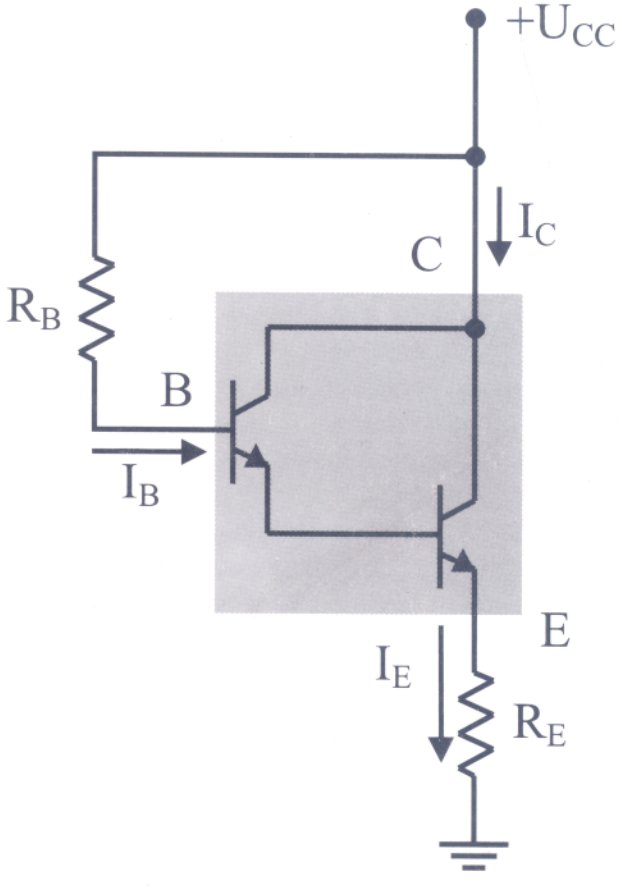
JICA - HIC, DỰ ÁN TĂNG CƯỜNG KHẢ NĂNG ĐÀO TẠO CÔNG NHÂN KỸ THUẬT
TRƯỜNG CAO ĐẲNG CÔNG NGHIỆP HÀ NỘI
BAN ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN

GIÁO TRÌNH

KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ



NHÀ XUẤT BẢN THỐNG KÊ

LỜI NÓI ĐẦU

Để đáp ứng nhu cầu học tập và nghiên cứu cho các em học sinh trong Dự án Tăng cường khả năng đào tạo công nhân kỹ thuật Trường cao đẳng công nghiệp Hà nội, Ban điều khiển điện đã biên soạn cuốn giáo trình "***Kỹ thuật mạch điện tử***"

Cuốn sách gồm 6 chương:

Chương 1: Khuếch đại tín hiệu nhỏ

Chương 2: Ghép giữa các tầng khuếch đại

Chương 3: Khuếch đại công suất

Chương 4: Khuếch đại thuật toán

Chương 5: Nguồn điện

Chương 6: Dao động điều hoà

Với nội dung cô đọng, dễ hiểu, không đi sâu vào các vấn đề lý thuyết phức tạp, các chương đều có rất nhiều ví dụ minh hoạ, cuốn sách chắc chắn sẽ là tài liệu học tập, nghiên cứu, bổ ích.

Chúng tôi đã rất cố gắng khi biên soạn tài liệu, tuy nhiên có thể có những sai sót trong quá trình biên soạn rất mong nhận được những ý kiến đóng góp từ các em học sinh, và các đồng nghiệp.

Mọi thông tin liên hệ xin gửi về:

Ban điều khiển điện- Trường cao đẳng công nghiệp Hà nội.

Tháng 9-2002.

Dự án JICA-HIC

Tác giả

TẬP THỂ GIÁO VIÊN

BAN ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN

TRƯỜNG CAO ĐẲNG CÔNG NGHIỆP HÀ NỘI

MỤC LỤC

CHƯƠNG 1: KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ

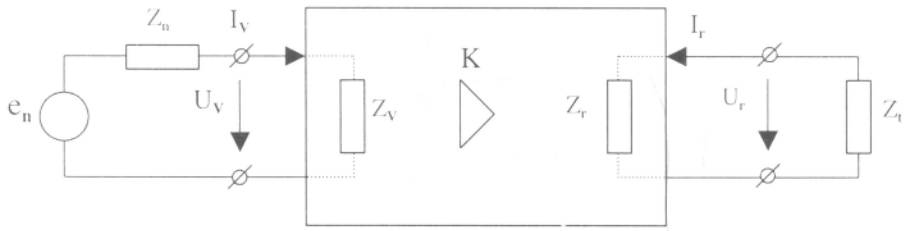
1.1. GIỚI THIỆU VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN TỬ

1.1.1.

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

Còn tín hiệu được đặc trưng bởi thông số dòng điện i(t) hoặc điện áp u(t)

Sơ đồ khối của một bộ khuếch đại điện tử cho ở hình 1.1



Hình 1.1: Bộ khuếch đại điện tử

Trong sơ đồ này ký hiệu hình ▷ mô tả đây là bộ khuếch đại.

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

$$K_u = U_r/U_v$$

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

$$K_i = I_r/I_v$$

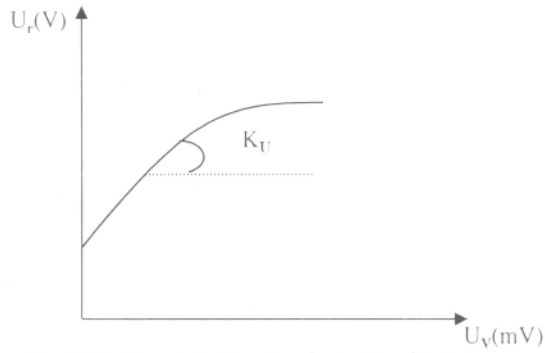
Nếu các tín hiệu vào ra là công suất thì ta có hệ số khuếch đại công suất:

$$K_P = P_r/P_v$$

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:

$$Z_V = U_V/I_V$$



Hình1.2: Đặc tính biên độ của bộ khuếch đại

Z_r là trở kháng ra của bộ

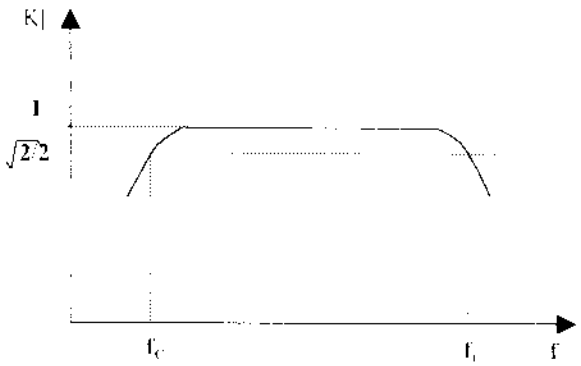
khuếch đại:

$$Z_r = U_r/I_r$$

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_r theo U_v hoặc I_r 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 1 bộ khuếch đại.

Méo phi tuyến (không đường thẳng) của bộ khuếch đại là sự thay đổi dạng của tín hiệu so với tín hiệu vào do tính phi tuyến của các phần tử của 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.



Hình 1.3: Đặc tính tần số của bộ khuếch đại

Z_t 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 này.

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

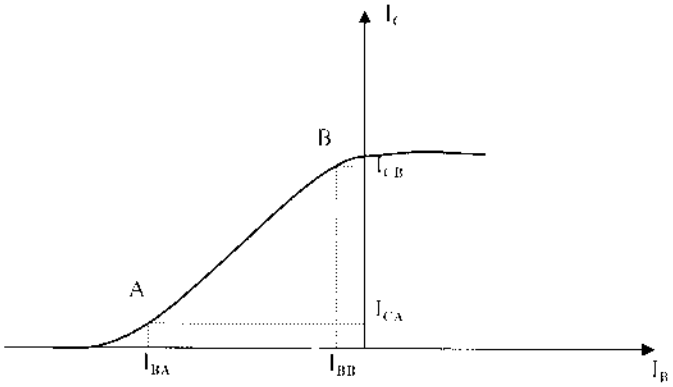
$$Z_n = Z_V$$

$$Z_r = Z_t$$

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

Nếu bộ khuếch đại có $K_U \approx 1$ và $K_i > 1$ thì 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 ta gọi nó là bộ khuếch đại công suất.

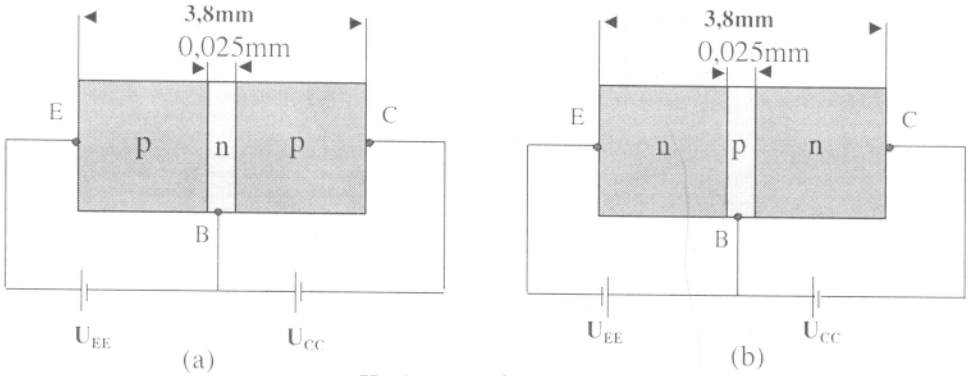


Hình1.4: Đặc tính truyền dẫn của Transistor

1. 2. TRANSISTOR LƯỠNG CỰC – BJT (Bipolar junction transistor).

1.2.1. Cấu trúc của transistor.

Transistor là một linh kiện bán dẫn bao gồm ba lớp bán dẫn với các bán dẫn p và n xen kẽ nhau. Theo trình tự của miền p và miền n ta có hai loại transistor : pnp và npn (hình 1.5).



Hình 1.5: Cấu trúc của transistor.
(a): transistor pnp; (b) transistor npn

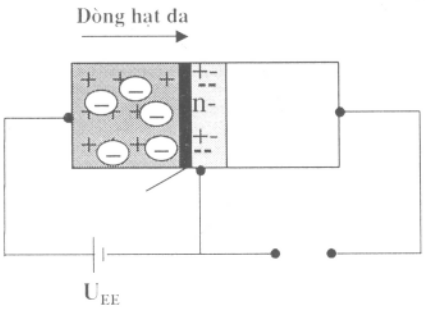
Miền p thứ nhất của transistor pnp (với transistor npn là miền n) được gọi là miền emitter, miền này được pha tạp chất với nồng độ lớn nhất, nó đóng vai trò phát xạ các hạt dẫn (lỗ trống hoặc điện tử), điện cực nối với miền này được gọi là cực emitter, ký hiệu là E. Miền n (với transistor npn là miền p) được gọi là miền base, miền này được pha tạp chất ít nhất, độ rộng của nó rất nhỏ so với kích thước toàn bộ transistor (với hình 1.6 tỷ lệ này là 3,8mm: 0,025mm = 152: 1), miền base đóng vai trò truyền đạt hạt dẫn, điện cực nối với miền này được gọi là cực base, ký hiệu là B. Miền p tiếp theo (với transistor npn là miền n) được gọi là miền collector, miền này được pha tạp ít hơn miền emitter nhưng nhiều hơn miền base, đóng vai trò thu gom các hạt dẫn, điện cực nối với miền này gọi là cực collector, ký hiệu là C.

Với cấu trúc như vậy, transistor bao gồm hai chuyển tiếp PN, chuyển tiếp PN giữa emitter và base được gọi là chuyển tiếp emitter, chuyển tiếp PN giữa base và collector được gọi là chuyển tiếp collector.

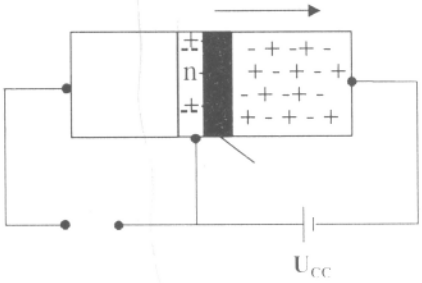
1.2.2. Nguyên tắc hoạt động của transistor.

Để mô tả hoạt động của transistor, ta lấy transistor loại pnp làm ví dụ. Sự hoạt động của transistor npn sẽ tương tự bằng việc thay thế lỗ trống bằng điện tử. Trên hình 1.6 khi chuyển tiếp collector không được phân cực, chuyển tiếp emitter được phân cực thuận. Độ rộng vùng nghèo sẽ bị giảm, mức giảm tuỳ theo điện áp phân cực, kết quả dòng của các hạt đa số (các lỗ trống) khuếch tán từ miền bán dẫn p (cực E) sang miền bán dẫn n (cực B).

Khi chuyển tiếp emitter không được phân cực, chuyển tiếp collector phân cực ngược không có dòng của các hạt đa số (điện tử ở bán dẫn n) chỉ có dòng của các hạt thiểu số (lỗ trống ở bán dẫn p) (hình 1.7).

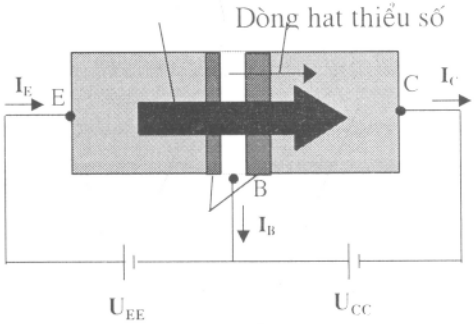


Hình 1.6: Chuyển tiếp emitter phân cực thuận



Hình 1.7: Chuyển tiếp collector phân cực ngược

Trong trường hợp, chuyển tiếp emitter phân cực thuận, chuyển tiếp collector phân cực ngược (hình 1.8). Chuyển tiếp emitter phân cực thuận nên các hạt đa số khuếch tán qua chuyển tiếp tới miền base tạo lên dòng I_E. Tại miền base các hạt đa số này lại chuyển thành các hạt thiểu số, một phần bị tái hợp với các điện tử tạo thành dòng I_B. Do độ rộng của miền base rất mỏng, chuyển tiếp collector phân cực ngược nên các lỗ trống ở miền base bị cuốn sang miền collector tạo lên dòng I_c. Dòng I_c này được tạo bởi hai thành phần: dòng của các hạt đa số từ miền emitter, và dòng của các hạt thiểu số (lỗ trống ở miền base khi chưa có sự khuếch tán từ emitter sang). Dòng của các hạt thiểu số được gọi là dòng rò và ký hiệu là I_{co}. I_{co} có giá trị rất nhỏ cỡ nA tới vài μA.



Hình 1.8: Nguyên tắc hoạt động của transistor pnp

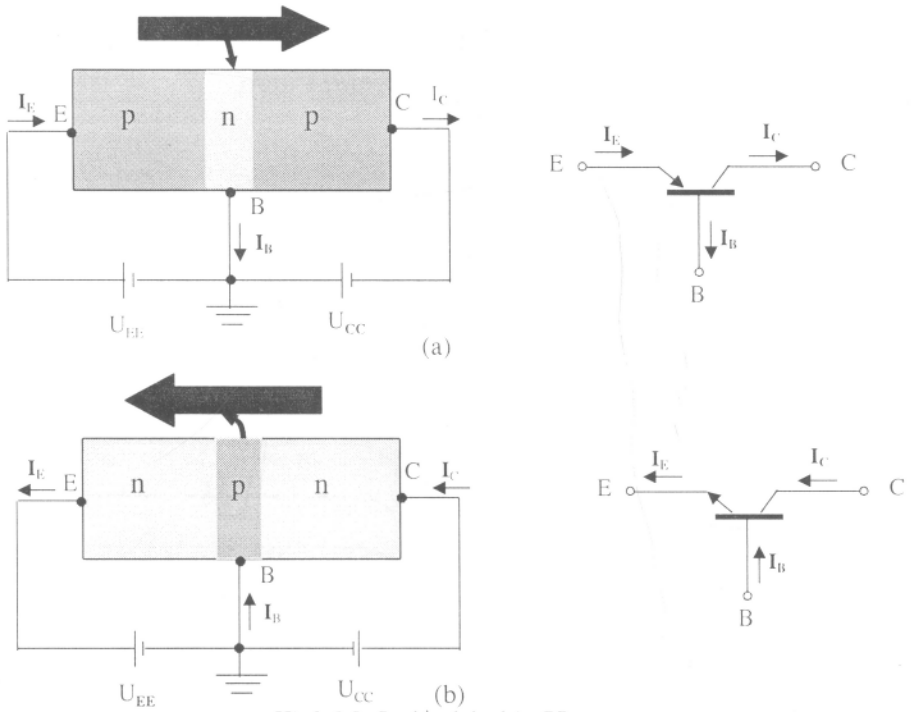
Ta có: $I_E = I_C + I_B$

1.2.3. Các cách mắc cơ bản của transistor.

Transistor có ba cực (E, B, C), nếu đưa tín hiệu vào trên hai cực và lấy tín hiệu ra trên hai cực thì phải có một cực là cực chung. Do vậy, đối với transistor có 3 cách mắc cơ bản: Base chung, emitter chung, collector chung.

1.2.3.1.Base chung (CB – Common Base).

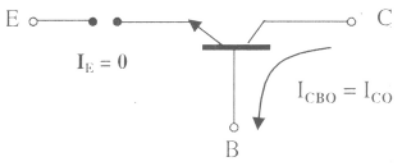
Sơ đồ cách mắc CB được minh hoạ ở trên hình 1.9



Hình 1.9: Sơ đồ cách ghép CB
(a): transistor pnp, (b): transistor npn

Trên hình vẽ chiều mũi tên chỉ chiều của dòng điện trên các cực của transistor .Để thấy rõ quan hệ giữa 3 cực của transistor trong cách mắc CB người ta dùng hai đặc tuyến: đặc tuyến vào và đặc tuyến ra. Đặc tuyến vào (hình 1.11a) mô tả quan hệ giữa dòng vào I_E với điện áp đầu vào U_{BE}, ứng với các giá trị điện áp khác nhau của điện áp ra U_{CB}.

Đặc tuyến ra (hình 1.11b) mô tả quan hệ giữa dòng điện ra I_C với điện áp ra U_{CB}, ứng với các giá trị khác nhau của dòng điện vào $\mathbf{I_E}$. Trên đặc tuyến này được chia thành 3 vùng: vùng tích cực, vùng cắt và vùng bão hoà.



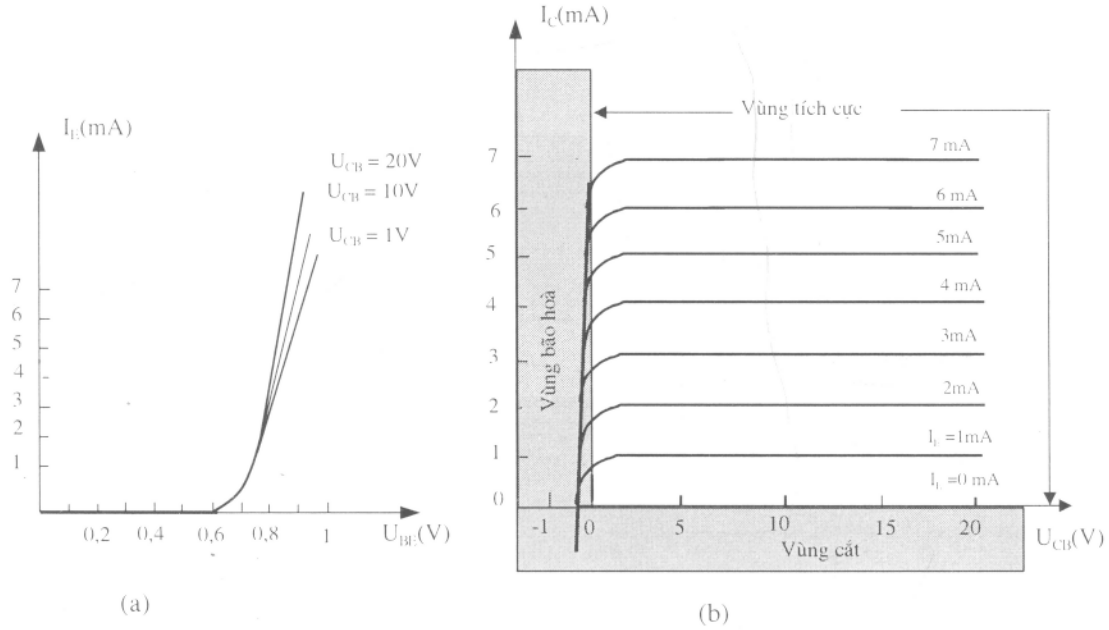
Hình 1.10: Dòng bão hoà ngược I_{CO}

Vùng tích cực được dùng để khuếch đại tín hiệu (nên còn được gọi là vùng khuếch đại). Trong vùng tích cực chuyển tiếp emitter được phân cực thuận, chuyển tiếp collector phân cực ngược. Ở phần thấp nhất của cùng tích cực (đường $I_E = 0$), dòng I_C là dòng bão hoà ngược I_{CO}, dòng I_{CO} rất nhỏ (cỡ μA) và thường được ký hiệu thay cho I_{CBO} (hình 1.10).

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

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

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



Hình 1.11: *Đặc tuyến của cách mắc CB*
(a): Đặc tuyến vào, (b): Đặc tuyến ra

+ *Hệ số α.*

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

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

Với I_C, I_E là các dòng điện tại điểm làm việc. Theo đặc tuyến ra hình 1.11 thì $\alpha = 1$, nhưng thực tế α thường trong khoảng 0,9 ÷ 0,998.

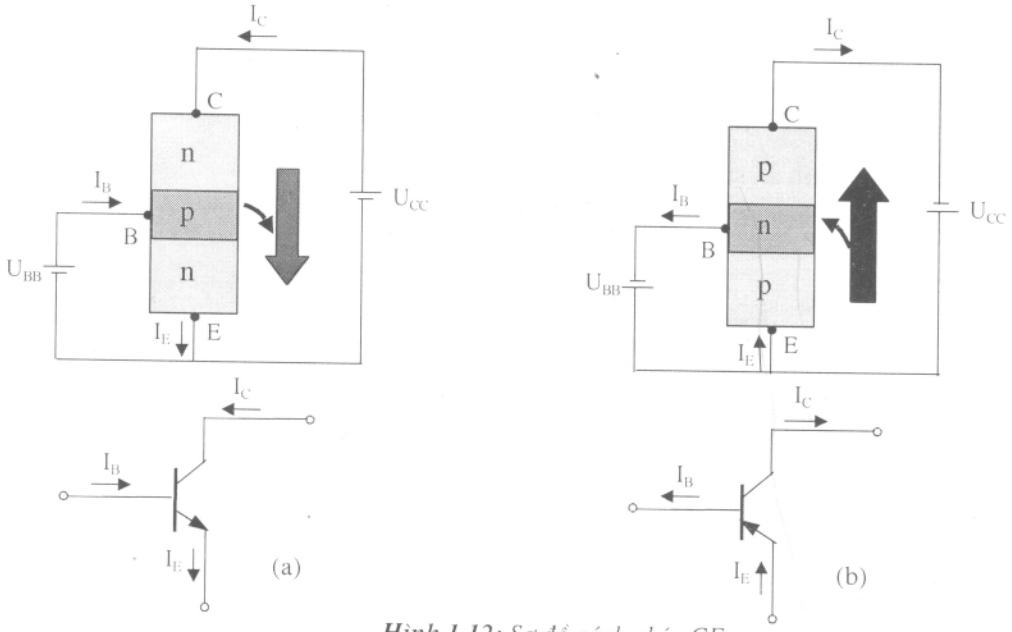
Trong chế độ xoay chiều, khi điểm làm việc thay đổi trên đặc tuyến ra, hệ số α xoay chiều được định nghĩa:

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

Hệ số α_{ac} còn được gọi là hệ số base chung, hệ số ngắn mạch, hay hệ số khuếch đại. Thông thường, giá trị $\alpha_{dc} \neq \alpha_{ac}$.

1.2.3.2.Emitter chung (CE- Common Emitter).

Sơ đồ cách mắc CE được cho trên hình 1.12



Hình 1.12: *Sơ đồ cách ghép CE*
(a): transistor npn, (b): transistor pnp

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

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

Vùng phía trái đường U_{CEbh} là vùng bão hoà. Vùng cắt là vùng ở phía dưới đường $I_B = 0$.Trong vùng tích cực chuyển tiếp emitter phân cực thuận, chuyển tiếp collector phân cực ngược, vùng này được dùng để khuếch đại điện áp, dòng điện, hoặc công suất.

Theo đặc tuyến ra hình 1.13b khi $I_B = 0$ thì dòng $I_C \neq 0$. Điều này được giải thích như sau:

Ta có :

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

$$I_C = \alpha(I_C+I_B) + I_{CBO}$$

Suy ra:

$$I_C = \frac{\alpha I_B}{1-\alpha} + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha}$$

Khi $I_B = 0$, chọn $\alpha = 0{,}996$ ta có

$$I_C = \frac{\alpha .0}{1-\alpha} + \frac{I_{CBO}}{1-0{,}996}$$

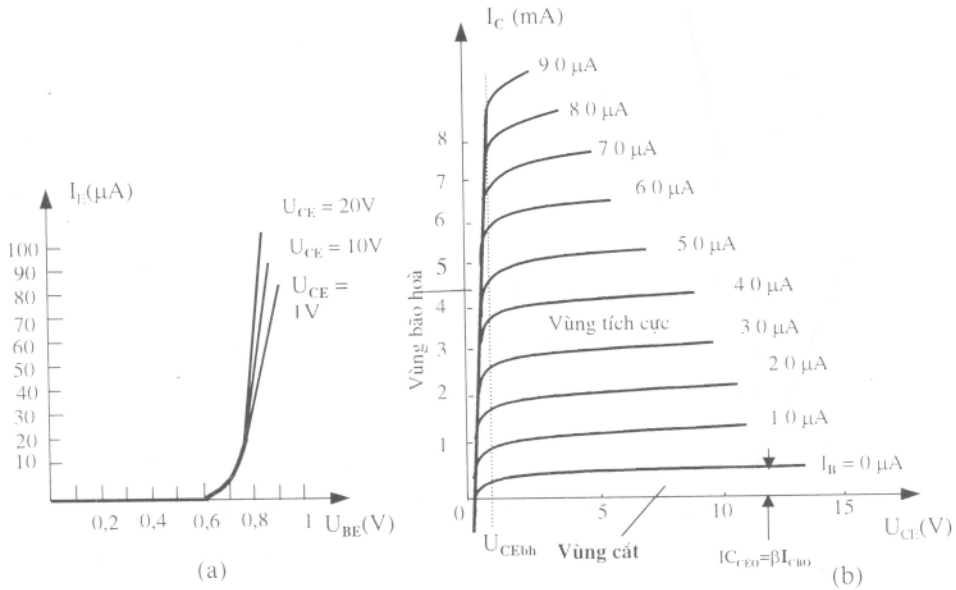
$$I_C = 250\ I_{CBO}$$

Nếu $I_{CBO} = 1\ \mu A$, khi $I_B = 0$, dòng $I_C = 250.1\ \mu A = 0{,}25\ mA$.

