được khởi động. Mỗi bước tiếp theo của bộ đếm khiến cho từ số ở đầu ra tiến một mức trong dãy nhị phân. Mỗi từ số liên tiếp đó được biến đổi trở lại thành dạng tương tự bởi bộ đổi A/D, và đầu ra được so sánh với mẫu tương tự.



Hình 8.8. Sơ đồ khối của bộ đổi A/D kiểu đếm

Nguyên tắc hoạt động như sau:

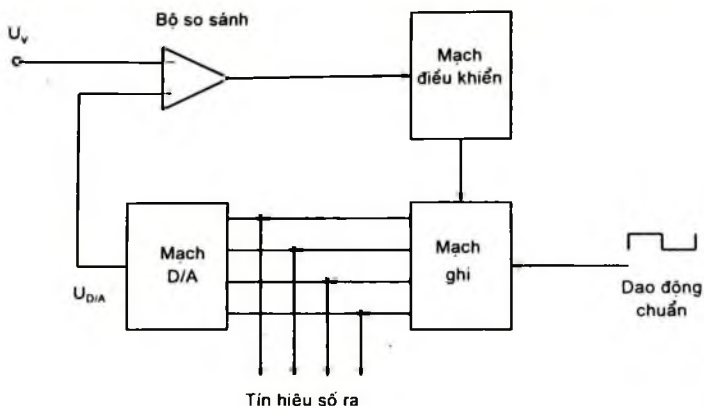
Lúc đầu bộ đếm được thiết lập không cổng AND mở cho tín hiệu xung nhịp đồng hồ vào bộ đếm và điện áp ra bộ D/A bằng không. Do  $U_v$  lớn hơn điện áp ra bộ D/A (giả sử dương) nên tín hiệu ra sau bộ so sánh ở trị số thấp. Điện áp ra bộ D/A tăng dần theo hình bậc thang vì bộ đếm liên tục thay đổi trạng thái từ thấp lên cao, cho đến khi điện áp ra bộ D/A lớn hơn  $U_v$  thì điện áp ra bộ so sánh sẽ thay đổi từ thấp lên cao làm đóng cổng AND lại. Lúc này tín hiệu trong bộ đếm là tín hiệu số  $n$  bit tương ứng với tín hiệu tương tự  $U_v$ .

Qua phân tích ta thấy:

- Mạch D/A và bộ đếm càng có độ phân giải cao thì sự so sánh càng chính xác.
- Sự chuyển đổi luôn cần một khoảng thời gian. Khoảng thời gian này tùy thuộc vào trị số tín hiệu vào và tần số của tín hiệu đồng hồ.
- Nếu  $U_v$  biến đổi theo thời gian, ta không có ngay một giá trị số mới mà cần phải thiết lập lại toàn mạch để bắt đầu cho phép biến đổi mới.

## 8.4.2. Mạch A/D gắn đúng liên tiếp

Hình 8.9 là mạch A/D chế tạo theo phương pháp gắn đúng liên tiếp.



Hình 8.9. Mạch A/D xấp xỉ liên tục

Mở đầu mạch ghi ở trạng thái RESET (000...), sau đó mạch điều khiển kích thích để bit lớn nhất xuất hiện. Có hai trường hợp xảy ra:

- Nếu  $U_{D/A} > U_v$  thì bit này bị bỏ đi.
- Nếu  $U_{D/A} < U_v$  thì bit này được duy trì.

Sau đó bit kế tiếp xuất hiện để thử và cứ tiếp tục như vậy cho đến khi  $U_{D/A} = U_v$  với một độ chính xác nào đó.

## 8.5. MỘT SỐ VI MẠCH BIẾN ĐỔI TƯƠNG TỰ – SỐ VÀ SỐ – TƯƠNG TỰ THÔNG DỤNG

### 8.5.1. Bộ đổi A/D: ADC 0801 – 0805

Mục này giới thiệu nhóm vi mạch A/D kinh tế thông dụng. Nhóm bắt đầu với ADC 0801 và tiếp tục tới ADC 0805. Chúng ta sẽ chỉ ký hiệu bất kỳ bộ nào trong nhóm hoặc toàn nhóm đơn giản là “801”.

801 đều là các bộ đổi A/D gắn đúng liên tiếp 8 bit. Hoạt động cơ bản của tất cả các bộ đều giống nhau nhưng các số dạng khác nhau liên quan tới thông số kỹ thuật chính xác. Các bộ đổi A/D này đi cặp với vi xử lý 8081 và các biến thể của nó. Như vậy, chúng ta lý tưởng đối với các áp dụng trong đó phải xử lý dữ liệu lấy mẫu bằng bộ vi xử lý.

Các bộ đổi 801 được thiết kế để hoạt động với miền tín hiệu tương tự định tới định 5V. Do đó, nếu tín hiệu tương tự có miền lớn hơn thì cần làm suy giảm tín hiệu trước khi biến đổi. Cũng thế, mã hoá lệch lưỡng cực đòi hỏi thêm chuẩn 2,5V cho tín hiệu tương tự, vốn có thể bị giới hạn từ -2,5V tới +2,5V.

Các bộ 801 có mạch phát xung đồng hồ trên chip. Tốc độ của đồng hồ có thể thay đổi trong giới hạn nào đó. Độ chính xác của quá trình được đảm bảo ở tần số đồng hồ tới 640kHz. Cận tối thiểu tới 66 chu kỳ đồng hồ để thực hiện biến đổi. Điều này có nghĩa là thời gian biến đổi này tương ứng với tần số lấy mẫu chừng 9697Hz. Mặt khác, số cực đại các chu kỳ đồng hồ là 73, nó tương ứng với thời gian biến đổi chừng  $73 \times (1/640 \times 10^3) = 114\mu s$ . Trong trường hợp này tần số lấy mẫu là khoảng 8767Hz.

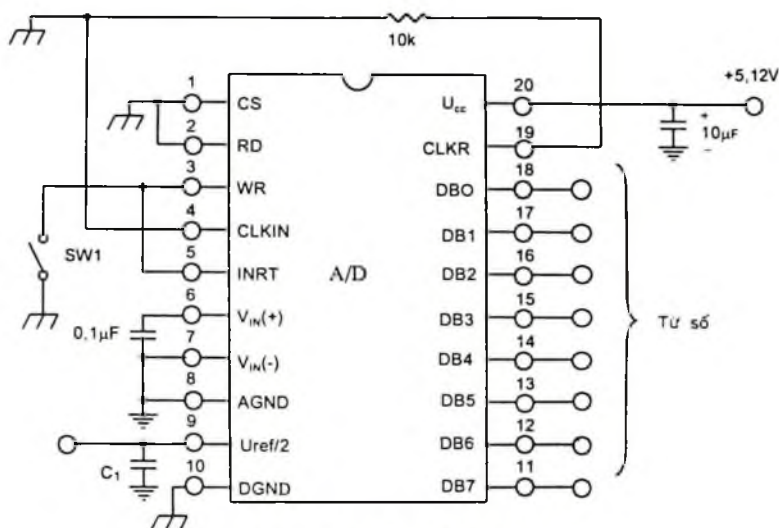
#### Cách mắc chạy tự do

Các bộ đổi 801 có thể được đồng bộ hoá với tín hiệu bên ngoài (ví dụ, bộ xử lý) hoặc chúng ta có thể làm việc theo chế độ chạy tự do. Cách mắc chạy tự do điển hình, dựa trên thông tin cho trong bảng dữ liệu như hình 8.10. Việc chọn  $V_{cc} = 5,12V$  dẫn đến chỉ số thuận tiện cho các bước khác nhau (chỉ số cực đại tuyệt đối với  $V_{cc}$  là 6,5V). Mạch như đã vẽ được mắc cho áp dụng với tín hiệu tương tự đơn cực nằm trong khoảng từ 0 tới khoảng 5,12V.

Để đảm bảo rằng quá trình biến đổi bắt đầu, các đầu nối điều khiển WR và INTR được tạm thời nối đất. Điều này đạt được với công tắc ở bên trái. Chú ý rằng mạch chưa có cả đầu nối đất A (tương tự), lẫn đầu nối đất D (số). Tuy nhiên, phải mắc 2 đầu đó nối tách riêng với nhau.

Điện áp xuất hiện ở đầu nối  $U_{ref}/2$  là nửa điện áp nuôi như vậy, đối với  $U_{cc} = 5,12V$ , điện áp 2,56V xuất hiện ở đầu nối này 8bit biểu diễn từ số đã biến đổi được ký hiệu như DB0 tới DB7. Bit trái là DB7 và DB0.

**Ví dụ 8.3:** Xét cách mắc bộ đổi A/D 801 ở hình 8.10.



Hình 8.10. Cách mắc điển hình bộ 801

a) Cho  $U_1, U_2, U_3, \dots, U_8$  là 8 mức điện áp đơn cực tương tự (hoặc thập phân) thực ứng với 8 từ số 00000001, 00000010, 00000100, ..., 10000000. Hãy tính những điện áp đó.

b)  $U_{11}, U_{12}, U_{13}, \dots, U_{18}$  là 8 điện áp chuyển tiếp thấp hơn đơn cực thực tương ứng tại đó các từ số trước được tạo ra. Hãy tính những điện áp đó.

**Bài giải:**

a) Đối với mỗi trong tám điện áp được tính ở phần này, chỉ có một bit có mức "1", trong khi đó bảy bit khác có mức "0". Bắt đầu với  $U_1$ , điện áp này đơn giản là trị số ứng với 1 LSB là:

$$U_1 = 5,12 \times 2^{-8} = 20\text{mV}$$

Trị số của  $U_2$  là  $U_2 = 5,12 \times 2^{-7} = 2U_1 = 40\text{mV}$

Tiếp tục như vậy cho tới khi tính được tất cả tám trị số.

b) Sự chuyển sang phía thấp đối với mỗi điện áp đã tính ở (a) xuất hiện ở mức 1/2 LSB dưới mức điện áp đã cho. Như vậy, nói chung:

$$U_{1k} = U_k - \frac{1}{2}\text{LSB} = U_k - 10\text{mV}$$

Tám trị số để dàng tính được và cho ở hàng thứ hai của bảng sau.

k	1	2	3	4	5	6	7	8
$U_k$	20mV	40mV	80mV	160mV	320mV	640mV	1,28V	2,56V
$U_{1k}$	10mV	30mV	70mV	150mV	310mV	630mV	1,27V	2,55V

### 8.5.2. Bộ D/A: DAC0806 – 0808

Nhóm D/A gồm DAC0806, DAC0807 và DAC0808, chúng ta sẽ gọi đơn giản từng bộ hoặc cả nhóm là "806".