Dòng I_C khi đó chính là dòng I_{CEO}.

Vậy:

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} \Bigg|_{I_B = 0}$$



Hình 1.13: Đặc tuyến của cách mắc CE
(a): Đặc tuyến vào, (b): Đặc tuyến ra

Hệ số β

Trong chế độ một chiều, để đánh giá khả năng điều khiển của dòng I_B đối với dòng I_C, người ta định nghĩa hệ số khuếch đại dòng điện β:

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

Với I_C và I_B là giá trị dòng điện tại điểm làm việc. Thông thường β có giá trị trong khoảng từ 50 tới trên 400.

Trong chế độ xoay chiều, hệ số β xoay chiều được định nghĩa:

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Bigg|_{U_{CE} = \text{constant}}$$

+ *Quan hệ giữa α và β*

Ta có : $I_E = I_C + I_B$

Mặt khác : $I_E = I_C/\alpha$, $I_B = I_C/\beta$

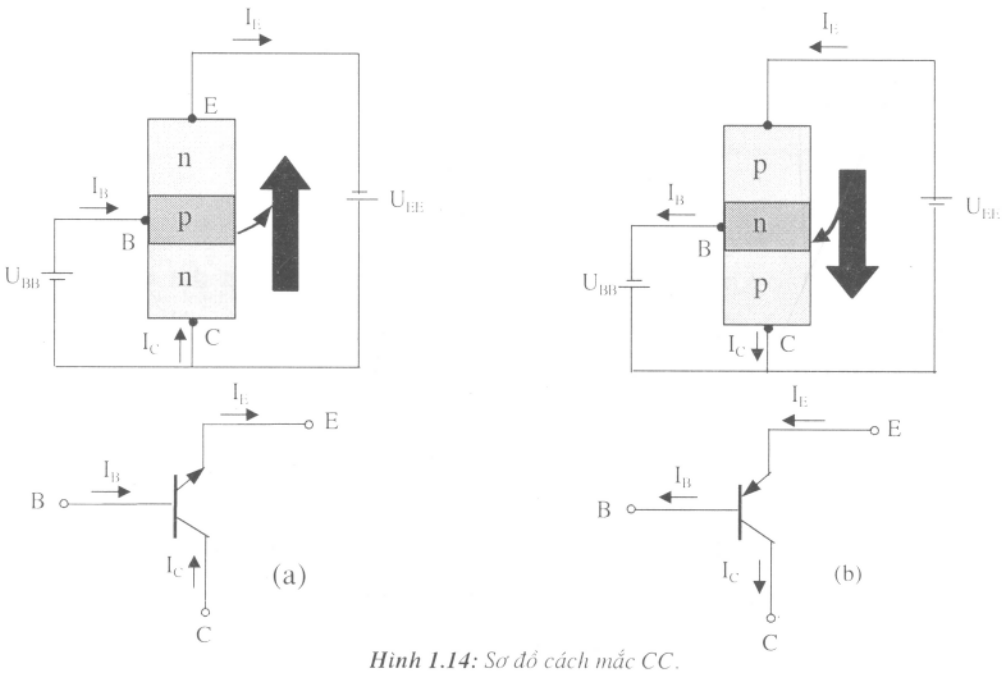
Kết hợp các điều kiện trên ta có:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$\text{Hoặc :} \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

1.2.3.3. Collector chung (CC – Common Collector).

Sơ đồ cách mắc CC được cho trên hình 1.14



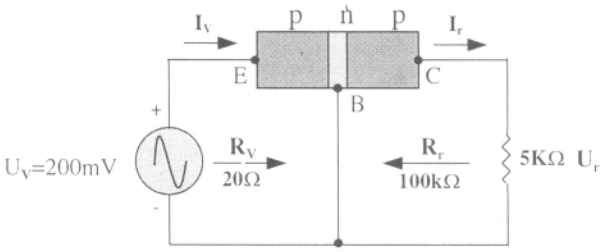
Hình 1.14: *Sơ đồ cách mắc CC.*
(a): transistor npn, (b): transistor pnp

Đặc tuyến vào và đặc tuyến ra của cách mắc CC tương tự như cách mắc CE, bằng cách thay I_C bởi I_E, U_{CE} bởi U_{EC}.

1.2.4. Nguyên tắc khuếch đại của transistor.

Xét sơ đồ CB như hình 1.15

Theo đặc tuyến vào và đặc tuyến ra của CB ta có thể rút ra nhận xét; điện trở vào của cách mắc CB rất nhỏ (khoảng 10Ω ÷ 100Ω) và điện trở ra rất lớn (50 kΩ ÷ 1MΩ).



Hình 1.15: **Nguyên tắc khuếch đại của mạch CB**

Trong sơ đồ hình 1.15 ta chọn transistor có điện trở vào $R_v = 20\ \Omega$, điện trở ra $R_r = 100K\Omega$.

Dòng điện vào:

$$Iv = \frac{Uv}{Rv} = \frac{200mV}{20\Omega} = 10mA$$

Giả sử $\alpha_{ac} = 1$($I_e = I_c$) thì $I_v = I_r = 10mA$

Khi đó điện áp ra sẽ là:

$$U_r = I_r.R = 10.5 = 50(V)$$

Vậy hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{50V}{250mV} = 250$$

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

1. 2.5. Các tham số giới hạn.

Đối với mỗi transistor có một vùng làm việc trên đặc tuyến ra. Nếu transistor hoạt động trong vùng này sẽ có tỷ lệ tín hiệu ra trên tín hiệu vào là lớn nhất với độ méo nhỏ nhất. Vùng này sẽ bị giới hạn bởi một vài tham số như : dòng I_C lớn nhất I_{Cmax}, điện áp U_{CE} lớn nhất U_{CEmax} (đối với cách mắc EC).

Với transistor có đặc tuyến ra như hình 1.16, $I_{cmax} = 50mA$, $U_{CEmax} = 20$ V.

Đường U_{CEbh} trên đặc tuyến là giá trị nhỏ nhất của U_{CE}, thông thường

$U_{Cebh} = 0,3V$.

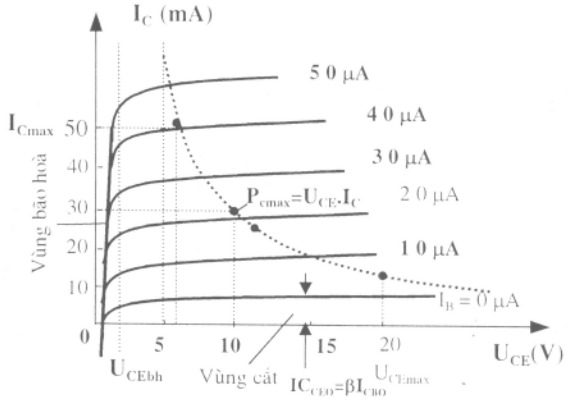
Công suất tiêu hao lớn nhất được định nghĩa:

$P_{Cmax} = U_{CE}.I_C$

Với transistor cho trên hình 1.16 thì P_{Cmax} = 300mW.

Ta có thể vẽ đường cong công suất trên đặc tuyến ra bằng cách chọn một vài điểm thoả mãn $U_{CE}.I_C$ = 300mW.

Ví dụ, chọn $I_C = I_{Cmax}$ = 50mA suy ra U_{CE} = 6V. Chọn $U_{CE} = U_{CEmax}$ = 20 V, suy ra I_C = 15mA. Nếu chọn I_C nằm giữa hai khoảng trên I_C = 25mA thì U_{BE} = 12 V. Với 3 điểm trên ta có thể vẽ được đường cong công suất (có thể lấy thêm các điểm khác).



Hình1.16: Vùng hoạt động của transistor

Như vậy, vùng hoạt động của transistor bị giới hạn bởi các tham số:

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

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

$$U_{CE}.I_C \le P_{Cmax}$$

Chú ý: đối với cách mắc CB thì $P_{cmax} = U_{CB}.I_C$.

1.2.6. Phân cực cho transistor lưỡng cực- BJT

1.2.61. Giới thiệu

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

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

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

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

$$I_C = \beta I_B$$

- 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 hoà.

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

+ *Điểm làm việc tĩnh.*

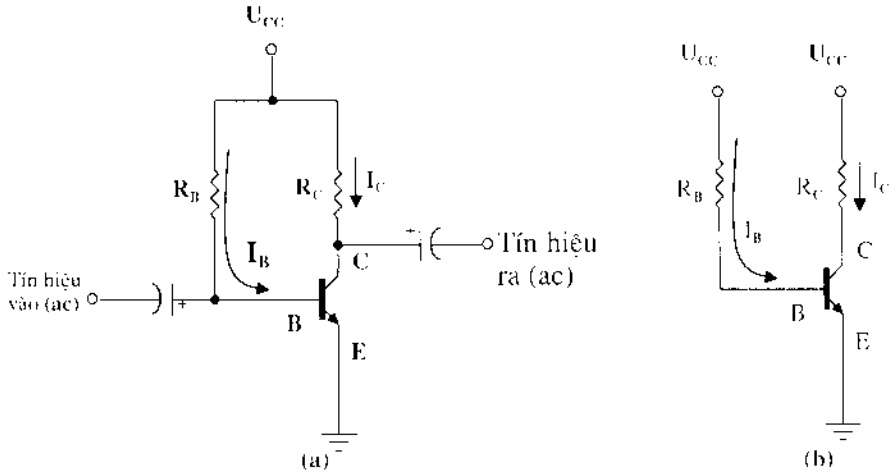
Khi phân cực cho transistor, dòng điện và điện áp [illegible] thiết lập cho transistor một điểm làm việc cố định trên đặc tuyến ra, điểm [illegible] làm

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 tĩnh Q phải nằm trong vùng tích cực, nếu chọn được điểm Q thích hợp thì biên độ tín hiệu ra có thể lớn mà không bị méo (thường là giữa đặc tuyến ra)

1.2.6.2.Phân cực cố định

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

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



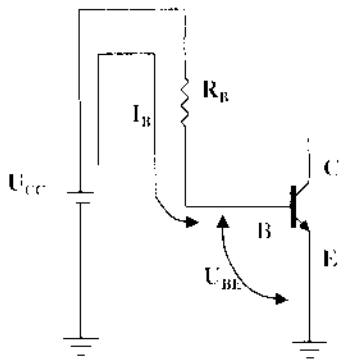
Hình 1.17: *Mạch phân cực cố định*
(a) Sơ đồ mạch, (b): Sơ đồ tương đương

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

+ Xét *vòng base – emitter (hình 1.18):*

$$U_{CC} = U_{BE} + I_B R_B$$

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



Hình 1.18: *Vòng base - emitter*

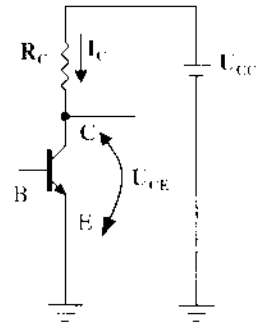
Theo công thức trên, điện áp U_{CC}, U_{BE} luôn không đổi, vì thế giá trị R_B sẽ quyết định giá trị dòng I_B, và dòng I_B này sẽ không đổi (vì vậy nên gọi là phân cực cố định).

+ *Xét vòng Collector – emitter (hình 1.19):*

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 β, vì vậy giá trị của I_C không phụ thuộc vào điện trở R_C. Khi thay đổi R_C dòng I_B và I_C không đổi . Tuy vậy, ta sẽ thấy giá trị của R_C quyết định giá trị U_{CE} mà U_{CE} là một tham số rất quan trọng.



Hình 1.19: Vòng collector - emitter

Xét cho vòng collector (hình 1.19) ta có:

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

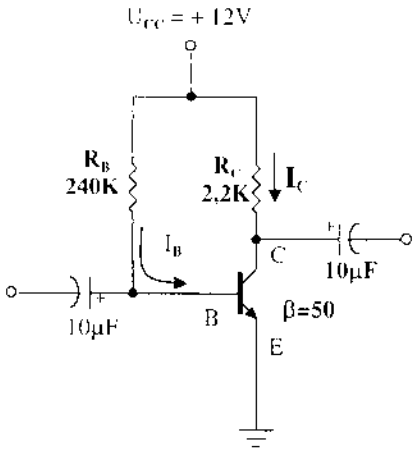
Ta có : $U_{CE} = U_C - U_E$

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

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

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

Ví dụ1.1: Cho mạch điện như hình 1.20. Hãy tính các giá trị của chế độ một chiều I_B, I_C, U_{CE}, U_C, U_{BC}.



Hình 1.20

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

$$= 47,08\,\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 50.47,8\mu A = 2,35\,mA$$

Giải: $U_{CE} = U_{CC} - I_C.R_C = 6,83V$ Giá

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

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

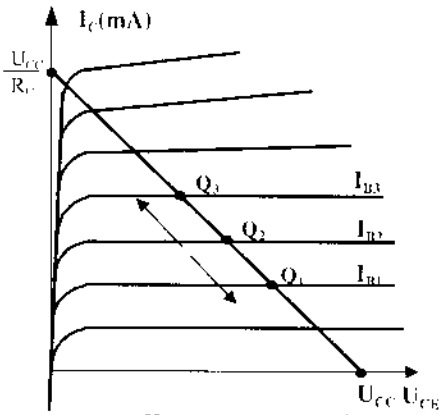
$U_{BC} = U_B - U_C = 0,7 - 6,83$

$= -6,13V$

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

+ *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.



Hình 1.21: Đường tải tĩnh

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

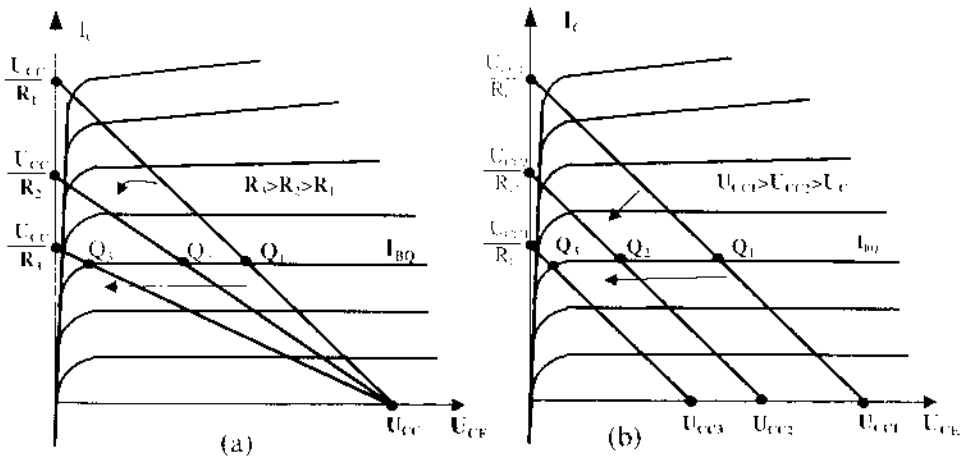
$$U_{CE} = U_{CC} - I_C.R_C$$

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 $I_C = U_{CC}/R_C$, điểm thứ hai ta cho $I_C = 0$ suy ra $U_{CE} = U_{CC}$. Với hai điểm này ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 1.21

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 1.21).

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

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



Hình 1.22: Đường tải tĩnh, (a): Khi R_C thay đổi, (b): Khi U_{CC} thay đổi

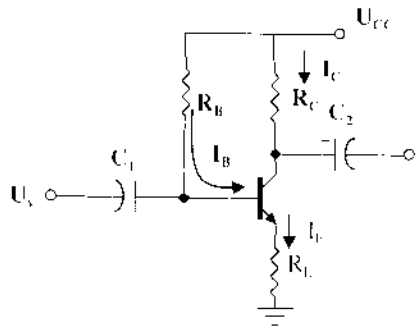
+ Transistor bão hoà.

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

$$I_{Cbh} = I_{C\max} = \frac{U_{CC}}{R_C}$$

1.2.6.3. Mạch phân cực ổn định cực emitter

Mạch phân cực ổn định cực emitter như hình 1.24. Điện trở R_E được mắc thêm để tăng độ ổn định hơn so với mạch phân cực cố định (điều này sẽ được minh hoạ qua các ví dụ sau này).



Hình 1.24: *Sơ đồ phân cực ổn định Emitter*

Trước hết xét vòng Emitter – Colector

+ Vòng base -colector (hình 1.25)

$$U_{cc} = I_B R_B + U_{BE} + I_E R_E$$

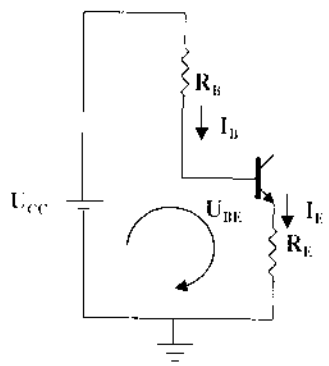
Ta đã biết $I_E = (\beta + 1) I_B$

Thay vào phương trình trên ta có:

$$U_{cc} = I_B R_B + U_{BE} + (\beta + 1) I_B R_E$$

Rút I_B ta được:

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

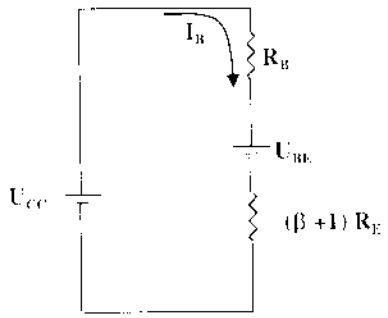


Hình 1.25: *Vòng Base-collector*

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

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

+ Vòng emitter – collector (hình 1.27)



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

Thay thế $I_E \approx I_C$ và nhóm các số hạng ta có

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

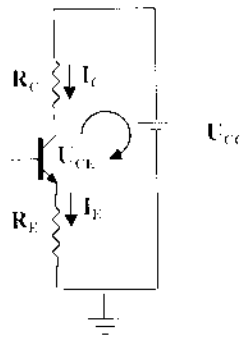
Điện áp U_E được xác định bằng:

$$U_E = I_E R_E$$

Trong khi điện áp từ cực C tới mát là

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

hoặc $U_C = U_{CC} - I_C R_C$



Hình 1.27: Vòng Emitter-collector

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

Ví dụ 1.3: Với mạch phân cực Emitter như hình 1.28 xác định: U_{CE}, U_{BC}, U_B, U_E, U_C, I_B, I_E

Giải

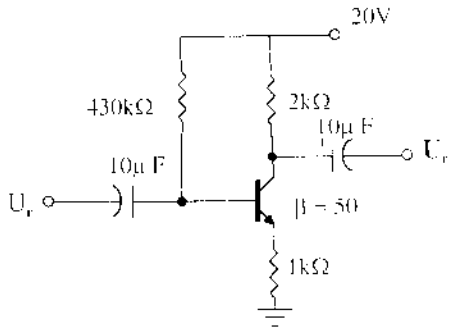
$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta+1)R_E} = \frac{20V - 0.7V}{430K\Omega + (51)K\Omega} = 40.1\mu A$$

$I_C = \beta I_B = (50)(40.1\mu A) = 20.1mA$

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

$= 20V - (2.01mA)(2k\Omega + 1k\Omega)$

$= 13.97V$



$U_C = U_{CC} - I_C R_C = 20V - (2.01mA)(2\ K\Omega) = 20V - 4.02V = 15.98V$

$U_E = U_C - U_{CE} = 15.98V - 13.97V = 2.01V$

hoặc ta có thể tính theo công thức:

$U_E = I_E.R_E = I_C.R_E = (2.01mA)(1k\Omega) = 2.01V$

$U_B = U_{BE} + U_E = 0.7V + 2.01V = 2.71V$

$U_{BC} = U_B - U_C = 2.71V - 15.98V = -13.27V$

+ Mức bão hoà

Dòng I_C bão hoà với mạch phân cực emitter có thể xác định tương tự như mạch phân cực cố định:

$$I_{Cbh} = I_{C\max} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$$

+ Đường tải tĩnh

Đường tải tĩnh của mạch phân cực Emitter tương đối giống với mạch phân cực cố định.

Phương trình vòng emitter – collector xác định đường tải tĩnh như sau:

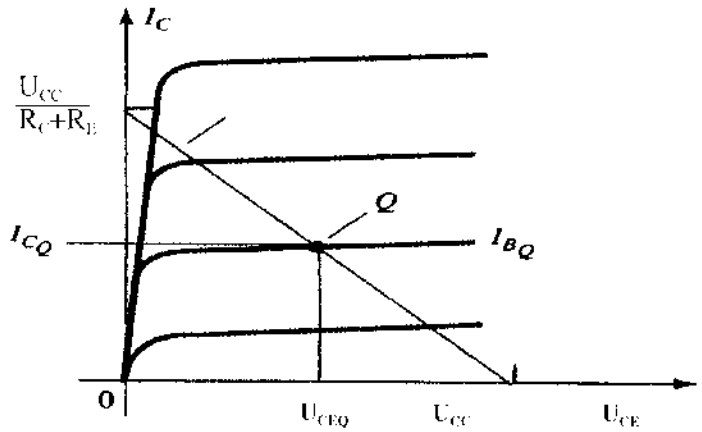
$$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

Chọn $I_C = 0$ mA ta có

$$U_{CE} = U_{CC}\big|_{I_C = 0mA}$$

Chọn $U_{CE} = 0$ ta có

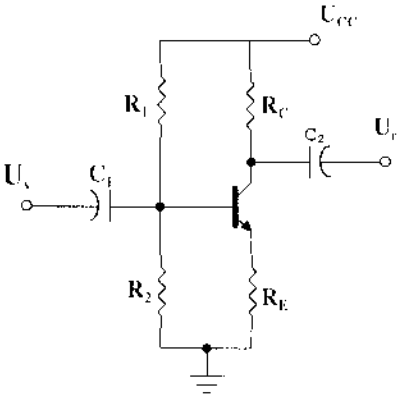
$$I_C = U_{CC} / R_C + \mathbf{R_E}\big|_{U_{CE} = 0mA}$$



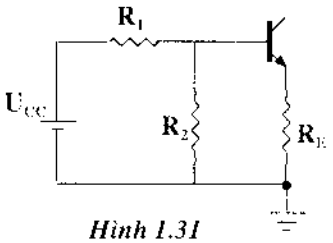
Hình 1.29: Đường tải tĩnh

1.2.6.3. Mạch phân áp

Trong các mạch phân cực trước, sự phân cực dòng điện I_{CQ} và điện áp U_{CEQ} là một hàm số của hệ số khuếch đại dòng điện (β). Trong khi đó, β là nhạy cảm với nhiệt độ, đặc biệt là chất silicon, và giá trị thực tế của β thì thường không được xác định chính xác. Vì thế, xây dựng được một mạch phân cực mà ít phụ thuộc, hoặc độc lập với β là vô cùng quan trọng. Với sơ đồ của mạch phân áp như hình 1.30, nếu chọn được các tham số của mạch hoàn hảo thì dòng điện I_{CQ} và điện áp U_{CEQ} có thể hoàn toàn độc lập với β .



Hình 1.30: Mạch phân áp



Hình 1.31

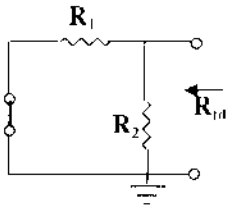
+ Phân tích chính xác

Đầu vào của sơ đồ hình 1.30 có thể vẽ lại như hình 1.31.

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

Ngắn mạch nguồn cấp U_{CC} (hình 1.32) ta có:

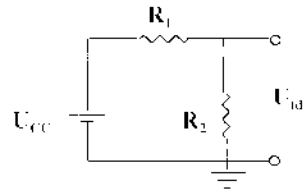
$$R_{td} = R_1 // R_2$$



Hình 1.32: Xác

Nguồn tương đương U_{td}:

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

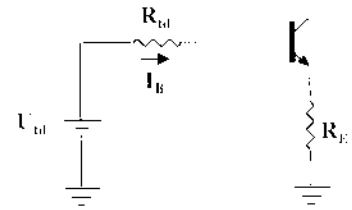


Hình 1.33: Xác định E_{td}

Từ sơ đồ tương đương Thevenin (hình 1.34)

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

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



Hình 1.34: Sơ đồ tương đương Thevenin

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:

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

<u>Ví dụ 1.4</u>: Cho sơ đồ như hình 1.35. Xác định U_{CE} và I_C

<u>Giải:</u>

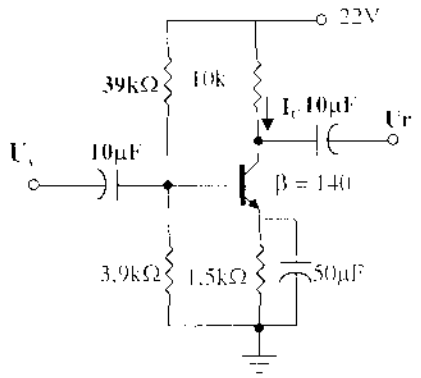
$$R_{td} = R_1//R_2 = \frac{(39K\Omega)(3.9K\Omega)}{39K\Omega + 3.9K\Omega} = 3,55K\Omega$$

$$U_{td} = \frac{R_2 U_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{(3.9K\Omega)(22V)}{39K\Omega + 3.9K\Omega} = 2V$$

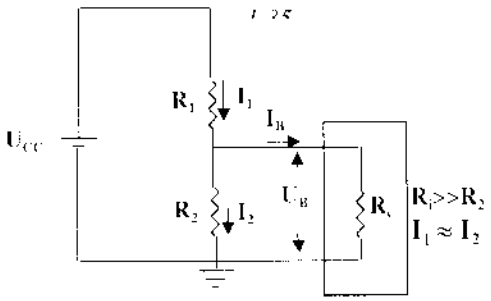
$$I_B = \frac{U_{td} - U_{BE}}{R_{td} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2V - 0.7V}{3.55K\Omega + (141)(1.5K\Omega)} = 6,05\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 140.6,05\mu A = 0,85\ mA$$

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



Hình



H

+ Phân tích gần đúng

Đầu vào của mạch phân áp có thể được vẽ lại như hình 1.36. Với R_i là điện trở tương đương giữa base và mát với điện trở cực emitter R_E.

Trong phần trước ta đã biết, trở kháng phản ánh giữa base và emitter là $R_i = (\beta+1)R_E$. Nếu R_i rất lớn hơn R_2 thì dòng I_B sẽ nhỏ hơn rất nhiều dòng I_2, khi đó $I_2 \approx I_1$ và $I_B \approx 0$. Do đó:

$$U_B = \frac{R_2.U_{CC}}{R_1 + R_2} \quad \text{(công thức phân áp)}$$

Vì $R_1 = (\beta+1)R_E \approx \beta R_E$. Khi phân tích gần đúng R_E phải thoả mãn điều kiện:

$$\boldsymbol{\beta R_E \geq 10R_2}$$

Điện áp và dòng điện cực cực E được tính:

$$\mathbf{U_E = U_B - U_{BE}}$$

$$\mathbf{I_E} = \frac{U_E}{R_E}$$

$$\mathbf{I_{CQ} \cong I_E}$$

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

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

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

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

Ví dụ 1.5: Hãy làm lại ví dụ trên với phương pháp phân tích gần đúng:

Giải

Dễ dàng thấy điều kiện $\beta R_E \geq 10\ R_2$ thoả mãn.

$$I_B = \frac{R_2 U_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{3,9.2,2}{39 + 3,9} = 2(V)$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = 2 - 0,7 = 1,3(V)$$

Dòng điện tại cực collector và emitter là:

$I_C \approx I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{1,3V}{1,5k\Omega} = 0,867mA$ so sánh với 0,85mA trong phương pháp chính xác

Điện áp U_{CE}:

$U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C+R_E) = 22 - (0,867mA).(10k\Omega + 1,5\ k\Omega) = 12,03$ V so sánh với 12,22 V .

Như vậy, kết quả của phương pháp phân tích gần đúng rất gần với kết quả chính xác. Trong thực tế, nếu điều kiện $\beta R_E \geq 10R_2$ thoả mãn, người ta dùng phương pháp phân tích gần đúng để tính toán chế độ tĩnh của mạch phân áp.

+Transistor bão hoà.

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

$$\mathbf{I_{C\,bh} = I_{C\,max}} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$$

+ Đường tải tĩnh.

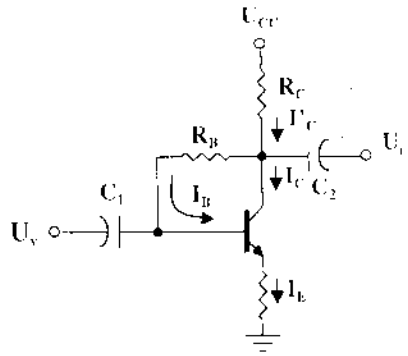
Đường tải tĩnh trong mạch phân áp giống hệt đường tải tĩnh của mạch phân cực emitter, với:

$$I_C = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} \,|\, U_{CE} = 0V$$

và

$$U_{CE} = U_{CC} \,|\, I_C = 0mA$$

2.6.4. Mạch phân cực hồi tiếp âm điện áp



Hình 1.37: Mạch phân cực hồi tiếp điện áp

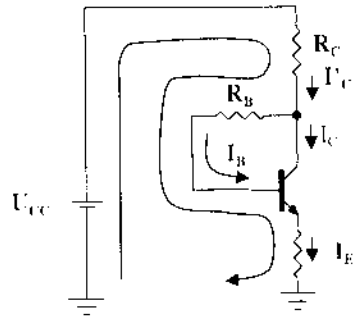
Mạch phân cực hồi tiếp điện áp được cho trên hình 1.37. Một đường hồi tiếp từ cực C về cực B làm cho mạch đạt được sự ổn định đáng kể. Tuy nhiên điểm làm việc Q (được xác định bởi I_{CQ} và U_{CEQ}) không hoàn toàn độc lập β, nhưng ổn định hơn so với mạch phân cực cố định hoặc phân cực emitter .

+ *Vòng Base – Emitter (hình 1.38)*

$$U_{cc} = I'_c R_c - I_B R_B + U_{BE} + I_E R_E$$

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:

$$U_{cc} = \beta I_B R_c + I_B R_B + U_{BE} + \beta I_B R_E$$



Hình 1.38: Vòng Base - emitter

Rút gọn ta có:

$$U_{cc} = U_{BE} + \beta I_B (R_c + R_E) + I_B R_B$$

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.

<u>*Chú ý:*</u> 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 mạch phân cực cố định R' = 0, mạch phân cực emitter ổn định R' = R_E (với $\beta + 1 \approx \beta$), còn đối với mạch hồi tiếp điện áp R' = $R_E + R_C$.

$$U' = U_{CC} - U_{BE}$$

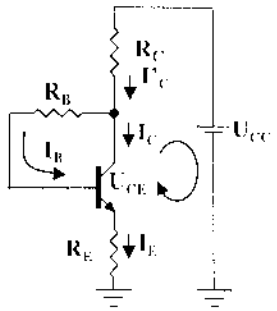
Vì $I_C = \beta I_B$ nên $I_C = \dfrac{\beta U'}{R_B + \beta R'}$

Nói chung, $\beta R' >> R_B$ nên $I_C \approx \dfrac{\beta U'}{\beta R'} \approx \dfrac{U'}{R'}$

Như vậy, nếu theo công thức trên thì I_C độc lập với giá trị của β. Vì R' trong mạch phân áp thường lớn hơn mạch phân cực emitter nên mạch phân áp ít nhạy cảm với sự thay đổi của β hơn mạch phân cực emitter . Còn mạch phân cực cố định thì R' = 0 nên I_C bị ảnh hưởng rất nhiều với sự thay đổi của β.

+Vòng Colector Emitter (hình 1.39)

$$U_{CC} = I_E R_E + U_{CE} + I'_C R_C$$



Hình 1.39: *Vòng collector- emitter*

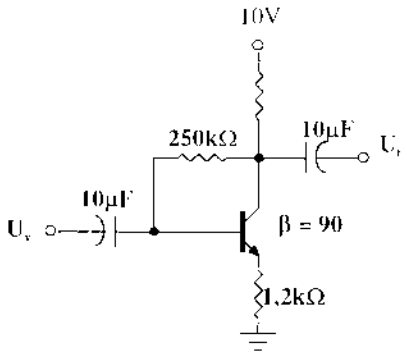
Vì $I'_C \approx I_C$ và $I_E \approx I_C$ ta có:

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

và

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

Ví dụ 1.6: Xác định I_{CQ} và U_{CEQ} trong hình vẽ 1.40



Giải

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{9,3V}{250K\Omega + 531K\Omega)} = 11,91\mu A$$

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

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

$= 10V - (1,07mA)(4,7K\Omega + 1,2K\Omega) = 10V - 6,31V = 3,69V$

Ví dụ 1.7: Tiếp tục tính lại ví dụ 1.6 với β = 135

Giải

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + \beta(R_E + R_C)} = \frac{10V - 0,7V}{250K\Omega + (135)(4,7K\Omega - 1,2K\Omega)} = 8.89\mu A$$

Và $I_C = \beta I_B = (135)(8,89\mu A) = 1,2mA$

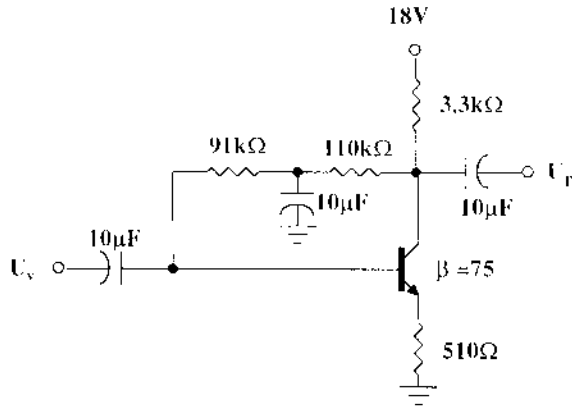
$U_{CEQ} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 10V - (1,2mA)(4,7K\Omega + 1,2K\Omega) = 2,92V$

Qua hai ví dụ trên, mặc dù β tăng 50% nhưng I_{CQ} chỉ tăng 12,1%. U_{CEQ} giảm khoảng 20,9%. Đối với mạch phân cực cố định, nếu β tăng 50% thì I_{CQ} sẽ tăng 50 %.

Ví dụ 1.8: Xác định I_B, U_C trong hình vẽ 1.41.

Giải

Trong trường hợp này điện trở cực B cho phân cực là hai điện trở với một tụ nối giữa chúng xuống mát. Đối với thành phần một chiều tụ coi như hở mạch và $R_B = R_1 + R_2$.



Hình 1.41

$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + \beta(R_E + R_C)}$ sau khi thay số ta có

$I_B = 35,5\mu A$

$I_C = \beta I_B = (75)(35,5\mu A) = 2,66mA$

$U_C = U_{CC} - I_C R_C \cong U_{CC} - I_C R_C = 18V - (2,66mA)(3,3K\Omega) = 9,22V$

+ Chế độ bão hoà 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:

$$I_{Cbh} = I_{C\max} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$$

+ Đường tải tĩnh

Nếu $I'_C \approx I_C$, đường tải tĩnh của mạch hồi tiếp điện áp tương tự như mạch phân áp và mạch phân cực emitter .

1.3. KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ DÙNG TRANSISTOR LƯỠNG CỰC.

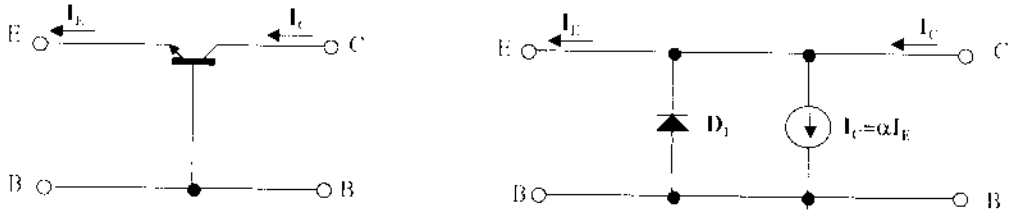
1.3.1. Giới thiệu

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

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

1.3.1.1. Sơ đồ tương đương của mạch CB.

Trên hình 1.42a là sơ đồ cách mắc CB của ransistor npn. Như phần trên ta đã biết transistor được cấu tạo bởi ba lớp bán dẫn, tạo lên 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 có thể được thay thế bằng một nguồn dòng có giá trị là αI_E . Với sự thay thế đó ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương như hình 1.42b.



Hình 1.42: (a) Cách mắc CB, (b) Sơ đồ tương đương

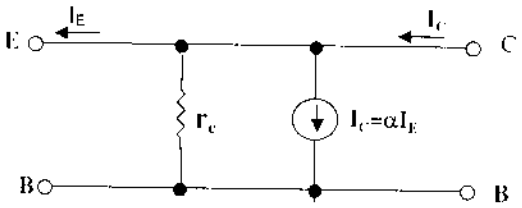
Khi transistor được phân cực và hoạt động ở vùng tích cực thì chuyển tiếp emitter phân cực thuận, khi đó diode D_1 (trong sơ đồ tương đương) tương đương với một điện trở có giá trị bằng điện trở thuận của diode, điện trở này được ký hiệu là r_e và được được tính theo công thức:

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

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

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

Như vậy, sơ đồ tương đương của của mạch CB được vẽ lại như hình 1.43.Với sơ đồ tương đương hình 1.43 ta có thể tính được trở kháng vào và ra của mạch CB như sau:



Hình 1.43: Sơ đồ tương đương của cách mắc CB

$$Z_v = r_e$$

Giá trị r_e rất nhỏ, tối đa là 50 Ω.

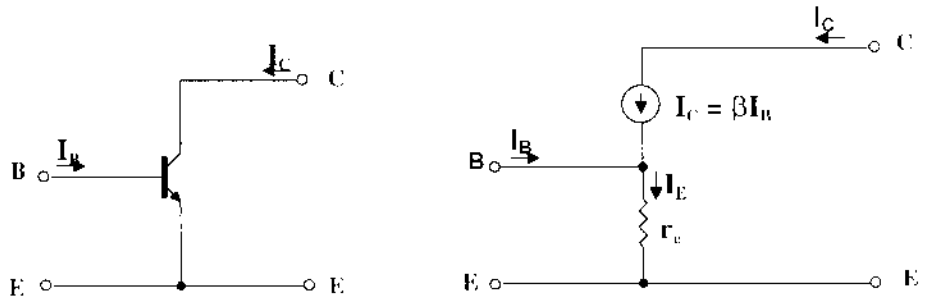
Trở kháng ra được tính khi cho tín hiệu vào bằng không, vì thế $I_E = 0$ nên $I_C = \alpha I_E = 0$, nghĩa là đầu ra của hình 1.43 hở mạch, do đó:

$$Z_r = \infty$$

Thực tế, trở kháng ra của mạch CB cỡ vài MΩ.

1.3.1.2. Sơ đồ tương đương của mạch CE.

Tương tự với cách mắc CB, ta có thể vẽ được sơ đồ tương đương của mạch CE như hình 1.44.

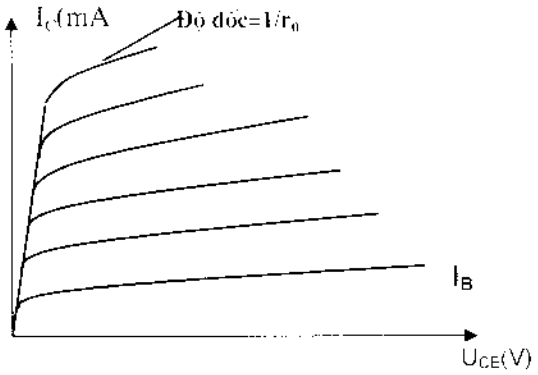


Hình 1.44: *(a) Cách mắc CE; (b) Sơ đồ tương đương*

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 1.44b không xác định được trở kháng ra, thực thế trở kháng ra được xác định theo độ dốc của đường đặc tuyến ra (hình 1.44)



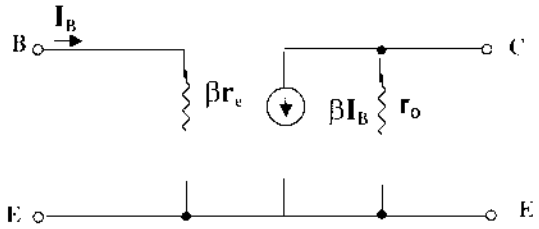
Hình 1.44: *Xác định r_0 của mạch CE*

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

Với trở kháng vào là βr_e, trở kháng ra là r_0 ta vẽ lại được sơ đồ tương đương của mạch CE như hình 1.45.

1.3.1.3. Sơ đồ tương đương của mạch CC.

Tương tự như cách mắc CE, ta sẽ có sơ đồ tương đương của mạch CC.



Hình 1.45: *Sơ đồ tương đương của cách mắc*

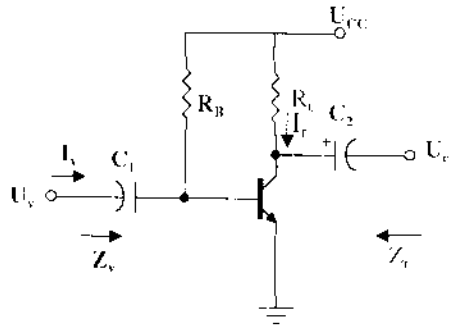
Sơ đồ tương đương này sẽ được vẽ trong các mạch cụ thể ở phần sau.

1.3.2. Các mạch khuếch đại tín hiệu nhỏ thông dụng dùng BJT

1.3.2.1. Mạch phân cực cố định mắc E chung

Sơ đồ mạch như hình 1.46

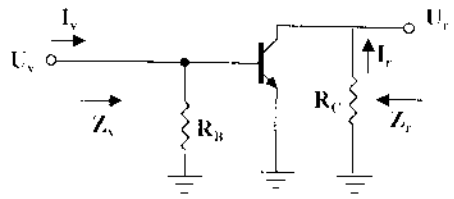
Tín hiệu vào U_v được đưa đến cực B của transistor trong khi đầu ra U_r lấy từ cực C. Dễ dàng nhận ra dòng I_v là dòng nguồn không phải dòng cực B, trong khi dòng ra I_r lại là dòng cực C.



Hình 1.46: Mạch phân cực cố định mắc E chung

Với tín hiệu AC, ta có thể vẽ lại sơ đồ như hình 1.47.

Đây là mạch mắc theo kiểu CE nên ta có thể vẽ sơ đồ tương đương như hình 1.48



Hình1.47: Sơ đồ 1.43 khi bỏ ảnh hưởng của U_{cc} và C_1, C_2

Chú ý rằng, hệ số β có được từ bảng tham số kỹ thuật hoặc bằng cách đo lường trực tiếp. Giá trị r_e được xác định từ phân tích một chiều của mạch và độ lớn của r_0 thường có được từ bảng tham số kỹ thuật hoặc đặc tuyến ra. Tóm lại β, r_e và r_0 coi như đã biết.

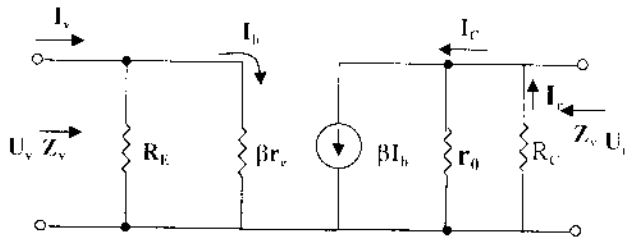
Từ hình 1.48 cho thấy:

Trở kháng vào của mạch:

$$Z_v = R_B // \beta r_e$$

Với giá trị R_B thường lớn hơn 10 lần βr_e, do đó cho phép tính gần đúng:

$$Z_v \approx \beta r_e$$



Hình 1.48: Sơ đồ tương đương

Trở kháng ra Z_r được xác định khi cho $U_v = 0$. Trên hình 1.48 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 :

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

do đó $U_r = -\beta(\frac{U_v}{\beta r_e})(R_C // r_0)$

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

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

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

Theo luật phân dòng cho đầu vào và đầu ra.

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

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

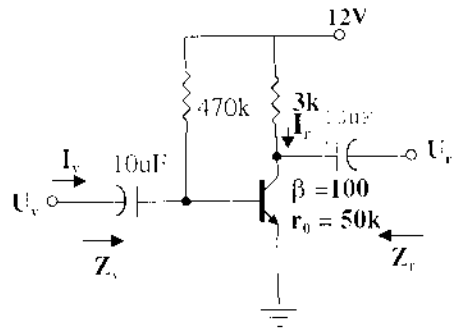
Kết quả : $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \left(\frac{I_r}{I_b}\right)\left(\frac{I_b}{I_v}\right) = \left(\frac{r_0\beta}{r_0 + R_C}\right)\left(\frac{R_B}{R_B + \beta r_e}\right) = \frac{\beta R_B r_0}{(r_0 + R_C)(R_B + \beta r_e)}$

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: 1.9: Với sơ đồ hình 1.49

1. Xác định r_e
2. Tìm Z_v với $r_0 = \infty\ \Omega$
3. Tìm Z_r với $r_0 = \infty\ \Omega$
4. Xác định K_u với $r_0 = \infty\ \Omega$
5. Tìm K_i với $r_0 = \infty\ \Omega$
6. Lặp lại từ 2 ÷ 5 với r_0 = 50 kΩ rồi so sánh kết quả

Giải:

1. Phân tích DC.

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0.7V}{470k\Omega} = 24{,}04\ \mu A$$

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

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

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

$$Z_v = R_B // \beta r_e = 470\ k\Omega // 1.071\ k\Omega = 1,069\ k\Omega$$

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

4. $K_u = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{3k\Omega}{10.71\Omega} = -280.11$

5. Vì $R_B \geq 10\ \beta r_e$ ($470\ k\Omega > 10,71\ k\Omega$)

$$K_i \equiv \beta = 100$$

6. $Z_r = r_0 // R_C = 50\ k\Omega // 3\ k\Omega = 2,83\ k\Omega$ so sánh với $3\ k\Omega$

$K_u = -\frac{r_0 // R_C}{r_e} = \frac{2,83k\Omega}{10,71\Omega} = -264,24$ so sánh với $-280,11$

$$K_i = \frac{\beta R_B r_0}{(r_0 + R_C)(R_B + \beta r_e)} = \frac{(100)(470k\Omega)(50k\Omega)}{(50k\Omega + 3k\Omega)(470k\Omega + 1.071k\Omega)}$$

$= 94,13$ so sánh với 100

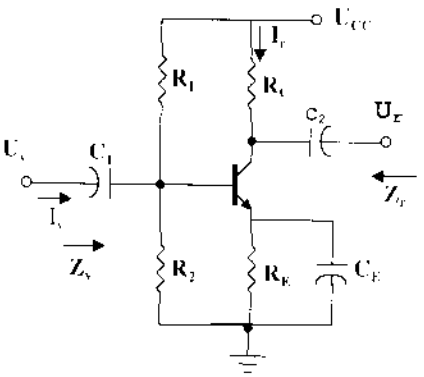
Kiểm tra:

$$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_C} = \frac{-(-264.24)(1.069k\Omega)}{3k\Omega} = 94,16.$$

1.3.2.2. Mạch phân áp

Mạch phân áp như hình 1.50

Sơ đồ tương đương hình 1.51. Chú ý, trong sơ đồ tương đương không có R_E là do ở tần số hoạt động của transistor, giá trị dung kháng rất nhỏ nên ta coi ngắn mạch R_E đối với tín hiệu AC.



Hình 1.50: Mạch phân áp

Trở kháng vào Z_v:

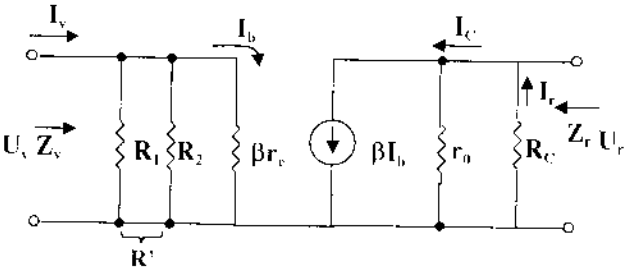
$$Z_v = R' // \beta r_e$$

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

Trở kháng ra :

$$Z_r = R_C // r_0$$

Nếu $r_0 \geq 10\ R_C \Rightarrow Z_r \approx R_C$



Hình 1.51: Sơ đồ tương đương mạch phân áp

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

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

Vì $I_b = \frac{U_i}{\beta r_e}$ do đó $U_r = -\beta\left(\frac{U_i}{\beta r_e}\right)(R_C // r_0)$

Nếu $r_0 \geq 10\ R_C$ thì $K_u = \frac{U_r}{U_i} \approx -\frac{R_C}{r_e}$

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

Sơ đồ hình 1.48 giống với 1.51 nếu ta coi $R' = R_1 // R_2 = R_B$ do đó ta có:

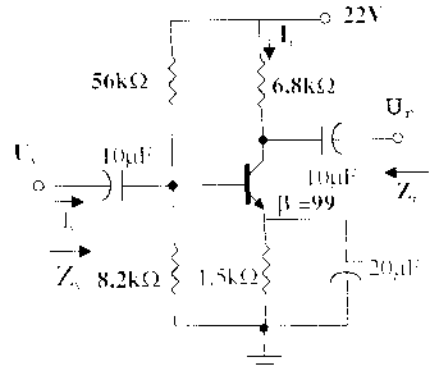
$$K_i = \frac{I_r}{I_i} = \frac{\beta R' r_0}{(r_0 + R_C)(R' + \beta r_e)}$$

Nếu $r_0 \geq 10\ R_C$ thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_i} = \frac{\beta R' r_0}{r_0(R' + \beta r_e)} = \frac{\beta R'}{R' + \beta r_e}$$

Và nếu $R' \geq 10\beta r_e$ thì $K_i = \frac{I_r}{I_i} = \frac{\beta R'}{R'} = \beta$

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



Hình 1.52

<u>Ví dụ 1.10:</u> Cho sơ đồ hình 1.52 xác định:

a. r_e; Z_v, Z_i, K_u, K_i với $r_0 = \infty\Omega$

b. với $r_0 = 50\ K\Omega$ xác định các tham số trên và so sánh kết quả ra.

<u>Giải:</u>

a. DC : Kiểm tra $\beta R_E > 10R_2$

(90) (1,5 KΩ) > 10 (8 . 2 KΩ)

135 KΩ > 82 KΩ → thỏa mãn

$$U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} = \frac{8.2K\Omega}{56K\Omega + 8.2K\Omega} \cdot 22V = 2{,}81V$$

$$U_E = U_B - U_{BE} = 2{,}81 - 0{,}7 = 2{,}11V$$

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{2.11V}{1.5k\Omega} = 1.41\ mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{1.41mA} = 18{,}44\ \Omega$$

+ $Z_v = R' / \beta r_e = 7.15\ k\Omega\ //\ (90)(18,44\ \Omega) = 7,15\ k\Omega\ //\ 1,66\ k\Omega = 1,35\ k\Omega$

+ $Z_r = R_C = 6.8\ k\Omega$

+ $K_u = \frac{R_C}{r_e} = \frac{6.8k\Omega}{18.44\Omega} = -368.76$

Điều kiện $R' \geq 10\beta r_e$ ($7,15\ k\Omega \geq 10(1,66\ k\Omega) = 16,6\ k\Omega$) không thỏa mãn, nên

$$K_i \cong \frac{\beta R'}{R' + \beta r_e} = \frac{(90)(7.15k\Omega)}{7.15k\Omega + 1.66k\Omega} = 73.04$$

b. $Z_v = 1,35\ k\Omega$

+ $Z_r = R_C\ //\ r_0 = 68\ k\Omega\ //\ 50\ k\Omega = 5,98\ k\Omega$ so sánh với $6,8\ k\Omega$

+ $K_u = \frac{R_C // r_0}{r_e} = \frac{5.98k\Omega}{18.44\Omega} = -324.3$ so sánh với $-368,76$

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

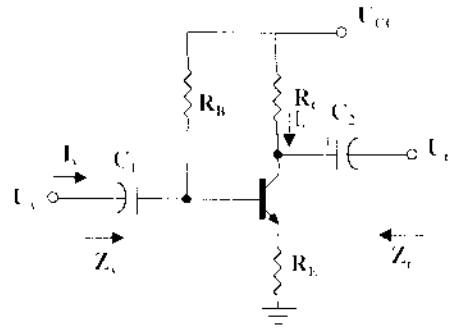
$$K_i = \frac{\beta R' r_0}{(r_0 + R_C)(R' + \beta r_e)} = \frac{(90)(7.15k\Omega)(50k\Omega)}{(50k\Omega + 6.8k\Omega)(7.15k\Omega + 1.66k\Omega)}$$

$= 64,3$ so sánh với $73,04$

Vì điều kiện $\mathbf{r_0 \geq 10\ R_C}$ không thỏa mãn do đó K_i, $\mathbf{K_u}$, $\mathbf{Z_r}$ có sai khác.

1.3.2.3. Mạch phân cực Emitter

Sơ đồ mạch được cho trên hình 1.53. Sơ đồ tương đương như hình 1.54. Sơ đồ này có điện trở cực E, không thể bỏ qua được đối với thành phần AC.