Các bộ 806 là bộ D/A 8 bit và có thể giao điện trực tiếp với các mức logic TTL, DTL hoặc CMOS. Thường sử dụng định thiên nguồn nuôi kép từ  $\pm 4,5\text{V}$  tới  $\pm 18\text{V}$ .

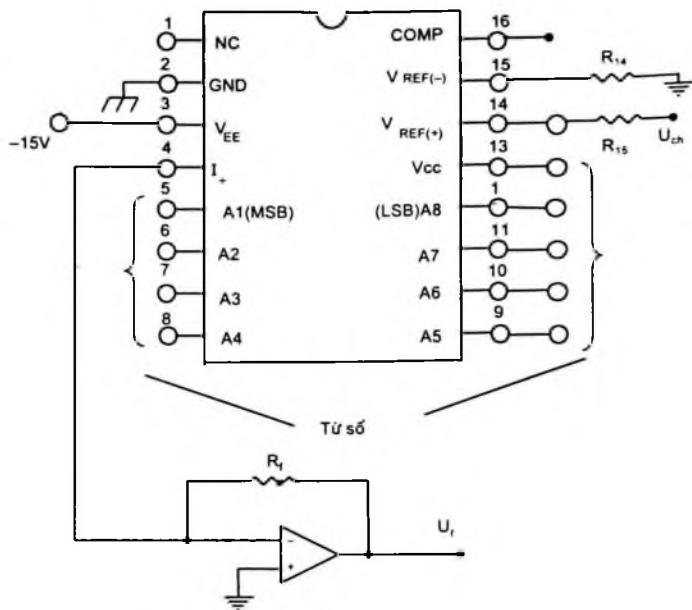
*Cách mắc điển hình:*

Sơ đồ mạch điển hình của hệ biến đổi D/A sử dụng bộ đổi 806 như ở hình 8.11. Sơ đồ đặc biệt đã vẽ cho điện áp ra dương đơn cực. Dòng ra được biến đổi thành điện áp thông qua nguồn điện áp điều khiển bằng dòng ở phía dưới bộ biến đổi.

Giả sử rằng  $R_{14} = R_{15} = R$ . Điện áp toàn thang  $U_{11}$  đối với cấu hình này được cho bởi.

$$U_{11} = \frac{R_f}{R} U_{ch}$$

Trong thực tế, một trong hai điện trở có thể được điều chỉnh để tạo ra quan hệ lập thang chính xác hơn.



Hình 8.11. Cách mắc điển hình của D/A 806

Ví dụ 8.4: Xét cách mắc D/A ở hình 8.10 và giả sử bằng  $R_{14} = R_{15} = R = R_f = 10k\Omega$  và  $U_{ch} = 5,12V$ . Hãy xác định điện áp toàn thang.

Bài giải:

$$\text{Điện áp toàn thang là: } U_{tt} = \frac{R_f}{R} U_{ch} = \frac{10k\Omega}{10k\Omega} \times 5,12V = 5,12V$$

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 8

Bài 1: Tốc độ lấy mẫu cơ bản đối với công nghệ ghi đĩa compac (CD) đã được điều chỉnh ở 44,1kHz.

a) Xác định tần số cao nhất của tín hiệu tương tự mà về lý thuyết có thể tái tạo từ tốc độ lấy mẫu đó.

b) Hãy xác định thời gian biến đổi khả dĩ tối đa của bộ đổi A/D nếu sử dụng xử lý thời gian thực.



**Bài 2:** Tần số cao nhất chứa trong tín hiệu tương tự nào đó là 4kHz. Phải lấy mẫu và biến đổi nó sang dạng số. Xác định tốc độ lấy mẫu nếu nó được chọn là 50% lớn hơn cực tiểu lý thuyết.

**Bài 3:** Hệ xử lý dữ liệu nào đó có dạng ở hình 8.1 được dùng để xử lý tín hiệu tương tự mà dải hàm lượng tần số của nó từ gần 0Hz tới 800Hz. Giả sử tốc độ lấy mẫu thực được chọn là 25% lớn hơn tốc độ cực tiểu lý thuyết.

a) Xác định tốc độ lấy mẫu và chu kỳ lấy mẫu.

b) Xác định thời gian biến đổi cực đại của bộ đổi A/D nếu dùng xử lý thời gian thực.

c) Nếu dùng từ 16 bit, hãy xác định độ rộng bit cực đại nếu phải truyền dữ liệu liên tiếp trong khoảng biến đổi của từ tiếp theo.

**Bài 4:** Giả sử trong hệ ở bài tập 3 rằng tốc độ lấy mẫu được tăng lên 50% lớn hơn tốc độ cực tiểu lý thuyết và dùng từ 8 bit. Hãy lặp lại phân tích ở bài 3.

**Bài 5:** Số bit dùng cho mỗi mẫu trong công nghệ CD là 16 bit. Hãy xác định số mức cực đại có thể được mã hoá.

**Bài 6:** Trong hệ biến đổi A/D nào đó, cần mã hoá tín hiệu thành 2048 mức khả dĩ. Hãy xác định số bit cần cho mỗi mẫu số.

**Bài 7:** Xét bộ D/A kiểu điện trở hình thang 4 bit với  $U_{ch} = 10V$  và  $R_1 = 10k\Omega$ . Hãy xác định:

a) Điện áp toàn thang

b) Trị số 1 LSB

**Bài 8:** Đối với bộ D/A ở bài tập 7, hãy xác định điện áp ra đối với các từ số những từ số vào sau đây:

a) 0000; b) 0001; c) 1000; d) 1010; e) 1111.

## Chương 9

# ĐIỀU CHẾ – TÁCH SÓNG – TRỘN TẦN

### 9.1. KHÁI NIỆM CHUNG VỀ ĐIỀU CHẾ VÀ TÁCH SÓNG

Trong truyền thông, tin tức và dữ liệu là tất cả những gì cần trao đổi, chú có thể là tiếng nói, hình ảnh, tập hợp các con số, các ký hiệu, các đại lượng lường... được đưa vào máy phát để phát đi hay nhận được ở máy thu.

Tín hiệu chính là tin tức đã được xử lý để có thể truyền đi trên hệ thống thông tin.

Việc xử lý bao gồm chuyển đổi, mã hoá và điều chế.

Chuyển đổi là biến các tin tức dưới dạng không điện thành ra tín hiệu điện

Mã hoá là gán cho tín hiệu một giá trị nhị phân và đặc trưng bởi các n điện áp cụ thể để có thể truyền trên kênh truyền và phục hồi ở máy thu.

Điều chế là dùng tín hiệu cần truyền (tin tức) để làm thay đổi một thông nào đó của một tín hiệu khác (thường là một dao động cao tần), tín hiệu thực hiện nhiệm vụ mang tín hiệu cần truyền đến nơi thu nên được gọi là tải hay sóng mang (carrier wave). Tín tức được gọi là tín hiệu điều chế hay tín h băng gốc (Base Band-BB), dao động cao tần mang tin tức là dao động cao đã được điều chế.

Mục đích của sự điều chế là dời phổ tần của tín hiệu cần truyền đến 1 vùng phổ tần khác, thích hợp với tính chất của đường truyền và nhất là có truyền đồng thời nhiều kênh cùng một lúc (đa hợp phân tần số).

Người ta thường phân biệt các loại điều chế sau: điều chế biên độ và chế góc, trong điều chế góc gồm điều tần và điều pha. Khi tải tin là tín t xung có điều chế PAM (biên độ xung), PWM (độ rộng xung), PPM (vị trí xu thay đổi theo quy luật của tin tức. Trong điều chế số còn sử dụng các loại chế ASK, FSK, PSK, QPSK...

Điều chế là quá trình được thực hiện ở nơi phát. Tại nơi thu, để có tin thì phải thực hiện quá trình ngược lại gọi là giải điều chế hay tách sóng. hiệu sau khi tách sóng phải giống dạng tín hiệu điều chế ban đầu. Thực tế,

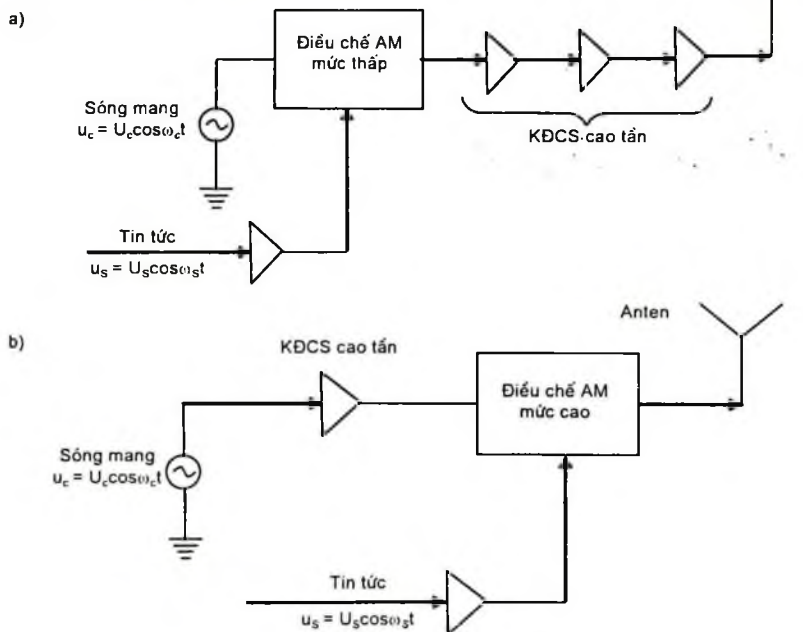
hiệu sau quá trình điều chế, truyền, giải điều chế khác với tín hiệu ban đầu. Vì vậy một trong những yêu cầu cơ bản đối với quá trình tách sóng là yêu cầu về méo phi tuyến.

## 9.2. ĐIỀU BIÊN VÀ TÁCH SÓNG ĐIỀU BIÊN

### 9.2.1. Điều biên (AM—Amplitude Modulation)

Điều biên (điều chế AM) là quá trình làm cho biên độ tải tin biến đổi theo quy luật của tín tức.