Hình 1.53: Mạch phân cực emitter

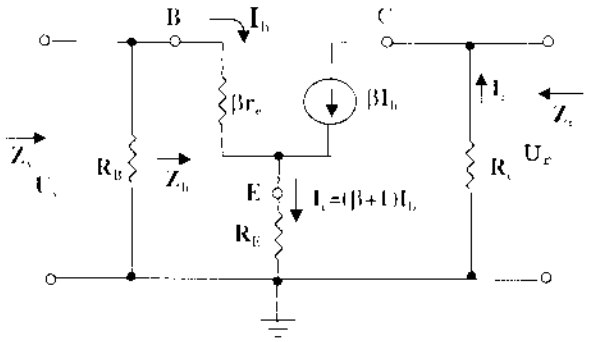
Trên sơ đồ không có mặt $\mathbf{r_0}$. Ảnh hưởng của r_0 làm cho việc phân tích rất phức tạp, nên trong thực tế hầu hết các trường hợp có thể bỏ qua.

Từ hình 1.54 ta có:

$$U_v = I_b\beta r_e + I_e R_E$$

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

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



Hình 1.54: Sơ đồ tương đương mạchphân cực emitter

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

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

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

Trở kháng vào : $Z_v = Z_b // R_B$

Trở kháng ra Z_r : Với $U_v = 0V$, $I_b = 0$ và $\beta I_b = 0$ sơ đồ 1.54 có thể thay thế bằng một mạch tương đương hở mạch. Kết quả là:

$$Z_r = R_C$$

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

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

$$U_r = -I_0R_C = -\beta I_bR_C = -\beta\left(\frac{U_v}{Z_b}\right)R_C$$

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

Thay thế $Z_b = \beta(r_e + R_E)$ ta có:

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

Lấy xấp xỉ $Z_b \approx \beta R_E$

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

Hệ số khuếch đại dòng K_i:

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

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

Hơn nữa : $\frac{I_r}{I_b} = \beta$

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

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

Ví dụ 1.11 : Cho sơ đồ hình 1.55 khi không có C_E xác định :

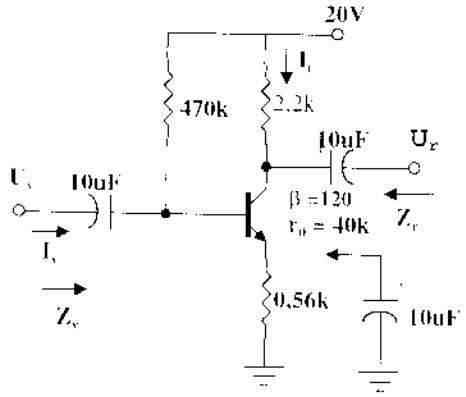
a. r_e

b. Z_v

c. Z_r

d. K_u

e. K_i



Hình 1.55

Giải :

a. Phân tích DC :

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta+1)R_E} = \frac{20V - 0.7V}{470k\Omega + (121)0.56k\Omega}$$

$= 35,89\ \mu A$

$I_E = (\beta + 1)\ I_B = (121)\ (46,5\ \mu A) = 4.34\ mA$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{4.34mA} = 5,99\ \Omega$$

b. $Z_b \cong \beta(r_e + R_E) = 120\ (5.99\ \Omega + 560\ \Omega) = 67,92\ k\Omega$

Trở kháng vào: $Z_v = R_B\ //\ Z_{bb} = 470\ k\Omega\ //\ 67,92\ k\Omega = 59,34\ k\Omega$

c. $Z_r = R_C = 2.2\ k\Omega$

d. $$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{\beta R_C}{Z_b} = \frac{(120)(2,2k\Omega)}{67,92k\Omega} = -3.89$$

so sánh với -3.93 khi tính $K_u \cong R_C / R_E$

e. $$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_C} = -(-3.89)\left(\frac{59.34k\Omega}{2.2k\Omega}\right) = 104,92$$

so sánh với 104,85 khi tính $K_v \cong \beta R_B\ (R_B + Z_b)$

Ví dụ 1.12: Làm lại ví dụ 1.11 khicó C_E

Giải:

a. Phân tích DC như nhau và $r_e = 5,99\ \Omega$

b. R_E bị ngắn mạch đối với AC do có tụ C_E, nên:

$Z_v = R_B\ //\ Z_b = R_B\ //\ \beta r_e = 470\ k\Omega\ //\ (120)\ (5,99\ \Omega) \cong 717,70\ \Omega$

c. $Z_r = R_C = 2,2\ k\Omega$

d. $$K_u = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,2k\Omega}{5,9\Omega} = -367.28$$ (tăng lên so với khi không có C_E)

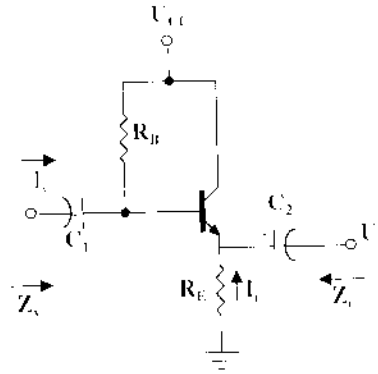
e. $K_v = \dfrac{\beta R_B}{R_B + Z_b} = \dfrac{(120)(470k\Omega)}{470k\Omega + 718.8\Omega} = 119,82$

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

Khi đầu ra được lấy từ cực E của tranzitor như hình 1.56. 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 $K_v \approx 1$ 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_0 ta vẽ được mạch tương đương như hình 1.57 . Ảnh hưởng của r_0 sẽ được xét sau.



Hình 1.56: Mạch tải cực E

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

$$Z_v = R_B // Z_b$$

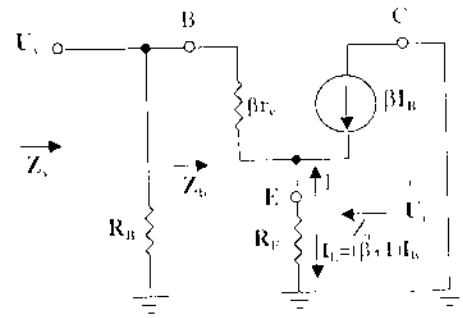
Với $Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E \cong \beta R_E$

Z_r : Trở kháng ra được xác định qua phương trình dòng **I_b**

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

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

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



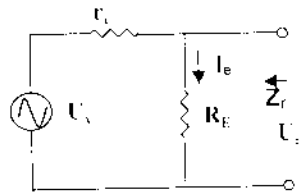
Hình 1.57: Sơ đồ tương đương

Thay $Z_b \cong \beta R_E$

$$I_e = \frac{(\beta+1)U_v}{\beta r_e + (\beta+1)R_E} = \frac{U_v}{[\beta r_e/(\beta+1)] + R_E}$$

nhưng $(\beta + 1) \cong \beta$ và $\dfrac{\beta r_e}{\beta + 1} \cong \dfrac{\beta r_e}{\beta} = r_e$

do đó $$I_e \cong \frac{U_v}{r_e + R_E}$$



Hình 1.58: Xác định Z_r

Với dòng I_e được xác định theo công thức trên ta có thể vẽ được mạch như hình 1.58.

Trở kháng ra được xác định khi $U_v = 0$ nên $Z_r = R_E // r_e$

Vì R_E thường lớn hơn r_e do đó:

$$Z_r \cong r_e$$

Hệ số khuếch đại điện áp K_u được tính:

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

$$\text{Do đó } K_u = \frac{U_r}{Uv} = \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

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

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

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i:

Ta có $I_b = \dfrac{R_B I_v}{R_B + Z_b}$ nên $\dfrac{I_b}{I_v} = \dfrac{R_B}{R_B + Z_b}$

và $I_r = - I_e = - (\beta + 1) I_b$ nên $\dfrac{I_r}{I_b} = - (\beta + 1)$

do đó $K_i = \dfrac{I_r}{I_v} = \dfrac{I_r}{I_b}\dfrac{I_b}{I_v} = - (\beta + 1) \dfrac{R_B}{R_B + Z_b}$

và vì $(\beta + 1) \cong \beta$ nên $K_i \cong \dfrac{R_B}{R_B + Z_b}$

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

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

Z_v : $$Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta+1)R_E}{1 + \dfrac{R_E}{r_o}}$$

Nếu điều kiện $r_o \geq 10 R_E$ được thỏa mãn.

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

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

Coi $\beta + 1 \cong \beta$, $Z_r = r_o // R_E // r_e$ và vì $r_o >> r_e$, $Z_r \cong R_E // r_e$

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

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

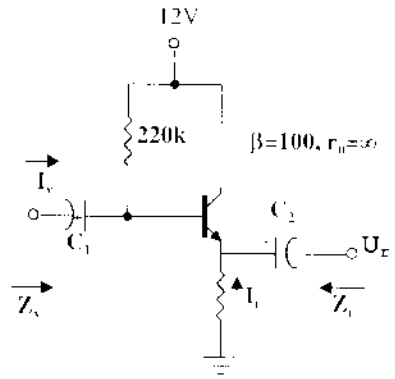
$$K_u \cong \frac{\beta R_E}{Z_b}$$

nhưng $Z_b \cong \beta\ (r_e + R_E)$

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

Ví dụ 1.13. Cho sơ đồ hình 1.59 xác định:

r_e, Z_v, Z_r, K_u, K_i, khi bỏ qua r_0 và khi $r_o = 25\ k\Omega$ và so sánh kết quả



Hình 1.59

Giải:

+ Khi bỏ qua r_0:

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

$$= \frac{12V - 0.7V}{220k\Omega + (101)3.3k\Omega} = 20{,}42\ \mu A$$

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

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2.062mA} = 12{,}61\ \Omega$$

$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E = (100)\ (12{,}61\ \Omega) + (101)\ (3{,}3\ k\Omega) = 334.56\ k\Omega \cong \beta R_E$

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

$Z_r = R_E\ //\ r_e = 3{,}3\ k\Omega\ //\ 12{,}61\ \Omega = 12{,}56\ \Omega \cong r_e$

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E}{R_E + r_e} = \frac{3.3k\Omega}{3.3k\Omega + 12.61\Omega} = 0{,}996 \cong 1$$

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

$$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_E} = -(0.996)\left(\frac{132{,}72k\Omega}{3.3k\Omega}\right) = -40{,}06$$

+ Khi $r_0 = 25\ k\Omega$:

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

$$Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta+1)R_E}{1+\frac{R_E}{r_o}} = (100)(12,61\Omega) + \frac{(100+1)3,3k\Omega}{1+\frac{3,3k\Omega}{25k\Omega}} = 295,7\ k\Omega$$

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

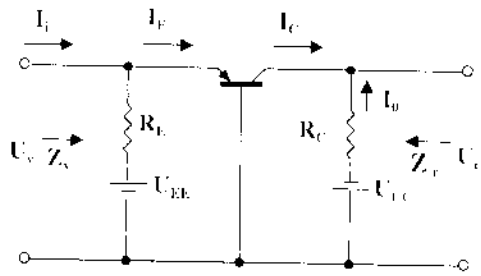
$Z_i = R_E // r_e = 12,56\ \Omega$ như có được trước đó.

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

Phù hợp với kết quả trước. Nói chung với điều kiện $r_o \geq 10\ R_E$ không thỏa mãn, kết quả với Z_r, K_u như nhau, Z_v giảm không đáng kể. Từ đó ta thấy, thực tế bỏ qua ảnh hưởng của r_o.

1.3.2.5. Mạch Base chung

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 1.60



Hình 1.60: Mạch CB

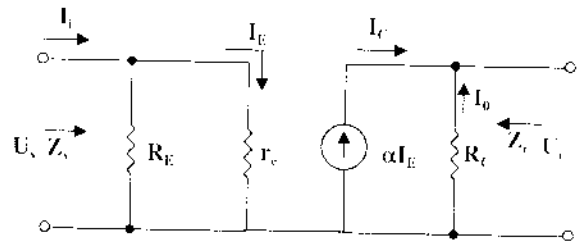
Sơ đồ tương đương hình 1.61

Theo sơ đồ hình 1.61

Trở kháng vào: $Z_v = R_E // r_e$

Trở kháng ra : $Z_r = R_C$

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:



Hình 1.61: Sơ đồ tương đương

$U_r = -I_0R_C = -(-I_C)R_C = \alpha I_eR_C$

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 $R_E >> r_e$

$I_e = I_v$

và $I_r = -\alpha I_e = -\alpha I_v$

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

Ví dụ 1.14. Cho sơ đồ hình 1.62 xác định:

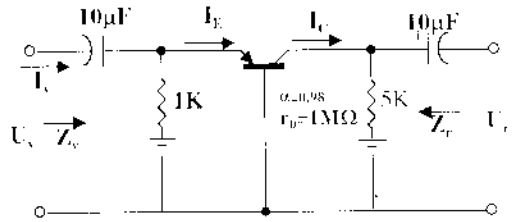
a. r_e

b. Z_v

c. Z_r

d. K_u

e. K_i



Hình 1.62

Giải:

a. $I_B = \frac{U_{BE} - U_{BE}}{R_E} = \frac{2V - 0.7V}{1k\Omega} = \frac{1,3V}{1k\Omega} = 1,3$ mA

$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{1,3mA} = 20\ \Omega$

b. $Z_v = R_E // r_e = 1k\Omega // 20\ \Omega = 19,61\ \Omega \cong r_e$

c. $Z_r = R_C = 5\ k\Omega$

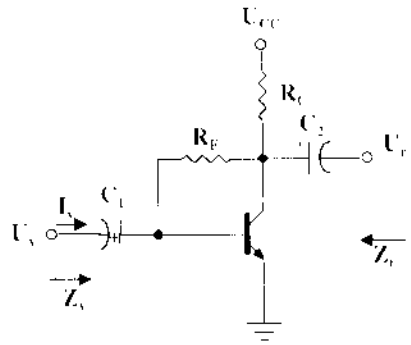
d. $K_u = \frac{R_C}{r_e} = \frac{5k\Omega}{20\Omega} = 250$

e. $K_i = -0,98 \cong -1$

1.3.2.6. Mạch hồi tiếp AC từ cực C

Mạch hồi tiếp từ cực C về cực B như hình 1.63 để tăng độ ổn định của mạch.

Với sơ đồ tương đương như hình 1.64. Các bước thực hiện sau đây là kết quả của kinh nghiệm làm việc với mạch điện này.



Hình 1.63: Mạch hồi tiếp cực C

Tính trở kháng vào Z_v :

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

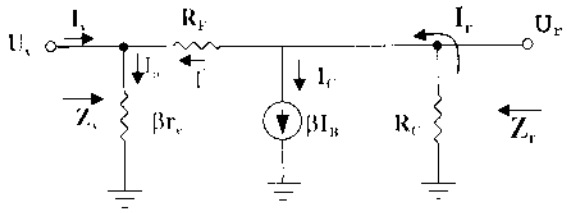
với $U_r = -I_rR_C$

và $I_r = \beta I_b + I'$

Vì βI_b thường lớn hơn I'

$$I_r \cong \beta I_b$$

và $U_r = -(\beta I_b)R_C = -\beta I_bR_C$



Hình 1.64: Sơ đồ tương đương

nhưng $I_b = \frac{U_v}{\beta r_e}$ nên

$$U_r = -\beta\left(\frac{U_v}{\beta r_e}\right)R_C = -\frac{R_C}{r_e}U_v$$

Vì thế

$$I' = \frac{U_r - U_v}{R_F} = -\frac{R_C U_v}{r_e R_F} - \frac{U_v}{R_F} = -\frac{1}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]U_v$$

Mặt khác:

$$U_v = I_b\beta r_e = (I_v + I')\beta r_e = I_v\beta r_e + I'\beta r_e$$

$$U_v = I_v\beta r_e - \frac{1}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]\beta r_e U_v$$

Nên $U_v\left[1 + \frac{\beta r_e}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]\right] = I_v\beta r_e$

Từ đó suy ra: $Z_v = \frac{U_v}{I_v} = \frac{\beta r_e}{1 + \frac{\beta r_e}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]}$

Nhưng R_C thường lớn hơn r_e nên $1 + \frac{R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$

do đó $Z_v = \frac{\beta r_e}{1 + \frac{\beta R_C}{R_F}} = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}}$

Trở kháng ra Z_r : Khi đầu vào $U_v = 0$, hình 1.64 được vẽ lại như hình 1.65.

Nếu bỏ qua hưởng của βr_e thì :

$$Z_r = R_C // R_F$$

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:

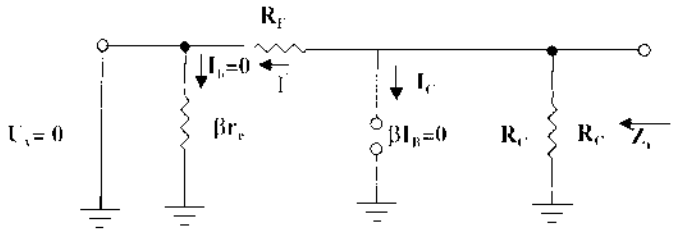
Tại cực C (hình 1.64).

$$I_r = \beta I_b + I'$$

với giá trị $\beta I_b >> I'$ và $I_r \cong \beta I_b$

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

thay $I_b = U_v / \beta r_e$ ta có:



Hình1.65: Xác định Z_r

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

Do đó: $K_u = \dfrac{U_r}{U_v} = -\dfrac{R_C}{r_e}$

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

$U_v = U_{RE} - U_1 = 0$ tương đương với :

$I_b\beta r_e + (I_b - I_v)R_E + I_rR_C = 0$

với $I_r \cong \beta I_b$, ta có $I_b\beta r_e + I_bR_E - I_vR_E + \beta I_bR_C = 0$

nên $I_b(\beta r_e + R_E + \beta R_C) = I_vR_E$

Thay $I_b = I_r / \beta$ từ $I_r \cong \beta I_b$ ta có:

$$\frac{I_r}{\beta}(\beta r_e + R_E + \beta R_C) = I_vR_E$$

suy ra $I_r = \dfrac{\beta R_E I_v}{\beta r_e + R_E + \beta R_C}$

βr_e rất nhỏ so với $R_E + \beta R_C$, có thể bỏ qua, nên:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{\beta R_E}{R_E + \beta R_C}$$

Với $\beta R_C >> R_E$, thì:

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{\beta R_E}{R_E + \beta R_C} \cong \frac{R_E}{R_C}$$

Ảnh hưởng của r_o :

Z_v : Tính chi tiết sẽ có kết quả: $Z_v = \dfrac{1 + \dfrac{R_C // r_o}{R_E}}{\dfrac{1}{\beta r_e} + \dfrac{1}{R_E} + \dfrac{R_C // r_o}{R_E r_e}}$

Thường R_E rất lớn nên $1/R_E \cong 0$ và nếu điều kiện $r_o \geq 10R_C$ thoả mãn thì:

$$Z_v = \frac{1 + \dfrac{R_C}{R_E}}{\dfrac{1}{\beta r_e} + \dfrac{R_C}{R_E r_e}}$$

Và thường $R_C / R_E << 1$ nên:

$$Z_v = \frac{1}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{R_C}{R_E r_e}} = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_E}}$$ giống kết quả trước

Z_r : $Z_r = r_o // R_C // R_E$

với $r_o \geq 10R_C$,

$Z_r \cong R_C // R_E$ giống kết quả trước

Với điều kiện chung $R_E >> R_C$,

$Z_r \cong R_C$

$$K_u = -\frac{\left[\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_e}\right](r_o // R_C)}{1 + \frac{r_o // R_C}{R_E}}$$

Vì $R_E >> r_e$:

$$K_u \cong -\frac{r_o // R_C}{1 + \frac{r_o // R_C}{R_E}} \cdot \frac{r_e}{}$$

Với $r_o \geq 10R_C$:

$$K_u \cong -\frac{R_C}{1 + \frac{r_e}{R_E}}$$

Và vì R_C / R_E thường nhỏ hơn 1 rất nhiều, nên:

$$K_u \cong -\frac{R_C}{r_e}$$

Ví dụ 1.15:. Cho sơ đồ 1.66 xác định:

a. r_e.

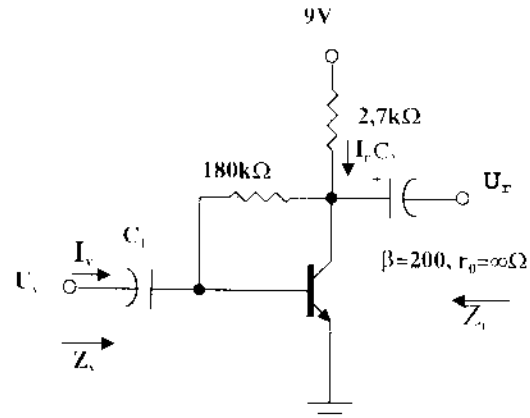
b. Z_v.

c. Z_r.

d. K_u.

e. K_i.

f. Lặp lại từ b ÷ e với $r_o = 20\ k\Omega$ và so sánh kết quả.



Hình 1.66

Giải:

a. $I_B = \dfrac{U_{CC} - U_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \dfrac{9v - 0,7V}{180k\Omega + (200)2,7k\Omega} = 11,53\ \mu A$

$I_E = (\beta + 1)I_B = (201)(11,53\ \mu A) = 2,32\ mA$

$r_e = \dfrac{26mV}{I_E} = \dfrac{26mV}{2,32mA} = 11,21\ \Omega$

b. $Z_v = \dfrac{r_e}{\dfrac{1}{\beta} + \dfrac{R_C}{R_F}} = \dfrac{11.21\Omega}{\dfrac{1}{200} + \dfrac{2.7k\Omega}{180k\Omega}} = 560,5\ \Omega$

c. $Z_r = R_C // R_F = 2,7\ k\Omega // 180\ k\Omega = 266\ k\Omega$

d. $K_u = -\dfrac{R_C}{r_e} = \dfrac{27k\Omega}{11,21\Omega} = -240,86\ \Omega$

e. $K_i = \dfrac{\beta R_F}{R_F + \beta R_C} = \dfrac{(200)(180k\Omega)}{180k\Omega + (200)(2,7k\Omega)} = 50$

f. Z_v : Điều kiện $r_o \geq 10R_C$ không thỏa mãn, nên :

$$Z_v = \frac{1 + \dfrac{R_C // r_o}{R_F}}{\dfrac{1}{\beta r_e} + \dfrac{1}{R_F} + \dfrac{R_C // r_o}{R_F r_e}}$$

Sau khi thay số tính được $Z_v = 617,7\Omega$ so với 560,5 Ω ở trên.

Z_r : $Z_r = r_o // R_C // R_F = 20\ k\Omega // 2,7\ k\Omega // 180\ k\Omega = 2,35\ k\Omega$ so sánh với 2.66 kΩ ở trên.

$$K_u = \frac{-\left[\dfrac{1}{R_F} + \dfrac{1}{r_e}\right](r_o // R_C)}{1 + \dfrac{r_o // R_C}{R_F}}$$

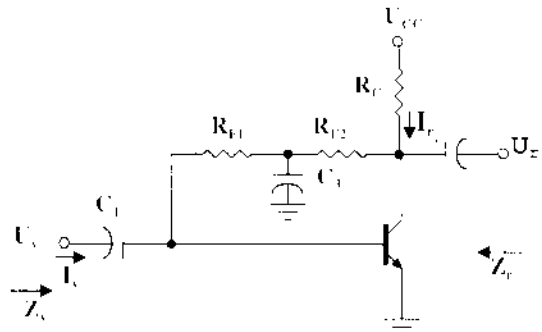
Thay số vào tính được $K_u = -209,56$ so với – 240,86 ở trên.

$K_i = -K_u \dfrac{Z_v}{R_C} = -(-209.56)\dfrac{617.7\Omega}{2.7k\Omega} = 47,94$ so sánh với 50 ở trên.

8.8. Mạch hồi tiếp DC từ cực C.

Sơ đồ mạch được cho trên hình 1.67, với mạch này, có điện trở hồi tiếp một chiều để tăng độ ổn định, tụ C_3 sẽ thay đổi tỷ lệ điện trở hồi tiếp từ đầu ra về đầu vào của mạch đối với thành phần xoay chiều.

Tại vùng tần số làm việc, tụ C_3 coi như ngắn mạch thành phần xoay chiều xuống mát vì có dung kháng nhỏ. Sơ đồ tương đương như hình 1.68.