– Sơ đồ khối điều chế AM (hình 9.1):



Hình 9.1. Sơ đồ khối điều chế AM

a) Điều chế AM mức thấp; b) Điều chế AM mức cao

Trong trường hợp đơn giản, cả tín tức  $u_s$  và tải tin  $u_c$  đều là dao động điều hoà, tần số của tín tức biến thiên từ  $\omega_{smin} \neq \omega_{smax}$ , còn tải tin có tần số không đổi  $\omega_c$ , ta có:

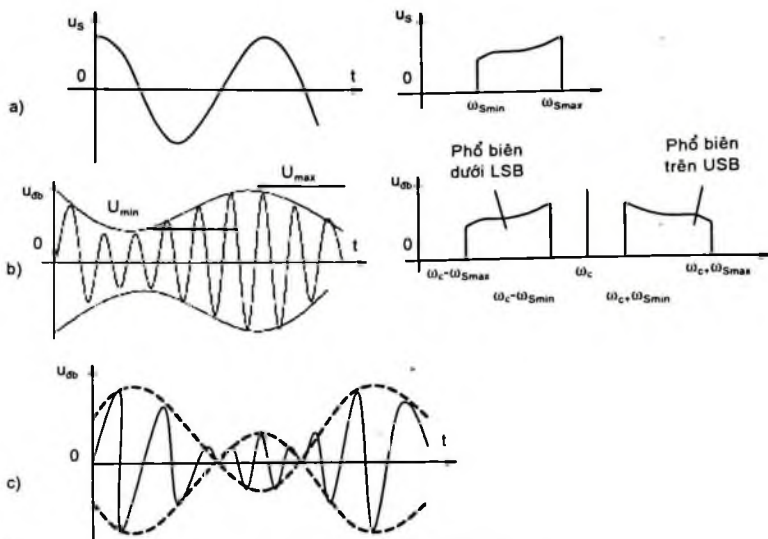
$$u_s = U_s \cos \omega_s t$$

$$u_c = U_c \cos \omega_c t \quad \text{với } \omega_c \gg \omega_s$$

Khi chưa có tín hiệu bằng gốc đưa vào ( $U_s = 0$ ), nghĩa là máy phát hoạt động ở chế độ sóng mang, khi đó đầu ra có dạng:  $u_{AM}(t) = U_c \cos \omega_c t$

Khi có tín hiệu băng gốc đưa vào máy phát ( $U_s \neq 0$ ), khi đó đầu ra có dạng (hình 9.2):

$$u_{AM} = (U_c + U_s \cos \omega_s t) \cos \omega_c t = U_c (1 + m_A \cos \omega_s t) \cos \omega_c t$$



**Hình 9.2.** Tín hiệu điều biên

- a) Đồ thị thời gian và phổ tín tức; b) Đồ thị thời gian và phổ tín hiệu điều biên;  
c) Đồ thị thời gian của tín hiệu điều biên khi  $m_A > 1$

Trong đó: 
$$m_A = \frac{U_s}{U_c} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}$$

$m_A$  là hệ số điều chế hay độ sâu điều chế. Thường chọn  $m_A \leq 1$ . Nếu  $m_A > 1$ , xảy ra hiện tượng quá điều chế, tín hiệu điều biên sẽ bị méo trầm trọng như hình 9.2c.

Áp dụng biến đổi lượng giác đối với biểu thức của tín hiệu điều biên ta có:

$$u_{AM} = U_c \cos \omega_c t + \frac{m_A}{2} U_c \cos(\omega_c + \omega_s)t + \frac{m_A}{2} U_c \cos(\omega_c - \omega_s)t$$

Vậy ngoài thành phần tải tin, tín hiệu điều biên có hai biên tần: biên tần trên (USB – Upper Side Band) có tần số từ  $(\omega_c + \omega_{s\min})$  đến  $(\omega_c + \omega_{s\max})$ , biên tần dưới (LSB – Lower Side Band) có tần số từ  $(\omega_c - \omega_{s\max})$  đến  $(\omega_c - \omega_{s\min})$ . Hình 9.2b minh họa phổ của tín hiệu điều biên.

– Công suất ra ở chế độ sóng mang:

$$P_c = \frac{U_c^2}{2R_{cq}}$$

Trong đó  $U_c$  là giá trị biên độ sóng mang,  $R_{cq}$  là tải tương đương.

– Công suất đầu ra AM lớn nhất:

$$P_{AM} = P_c \left(1 + \frac{m_A^2}{2}\right)$$

Ta có nhận xét công suất đầu ra AM lớn nhất phụ thuộc vào công suất sóng mang và hệ số điều chế.

Khi điều chế cực đại, tức là  $m_A = 1$  thì công suất đầu ra AM lớn nhất trong trường hợp này là:  $P_{AMmax} = 4P_c$ .

– Công suất trung bình điều chế AM:

$$P_{AMtb} = P_c + P_{USB} + P_{LSB}$$

Công suất trung bình điều chế AM chính là tổng công suất sóng mang, công suất biên dưới và công suất biên trên.

– Bảng thông của điều chế AM:

$$BW_{AM} = 2f_s \quad (f_s \text{ là tần số của tín tức cần điều chế}).$$

Như vậy bảng thông cần truyền trong điều chế AM lớn gấp đôi cần thiết nên cũng gây lãng phí và làm tăng nhiễu.

**Ví dụ 9.1:** Cho tín hiệu điều biên có  $U_{max} = 100V$ ,  $U_{min} = 20V$ . Tính hệ số điều chế, công suất sóng mang và công suất đầu ra AM, biết  $R_{cq} = 50\Omega$ .

**Bài giải:**

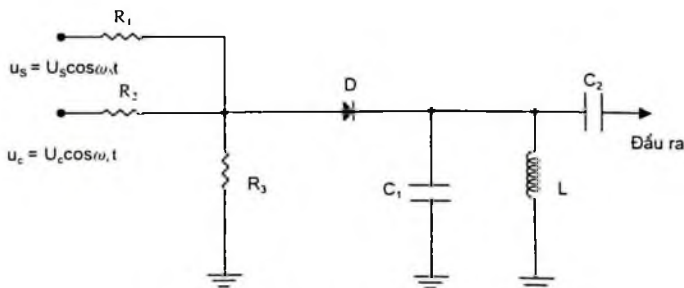
$$\text{Hệ số điều chế: } m_A = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}} = \frac{100 - 20}{100 + 20} = 0,67$$

$$\text{Biên độ sóng mang: } U_c = \frac{U_{max} + U_{min}}{2} = \frac{100 + 20}{2} = 60V$$

$$\text{Công suất sóng mang: } P_c = \frac{U_c^2}{2R_{cq}} = \frac{60^2}{2 \cdot 50} = 36W$$

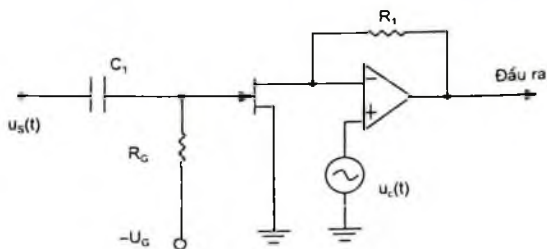
$$\text{Công suất đầu ra máy phát AM: } P_{AM} = P_c \left(1 + \frac{m_A^2}{2}\right) = 36 \cdot \left(1 + \frac{0,67^2}{2}\right) = 44W$$

– Mạch điều chế AM đơn giản dùng diode (hình 9.3):



**Hình 9.3.** Mạch điều chế AM dùng diode

– Mạch điều chế AM dùng FET: FET có điện trở đầu ra tuyến tính nên hệ số khuếch đại của mạch cũng tuyến tính (hình 9.4).

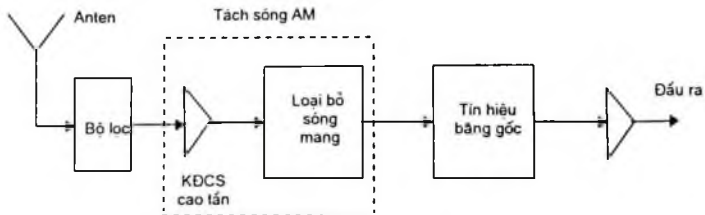


Hình 9.4. Mạch điều chế AM dùng FET

### 9.2.2. Tách sóng AM

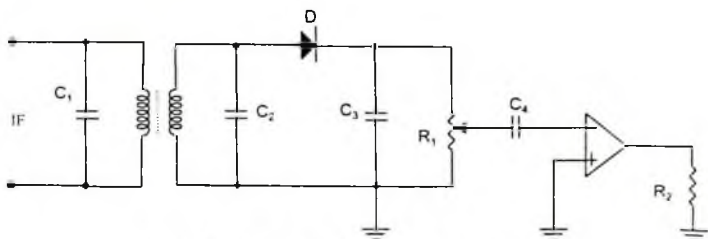
Tách sóng là quá trình khôi phục lại tín hiệu nguyên thủy hay tín hiệu băng gốc.

– Sơ đồ tách sóng biên độ (hình 9.5):



Hình 9.5. Sơ đồ khối mạch tách sóng AM

– Mạch tách sóng biên độ dùng diode (hình 9.6)



Hình 9.6. Mạch giải điều chế AM dùng diode

Ở bán kỳ dương,  $D_1$  dẫn,  $C_1$  nạp đến giá trị biên độ cao tần.

Ở bán kỳ âm,  $D_1$  tắt, tụ  $C_1$  xả qua  $R_1$ .

Diode  $D_1$  tách sóng nửa bán kỳ biên độ cao tần IF. Nếu chọn  $R_1, C_1$  thích hợp, điện áp trên tụ  $C_1$  có dạng đường bao cao tần là tín hiệu tách sóng AM:

$$C_1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{m_\lambda}\right)^2 - 1}}{2\pi f_{\max} R_1}$$

Thông thường  $C_1$  được chọn từ 0.01 đến 0.08 ( $\mu\text{F}$ ),  $R_1$  khoảng vài k $\Omega$ .

### 9.2.3. Điều chế cân bằng (Balance Modulation)

Đối với các mạch điều biên dùng phần tử phi tuyến, dòng điện ra tải ngoài thành phần hữu ích (các biên tần) còn có nhiều thành phần không mong muốn khác (tải tần và các hài bậc cao). Đó là đặc điểm cơ bản của mạch điều biên đơn.