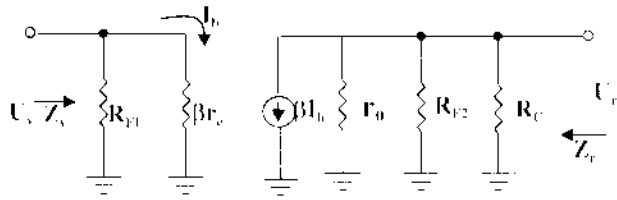
Hình 1.67. Mạch hồi tiếp DC cực C

Trở kháng vào:

$$Z_v = R_{F1} \,//\, \beta r_e$$

Trở kháng ra:

$$Z_r = R_C \,//\, R_{F2} \,//\, r_o$$



Hình 1.68

với $r_o \geq 10R_C$:

$$Z_r \cong R_C \,//\, R_{F2}$$

Hệ số khuếch đại điện áp K_u được tính:

Đặt $R' = r_o \,//\, R_{F2} \,//\, R_C$ thì $U_r = -\beta I_b R'$

nhưng $\quad I_b = \dfrac{U_v}{\beta r_e}$ nên $U_r = -\beta \dfrac{U_v}{\beta r_e} R'$

do đó: $\quad K_u = \dfrac{U_r}{U_v} \cong -\dfrac{r_o \,//\, R_{F2} \,//\, R_C}{r_e}$

Với $r_o \geq 10R_C$ thì: $K_u = \dfrac{U_r}{U_v} \cong -\dfrac{R_{F2} \,//\, R_C}{r_e}$

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

$$I_b = \frac{R_{F1} I_v}{R_{F1} + \beta r_e} \quad \text{nên} \quad \frac{I_b}{I_v} = \frac{R_{F1}}{R_{F1} + \beta r_e}$$

và với đầu ra sử dụng $R' = r_o \,//\, R_{F2}$

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

Do đó: $K_i = \dfrac{I_r}{I_v} = \dfrac{I_r}{I_b} \cdot \dfrac{I_b}{I_v} = \dfrac{R' \beta}{R' + R_C} \cdot \dfrac{R_{F1}}{R_{F1} + \beta r_e} = \dfrac{I_r}{I_v} = \dfrac{\beta R_{F1} R'}{(R_{F1} + \beta r_e)(R' + R_C)}$

Vì R_{F1} thường lớn hơn βr_e, nên $R_{F1} + \beta r_e \cong R_{F1}$

Vì thế $K_i = \dfrac{I_r}{I_v} = \dfrac{\beta R_{F1}(r_o // R_{F2})}{R_{F1}(r_o // R_{F2} + R_C)} \cong \dfrac{\beta}{1 + \dfrac{R_C}{r_o // R_{F2}}}$

Hoặc $K_i = \dfrac{I_r}{I_v} = -K_u \dfrac{Z_v}{R_C}$

Ví dụ 1.16: Với sơ đồ 1.69 xác định:

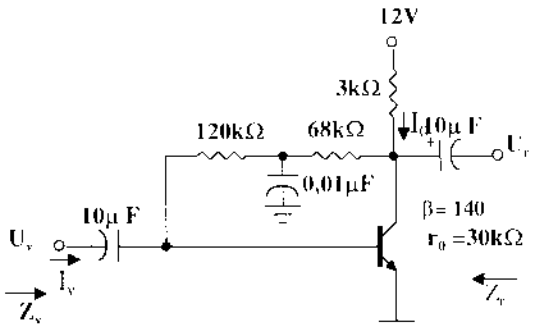
a. r_e

b. Z_v

c. Z_r

d. K_u

e. K_i



Hình 1.69

Giải:

a. $I_B = \dfrac{U_{CC} - U_{BE}}{R_F + \beta R_e} = \dfrac{12v - 0.7V}{(120k\Omega + 68k\Omega) + (140)3k\Omega} = 18{,}6\ \mu A$

$I_E = (\beta + 1)I_B = (141)\ (18{,}6\ \mu A) = 2{,}62\ mA$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{2{,}62mA} = 9{,}92\ \Omega$$

b. $\beta r_e = (140)\ (9{,}92\ \Omega) = 1{,}39\ k\Omega$

$Z_v = R_F // \beta r_e = 120\ k\Omega // 1{,}39\ k\Omega = 1{,}37\ k\Omega$

c. Dễ ràng thấy điều kiện $r_o \geq 10R_C$ thỏa mãn, nên:

$Z_r \cong R_C // R_{F2} = 3\ k\Omega // 68\ k\Omega = 2{,}87\ k\Omega$

d. $r_0 > 10\ R_c$ nên: $K_u = -\dfrac{R_{F2} // R_C}{r_e} = -\dfrac{68k\Omega // 3k\Omega}{9.92\Omega} = -283.3$

e. Điều kiện $R_{F1} >> \beta r_e$ thoả mãn nên: $K_i = -\dfrac{\beta}{1 + \dfrac{R_C}{r_0 // R_{F2}}}$

Sau khi thay số, tính được $K_i = 122{,}8$

1.4. TRANSITOR TRƯỜNG - FET

1.4.1 Sơ lược cấu tạo của transistor trường FET

1.4.1.1 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 trong FET *chỉ do một loại điện tích* tạo nên. Công nghệ bán dẫn, vi điện tử càng tiến bộ, FET càng tỏ rõ ưu điểm 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 1.66***

Hình 1.66: So sánh BJT và FET

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 ô xít nên gọi là Metal Oxide Semiconductor FET (MOSFET hay MOS). Trong loại transistor trường có cực cửa cách điện lại chia 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. 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.

1.4.1.2 Cấu tạo và đặc tính của JFET:

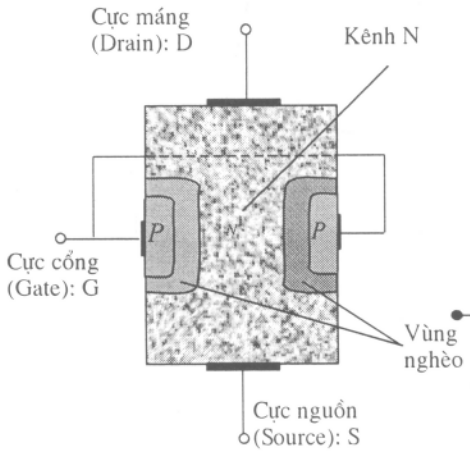
1. Cấu tạo và ký hiệu:

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

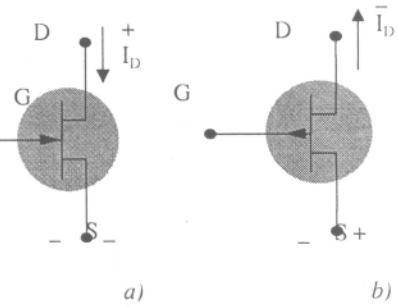
JFET kênh N có cấu tạo gồm thanh bán dẫn loại N, hai đầu nối với hai dây ra gọi là cực máng D và cực nguồn S. Hai bên thanh bán dẫn loại N là hai vùng bán dẫn loại P tạo thành mối nối p-n như diode. Hai vùng này được nối với nhau gọi là cực cửa G ***(hình 1.67).***

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

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



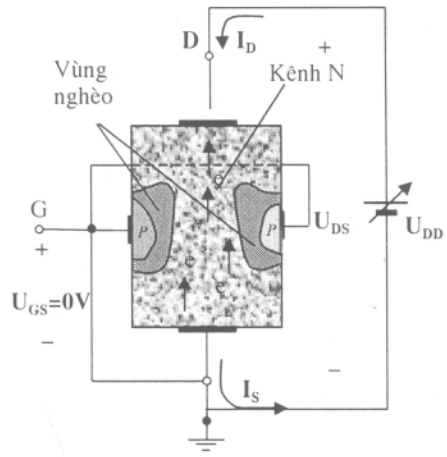
Hình 1.67: *Cấu tạo transistor trường JFET*



Hình 1.68: Ký hiệu JFET

2. Đặc tính:

Xét JFET kênh N có cực D nối với dương nguồn, S nối với âm nguồn như ***hình 1.69***



Hình 1.69: *JFET khi U_{GS}=0V và U_{DS}>0V*

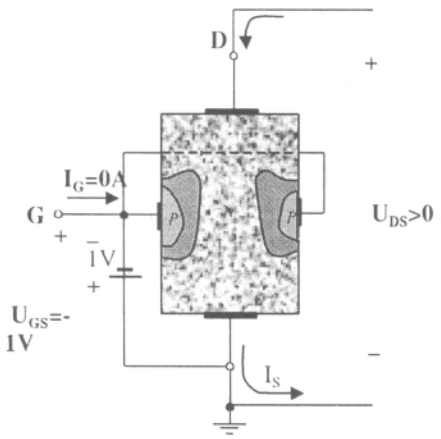
A. Khi cực G hở (U_{GS}= 0V):

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

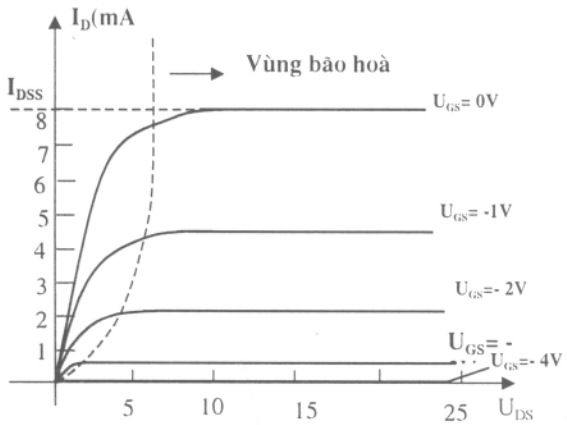
Khi tăng nguồn U_{DD} để tăng điện thế U_{DS} từ 0V lên thì dòng I_D tăng lên nhanh nhưng sau đó đến một điện thế giới hạn thì dòng I_D không tăng được nữa gọi là dòng điện bão hoà I_{DSS} . Điện thế U_{DS} có I_{DSS} gọi là điện thế ngắt U_P (pinch-off).

B. Khi cực G có điện thế âm (U_{GS}< 0V): ***Hình 1.70***

Khi cực G có điện thế âm nối vào chất bán dẫn loại P, trong kênh N có dòng điện chạy qua nên có điện thế dương ở giữa chất bán dẫn N sẽ làm cho mối nối P-N bị phân cực ngược làm điện tử trong chất bán dẫn 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 1.70: *JFET khi cực G có điện thế âm*

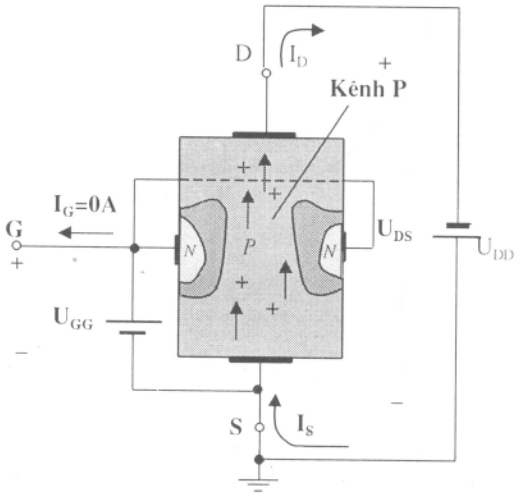


Hình 1.71: *Đặc tuyến ra của JFET kênh N*

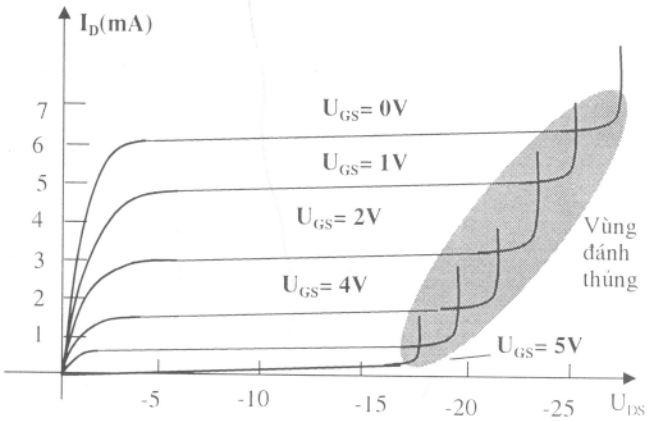
Khi tăng điện thế âm ở cực G thì mức phân cực ngược càng lớn làm dòng I_D càng giảm nhỏ và đến một giá trị giới hạn thì dòng I_D gần như không còn. Điện thế này ở cực G gọi là điện thế ngắt U_P.

Hình 1.71 là 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}).

Đối với JFET kênh P: JFET kênh P có mạch thí nghiệm như ***hình 1.72*** với nguồn $-U_{DD}$ cung cấp cho U_{DS}, điện thế cung cấp 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.



Hình 1.72: *JFET kênh P*



Hình 1.73: *Đặc tuyến ra của JFET kênh P*

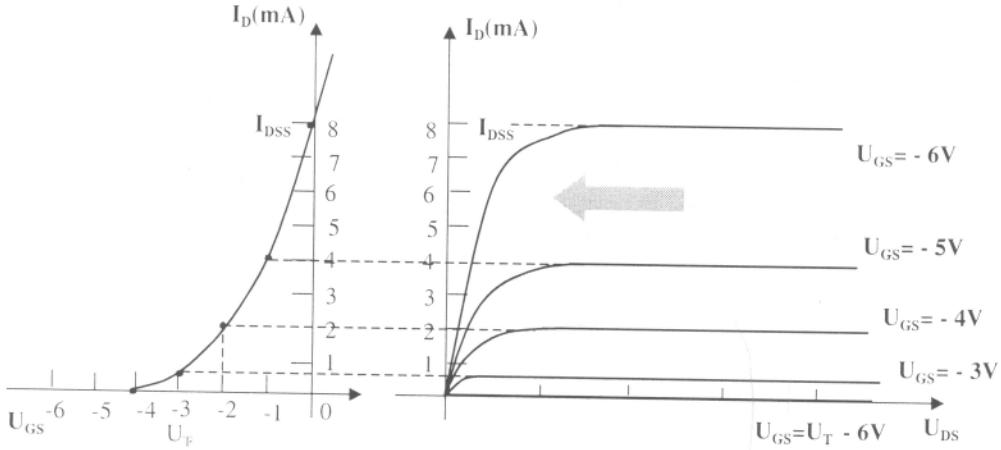
3. Đặc tuyến truyền dẫn:

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

$$I_C=f(I_B)=\beta.I_B$$

Ở đây β 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 bởi công thức Shockley:



Hình 1.74: Cách vẽ đặc tuyến truyền đạt từ đặc tuyến truyền dẫn

$$I_D = I_{DSS}.(1-U_{GS}/U_P)^2 \qquad (1.1)$$

Ở công thức ***1.1*** thì I_{DSS} và U_P là các hằng số , còn U_{GS} là biến điều khiển. Phương trình ***1.1*** biểu thị mối quan hệ giữa dòng điện I_D và điện áp U_{GS}. đồ thị biểu diễn của nó là một đường có dạng gần như đường cong parabol, gọi là đặc tuyến điều khiển hay đặc tuyến truyền đạt. Quan hệ này được thể hiện bằng hàm $I_D=f(U_{GS})$ khi điện áp U_{DS} không đổi. Ta có thể vẽ được đường đặc tuyến truyền đạt này bằng cách suy từ đặc tuyến ra ***(hình 1.74)***, hoặc vẽ trực tiếp theo phương trình Shockley

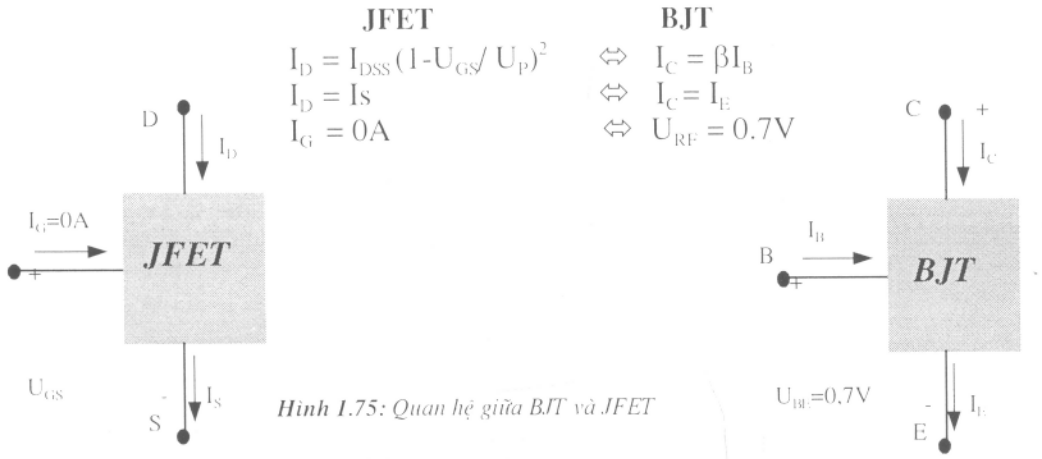
Qua đường đặc tuyến truyền đạt ta thấy: khi thay đổi điện áp trên cực cửa thì bề dày của lớp tiếp xúc P-N sẽ thay đổi, làm cho tiết diện của kênh cũng thay đổi theo. Do đó điện trở của kênh thay đổi và cường độ dòng điện qua kênh cũng thay đổi . như vậy điện áp trên cực cửa U_{GS} đã điều khiển được 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 dò vẫn chảy qua kênh ngay cả khi ở điều kiện ngắt $|U_{GS}| > |U_P|$.

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

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

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



Hình 1.75: Quan hệ giữa BJT và JFET

1.4.2. MOSFET :

MOSFET được chia làm hai loại là MOSFET kênh liên tục và MOSFET kênh gián đoạn. Mỗi loại kênh liên tục (kênh 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.

1.4.2.1 Cấu tạo và ký hiệu của MOSFET kênh liên tục :

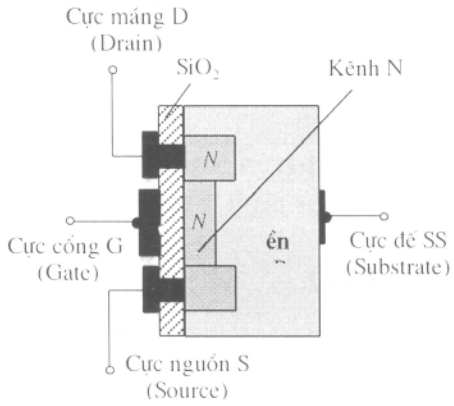
Người ta chế tạo sẵn kênh dẫn điện gồm hai vùng bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất cao được nối liền nhau bằng một kênh dẫn là bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất thấp hơn . Các lớp bán dẫn này được khuếch tán trên một nền là chất bán dẫn loại P, phía trên kênh dẫn điện có phủ lớp ô xít cách điện SiO2.

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 ô xít nhưng vẫn cách điện với kênh dẫn, thường cực S được nối chung với nền P .

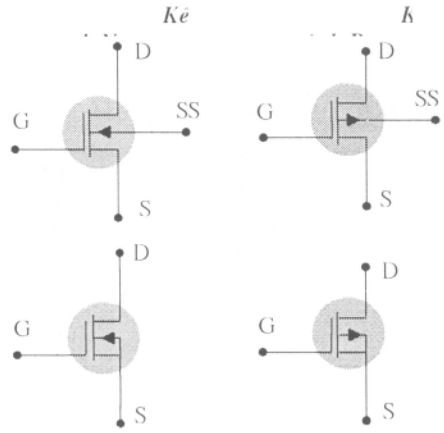
1.4.2.2 Đặc tính của MOSFET kênh liên tục :

A. Khi U_{GS}=0V:

Trường hợp này kênh dẫn điện có tác dụng như một điện trở , khi tăng điện áp U_{DS} thì dòng I_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 .



Hình 1.76: MOSFET liên tục kênh N

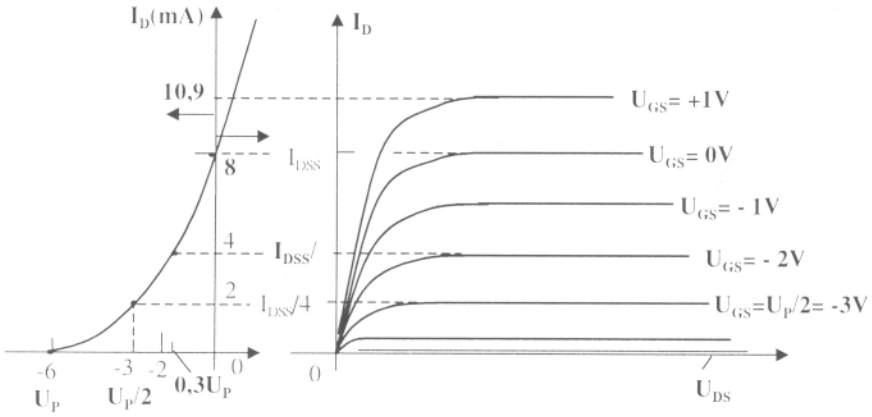


Hình 1.77: Ký hiệu MOSFET

B. Khi U_{GS}<0V:

Khi này cực G có điện thế âm nên đẩy các điện tử ở kênh N vào vùng nền P làm thu hẹp tiết diện kênh dẫn điện N và dòng I_D bị giảm xuống do điện trở kênh dẫn điện tăng lên. Khi tăng điện thế âm ở cực G thì dòng I_D càng nhỏ và đến 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.

C. Khi U_{GS}>0V:



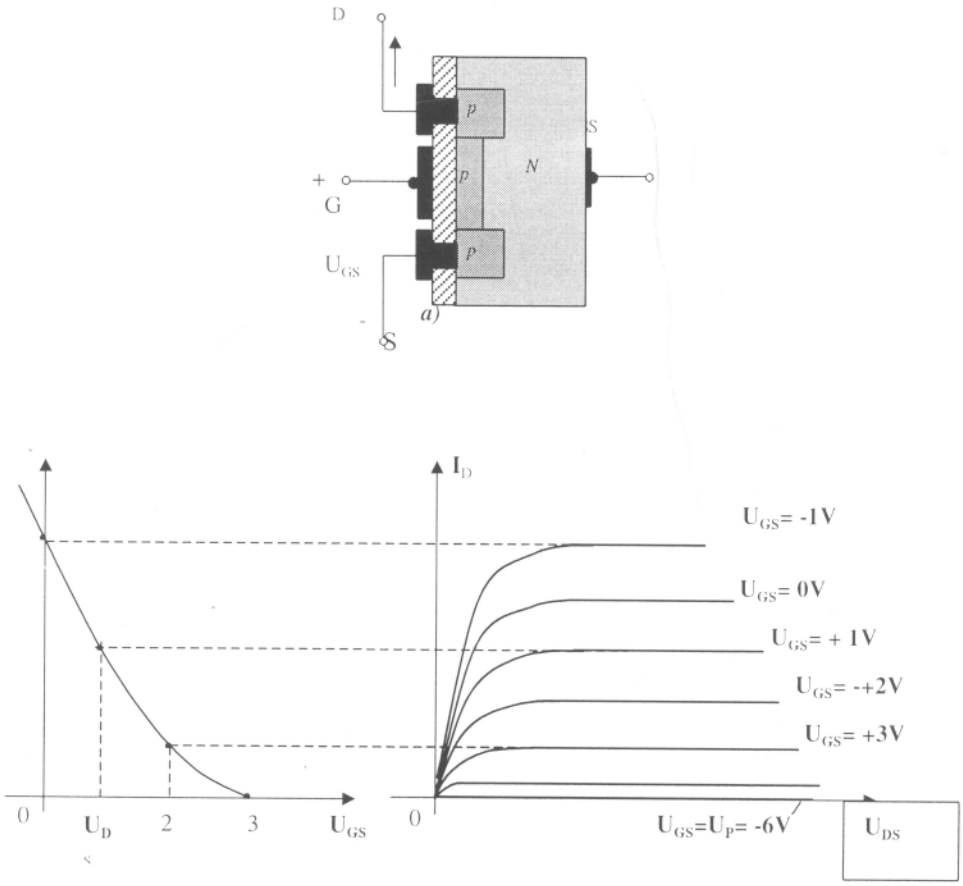
Hình 1.78: Các đặc trưng của MOSFET liên tục kênh N

Khi phân cực cho cực G có điện thế dương thì các điện tử thiểu số ở miền P bị hút vào vùng N nên làm tăng tiết diện kênh , điện trở kênh bị giảm xuống và

dòng I_D tăng cao hơn trị số bão hoà I_{DSS}. Trường hợp này dòng I_D lớn dễ làm hỏng MOSFET nên ít được sử dụng.

Hình 1.78 là đặc tuyến ngõ ra I_D/U_{DS} và đặc tuyến truyền đạt I_D/U_{GS} của MOSFET liên tục kênh N.

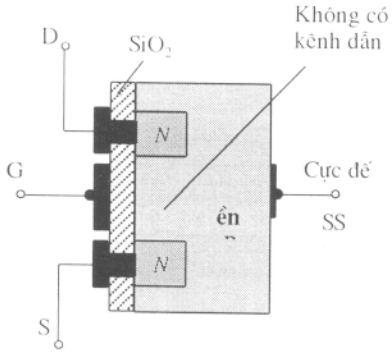
1.4.2.3 MOSFET liên tục kênh P: (hình 1.79)



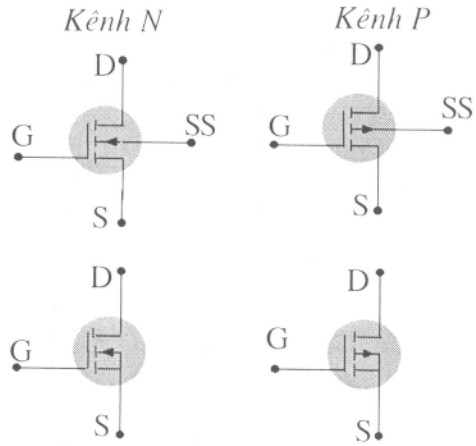
Hình 1.79: *Cấu tạo và các đặc tính của MOSFET liên tục kênh P*

1.4.2.4 Cấu tạo và ký hiệu của **MOSFET** *kênh gián đoạn (cảm ứng):*

Hình 1.80 giới thiệu cấu tạo của MOSFET kênh gián đoạn, hình 1.81 là kí hiệu của chúng.



Hình 1.80: MOSFET gián đoạn kênh N



Hình 1.81: 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 cũng được phủ một lớp ô xít cách điện SiO_2. Hai dây dẫn xuyên qua lớp cách điện nối vào vùng bán dẫn N gọi là cực S và D. cực G có tiếp xúc kim loại bên ngoài lớp ô xít và cách điện đối với cực D và S .

1.4.2.5 *Đặc tính của MOSFET kênh gián đoạn*: (*Hình 1.82*)

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

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).

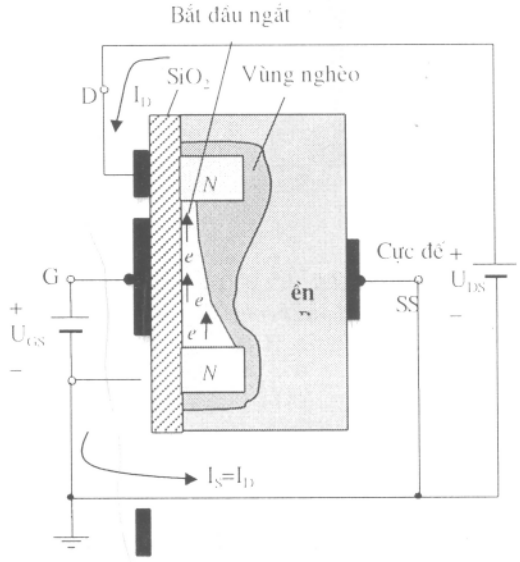
Đặc tuyến ra và đặc tuyến truyền đạt của MOSFET gián đoạn kênh N được biểu thị ở ***hình 1.82***, khi $U_{GS}>U_T$ thì dòng I_D và U_{GS} quan hệ với nhau theo công thức :

$$I_D = k\,(U_{GS}-U_T)^2 \qquad (1.2)$$

Đây chính là phương trình của đặc tuyến truyền đạt ở ***hình 1.83b***.

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:

$$k = \mathbf{I}_{D(on)}/(\mathbf{U}_{GS(on)} - U_T)^2 \qquad (1.3)$$



Hình 1.82: *Đặc tính của MOSFET kênh gián đoạn*

Ví dụ ở hình 1.83b với

$I_{D\,(on)} = 10mA$ khi $U_{GS\,(on)} = 8V$

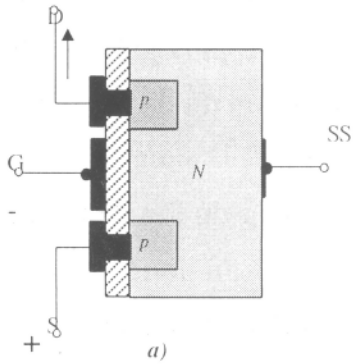
$\Rightarrow k = (10mA)/(8V-2V)^2 = 0{,}287A/V^2$

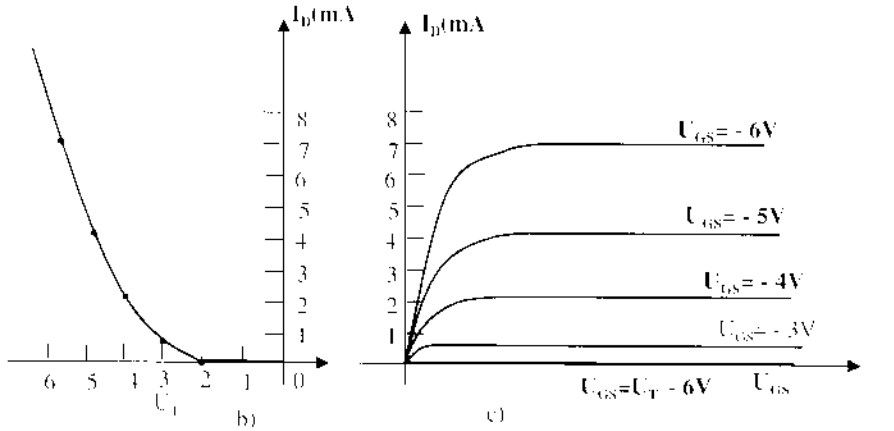
$\Rightarrow I_D = 0{,}278.10^{-3}(U_{GS} - 2V)^2$ mA

1.4.2.6 MOSFET *gián đoạn kênh P:*

Tương tự như MOSFET gián đoạn kênh N, ***hình 1.83a*** mô tả cấu tạo, b-đặc tuyến ra và đặc tuyến truyền đạt của MOS gián đoạn kênh P.

hình 1.83 a,b,c





Hình 1.83: Cấu tạo và các đặc tuyến của MOSFET gián đoạn kênh P

1.4.3. Phân cực cho FET

1.4.3.1. Giới thiệu:

Ta đã biết rằng mức độ phân cực cho 1 transistor lưỡng cực có thể được thiết lập bằng cách sử dụng các công thức:

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

Quan hệ giữa đầu ra và đầu vào được đặc trưng bởi hệ số β, nó là 1 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:

$$I_G \approx 0\ A \qquad (2.1)$$

và:

$$I_D = I_S \qquad (2.2).$$

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

$$I_D = I_{DSS}(1 - U_{GS}/U_P)^2 \qquad (2.3)$$

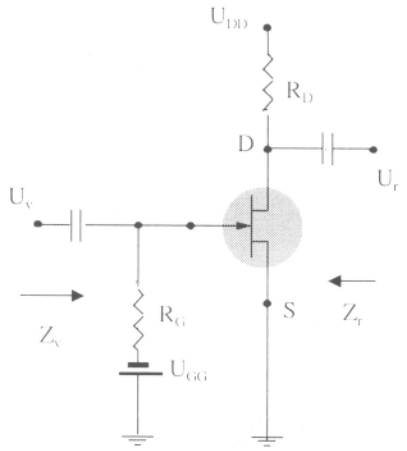
Còn đối với MOSFET kênh cảm ứng:

$$I_D = k(U_{GS} - U_T)^2 \qquad (2.4)$$

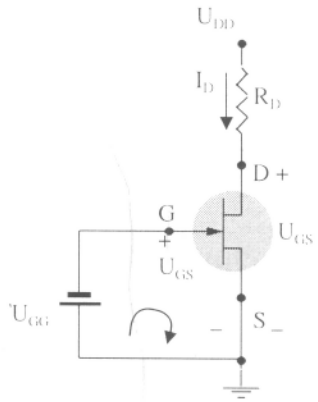
Điều quan trọng là tất cả các công thức trên đây là đặc trưng cho linh kiện, chúng không thay đổi trong quá trình làm việc. Mức độ thay đổi của mạch điện

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

1.4.3. 2 Sơ đồ phân cực cố định. *(hình 1.84 và 1.85)*



Hình 1.84: *Sơ đồ phân cực cố định cho JFET*



Hình 1.85: *Sơ đồ tương đương ở chế độ tĩnh*

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

Ở chế độ này, mạch tương đương được vẽ lại như ***hình 1.85.***

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

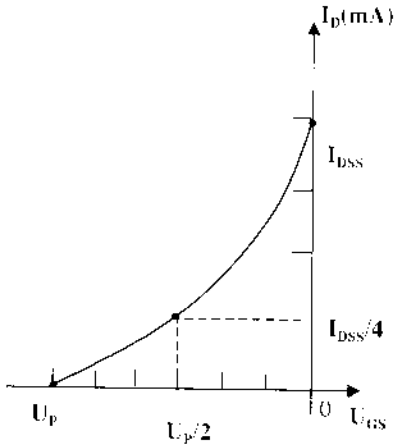
hay $U_{GS} = -U_{GG}$ (2.5)

Vì U_{GG} là nguồn 1 chiều ổn định nên U_{GS} cũng không thay đổi. Do đó người ta gọi là "*sơ đồ phân cực cố định*".

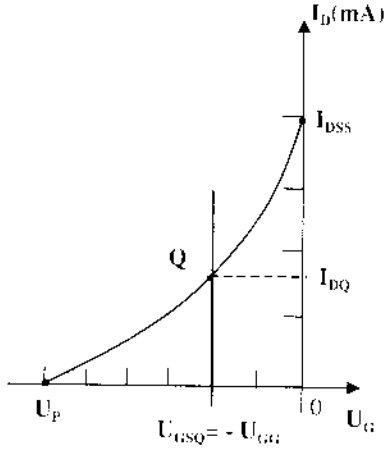
Dòng cực máng I_D được tính theo công thức Shockley:

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

Đồ thị biểu diễn mối quan hệ trong phương trình Shockley được thể hiện ở ***hình 1.86***. 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 1.86: Đặc tuyến tĩnh



Hình 1.87: Tìm điểm làm việc

Ở ***hình 1.87***, 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: $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D$ (2.6).

Vì cực S nối đất nên $U_S = 0$ V (2.7).

$\Rightarrow$ $U_D = U_{DS}$ (2.8) và $U_G = U_{GS}$ (2.9).

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 1.88****, tính:* U_{GSQ}, I_{DQ}, U_{DS} , U_D, U_G, U_S

Giải:

* Sử dụng phép tính toán học:

U_{GS} = -U_{GG} =-2V

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

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

$= 10\text{ mA}(1-0,25)^2$

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

$= 5,625$ mA.

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

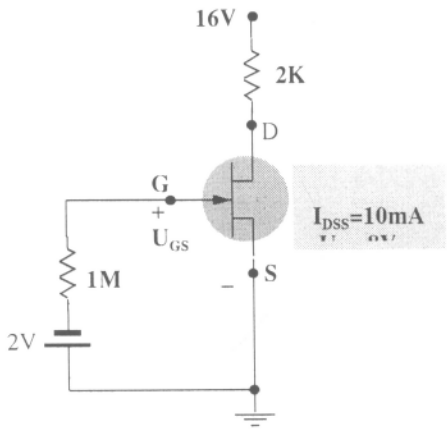
$= 16V - (5{,}625\ mA).(2\ K\Omega)$

$= 4{,}75V$

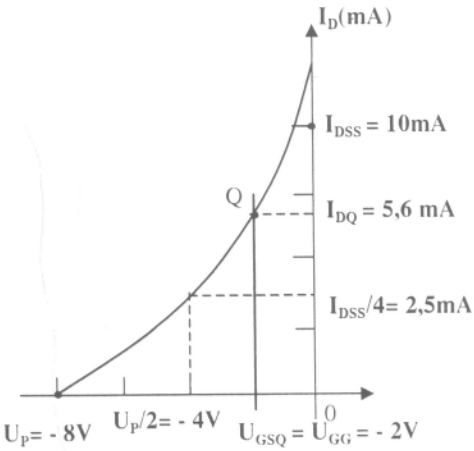
$U_D = U_{DS} = 4{,}75V$

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

$U_S = 0\ V$



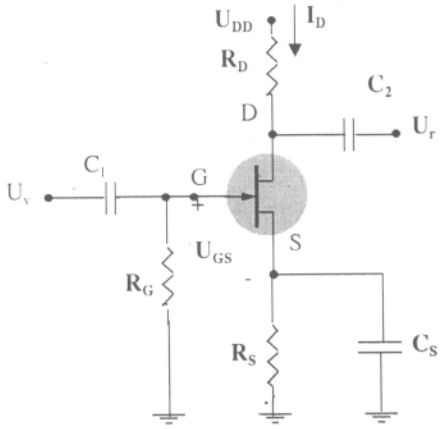
Hình 1.88: Sơ đồ cho ví dụ 12



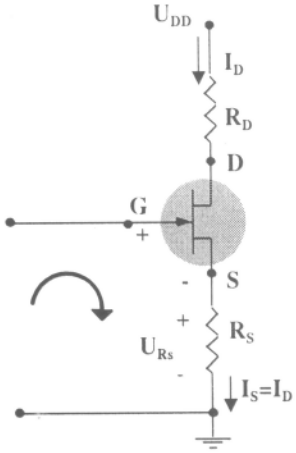
Hình 1.89: Cách tính dùng đồ thị

- Sử dụng đồ thị: (Xem ***hình 1.89***).

1.4.2.3 Sơ đồ tự phân cực:



Hình 1.90: Sơ đồ tự phân cực JFET



Hình 1.91: Phân tích ở chế độ 1 chiều

Sơ đồ tự phân cực sẽ loại trừ yêu cầu 2 nguồn 1 chiều. Điện áp điều khiển U_{GS} bây giờ được xác định bởi điện áp đặt trên điện trở R_S đưa vào cực S như ở ***hình 1.90.***

Ở chế độ tĩnh (1 chiều), tụ điện có thể thay thế bằng hở mạch và điện trở R_G được ngắn mạch vì $I_G = 0A$. Kết quả ta có sơ đồ tương đương như ***hình 1.91.***

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

$$U_{RS} = I_D R_S$$

Chọn chiều của vòng như ***hình 1.91***, ta có:

$$-U_{GS} - U_{RS} = 0 \text{ hay } U_{GS} = -U_{RG}$$

Suy ra phương trình tải tĩnh:

$$U_{GS} = -I_D R_S \qquad (2.10).$$

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

Từ *(2.10)*, thay vào phương trình Shockley ta có:

$$I_D = I_{DSS}(1 - U_{GS}/U_P)^2$$
$$= I_{DSS}[1 - (-I_D R_S)/U_P]^2$$
$$\Rightarrow I_D = I_{DSS}(1 + I_D R_S/U_P)^2$$

Đây là một tam thức bậc 2 đối với I_D, dạng tổng quát của nó: $I^2_D + K_1 I_D + K_2 = 0$ chính là phương trình của 1 đường cong Parabol- gọi là đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt) ***(hình 1.92)***

(2.10) Ta sẽ biểu diễn đồ thị của phương trình, đây là phương trình của 1 đường thẳng nên cần xác định 2 điểm:

Điểm thứ nhất:

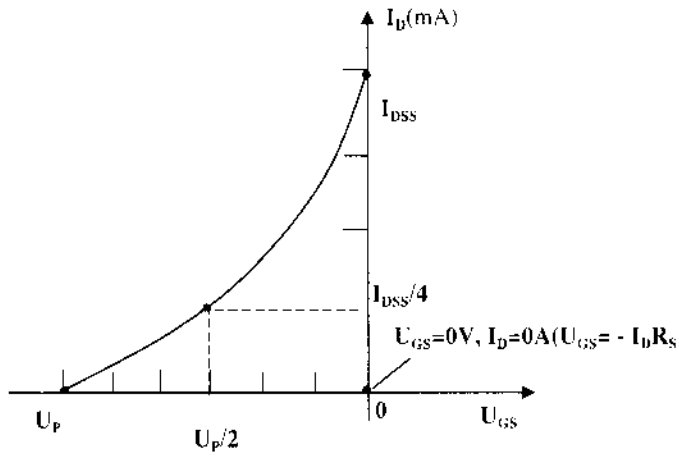
cho $I_D = 0A$

$\Rightarrow U_{GS} = -I_D R_S = 0V$

và điểm thứ hai:

cho $I_D = I_{DSS}/2$

$\Rightarrow U_{GS} = -I_D R_S = -I_{DSS}.R_S/2.$



Hình 1.92: *Đặc tuyến tĩnh*

Nối 2 điểm này sẽ được đường tải tĩnh. Giao điểm của đường này với đường cong đặc trưng của linh kiện- đường đặc tuyến tĩnh, chính là điểm làm việc tĩnh.

Mức U_{DS} có thể được xác định bởi định luật Kirchoff:

$$U_{RS} + U_{DS} + U_{RD} - U_{DD} = 0V$$

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

$\Rightarrow$ $U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_S + R_D)$. (2.11)

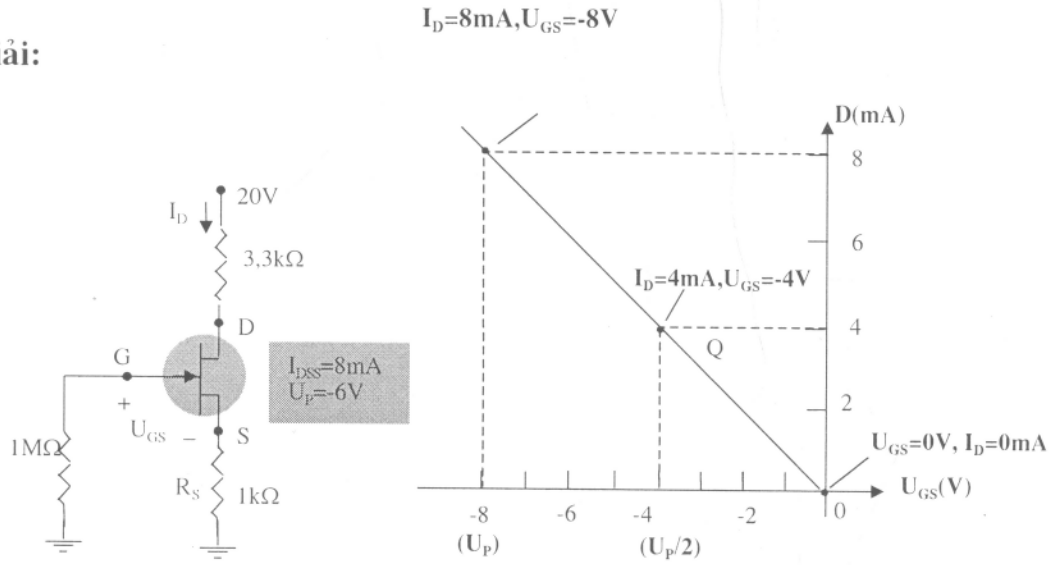
$\Rightarrow$ $U_S = I_D R_S$ (2.12)

$U_G = 0$ V (2.13)

$U_D = U_{DS} + U_S = U_{DD} - U_{RD}$ (2.14).

Ví dụ 13: Cho các giá trị biểu diễn ở ***hình 1.93.*** Tính : U_{GS}, I_{DQ}, U_{DS}, U_S, U_G ,U_D.

Giải:



Hình 1.94: Cách tính dùng đồ thị

Ta có:

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

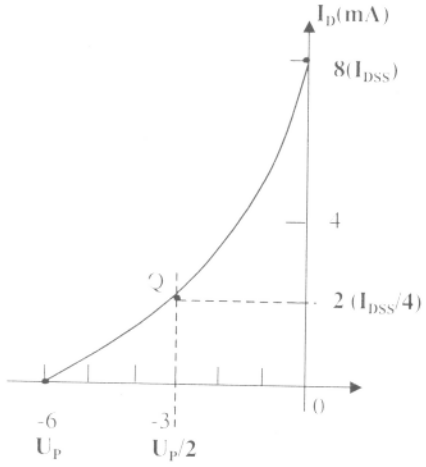
Chọn $I_D = 4$ mA $\Rightarrow U_{GS} = (-4mA)(1K\Omega) = -4V$

Ta vẽ được đường tải tĩnh như ***hình 1.94.***

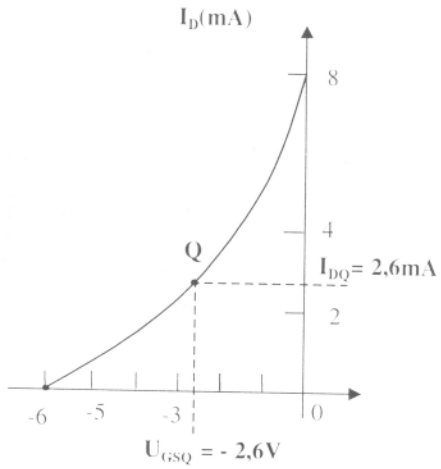
Với phương trình Shockley (phương trình đặc tuyến tĩnh ***(hình 1.101).***

Giao điểm của đường tải tĩnh và đặc tuyến tĩnh là điểm làm việc tĩnh Q, toạ độ của điểm này là: $U_{GSQ} = -2,6V$, $I_{DQ} = 2,6$ mA,

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



Hình 1.95: Cách tính dùng đồ thị



Hình 1.96: Xác định điểm Q

$= 20V - (2,6\ mA).(1K\Omega + 3,3K\Omega)$

$= 8,82V$ $U_S = I_D R_S = (2,6mA).(1K\Omega)$

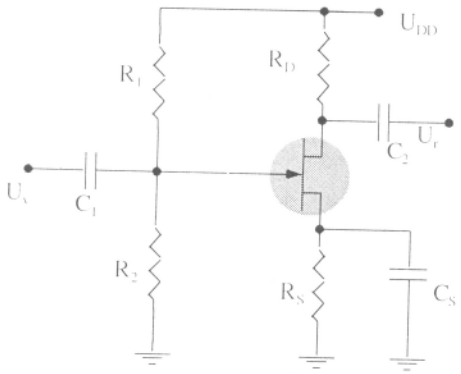
$= 2,6V$

$U_G = 0\ V$

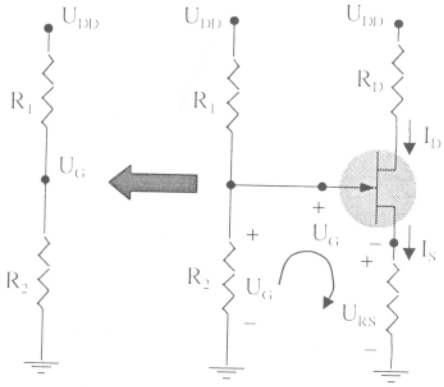
$U_D = U_{DS} + U_S = 8,82\ V + 2,6\ V = 11,42V$

1.4.3. Sơ đồ phân cực phân áp:

Ở sơ đồ phân cực phân áp đối với transistor FET ***(hình 1.97)***, các linh kiện



*Hình 1.97: **Mạch phân cực phân áp***



*Hình 1.98: **Sơ đồ tương đương***

được bố trí giống như phân cực phân áp cho BJT, nhưng ở trạng thái tĩnh thì sự phân tích đối với 2 sơ đồ thì hầu như khác nhau. Đối với FET, $I_G = 0$, nhưng độ lớn

I_B của sơ đồ chung Emiter đối với BJT lại ảnh hưởng đến cả dòng và áp ở đầu vào và đầu ra của mạch.

Dòng I_B trong sơ đồ phân cực phân áp đối với BJT chính là đại lượng liên kết giữa ngõ vào và ngõ ra, còn đối với FET thì vai trò này lại là U_{GS}. Ở chế độ tĩnh, ta có sơ đồ tương đương như ***hình1.98***.

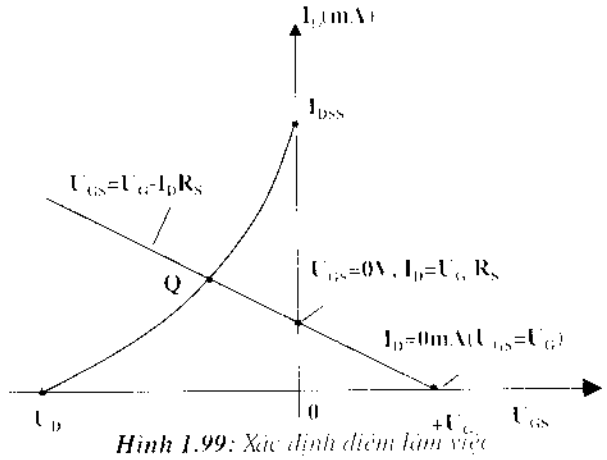
Khi $I_G = 0A$ thì $I_{R1} = I_{R2}$ và điện áp chính là điện áp đặt trên R_2:

$$U_G = \frac{R_2 U_{DD}}{R_1 + R_2} \qquad (2.15)$$

$$U_G - U_{GS} - U_{RS} = 0 \text{ mà } U_{RS} = I_S R_S = I_D R_S$$

$$\Rightarrow U_{GS} = U_G - I_D R_S \qquad (2.16).$$

Phương trình ***(2.16)*** 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 1.99***. Giao điểm của đường tải tĩnh với đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt) chính là điểm làm việc tĩnh Q các giá trị tĩnh tương ứng của nó là I_{DQ} và U_{GSQ}. Khi các giá trị này được xác định thì ta có:



Hình 1.99: *Xác định điểm làm việc*

$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_D + R_S)$ (2.19)

$U_D = U_{DD} - I_D R_D$ (2.20)

$U_S = I_D R_S$ (2.21)

$I_{R1} = I_{R2} = U_{DD}/(R_1+R_2)$ (2.22)

Ví dụ 2.3: *Cho sơ đồ **hình 2.17**, tính:*

a) I_{DQ} và U_{GSQ}: *b) U_D :*

c) U_S : *d) U_{DS} :* *e) U_{DG} :*

Giải:

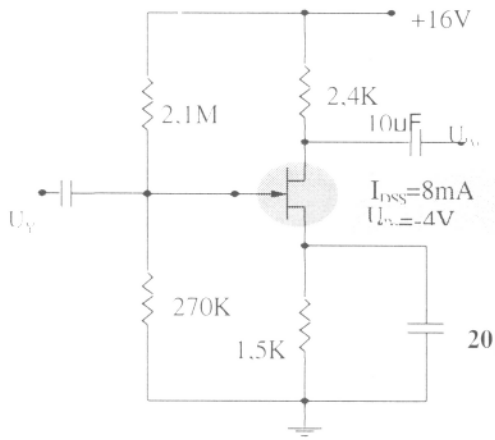
a) Đối với đặc tuyến truyền đạt

Nếu $I_D = I_{DSS}/4 = 8mA/4 = 2mA$ thì $U_{GS} = U_P/2 = -2V$

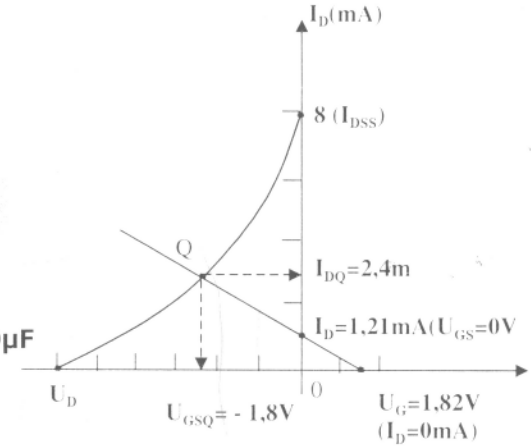
Ta vẽ được đặc tuyến này như hình 1.101.

Ta có: $U_G = R_2U_{DD}/(R_1+R_2) = (270\ K\Omega)(16V)/(2,1M\Omega + 0,27M\Omega) = 1,28V$

$U_{GS} = U_G - I_DR_S = 1,28V - I_D(1,5K\Omega)$



Hình 1.100: Sơ đồ cho ví dụ 14



Hình 1.101: Minh hoạ cho ví dụ

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

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

Ta xác định được đường tải tĩnh như ***hình 1.101*** và điểm làm việc tĩnh có giá trị:

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

b) $U_D = U_{DD} - I_DR_D = 16 - 2,4.2,4 = 10,24V$

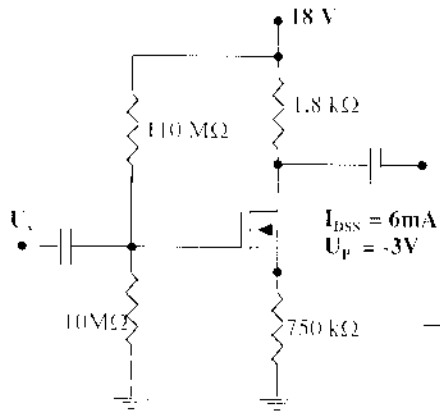
c) $U_S = I_DR_S = (2,4mA).(1,5k\Omega) = 3,6V$

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

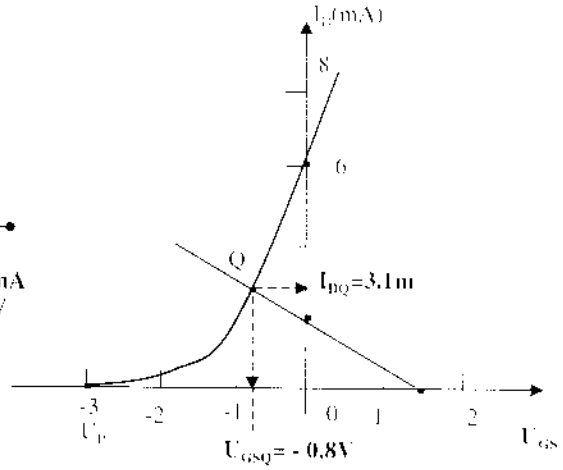
e) $U_{DG} = U_D - U_G = 10,24 - 1,82 = 8,42V$

1.4.3.5 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.



Hình 1.102: Sơ đồ cho ví dụ 2.5



Hình 1.103: Đặc tuyến tĩnh và cách xác định điểm Q

Ví dụ 15: Cho sơ đồ phân cực của MOSFET kênh N đặt sẵn với các giá trị như ***hình 1.102***.

Tính: a. I_{DQ} và U_{GSQ}

b. U_{DS}

Giải: **a.** Để vẽ đặc tuyến truyền dẫn, ta xác định điểm:

$I_D = I_{DSS}/4 = 6\ mA/4 = 1.5\ mA.$

$U_{GS} = U_P/2 = -3V/2 = -1.5V$

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

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

$= 6mA\,[1 - (+1V)/(-3V)]^2$

$= 10.67\ mA$

Ta xác định được đặc tuyến truyền đạt như ***hình 1.103***. Áp dụng các công thức tương tự như JFET, ta có:

Từ công thức **(2.15):** $U_G = \dfrac{10M\Omega(18V)}{10M\Omega + 110M\Omega} = 1.5V$

Từ công thức **(2.16):** $U_{GS} = U_G - I_D R_S = 1.5 - I_D.750$

$I_D = 0\ mA \Rightarrow U_{GS} = U_G = 1.5V$

$U_{GS} = 0\ V \Rightarrow I_D = U_G/R_S = 1.5/750 = 2\ mA.$

Từ đó ta xác định được đường tải tĩnh và điểm làm việc tĩnh: I_{DQ}=3.1mA, U_{GSQ}=-0.8V

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

Ví dụ 16: *như **ví dụ 15** nhưng với $R_S = 150\Omega$*

Giải:

a. Phương trình đường tải tĩnh:

$U_{GS} = U_G - I_D R_S = 1{,}5\ V - I_D\ (150\Omega)$

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

$U_{GS} = 0\ V \Rightarrow I_D = U_G/R_S = 1{,}5/150 = 10\ mA$

Ta vẽ được đường tải tĩnh như ***hình 1.103***, chú ý ở đây điểm làm việc tĩnh với dòng cực máng đã vượt quá I_{DSS}.