Trong trường hợp dùng transistor lưỡng cực, transistor trường, đèn điện tử để điều biên, người ta phân biệt các loại điều biên sau đây: điều biên base, điều biên collector, điều biên cửa, điều biên mảng, điều biên anốt, điều biên lưới... Các loại điều biên có tên gọi tương ứng với cực mà điện áp điều chế đặt vào.

Các mạch điều biên có thể phân loại theo mạch điện, chế độ, ưu nhược điểm v.v...

Để giảm méo phi tuyến, dùng mạch điều biên cân bằng. Mục đích của điều biên cân bằng chính là để tạo ra tín hiệu DSB (Double Side Band).

Xét mạch điều chế cân bằng như hình 9.7.

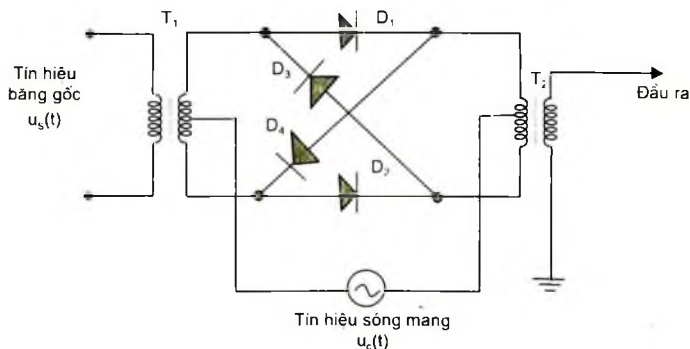
Quy trình hoạt động của mạch vòng này được thể hiện ở hình 9.8.

Giả sử sóng mang có dạng:

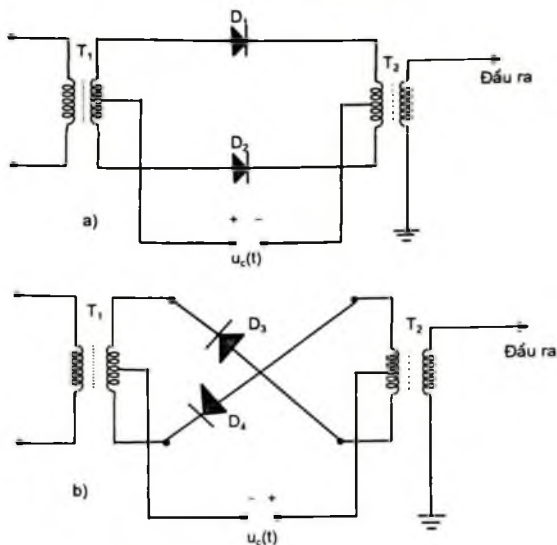
$$u_s(t) = \sin 2\pi f_1 t + \sin 2\pi(3f_1)t + \dots + \sin 2\pi(nf_1)t$$

Khi đó tín hiệu đầu ra cân bằng:

$$u_r(t) = u_s(t) \cdot u_c(t)$$



Hình 9.7. Sơ đồ mạch điều chế cân bằng



**Hình 9.8.** Quy trình hoạt động mạch điều chế cân bằng

a)  $D_1 - D_2$  dẫn;  $D_3 - D_4$  ngắt; b)  $D_1 - D_2$  ngắt;  $D_3 - D_4$  dẫn

**Ví dụ 9.2:** Cho tín hiệu cân điều chế  $u_c(t) = 2\sin 2\pi(5 \cdot 10^3)t$ . Tìm dạng sóng điện áp đầu ra của bộ điều chế cân bằng, biết tần số sóng mang là 45kHz (hình 9.9).

**Bài giải:**

Dạng sóng điện áp sóng mang:

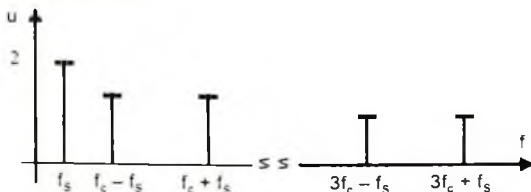
$$u_c(t) = \sin 2\pi(45 \cdot 10^3)t + \frac{1}{3} \sin 2\pi(3 \cdot 45 \cdot 10^3)t + \dots + \frac{1}{n} \sin 2\pi(n \cdot 45 \cdot 10^3)t$$

Dạng sóng điện áp đầu ra:

$$u_r(t) = u_s(t) \cdot u_c(t)$$

$$= 2\sin 2\pi(5 \cdot 10^3)t \cdot \sin 2\pi(45 \cdot 10^3)t + \frac{2}{3} \sin 2\pi(5 \cdot 10^3)t \cdot \sin 2\pi(3 \cdot 45 \cdot 10^3)t + \dots + \frac{2}{n} \sin 2\pi(5 \cdot 10^3)t \cdot \sin 2\pi(n \cdot 45 \cdot 10^3)t$$

– Phổ DSB (hình 9.9):



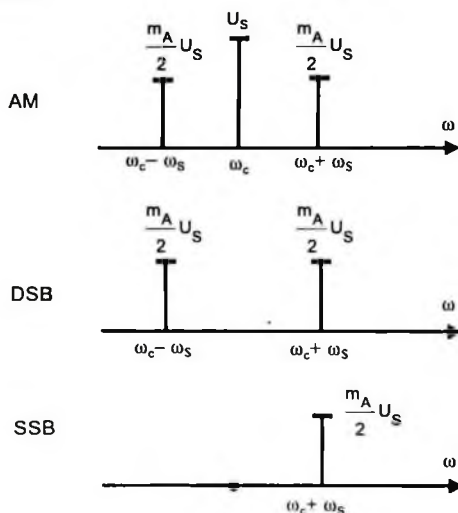
**Hình 9.9.** Phổ của tín hiệu điều chế DSB



### 9.2.4. Điều chế đơn biên SSB (Single Side Band)

Như đã biết, phổ của dao động điều biên gồm tải tần và hai biên tần, trong đó chỉ có các biên tần là mang tin tức. Vì cả hai dải biên tần mang tin tức như nhau (về biên độ và tần số) nên chỉ cần truyền đi một biên tần là đủ thông tin về tin tức. Tải tần chỉ cần dùng để tách sóng, do đó có thể nén toàn bộ hay một phần tải tần trước khi truyền đi. Quá trình điều chế nhằm tạo ra một dải biên tần gọi là điều chế đơn biên SSB (hình 9.10).

Cách tạo SSB:



Hình 9.10. Phổ của các tín hiệu điều chế AM, DSB, SSB

Băng thông:  $BW_{SSB} = f_s$

Sóng mang phụ tín hiệu SSB từ 100kHz đến 500kHz, thường chọn 100kHz hoặc 200kHz.

Điều chế đơn biên (với một phần dư của tải tần) mang một ý nghĩa thực tế lớn. Điều chế đơn biên với mạch phức tạp, tốn kém nhưng lại có nhiều ưu điểm quan trọng hơn hẳn điều biên thông thường:

- Độ rộng dải tần giảm một nửa.
- Công suất phát xạ yêu cầu thấp hơn với cùng một cự ly thông tin, vì đã tập trung công suất của tải tần và một biên tần cho biên tần còn lại.
- Tạp âm tại bộ tách sóng giảm do dải tần của tín hiệu hẹp hơn.

Do những ưu điểm trên, nên điều chế đơn biên ngày càng được dùng nhiều trong thông tin nói chung (ở dải sóng ngắn và sóng trung) và thông tin quân sự nói riêng.

### 9.2.5. Tách sóng đơn biên

Tách sóng tín hiệu điều chế đơn biên thường được thực hiện nhờ mạch điều chế vòng. Tín hiệu đơn biên với tần số  $\omega_c + \omega_s$  đặt lên một đầu vào của mạch điều chế vòng, tải tin phụ với tần số  $\omega_c$  tạo ra ở đầu thu được đưa đến đầu vào thứ hai của mạch

Trên đầu ra của mạch điều chế vòng là tín hiệu có tần số  $\omega_s$  và  $2\omega_c + \omega_s$ . Nhờ một mạch lọc thông thấp lấy ra được thành phần tần số mong muốn  $\omega_s$ . Vấn đề chính ở đây là việc tạo ra tải tin phụ ở đầu thu, sao cho tần số của nó hoàn toàn giống với tải tin ở phía phát (trước điều chế). Để được điều đó, thường người ta lọc lấy tải tin đã bị nén, trong tín hiệu có ích thu được, rồi khuếch đại và hạn biên để được tải tin đủ lớn, rồi đem cộng trực tiếp với tín hiệu đơn biên, hoặc đưa đến bộ tạo tải tin phụ ở đầu thu để thực hiện đồng bộ.

## 9.3. ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ GÓC FM-PM

### 9.3.1. Định nghĩa điều tần và điều pha

Vì giữa tần số và góc pha của một dao động có quan hệ với nhau, nên dễ dàng chuyển đổi sự biến thiên tần số thành biến thiên về pha và ngược lại theo biểu thức sau:

$$\omega = \frac{d\psi}{dt}$$

Điều tần và điều pha là quá trình ghi tin tức vào tải tin, làm cho tần số và pha tức thời của tải tin biến thiên theo dạng tín hiệu điều chế.

Tín hiệu băng gốc (tải tin):

$$u_s = U_s \cos \omega_s t$$

Tín hiệu sóng mang cao tần:

$$u_c = U_c \cos(\omega_c t + \theta_0) \text{ với } \omega_c \gg \omega_s$$

$\omega_c$  – Tần số góc sóng mang;

$\theta_0$  – Pha ban đầu;

$\theta(t) = \omega_c t + \theta_0$  pha tức thời của dao động cao tần.

Nếu tín hiệu điều chế tần thấp làm thay đổi pha tức thời, ta có điều chế góc. Trong điều chế góc, biên độ sóng mang không thay đổi.

Nếu như tín hiệu băng gốc làm thay đổi tần số  $\omega_0$ , ta có điều chế tần số FM (Frequency Modulation).

Nếu như tín hiệu băng gốc làm thay đổi pha ban đầu  $\theta_0$ , ta có điều chế PM (Phase Modulation).

Mối quan hệ giữa pha và tần số:

$$\omega_c(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$$

$$\theta(t) = \int \omega_c(t) dt$$

### 9.3.2. Phổ FM

– Phổ tín hiệu điều chế (FM, PM) khi điều chế đơn âm giống nhau và được xác định:

$$u_{FM}(t) = U \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_s t)$$

Trong đó:  $m_f$  – Hệ số điều chế;

$\omega_c$  – Tần số góc sóng mang;

$\omega_s$  – Tần số tín hiệu băng gốc.

Khai triển biểu thức trên ta được:

$$u_{FM}(t) = U[\cos(\omega_f \sin \omega_s t)] \cos \omega_c t - U[\sin(\omega_f \sin \omega_s t)] \sin \omega_c t$$

Lưu ý:  $\cos \alpha \approx 1$ ,  $\sin \alpha \approx \alpha$  với  $\alpha$  rất nhỏ.

FM dải hẹp (NBFM: Narrow Band FM):  $m_f < 0,25$

Khi  $m_f < 0,25$  thì  $m_f \sin \alpha < 0,25$

$\cos(m_f \sin \alpha) \approx 1$  và  $\sin(m_f \sin \alpha) \approx m_f \sin \alpha$

Ta có:  $u_{NBFM}(t) = U \cos \omega_c t - U m_f \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_c t$

Nhận xét: biểu thức của FM dải hẹp gồm hai thành phần:

+  $U \cos \omega_c t$  dạng sóng mang trung tâm.

+  $U m_f \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_c t$  dạng sóng biên tần được phân tích thành hai thành phần biên như sau:

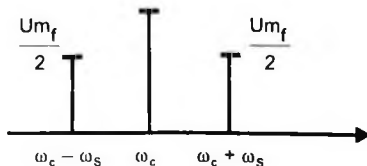
$$U m_f \sin \omega_s t \cdot \sin \omega_c t = \frac{U m_f}{2} \cos(\omega_c - \omega_s) t - \frac{U m_f}{2} \cos(\omega_c + \omega_s) t$$

Thành phần  $\frac{U m_f}{2} \cos(\omega_c - \omega_s) t$  gọi là biên tần dưới, còn thành phần

$\frac{U m_f}{2} \cos(\omega_c + \omega_s) t$  được gọi là biên tần trên.

– Phổ băng tần hẹp FM (hình 9.11):

Sóng mang



Hình 9.11. Phổ băng tần hẹp FM

Ta có nhận xét rằng phổ băng tần hẹp FM hoàn toàn giống phổ AM. Kỹ thuật này thường được ứng dụng trong thông tin thoại FM với độ di tần (5–15)kHz.

**FM dải rộng (WBFM: Wide Band FM):**  $m_f > 0,25$  (hình 9.12)

– Gồm thành phần tần số sóng mang và các thành phần biên:  $\omega_c \pm n\omega_s$  với  $n = 1, 2, 3, \dots$

– Biên độ tỷ lệ với hàm số Bessel loại 1 bậc  $n$ :

$$u_{\text{WBFM}}(t) = U \left\{ J_0 \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{\infty} J_{n(m_f)} [\cos(\omega_c + n\omega_s)t + (-1)^n \cos(\omega_c - n\omega_s)t] \right\}$$

Trong đó:  $J_0, \dots, J_n$  là các hệ số hàm Bessel được cho trong bảng sau:

$m_f$	$J_0$	$J_1$	$J_2$	$J_3$	$J_4$	$J_5$
0,00	1,0	–	–	–	–	–
0,25	0,98	0,12	–	–	–	–
0,5	0,94	0,24	0,03	–	–	–
1,0	0,77	0,44	0,11	0,02	–	–
1,5	0,51	0,56	0,23	0,06	0,01	–
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03	–
2,4	0	0,52	0,43	0,20	0,06	0,02

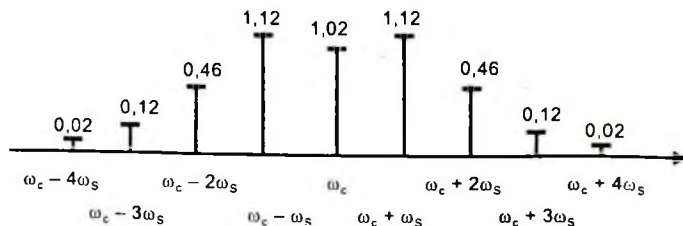
**Ví dụ 9.3:** Vẽ phổ điều chế WBFM với  $m_f = 1,5$ ;  $U_{\text{WBFM}} = 2V$

**Bài giải:** Tra bảng hàm Bessel ứng với  $m_f = 1,5$  ta được các giá trị như sau:

$$J_0 = 0,51; J_1 = 0,56; J_2 = 0,23; J_3 = 0,06; J_4 = 0,01$$

Vậy  $n = 4$ , khi đó ta có:

$$\begin{aligned} u_{\text{WBFM}}(t) = & 2(0,51 \cos \omega_c t) + 2 \cdot 0,56 [\cos(\omega_c + \omega_s)t + \cos(\omega_c - \omega_s)t] \\ & + 2 \cdot 0,23 [\cos(\omega_c + 2\omega_s)t + \cos(\omega_c - 2\omega_s)t] \\ & + 2 \cdot 0,06 [\cos(\omega_c + 3\omega_s)t + \cos(\omega_c - 3\omega_s)t] \\ & + 2 \cdot 0,01 [\cos(\omega_c + 4\omega_s)t + \cos(\omega_c - 4\omega_s)t] \end{aligned}$$



**Hình 9.12.** Phổ băng tần rộng FM với  $m_f = 1,5$

– Công suất phổ biên cực đại:  $\frac{U_2}{2R_{\text{eq}}}$

– Công suất có điều chế:  $P(m_r \neq 0) =$  tổng công suất các vạch phổ.

Nhận xét: WBFM có tính chống nhiễu cao nên thường được ứng dụng trong phát thanh FM Stereo, tiếng TV, Viba, truyền hình vệ tinh. So với AM, công suất FM hầu như không thay đổi (sai số không đáng kể). Xét về mặt lý thuyết thì băng thông FM-PM là vô cùng lớn nhưng trên thực tế đôi khi băng thông FM-PM được coi là không đổi với công thức:

$$BW_{\text{FM}} \approx 2f_m(1 + m_r + \sqrt{m_r})$$

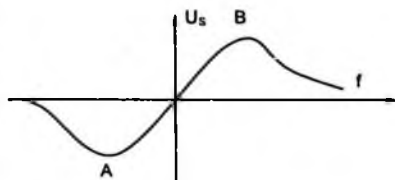
Thông tin FM có tính chống nhiễu cao hơn AM, chính vì vậy điều chế FM thường được chọn ở hệ thống thông tin điều chế tương tự.

### 9.3.3. Giải điều chế FM

Tách sóng tín hiệu điều tần (giải điều chế FM) là quá trình biến đổi độ lệch tần số tức thời của tín hiệu thành biến thiên điện áp ở đầu ra.

Đặc trưng cho quan hệ biến đổi, là đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng. Đó là đường biểu diễn quan hệ giữa điện áp ra và lượng biến thiên tần số ở đầu vào hình 9.13.

Để hạn chế méo phi tuyến, phải chọn điểm làm việc trong phạm vi tuyến tính của đặc tuyến truyền đạt (đoạn AB trong đặc tuyến hình 9.13).



Hình 9.13. Đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng tần số

Theo hình trên có thể xác định được hệ số truyền đạt:

$$S_f = \left. \frac{du_s}{df} \right|_{\Delta f = 0}$$

Tách sóng tần số và tách sóng pha thường được thực hiện theo một trong những nguyên tắc sau:

– Biến tín hiệu điều tần hoặc điều pha thành tín hiệu điều biên, rồi thực hiện tách sóng biên độ.

– Biến tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều chế độ rộng xung, rồi thực hiện tách sóng điều chế độ rộng xung nhờ một mạch lọc thông thấp.

– Sử dụng vòng khoá pha PLL (Phase Locked Loop) để tách sóng tần số và pha.

#### 1. Mạch tách sóng điều tần có hai khung cộng hưởng lệch

Mạch tách sóng điều tần có hai mạch cộng hưởng lệch, mạch gồm hai mạch tách sóng biên độ: diode  $D_1$  với tải là  $C_3, R_1$  và diode  $D_2$  với tải là  $C_4, R_2$ .

Hai mạch này hoàn như nhau, nghĩa là  $D_1 = D_2$ ,  $C_3 = C_4$ ,  $R_1 = R_2$ . Do đó hệ số truyền đạt của hai mạch tách sóng bằng nhau:  $K_{D1} = K_{D2}$ .

Nhờ đặc tính cộng hưởng của hai khung, điện áp tín hiệu của  $U_1$  cung cấp cho  $D_1$  và điện áp tín hiệu  $U_2$  cung cấp cho  $D_2$ , do đó trên tải tách sóng  $R_1$  và  $R_2$  ta có:

$$U_r = U_{r1} - U_{r2} = K_{D1}U_1 - K_{D2}U_2$$

Vì  $K_{D1} = K_{D2} = K_D$

Nên  $U_r = (U_1 - U_2) K_D$

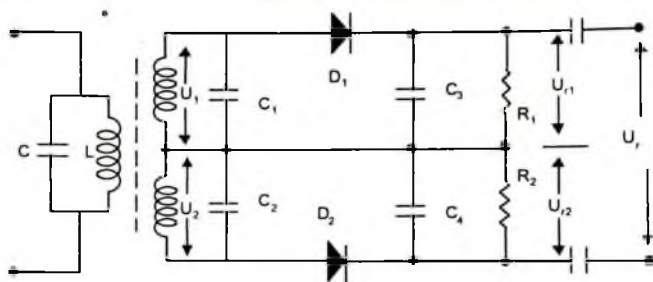
Gọi  $f_1$  và  $f_2$  là tần số cộng hưởng của hai khung.

Tại  $f_1 = f_2$ :  $U_1 = U_2$  nên  $U_r = 0$

Tại  $f_1 > f_2$ :  $U_1 > U_2$  nên  $U_r > 0$

Tại  $f_1 < f_2$ :  $U_1 < U_2$  nên  $U_r < 0$

Do đó ta lấy ra được điện áp trên tải tách sóng có quy luật biến đổi đúng như quy luật biến đổi tần số đầu vào. Vì vậy, nhiệm vụ tách sóng được thực hiện (hình 9.14).