$I_{DQ} = 7{,}6\ mA$; $U_{GSQ} = +0{,}35\ V$

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

$= 18V - (7{,}6mA)(1{,}8k\Omega + 150\Omega) = 3{,}18V$

1.4.3.6 Các loại MOSFET kênh cảm ứng:

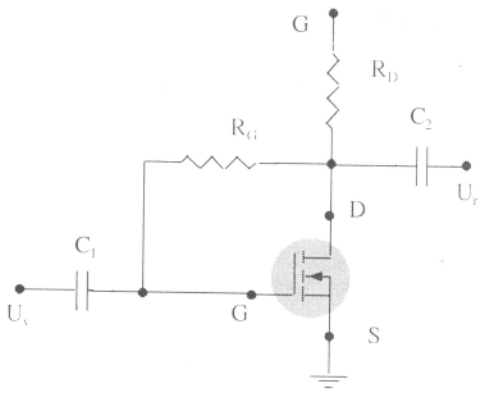
Đặc tuyến truyền đạt của các loại MOSFET kênh cảm ứng thì hầu hết đều khác với JFET và MOSFET kênh đặt sẵn.

Đầu tiên, cần nhắc lại rằng đối với MOSFET kênh N thì dòng $I_D = 0$ khi $U_{GS} < U_{GS(th)}$ (điện áp ngưỡng- Threshold).

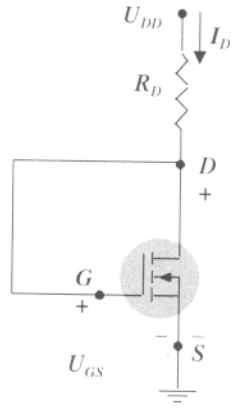
Khi $U_{GS} > U_{GS(Th)}$ thì $I_D = k(U_{GS} - U_{GS(Th)})^2$ (1.23)

Khi đã xác định được rõ điện áp ngưỡng và 1 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:



Hình 1.104 *(Phân cực hồi tiếp cho MOSFET kênh cảm ứng)*



Hình 1.105: *Sơ đồ tương*

Một cách phân cực cho MOSFET kênh cảm ứng như ***hình1.104.*** Ở chế độ tĩnh, khi I_G=0mA và $U_{R_G} = 0V$, ta vẽ lại sơ đồ như ***hình 105.***

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

$$U_{DS} = U_{GS} \qquad (1.24)$$

Ở đầu ra: $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D$

$$\Rightarrow \quad U_{GS} = U_{DD} - I_D R_D \qquad (1.25)$$

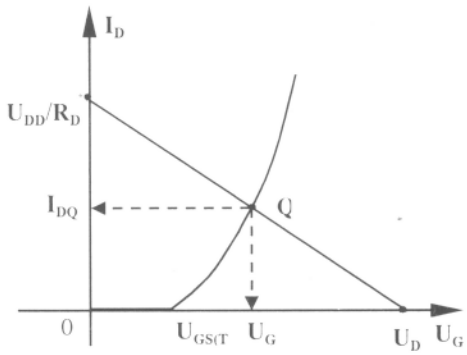
Phương trình 2.25 là phương trình của một đường thẳng, chính là đường tải tĩnh, để xác định nó ta cũng xác định 2 điểm:

$U_{GS} = U_{DD} \mid I_{D=0\,mA}$ $\qquad$ $I_D = U_{DD}/R_D \mid U_{GS=0}$

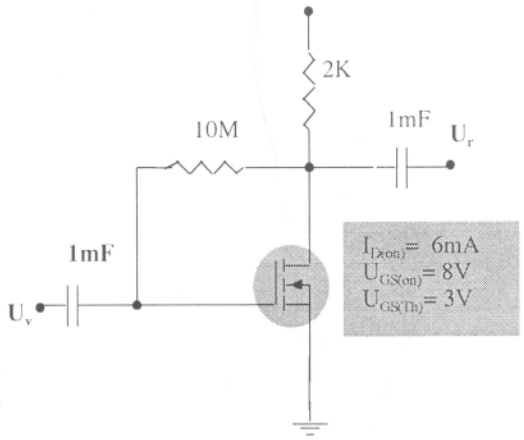
V

Xác định giao của đường thẳng này với đặc tuyến tĩnh ta sẽ xác định được điểm làm việc tĩnh. (***hình 1.106***).

12V



Hình 1.106: *Đường tải và điểm làm việc tĩnh*



Hình 1.107: *(Sơ đồ cho ví dụ 2.6)*

Ví dụ 104: *Xác định I_{DQ} và U_{DSQ} ở* ***hình 1.107***

Giải:

*Xác định đặc tuyến truyền dẫn:

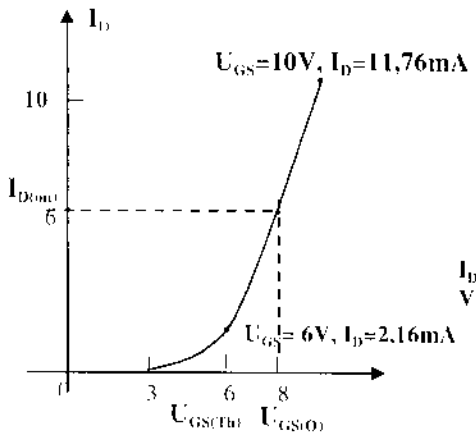
$$k = \frac{I_{D(on)}}{(U_{GS(on)} - U_{GS(Th)})^2} = 0{,}24 \times 10^{-3}\ A/V^2$$

* Cho U_{GS} = 6V (giữa 3V và 8V)

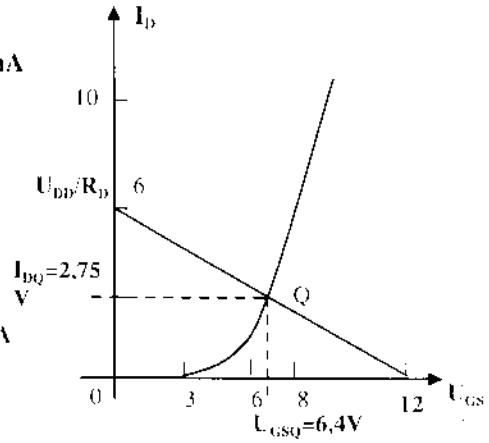
$I_D = 0{,}24 \times 10^{-3}\,(6V - 3V)^2$

$= 2{,}16$ mA

(Xem ***hình 1.108***)



Hình 1.108:Xác định đặc tuyến truyền dẫn



Hình 1.109: Xác định điểm làm việc

* Cho $U_{GS} = 10V$ ($>U_{GS(Th)}$)

$I_D = 0,24 \times 10^{-3}(10V - 3V)$

$= 11,76$ mA.

* Đường tải tĩnh:

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

$= 12V - I_D(2k\Omega)$

$U_{GS} = U_{DD} = 12V \mid_{Id=0\,mA.}$

$I_D = U_{DD}/R_D$

$= 12V/2K\Omega$

$= 6mA \mid U_{GS} = 0V$

Ta vẽ được đường tải tĩnh, đường tải này cắt đặc tính truyền đạt tại điểm Q chính là điểm làm việc tĩnh (***hình 1.109***),với:

$I_{DQ} = 2,75$ mA, $U_{GSQ} = 6,4V = U_{GSQ}$

2. Phân cực bằng điện áp phân áp: (hình 1.110)

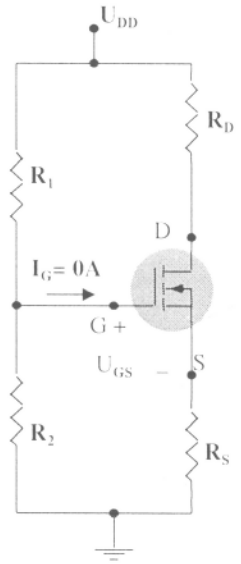
Với $I_G = 0$ mA, ta có:

$$U_G = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2} \qquad (1.26)$$

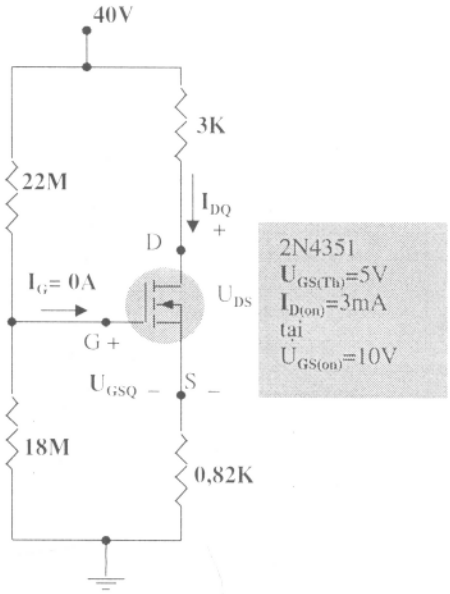
$U_{GS} = U_G - I_D R_S$

$$\Rightarrow U_{GS} = U_G - I_D R_S \qquad (1.27)$$

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



Hình 1.110: Sơ đồ phân cực phân áp



Hình 1.111: Sơ đồ cho ví dụ 17

$$\Rightarrow U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_S+R_D) \quad (1.28)$$

Ví dụ 17: Tính I_{DQ}, U_{GSQ} và U_{DS} với các số liệu ở ***hình 1.111***

Giải: $U_G = \dfrac{R_2.U_{DD}}{R_1 + R_2} = 18V$

$$U_{GS} = U_G - I_D R_S = 18 - I_D\,(0{,}82k\Omega).$$

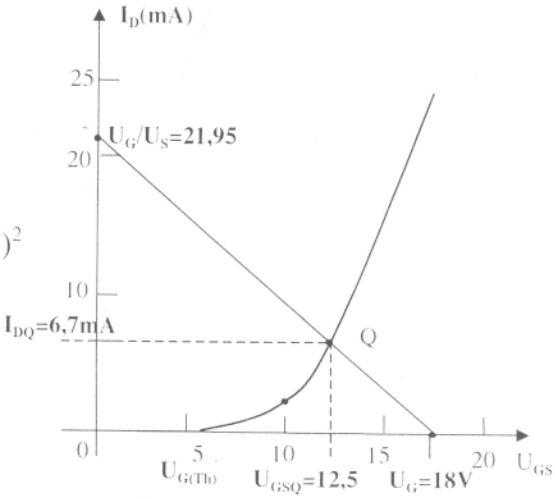
Khi $I_D = 0$ mA $\Rightarrow U_{GS} = 18V$

Khi $U_{GS} = 0V \Rightarrow I_D = 18/0{,}82 = 21{,}95$ mA

$\Rightarrow$Vẽ được đường tải tĩnh như ***hình 1.111a.***

Với $U_{GS} = 5V$, $I_{D(on)} = 3$ mA khi $U_{GS(on)} = 10V$

$$k = \frac{I_{D(on)}}{(U_{GS(on)} - U_{GS(Th)})^2} = 3\text{ mA}/(10V-5V)^2$$



Hình 1.111a: Xác định điểm làm việc

$= 0,12 \times 10^{-3}$ A/U^2

$I_D = K\,(U_{GS} - U_{GS(Th)})^2 = 0,12 \times 10^{-3}\,(U_{GS} - 5)^2$

=> Ta vẽ được đặc tuyến đạt như ***hình 1.111a***

Giao của đặc tuyến với đường tải tĩnh chính là điểm làm việc tĩnh Q, với:

$I_{DQ} \approx 6,7$ mA $\qquad U_{GSQ} = 12,5$V

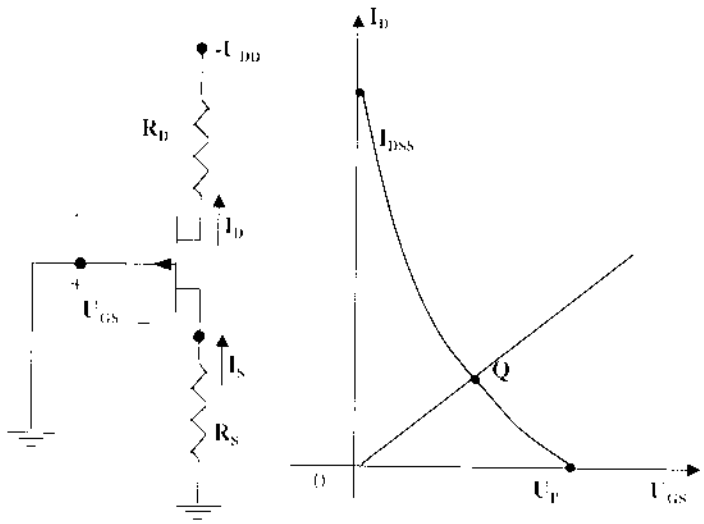
$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_S + R_D)$

$= 40V - (6,7\text{ mA})\,(0,82k\Omega + 3,0k\Omega) = 14,4$ V

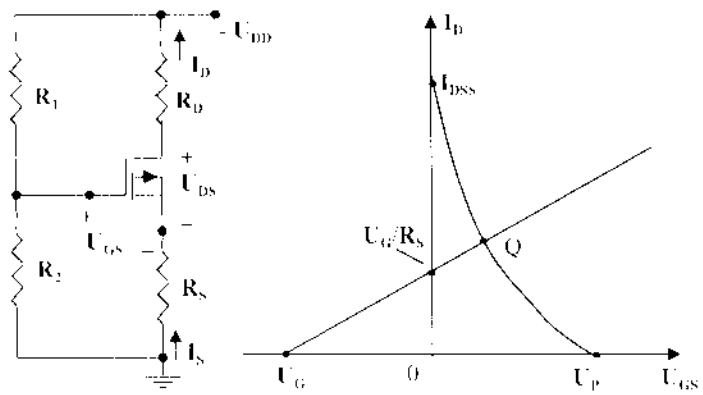
1.4.3.7 CÁC LOẠI FET KÊNH P:

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 1.112.***

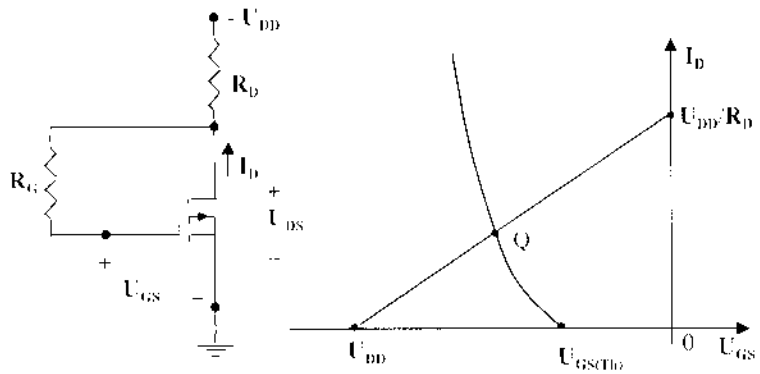
Chú ý rằng ở mỗi sơ đồ ***hình 1.112***, chiều của các điện áp nguồn cung cấp và chiều các dòng điện thì ngược lại so với FET kênh N. Trong trường hợp FET kênh P thì U_{GS} luôn dương (có thể dương hoặc âm đối với MOSFET có kênh đặt sẵn), còn U_{DS} thì luôn âm.



Hình 1.112a)



Hình 1.112b)



Hình 1.112c)

Ví dụ 18: Tính I_{DQ}, U_{GS} đối với JFET cho ở ***hình 1.113.***

Giải:

$U_G = [20k\Omega\ (-20V)] / [20k\Omega + 68k\Omega] = -4,55V$

Có $U_{GS} = U_G + I_D R_S$.

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

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

Kết quả ta vẽ được đường tải tĩnh như ***hình 1.114***

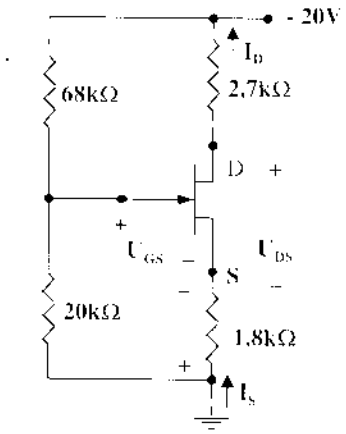
Từ đó ta xác định được toạ độ điểm làm việc tĩnh:

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

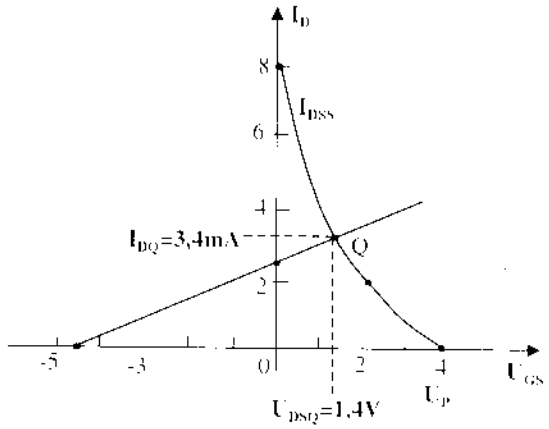
Theo Kirchoff: $\quad - I_D R_S + U_{DS} - I_D R_D + U_{DD} = 0$

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

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



Hình 1.119:Hình minh hoạ ví dụ 2.8



Hình 1.120: Xác định điểm Q

1.5. Phân tích chế độ tín hiệu nhỏ dùng FET

1.5.1 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 giải 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 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 β thì ở FET là độ hỗ 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 lượng 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.

1.5.2. 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 dùng 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:

$$I_D=I_{DSS}(1-U_{GS}/U_P)^2 \qquad <1.26>$$

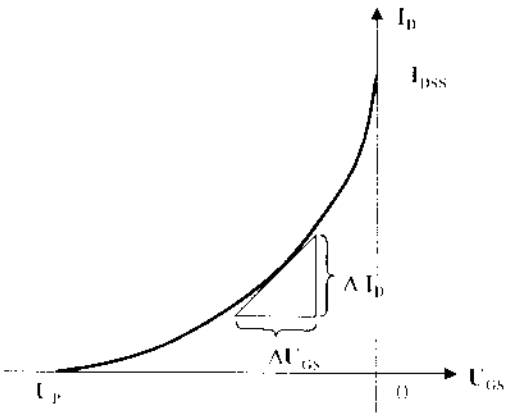
Khi thay đổi điện áp U_{GS} sẽ làm thay đổi dòng cực máng I_D, sự thay đổi này được đặc trưng bởi độ hỗ dẫn g_m:

$$g_m=\Delta I_D/\Delta U_{GS} \qquad <1.27>$$

1.5.2.1. Cách xác định g_m bằng phương pháp hình học: (hình 1.115)

Xét đặc tuyến truyền đạt trên ***hình 1.121***, ta thấy rằng g_m chính là độ dốc của đặc tuyến tại điểm làm việc. Đó là:

$$g_m = m = \Delta y/\Delta x = \Delta I_D/\Delta U_{GS} \qquad <1.28>$$



***Hình 1.115**: Xác định g_m nhờ đặc tuyến truyền đạt*

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 0V thì độ lớn của g_m cũng tăng lên.

Ví dụ 19: *Xác định g_m của một JFET với I_{DSS} =8mA và U_P = - 4V tại các điểm phân cực:*

a) U_{GS} = - 05V

a) $U_{GS} = -0.5V$

b) $U_{GS} = -1.5V$

c) $U_{GS} = -2.5V$

Giải :

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

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

hay: $I_D = 8mA(1-U_{GS}/(-4V))^2$

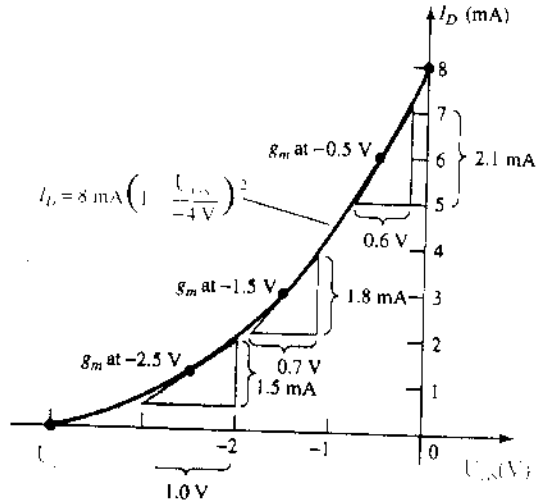
(hình 1.116)

Ta xác định được 3 điểm trên đặc tuyến ứng với $V_{GS} = -0.5V$, $-1.5V$ và $-2.5V$.

a) $g_m = \Delta I_D/\Delta U_{GS} = 2.1mA/0.6V = 3.5ms$

b) $g_m = 1.8mA/0.7V = 2.57ms$

c) $g_m = 1.5mA/1.0V = 1.5ms$



Hình 1.122: Xác định g_m cho ví dụ 19

1.5.2.2. Tính 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 .*

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

$$= 2I_{DSS}[1-U_{GS}/U_P]\,[d/dU_{GS} - 1/U_P.dU_{GS}/dU_{GS}]$$

$$\Rightarrow \qquad g_m = -\frac{2I_{DSS}}{|U_P|}\left[1-\frac{U_{GS}}{U_P}\right] \qquad <1.29>$$

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

Từ *công thức 1.29* ta thấy g_m đạt giá trị max tại $U_{GS}=0V$. Khi đó :

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}/I_{D}}{|U_P|} \qquad <1.30>$$

Giá trị g_{m0} biểu thị giá trị g_m tại điểm có $U_{GS} = 0V$.

Ta có:

$$g_m = g_{m0}(1 - U_{GS}/U_P) \qquad <1.31>$$

Ví dụ 20: *Cho JFET có đặc tuyến truyền đạt như* ***ví dụ 19***

a) Tìm giá trị max của g_m

b) Tính g_m tại các điểm trong ***ví dụ 19****, so sánh kết quả.*

Giải:

$$a)\quad g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} = 2(8mA/4V) = 4ms$$

c) Tại $U_{GS} = -0.5V$: $g_m = 4ms(1-(-1.5V)/(-4V)) = 2.5ms$(so với 2.57ms)

$U_{GS} = -2.5V$: $g_m = 4ms(1-(-2.5V)/(-4V)) = 1.5ms$(so với 1.5ms)

1.5.2.3. 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 :

$$1 - U_{GS}/U_P = \sqrt{I_D/I_{DSS}} \qquad <1.32>$$

$$\Rightarrow \quad g_m = g_{m0}(1 - U_{GS}/U_P) = g_{m0}\sqrt{I_D/I_{DSS}} \qquad <1.33>$$

Ta sẽ dùng *3.7* để xác định g_m ở một số giá trị đặc biệt của I_D:

+)nếu $I_D = I_{DSS}$: $g_m = g_{m0}$

+)nếu $I_D = I_{DSS}/2$: $g_m = g_{m0}/\sqrt{2} \cong 0.707\, g_{m0}$

+)nếu $I_D = I_{DSS}/4$: $g_m = g_{m0}/2 = 0.5\, g_{m0}$

1.5.2.4. Trở kháng vào Z_i 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 hơ mạch.

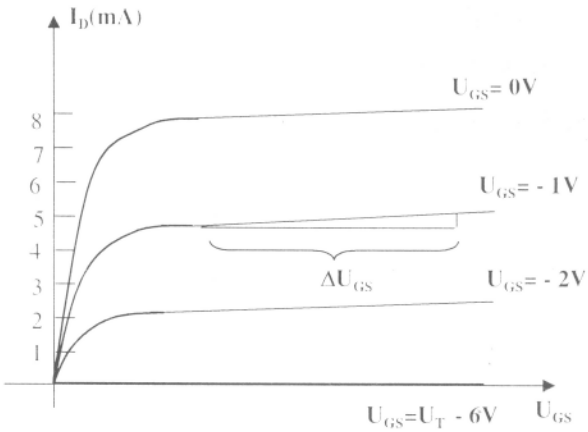
$Z_v(FET) = \infty\ \Omega$ <1.34>

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

1.5.2.5. Trở kháng ra Z_r:

Trở kháng ra của FET thường được biểu diễn với tham số đặc trưng là hỗn hợp 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 μS

$Z_r(FET) = r_d = 1/y_{os}$ <1.35>

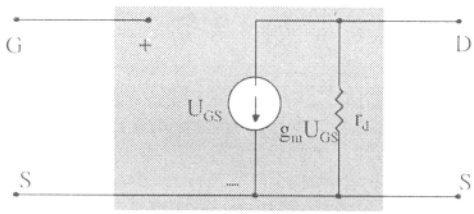


Hình 1.117:Xác định trở kháng ra

Trở kháng ra được xác định trên đặc tuyến ***hình 1.117***, nó chính là độ dốc của đặc tuyến so với đường nằm ngang tại điểm làm việc, đặc tuyến càng nằm ngang thì trở kháng ra càng lớn. Ta có:

$$r_d = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \Big|_{U_{GS}=\text{constant}} \qquad <1.36>$$

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 1.118: **Sơ đồ tương đương***

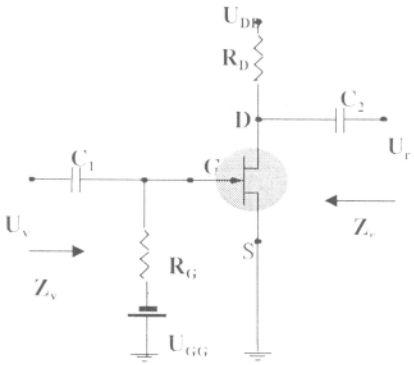
1.52.6. Mạch tương đương của FET ở chế độ xoay chiều : (hình 1.118)

Ở sơ đồ tương đương của FET, sự điều khiển của điện áp U_{GS} tới 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° giữa điện áp đầu vào và đầu ra khi FET làm việc

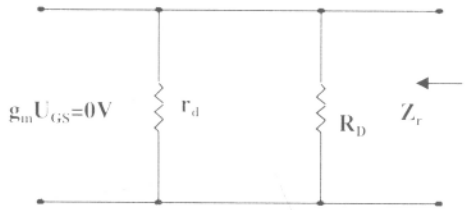
Trở kháng vào được chỉ ra bằng hở mạch ở cửa vào và trở kháng ra chính là điện trở r_d giữa máng và nguồn .