Hình 9.14. Mạch tách sóng điều tần có hai mạch cộng hưởng lệch

Nhận xét: Phương pháp tách sóng này còn nhiều hạn chế khi có điều biên ký sinh làm  $U_1$  và  $U_2$  tăng, dẫn tới biên độ  $U_r$  cũng tăng. Vì vậy, mạch tách sóng này không có khả năng khử điều biên ký sinh. Muốn sử dụng bộ tách sóng này thì tăng trước nó phải làm việc ở chế độ hạn biên.

## 2. Mạch tách sóng điều tần kiểu tỷ lệ đối xứng

Mạch tách sóng tỷ lệ, tín hiệu điều tần được biến đổi sang tín hiệu điều biên bằng hệ thống mạch. Điện áp  $U_{D1}$  và  $U_{D2}$  tại hai diode  $D_1$  và  $D_2$  được xác định bằng các biểu thức:

$$U_{D1} = U_1 + U_2'$$

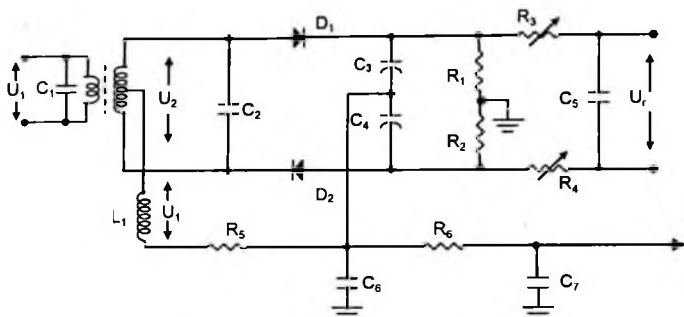
$$U_{D2} = U_r - U_2''$$

$$U_r = U_{L3}$$

$$U_2' = U_2'' = U_2/2$$

Tới đây quá trình tách sóng là tách sóng điều biên.  $U_{D1}$  được tách sóng bằng diode  $D_1$ .  $U_{D2}$  được tách sóng bằng diode  $D_2$ , điện trở và tụ  $R_3$ .  $R_1$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  là tải tách sóng của diode  $D_1$ . Các điện trở và tụ điện  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_4$ ,  $C_6$  là tải tách sóng

của diode  $D_2$ , điện trở  $R_3$ ,  $R_4$  thêm vào để điều chỉnh cho mạch thật đối xứng. Tụ  $C_5$  có điện dung lớn, do đó có hằng số thời gian  $(R_1 + R_2) C_5$  rất lớn, điện áp  $U_0$  trên  $C_5$  có thể coi là không đổi. Hai diode  $D_1$  và  $D_2$  đấu nối tiếp nhau, và chỉ làm việc nửa chu kỳ tín hiệu bên sơ cấp. Điện áp ra bởi mỗi diode thay đổi theo quy luật âm tần, xuất hiện trên hai tụ  $C_3$  và  $C_4$ . Điện áp trên  $C_3$  tăng bao nhiêu thì điện áp trên  $C_4$  giảm bấy nhiêu. Trong khi đó điện áp giữa hai điểm AB không đổi. Cho nên ở điểm E có điện áp âm so với điểm mất (hình 9.15).



Hình 9.15. Mạch tách sóng điều tần kiểu tỷ lệ đối xứng

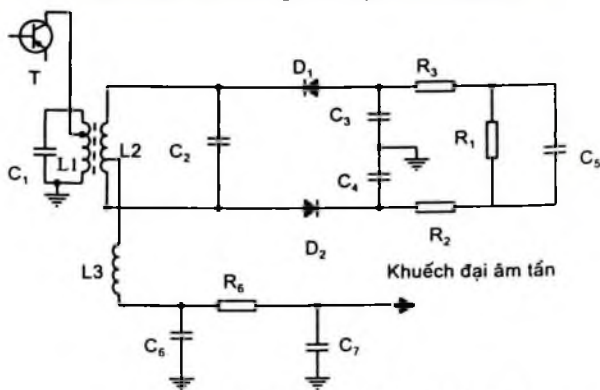
Mặt khác, xét dòng nắn qua  $D_1$  nạp cho tụ  $C_3$  và  $C_6$  với dòng nắn qua diode  $D_2$  nạp qua tụ  $C_4$  và  $C_6$ , hai dòng đó ngược chiều nhau. Khi  $f_1 = f_2$  thì giá trị tuyệt đối của điện áp trên  $D_1$ ,  $D_2$  bằng nhau ( $U_{D1} = U_{D2}$ ) nên  $I_1 = I_2$  và trên tụ  $C_6$  không có điện áp âm tần ra:  $U_r = 0$ . Khi  $f_1 > f_2$  thì  $U_{D1} > U_{D2}$  nên  $I_1 > I_2$  và trên  $C_6$  có điện áp  $U_r > 0$ . Khi  $f_1 < f_2$  thì  $U_{D1} < U_{D2}$  nên  $I_1 < I_2$  và trên tụ  $C_6$  có điện áp  $U_r < 0$ . Điện áp sụt trên  $C_6$  chính là điện áp âm tần cần lấy ra để đưa ra tầng khuếch đại âm tần. Các linh kiện  $R_6$ ,  $C_6$ ,  $C_7$  có tác dụng hiệu chỉnh lại điện áp tần số tín hiệu ở dải tần số cao, để bù lại việc nâng cao biên độ tín hiệu ở máy phát. Điện trở  $R_5$  có tác dụng làm giảm dòng điện xung qua hai diode. Trong mạch tách sóng tỷ lệ đối xứng, tải tách sóng của hai diode hoàn toàn cân bằng nhau:  $C_3 = C_4$ ,  $R_3 = R_4$ ,  $R_1 = R_2$ . Vì  $C_5$  có trị số lớn (khoảng  $10\mu\text{F}$  nên  $R_1$ ,  $R_2$  chỉ có điện áp một chiều, do đó nó có tác dụng cắt điều biên ký sinh.

Mạch tách sóng tỷ lệ đối xứng có nhiều ưu điểm nên thường được sử dụng phổ biến trong các máy thu điều tần.

### 3. Mạch tách sóng tỷ lệ không đối xứng

Nguyên lý làm việc của mạch cũng tương tự như mạch đối xứng. Hai diode  $D_1$  và  $D_2$  mắc nối tiếp nhau và chỉ làm việc trong một nửa chu kỳ của tín hiệu bên sơ cấp. Tải của hai diode không đối xứng nhau: Tải của  $D_1$  là  $C_3$ ,  $R_3$ ,  $R_1$ ,  $C_5$ ; tải của  $D_2$  là  $C_4$ ,  $R_2$ , điện trở  $R_2$  được điều chỉnh để tải đối xứng nhau. Quá trình làm việc của mạch cũng phân tích như mạch tỷ lệ đối xứng. Mạch này tuy chất lượng có kém

hơn mạch tách sóng tỷ lệ đối xứng, nhưng cấu tạo đơn giản, dễ điều chỉnh, do đó mạch được sử dụng khá phổ biến trong các máy thu tần hiện nay (hình 9.16).



Hình 9.16. Mạch tách sóng tỷ lệ không đối xứng

### 9.3.4. Phổ và điều chế PM

PM là một dạng điều chế quan trọng dùng trong thông tin FM gián tiếp dải hẹp, thông tin vệ tinh, thông tin vũ trụ bởi vì tính chống nhiễu của PM và FM tốt hơn AM.

Mạch PM dễ thực hiện từ VCXO (Voltage Controlled Xtal Oscillator – Bộ dao động thạch anh điều khiển bằng điện áp).

Ngoài ra trong mạch FM có độ di tần cao, chỉ số điều chế lớn, nhưng tần số sóng mang bị trôi. Trong khi đó điều chế PM thì độ ổn định sóng mang là một tiêu chuẩn rất quan trọng mà dễ dàng thực hiện.

*Định nghĩa:* Điều chế PM là dạng điều chế pha trong đó tần số sóng mang cao tần không đổi, chỉ có pha sóng mang cao tần biến đổi tỷ lệ với điều chế.

Biểu thức:  $u_{PM}(t) = U \cos [\omega_c t + k_p \cdot u_s(t)] = U \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$

Với  $u_s(t) = U_s \cos 2\pi f_s t$ , ta được  $\varphi(t) :$

$$\varphi(t) = k_p U_s \cos 2\pi f_s t$$

Trong đó  $k_p$  là hằng số [rad/sec] gọi là độ nhạy điều chế (Modulation sensitivity).

Vậy  $m_p = \Delta\varphi = k_p U_s$  gọi là độ di pha PM hay chỉ số điều chế PM.

Dạng sóng điều chế PM:

$$u_{PM}(t) = U[\cos(2\pi f_c t + m_p \cos 2\pi f_s t)] = U \cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

Xét trường hợp  $m_p < 0,25$ : điều chế PM dải hẹp (NPM – Narrow PM)

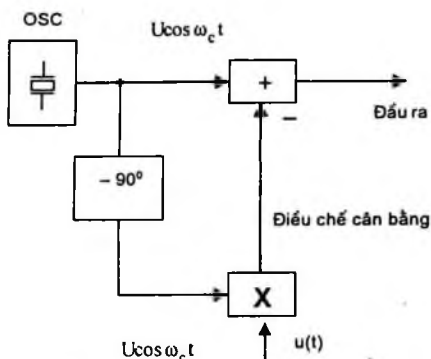
Áp dụng công thức biến đổi lượng giác và gần đúng, ta có:

$$u_{NPM}(t) = U \cos \omega_c t - U(m_p \cos \omega_s t) \sin \omega_c t$$



Trong biểu thức trên ta có nhận xét: thành phần  $U \cos \omega_c t$  là thành phần sóng mang, còn thành phần  $U(m_p \cos \omega_s t) \sin \omega_c t$  là thành phần biên.

Sơ đồ khối điều chế (hình 9.17):



Hình 9.17. Sơ đồ khối điều chế PM dải hẹp

Xét trường hợp  $m_p > 0,25$ : điều chế PM dải rộng (WPM – Wide PM)

PM dải rộng dựa vào đầu ra PM dải hẹp cho qua bộ nhân. Ý nghĩa bộ nhân làm tăng độ dịch pha tạo PM dải rộng.

Với chỉ số  $m_p$  cho trước thì biên độ, công suất của điều chế PM và FM hoàn toàn giống nhau.

Sự khác biệt giữa điều chế PM và FM có thể phân biệt khi tăng hoặc giảm tần số tín hiệu điều chế  $F_m$ , vì:

+ Đối với PM:  $m_{PM} = \Delta\phi = \text{const} \notin F_m$

+ Đối với FM:  $m_{FM} = \frac{\Delta F}{F_m} = \text{const} \in F_m$

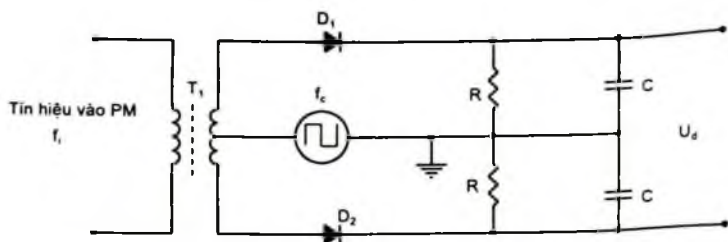
### 9.3.4. Giải điều chế PM

Sơ đồ mạch giải điều chế PM như hình 9.18. Ta có nhận xét rằng mạch này giống mạch dạng điều chế cân bằng. Ở đây, khi  $f_c = f_i$ , tín hiệu có tần số  $f_c$  thì  $D_1, D_2$  dẫn. Nếu  $f_c \neq f_i$  thì mạch hoạt động như bộ đổi tần. Mạch lọc RC chọn lọc lấy thành phần điện áp  $U_d$  của phách hiệu  $(f_c - f_i)$ . Khi khoá pha (đồng bộ)  $f_c = f_i$  chỉ còn sự sai pha giữa hai tín hiệu  $f_c$  và  $f_i$ , điện áp ra  $U_d$  tỷ lệ với sai pha.

Mạch đổi tần thực hiện hàm nhân hai tín hiệu điện áp. Điện áp ra:

$$U_d = U \sin(\omega_1 t + \theta_1) \cdot 2 \cos(\omega_c t + \theta_c)$$

$$U_d = U \sin[(\omega_1 t + \theta_1) - (\omega_c t + \theta_c)] + U \sin[(\omega_1 t + \theta_1) + (\omega_c t + \theta_c)]$$



Hình 9.18. Sơ đồ mạch giải điều chế PM

Khi khoá pha  $\omega_c = \omega_1$ , thành phần  $U \sin[(\omega_1 t + \theta_1) - (\omega_c t + \theta_c)]$  bị loại bỏ bởi mạch lọc thông thấp. Khi này ta có:

$$U_d = U \sin(\theta_1 - \theta_c)$$

$U_d$  tỷ lệ với biên độ tín hiệu vào  $f$ , và độ sai pha.

## 9.4. TRỘN TẦN

### 9.4.1. Định nghĩa

Trộn tần là quá trình tác động lên hai tín hiệu sao cho trên đầu ra của bộ trộn nhận được tín hiệu tổng hoặc hiệu của hai tín hiệu đó.

Gọi:  $f_{ns}$  là tần số của tín hiệu ngoại sai;

$f_{th}$  là tần số của tín hiệu cần trộn với  $f_{ns}$ ;

$f_t$  là tần số trung gian lấy ở đầu ra của bộ trộn tần.

Khi tín hiệu ngoại sai và tín hiệu hữu ích đưa vào phần tử phi tuyến thì dòng điện tổng hợp được khai triển theo chuỗi Taylor:

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n + \dots$$

Trong đó:  $u = u_{ns} + u_{th}$

Giả sử  $u_{ns} = U_{ns} \cos \omega_{ns} t$

$u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th} t$

$\Rightarrow i = a_0 + a_1 (U_{ns} \cos \omega_{ns} t + U_{th} \cos \omega_{th} t) +$

$$\frac{a_2}{2} (U_{ns}^2 + U_{th}^2) + \frac{a_2}{2} (U_{ns}^2 \cos 2\omega_{ns} t + U_{th}^2 \cos 2\omega_{th} t)$$

Tín hiệu ra gồm có thành phần một chiều, thành phần cơ bản:  $(\omega_{ns}, \omega_{th}, \omega_{ns} \pm \omega_{th}, 2\omega_{ns}, 2\omega_{th})$ . Ngoài ra còn có các thành phần bậc cao.

$$\omega = |m\omega_{ns} \pm n\omega_{th}|$$

Khi  $m, n = 1 \Rightarrow \omega = \omega_{ns} \pm \omega_{th}$ : bộ trộn tần đơn giản

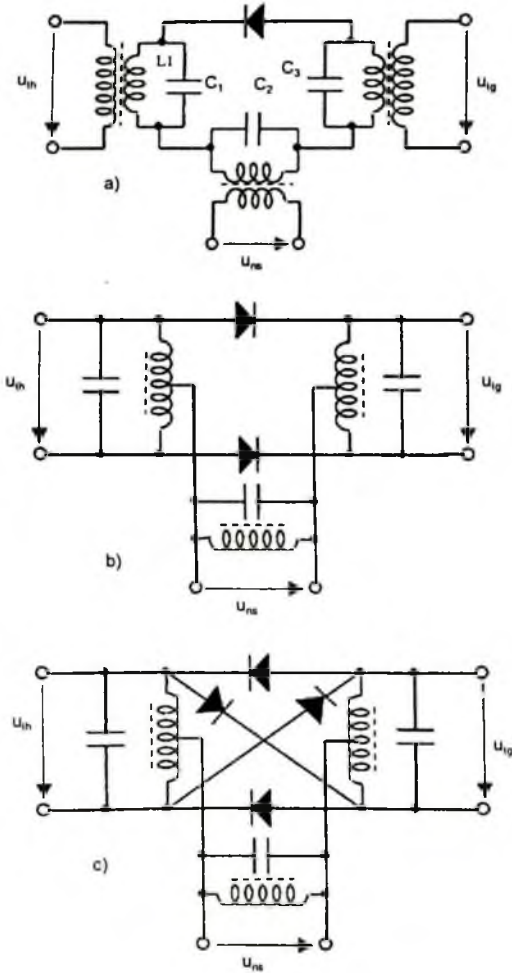
$m, n > 1$ : bộ trộn tần tổ hợp.

Thông thường ta chọn bộ trộn tần đơn giản.

## 9.4.2. Mạch trộn tần

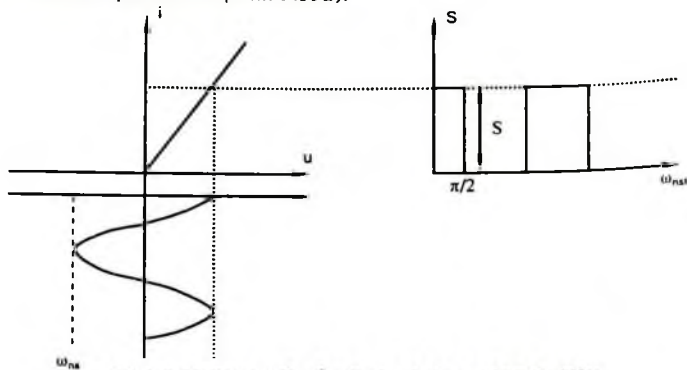
### 1. Mạch trộn tần dùng diode

Mạch trộn tần dùng diode có ưu điểm vì nó được ứng dụng rộng rãi ở mọi tần số, đặc biệt ở phạm vi tần số cao. Tuy nhiên mạch này có nhược điểm là làm suy giảm tín hiệu (hình 9.19).



Hình 9.19. Các mạch trộn tần dùng diode

a) Sơ đồ trộn tần đơn (hình 9.19a):



Hình 9.20. Đặc tuyến của diode và dạng sóng tín hiệu

Theo đặc tuyến lý tưởng hoá của diode (hình 9.20) ta có:

$$i = \begin{cases} s \cdot u & \text{khi } u \geq 0 \\ 0 & \text{khi } u < 0 \end{cases}$$

Trong đó:

$$s = \frac{d_i}{d_u} = \frac{1}{R_i} = G_i$$

Vì điện áp ngoại sai là hàm tuần hoàn theo thời gian nên hồ dẫn là một dãy xung vuông góc với độ rộng  $\theta$ , với điểm đỉnh chọn tại gốc tọa độ  $\theta = \pi/2$ .

Theo chuỗi Fourier ta tính được biên độ hài bậc  $n$  của  $S$ :

$$S_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} S \cos n\omega_{ns} t d(\omega_{ns} t) = \frac{2 \sin n\theta}{n\pi}$$

Thay  $\theta = \pi/2$  và giả thiết  $n = 1$  ta tính được hồ dẫn trộn tần:

$$S_{11} = \frac{1}{2} S_n = \frac{S}{\pi}$$

Tương tự điện dẫn trộn tần được xác định:

$$G_{111} = G_{i0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} G_i d(\omega_{ns} t) = \frac{S\theta}{\pi}$$

Với  $\theta = \pi/2$  thì  $G_{111} = S/2$ .

Để chống tạp âm ngoại sai người ta thường dùng sơ đồ trộn tần cân bằng.

b) Sơ đồ trộn tần cân bằng (hình 9.19b)

Điện áp tín hiệu đặt lên hai diode ngược pha.

Điện áp ngoại sai đặt lên hai diode đồng pha.

$$U_{thD1} = U_{th} \cos \omega_{th} t$$

$$U_{thD2} = U_{th} (\cos \omega_{th} t + \pi)$$

$$U_{nsD1} = U_{nsD2} = u_{ns}$$

Dòng điện trung tần tạo ra đi qua các diode:

$$i_{ig1} = I_{ig2} \cos (\omega_{ns} - \omega_{th}) t$$

$$i_{ig2} = +I_{ig2} \cos ((\omega_{ns} - \omega_{th}) t - \pi)$$

$$= I_{ig2} \cos [\pi - (\omega_{ns} - \omega_{th}) t]$$

$$= -I_{ig2} \cos (\omega_{ns} - \omega_{th}) t$$

Trên mạch cộng hưởng ta có:

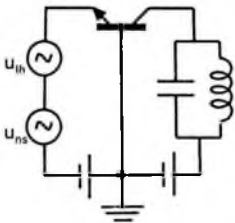
$$i_{ig} = i_{ig1} - i_{ig2} = 2I_{ig} \cos \omega_{ig} t$$

c) Sơ đồ trộn tần vòng (hình 9.19c)

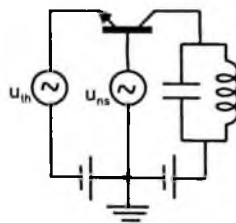
Gồm hai mạch trộn tần cân bằng mắc nối tiếp. Ở đầu ra sơ đồ này chỉ có các thành phần tần số  $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$ , còn các thành phần khác đều bị khử do đó dễ tách được thành phần tần số trung gian mong muốn.

## 2. Mạch trộn tần dùng phân tử khuếch đại

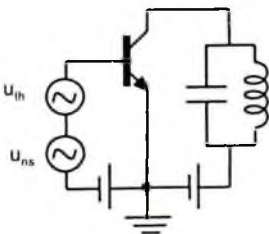
a) Mạch trộn tần dùng BJT (hình 9.21 đến 9.24)



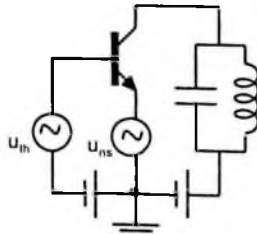
Hình 9.21. Mạch trộn tần dùng BJT mắc BC với  $u_{ns}$  đặt vào emitter



Hình 9.22. Mạch trộn tần dùng BJT mắc BC với  $u_{ns}$  đặt vào base



Hình 9.23. Mạch trộn tần dùng BJT mắc EC với  $u_{ns}$  đặt vào base



Hình 9.24. Mạch trộn tần dùng BJT mắc BC với  $u_{ns}$  đặt vào emitter

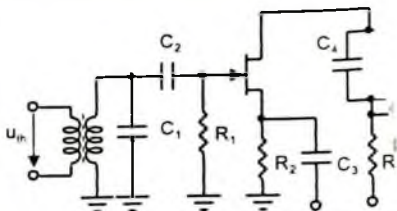
Đặc điểm của sơ đồ BC:

- Phạm vi tần số cao và siêu cao vì tần số giới hạn của nó cao.
- Hệ số truyền đạt của bộ phận trộn tần thấp hơn so với sơ đồ EC.

Trên cơ sở sơ đồ nguyên lý, người ta đã thiết kế nhiều loại sơ đồ khác nhau.

b) Mạch trộn tần dùng transistor trường FET (hình 9.25)

Mạch trộn tần dùng FET có ưu điểm hơn so với mạch trộn tần dùng BJT là quan hệ giữa dòng ra  $I_D$  (dòng máng) và điện áp vào  $U_{GS}$  là quan hệ bậc hai, nên tín hiệu ra của mạch trộn tần giảm được các thành phần phổ và hạn chế được hiện tượng điều chế giao thoa, giảm được tạp âm và tăng được dải rộng của tín hiệu vào.



Hình 9.25. Mạch trộn tần dùng FET

## CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 9

**Bài 1:** Trong điều biên người ta thường chọn hệ số điều chế có giá trị thế nào? Giải thích.

**Bài 2:** Phân biệt điều chế FM và điều chế PM.

**Bài 3:** Nêu khái niệm trộn tần và các mạch trộn tần cơ bản.

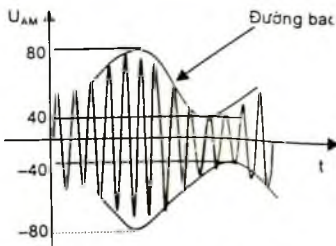
**Bài 4:** Cho tần số sóng mang cao tần AM bằng 1MHz, biên độ 100V tải  $R_{cq} = 100\Omega$ . Tín hiệu điều chế  $u_s(t) = U_1 \cos 2F_1 t + U_2 \cos 2F_2 t$  và  $m_{A1}$  và  $m_{A2}$  lần lượt là các hệ số của tín hiệu có tần số  $F_1 = 5\text{kHz}$  và  $F_2 = 15\text{kHz}$ . Tính công suất sóng mang và công suất đầu ra AM, vẽ phổ AM.

**Bài 5:** Cho tín hiệu điều biên có  $U_{\max} = 90\text{V}$ ,  $U_{\min} = 15\text{V}$ . Tính hệ số điều chế và cho biết điều chế này có bị méo hay không? Tính công suất sóng mang và công suất đầu ra AM, biết  $R_{cq} = 100\Omega$ .

**Bài 6:** Cho tín hiệu băng gốc  $u_1(t) = 4\sin 5\pi \cdot 10^3 t$ . Tìm dạng sóng điện áp đầu ra của bộ điều chế cân bằng, biết tần số sóng mang là 35kHz.

**Bài 7:** Vẽ phổ điều chế WBFM với  $m_f = 2,4$ ;  $U_{WBFM} = 3\text{V}$

**Bài 8:** Cho tín hiệu điều chế AM như hình 1. Tính hệ số điều chế, vẽ phổ biên độ biết tần số sóng mang là 100kHz và tần số tín hiệu băng gốc là 15kHz.



Hình 1. Tín hiệu điều chế AM

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- Phạm Minh Hà, 2002. *Kỹ thuật mạch điện tử*, NXB Khoa học và Kỹ thuật.
- Robert Boylestad & Louis Nashelsky, 2004. *Electronic diveces and circuit theory*, Prentice – Hall International.
- 1 William D. Stanley, 1990. *Operational amplifiers with linear Integrated circuit*, Macmillan Publishing Company.

# MỤC LỤC

## Lời nói đầu

### Chương 1

<b>KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR LƯỜNG CỰC – BJT</b>	
1.1. Giới thiệu chung .....	5
1.2. Các kiến thức cơ bản về mạch điện.....	7
1.3. Phân cực cho transistor lưỡng cực – BJT.....	9
1.4. Khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng transistor lưỡng cực .....	18
Câu hỏi và bài tập chương 1 .....	28

### Chương 2

<b>KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR TRƯỜNG – FET</b>	
2.1. Giới thiệu chung .....	32
2.2. Phân cực cho FET.....	40
2.3. Thiết kế mạch phân cực dùng FET .....	53
2.4. Khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng FET.....	53
2.5. Thiết kế mạch khuếch đại dùng FET .....	72
2.6. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến mạch khuếch đại.....	73
Câu hỏi và bài tập chương 2 .....	86

### Chương 3

<b>GHÉP TẦNG KHUẾCH ĐẠI VÀ CÁC MẠCH KHUẾCH ĐẠI ĐẶC BIỆT</b>	
3.1. Giới thiệu chung .....	88
3.2. Mạch khuếch đại ghép RC .....	88
3.3. Mạch khuếch đại ghép biến áp .....	90
3.4. Mạch khuếch đại ghép trực tiếp.....	92
3.5. Mạch khuếch đại Cascode.....	93
3.6. Mạch khuếch đại Darlington .....	95
3.7. Khuếch đại vi sai .....	98
Câu hỏi và bài tập chương 3 .....	101

### Chương 4

#### KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

4.1. Định nghĩa – Phân loại.....	106
4.2. Khuếch đại công suất chế độ A .....	107
4.3. Khuếch đại công suất chế độ B.....	118
4.4. Méo trong tầng khuếch đại.....	124
4.5. Khuếch đại chế độ C và D.....	128
4.6. IC công suất.....	129
Câu hỏi và bài tập chương 4 .....	133



## **Chương 5**

### **KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN**

5.1. Giới thiệu chung .....	15
5.2. Các ứng dụng của OA .....	15
Câu hỏi và bài tập chương 5 .....	15

## **Chương 6**

### **NGUỒN ĐIỆN MỘT CHIỀU**

6.1. Giới thiệu chung .....	15
6.2. Biến áp nguồn và mạch chỉnh lưu .....	15
6.3. Tổng quan về bộ lọc .....	15
6.4. Mạch ổn áp .....	16
Câu hỏi và bài tập chương 6 .....	15

## **Chương 7**

### **DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ**

7.1. Giới thiệu chung .....	15
7.2. Mạch dao động di pha .....	15
7.3. Mạch dao động cầu Wien .....	15
7.4. Mạch tạo dao động cộng hưởng .....	15
7.5. Các mạch tạo dao động dùng thạch anh .....	18
Câu hỏi và bài tập chương 7 .....	18

## **Chương 8**

### **BIẾN ĐỔI TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ – SỐ VÀ SỐ – TƯƠNG TỰ**

8.1. Giới thiệu chung .....	18
8.2. Tổng quan về biến đổi tín hiệu .....	18
8.3. Các mạch biến đổi số – tương tự .....	18
8.4. Các mạch biến đổi tương tự – số .....	19
8.5. Một số vi mạch biến đổi tương tự – số và số – tương tự thông dụng ..	19
Câu hỏi và bài tập chương 8 .....	19

## **Chương 9**

### **ĐIỀU CHẾ – TÁCH SÓNG – TRỘN TẦN**

9.1. Khái niệm chung về điều chế và tách sóng .....	20
9.2. Điều biên và tách sóng điều biên .....	20
9.3. Điều chế và giải điều chế góc FM-PM .....	20
9.4. Trộn tần .....	21
Câu hỏi và bài tập chương 9 .....	21
Tài liệu tham khảo .....	21

*Chịu trách nhiệm xuất bản:*

Chủ tịch Hội đồng Thành viên kiêm Tổng Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI

Phó Tổng Giám đốc kiêm Tổng biên tập VŨ VĂN HÙNG

*Tổ chức bản thảo và chịu trách nhiệm nội dung:*

Phó Tổng biên tập NGÔ ÁNH TUYẾT

Giám đốc Công ty CP Sách ĐH-ĐN NGÔ THỊ THANH BÌNH

*Biên tập nội dung và sửa bản in:* DƯƠNG VĂN BẰNG

*Trình bày bìa:* ĐINH XUÂN DŨNG

*Chế bản:* TRỊNH THỰC KIM DUNG

---

Công ty CP Sách Đại học – Day nghề, Nhà xuất bản Giáo dục Việt Nam  
giữ quyền công bố tác phẩm.

---

## **GIÁO TRÌNH KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ**

---

**Mã số: 7B687y3-DAI**

Số đăng kí KHXB : 54 - 2013/CXB/ 45- 51/GD.

In 700 cuốn (QĐ in số : 63), khổ 16 x 24 cm.

In tại Công ty CP In Phú Thọ.

in xong và nộp lưu chiểu tháng 08 năm 2013.