Trong những trường hợp khi r_d không được nhắc đến (giả sử đủ lớn tương ứng với hở 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.

1.5.3 Sơ đồ phân cực cố định của JFET :



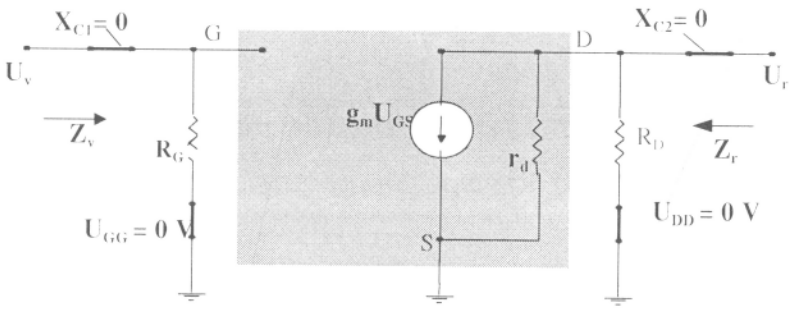
Hình 1.119: Sơ đồ phân cực cố định cho



Hình 1.121: Tính Z_r

Sơ đồ phân cực cố định đối với JFET được biểu diễn trên ***hình 1.125*** sơ đồ tương đương ***hình 1.119***.

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



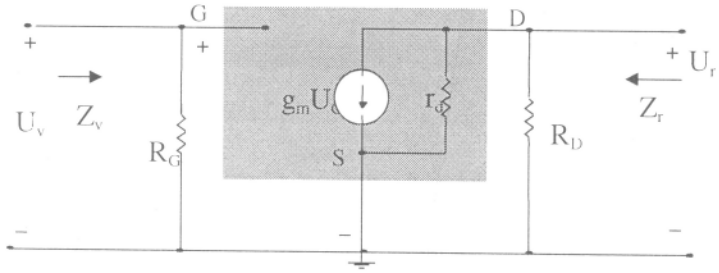
*Hình 1.120: Sơ đồ tương đương của mạch **hình 1.119***

0V bằng ngắn mạch tương ứng . Chiều phân cực của U_{GS} xác định chiều của nguồn dòng g_mU_{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 làU_r.

+) **Z_v**: ***hình 1.126*** đã chỉ rõ rằng: $Z_v = R_G$ <1.37>

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

Kết quả là: $g_m U_{GS}$ =0mA , do đó nguồn dòng có thể được thay thế bằng một hở mạch tương đương như ***hình 1.121***



Hình 1.131: *Vẽ lại* ***hình 1.130***

Trở kháng ra khi này sẽ là :

$$Z_r = R_D//r_d \qquad <1.38>$$

Nếu $r_d \geq 10R_D \Rightarrow$ $r_d//R_D \approx R_D$. khi đó :

$$\mathbf{Z_r} = R_D \qquad <1.39>$$

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

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

$\Rightarrow$ $\mathbf{K_u}=U_r/U_v = -g_m(r_d//R_D) \qquad <1.40>$

Nếu $r_d \geq 10R_D$:

$$K_u=U_r/U_v = -g_m R_D \qquad <1.41>$$

Giá trị âm của biểu thức A_v chỉ rõ rằng *điện áp vào và ra lệch pha nhau 180°*

Ví dụ 21: *Cho sơ đồ phân cực* ***hình 1.122*** *với U_{GSQ}= -2V và I_{DQ}=5.625mA, I_{DSS}=10mA, U_P=-8V, y_{os}=40μs.*

a)Tính g_m? b)Tính r_d c)Tìm Z_v Z_r và K_u

Giải:

a)$g_{mo}=2I_{DSS}/ /U_P=2(10mA)/8V=2.5mS$

$g_m= g_{mo}(1-U_{GSQ}/V_P)$

$=2.5mS(1-(-2V)/(-8V)) =1.88mS$

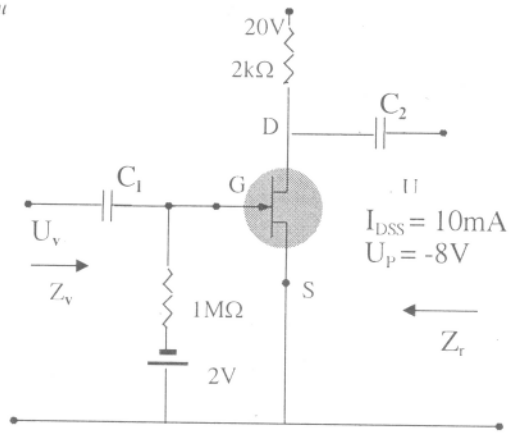
b) $r_d =1/y_{os}=1/4\mu s = 25k\Omega$

c) $Z_v =R_G =1M\Omega$

$Z_r =R_D//r_d=2k\Omega//25k\Omega =1.85k\Omega$

$K_u= - g_m(R_D//r_d)$

$= -(1.88ms)(1.85k\Omega = -3.48$

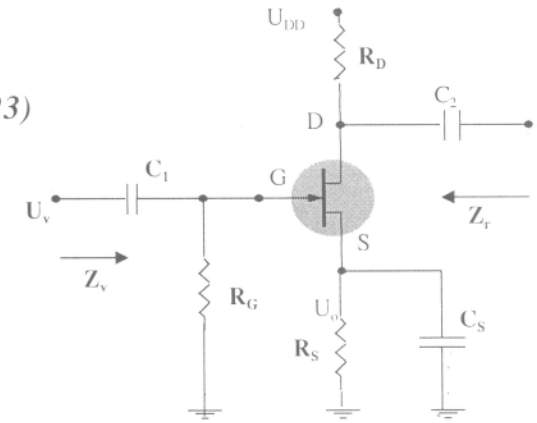


Hình 1.122: *Sơ đồ phân cực cố định cho* ***ví dụ 21***

1.5.4 Sơ đồ tự phân cực JFET :

) Trường hợp có mắc tụ C_S:** ***(hình 1.23)

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. Tụ C_S sẽ làm ngắn mạch ở chế độ một chiều, cho phép R_S ác định điểm làm việc. Ở chế độ xoay chiều, tụ coi như ngắn mạch và kết quả là ngắn mạch R_S .



Hình 1.124: Sơ đồ tự phân cực JFET

Mạch tương đương JFET được thiết lập như ***hình 1.124*** và được vẽ lại chi tiết ở ***hình 1.125*** .

Vì sơ đồ tương đương có dạng như ***hình 1.125*** nên các công thức của Z_v , Z_r và K_u cũng tương tự

+) Z_v: $Z_v = R_G$ <1.42>

+) Z_r: $Z_r = r_d // R_D$ <1.43>

nếu $r_d \geq 10R_D$ thì : $Z_r \approx R_D$ <1.44>

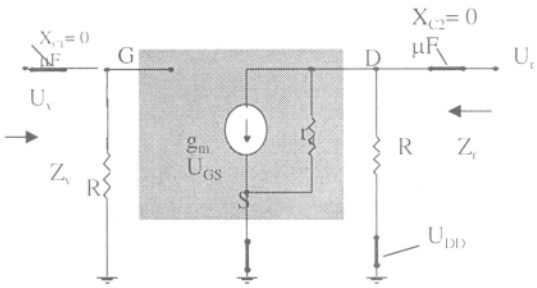
+) K_u: $K_u = -g_m(r_d // R_D)$ <1.45>

nếu $r_d \geq 10R_D$: $K_u = -g_m R_D$ <1.46>

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°.

*) Nếu không mắc tụ C_S:

Nếu bỏ tụ C_S ở ***hình 1.123*** thì điện trở R_S sẽ là một phần của mạch ***hình 1.126***



Hình 1.124: Sơ đồ thay thế tương đương hình 1.139

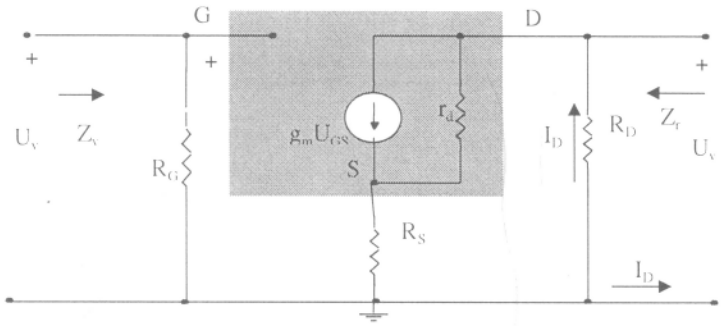
Trong trường hợp này, để xác định Z_v , Z_r và K_u , một cách đơn giản nhất với chú ý về sự phân cực và chiều của chúng, trước tiên r_d sẽ được bỏ qua để hình thành một trường hợp cơ bản để phân tích

Trong trường hợp này, để xác định Z_v,Z_r, và K_u, 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.

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

$$\mathbf{Z_v = Z_G} \qquad \textbf{<1.47>}$$

+) $\mathbf{Z_r}$: trở kháng ra $\qquad Z_r = U_r/U_v \mid U_v = 0V$



Hình 1.125: Sơ đồ tương đương khi không có tụ C_S

Với U_v=0V ở ***hình 1.126*** thì cực G coi như được nối đất (0V) điện áp trên R_G sẽ là 0V và R_G coi như được ngắn mạch.

Ta có: $I_o+I_D=g_m U_{GS}$

Với $U_{GS}= -(I_r+I_D)R_S$

$\Rightarrow I_r+I_D= -g_m (I_r+I_D)Rs = - g_m I_r R_S - g_m I_D R_S$

hay : $I_r(1+g_m R_S)= -I_D(1+g_m R_S) \quad \Rightarrow I_r = -I_D$ (do $g_m R_S$=0A)

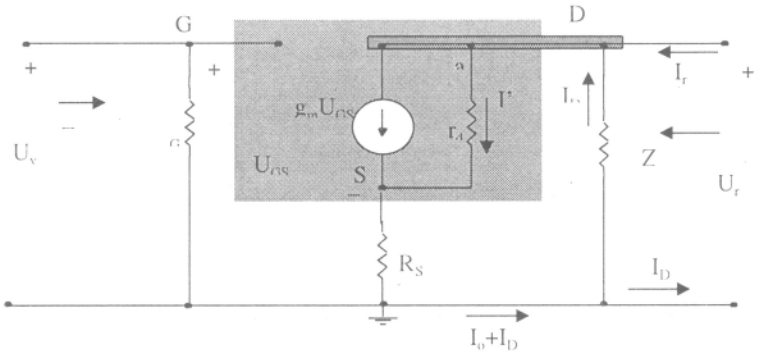
$\Rightarrow U_v= -I_D R_D=I_r R_D$

$\Rightarrow Z_r= U_r/I_r=R_D$

<1.48>

Nếu tính đến cả r_d trong mạch thì sơ đồ tương đương sẽ như ***hình 1.127***

Với : $Z_r= U_r/I_r \mid_{Uv=0} = - I_D R_D/I_r$.



Hình 1.127: sơ đồ tương đương khi tính đến r_d

Ta có: $I_r = g_m U_{GS} + Ir_d - I_D$

mà : $Ur_d = U_r + U_{GS}$

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

Với $U_{GS} = -(I_D + I_r)R_S$

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

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

Với $U_{GS} = -(I_D + I_r)R_S$

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

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

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

$$Z_r = \frac{1 + g_m R_S + R_S/r_d}{1 + g_m R_S + R_S/r_d} R_D \qquad <1.49a>$$

nếu $r_d \geq 10R_D \quad \Rightarrow \quad (1 + g_m R_S + R_S/r_d) >> R_S/r_d$

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

khi đó $\qquad Z_r = R_D \qquad <1.49b>$

+) A_v: đối với sơ đồ ***hình 1.127*** ta có: $U_{GS} = U_v - I_D R_S$

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

$\Rightarrow$ định luật Kirchhoff với dòng điện cho kết quả:

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

$\Rightarrow I_D = g_m U_v/(1 + g_m R_S + (R_D + R_S)/r_d)$.

Mà điện áp đầu ra $U_r = -I_D R_D$

$$\Rightarrow \quad K_u = U_r/U_v = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S + (R_S + R_D)/r_d} \qquad <1.50>$$

nếu $r_d \geq 10(R_D + R_S)$: $\qquad K_u = U_r/U_v = -g_m R_D/(1 + g_m R_D)$ <3.25>

$\Rightarrow$ quan hệ về pha : từ 3.24 cho ta biết U_v và U_r vẫn lệch pha nhau 180°

Ví dụ 22: *Sơ đồ phân cực **hình 1.128** có điểm làm việc tĩnh được xác định bởi:*

U_{GSQ}=-2,6V; I_{DQ}=2.6mA với I_{DSS}=8mA và U_P=-6V, mạch được vẽ lại như ***hình 3.14,*** *giá trị* y_{os} *được lấy là 20μS*

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.*

Giải:

a. $g_{mo}=2I_{DSS}/U_P=2.8mA/6V \quad = 2.67mS$

$g_m=g_{mo}(1-U_{GSQ}/U_P) \quad = 2,67(1-2,6/6) \quad = 1.51mS$

b. $r_d=1/y_{os}=1/20\mu S=50k\Omega$

c. $Z_v=R_G=1M\Omega$

d. +) Trường hợp có r_d : $\quad r_d=50k\Omega>10R_D=3,3K\Omega$

$=> Z_r=R_D = 3,3K\Omega$

+) Nếu không có r_d: $\quad Z_r = R_D=3,3K\Omega$

e) +) Nếu có r_d:

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

$$= -\frac{1,51ms.3,3k\Omega}{1+1,51.1+(3,3+1)/50} = -1,92$$

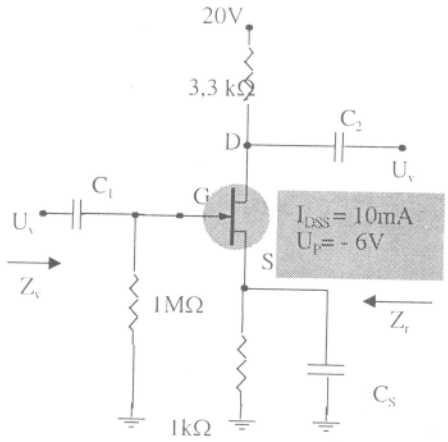
+) Nếu không có r_d:

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

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

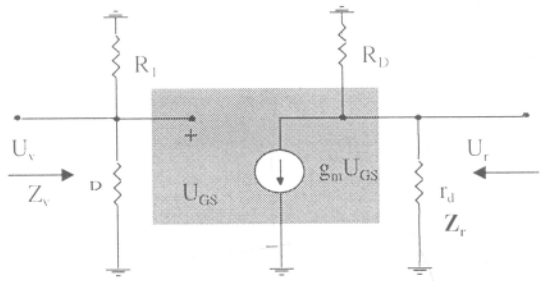
1.5.5 Sơ đồ phân áp JFET:

Sơ đồ phân áp phổ biến đối với các loại BJT cũng được áp dụng cho JFET như ***hình 1.129***



Hình 1.129: *Sơ đồ phân cực phân áp cho JFET*

Sơ đồ tương đương ở chế độ xoay chiều cho JFET như ***hình 1.130***. Thay thế nguồn một chiều U_{DD} bằng ngắn mạch tương đương, tức là R_1 và R_D được nối đất . khi đó R_1 coi như mắc song song với R_2 và R_D có thể cũng được đưa xuống nối đất 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 1.131)***



Hình 1.130: Sơ đồ tương đương chế độ xoay chiều hình 1.129

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

$$Z_v = R_1 // R_2 \qquad <1.52>$$

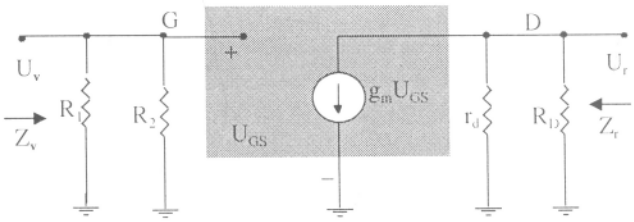
+)Z_r: cho U_v=0V sẽ có U_{GS} và g_m bằng 0

$$\Rightarrow \quad Z_r = r_d // R_D \qquad <1.53>$$

nếu $r_d \geq 10R_D$:

$$Z_r \approx R_D$$

<1.54>



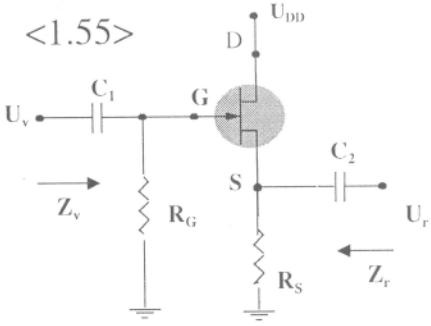
Hình 1.131: Vẽ lại mạch hình 1.130

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

$$\Rightarrow K_u = U_r/U_v = -g_m(r_d//R_D) \qquad <1.55>$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$: $K_u \approx -g_m R_D$ <1.56>

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 Rs), chỉ khác nhau ở công thức cho Z_v do ảnh hưởng của sự song song kết hợp giữa R_1 và R_2



Hình 1.132: Sơ đồ lập cực nguồn JFET

1.5.6. Sơ đồ lặp cực nguồn :

Tương đương với sơ đồ lặp emitter của BJT là sơ đồ lặp cực nguồn của JFET như ***hình 1.132,*** 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 máng nối đất và vì thế gọi là máng chung.

Thay thế mạch tương đương JFET sẽ cho ta sơ đồ ***1.133***. nguồn điều khiển và trở kháng ra của JFET nối đất tại điểm cuối và nối với Rs tại điểm kia, với U_r đặt trên R_S. Với gmU_{GS}, R_S,r_d được nối với nhau và nối đất, chúng có thể được nối song song như ***hình 1.134,*** nguồn dòng sẽ có chiều ngược lại nhưng U_{GS} thì vẫn đặt giữa G và S

+) $\mathbf{Z_v}$: ***hình 1.133*** đã chỉ ra rằng: $Z_v = R_G$ <1.57>

+) $\mathbf{Z_r}$: Cho U_v=0V thì cực G coi như nối đất như ***hình 1.134***, thực tế U_{GS} và U_r được nối song song và $U_r = -U_{GS}$

Từ sơ đồ ta có:

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

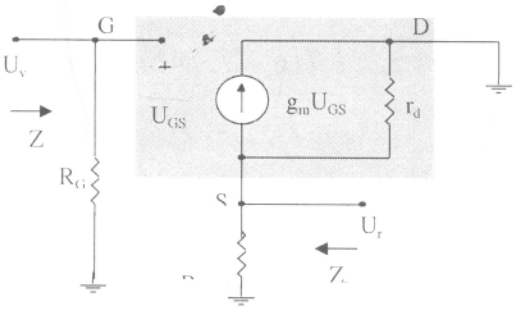
$I_r = U_r(1/r_d + 1/R_S) - g_m U_{GS}$

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

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

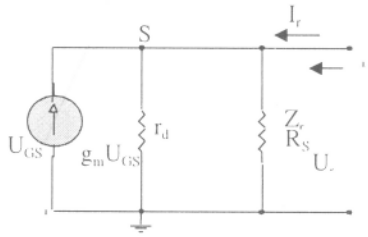
$\Rightarrow Z_r = U_r/I_r$

$$= \frac{1}{1/R_D + 1/R_S + g_m}$$



Hình 1.133: Sơ đồ tương đương

Đây là biểu thức cho 3 điện trở mắc song song, do đó $Z_r = r_d//R_S//1/g_m$ (1.58)



Hình 1.134: Tính Z_r

Nếu $r_d \geq 10R_S$: $Z_r \approx R_S//(1/g_m)$ (1.59)

+)$\mathbf{A_v}$:Điện áp ra U_r được xác định :

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

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng ngoài của ***hình 1.134***: $U_v = U_{GS} = U_r$, mà: $U_{GS} = U_v - U_r$

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

hay: $U_r = g_m.U_v(r_d//R_S) - g_m.U_v(r_d//R_S)$

$$\Rightarrow \quad K_u = U_r/U_v = \frac{g_m(r_d // R_S)}{1+(r_d // R_S)} \qquad (1.60)$$

Nếu $r_d \geq 10R_S$: $K_u = U_r/U_v = \dfrac{g_m R_S}{1+g_m R_S}$ (1.61)

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

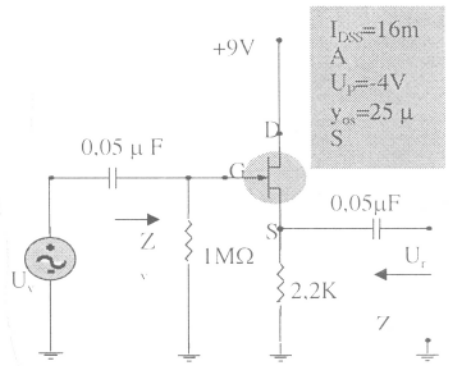
***Ví dụ 23**: Cho **hình 1.135** với $U_{GS} = -2,86V$ và $I_{DQ} = 4,56mA$*

a)Tính g_m.

b)Tìm r_d.

c)Tính Z_v

d)Tính Z_r khi có và không có r_d.



***Hình 1.135**: Sơ đồ mạch ví dụ 23*

Giải:

a) $g_{m0} = 2I_{DSS}/|U_P| = 2.(16mA)/14v = 8(mS)$

$g_m = g_{m0}(1 - Ug_m/U_P) = 8mS(1-(-2,86v)/(-4V))$

b) $r_d = 1/y_{os} = 1/25\mu S = 40k\Omega$.

c) $Z_v = R_G = 1M\Omega$

+)nếu có r_d:

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

+) không có 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 :

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

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

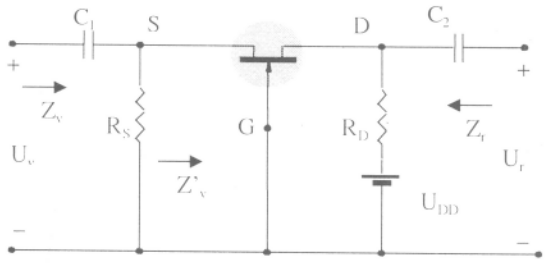
+) Không có r_d :

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

Điều này chứng tỏ r_d luôn ảnh hưởng rất nhỏ đến độ lợi (hệ số khuếch đại) của sơ đồ

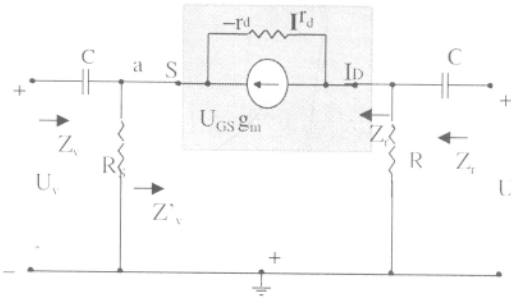
1.5.7. Sơ đồ JFET cổng chung:

Sơ đồ cuối cùng của JFET được phân tích chi tiết là sơ đồ cổng chung như ***hình 1.136***, tương tự như sơ đồ base chung ở BJT

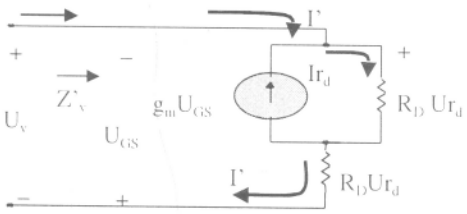


Hình 1.136: Sơ đồ cổng chung JFET

Thay thế mạch tương đương như ***hình 1.137***, 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 gữa 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 1.137: Sơ đồ thay thế tương đương JFET



*Hình 1.138: Tính Z_v' cho **hình 1.136***

+) **Z_v:** trước hết ta tính Z_v' trên ***hình 1.136*** 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 1.138*** với $U' = -U_{GS}$.

$$U' - Ur_d - I'.r_d = 0$$

$$\Rightarrow Ur_d = U' - I'.r_d.$$

Từ sơ đồ ta có :

$$I' + g_m.U_{GS} = Ir_d$$

$$\Rightarrow I' = Ir_d - g_m.U_{GS} = (U' - I'.R_D)/r_d - g_m.U_{GS}$$

hay: $I' = U'/r_d - I'R_D/r_d - g_m[-U']$

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

$$\Rightarrow Z'_v = U'/I' = [1 + R_D/r_d] / [g_m + 1/r_d] \qquad (1.62)$$

hay: $Z_v' = U'/U = r_d + R_D/1 + g_m.r_d$

Do đó: $Z_v' = R_S // Z_v'$

$$\Rightarrow \quad Z_v = R_S // [\frac{r_d + R_D}{1 + g_m r_d}] \qquad (1.63)$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$:

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

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

$$\Rightarrow \quad Z_v' \approx R_S//1/g_m \qquad (1.64)$$

+)**Z_r:** với U_v=0V ở ***hình 1.137*** sẽ coi như ngắn mạch R_S và U_{GS} nối đất

=> $g_m .U_{GS} = 0$ và r_d mắc song song với R_D.

$$Z_r = R_D // r_d \qquad (1.65)$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$: => $Z_r \approx R_D$ (1.66)

+) K_u: ***hình 1.137*** chỉ ra rằng: $U_v = - U_{GS}$ và $U_r = I_r.R_D$

Điện áp đặt trên R_D là: $Ur_d = U_r - U_v$

và: $Ir_d = (U_r - U_v)/r_d$

Từ ***hình 1.137 ta có***:

$U_{GS} g_m - Ir_d = I_D$ => $U_r = U_v$

⇨ $I_D = (U_v - U_r)/ r_d + g_m .U_v$ mà $U_r = I_D.R_D$

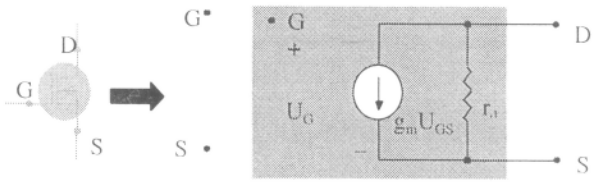
=> $K_u = U_r / U_v = [g_m.R_D + R_D/r_d]/[1 + R_D/r_d]$ (1.67)

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

=> $K_u = g_m.R_D$ (1.68)

=> quan hệ về pha: K_u là 1 số dương nên U_r và U_v là đồng pha ở sơ đồ cổng chung.

1.5.8. MOSFET kênh đặt sẵn: (D-MOSFET = Depletion MOSFET)



Hình 1.145: Mạch tương đương MOSFET kênh đặt sẵn

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 1.145.*** 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

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

***Ví dụ 24**: Cho **sơ đồ 1.145** với*

U_{GSQ}= 1,45 và I_{DQ}=7,6mA

*(Đã tính toán ở **phần 1.4**)*

a) Tính g_m và so sánh với g_{m}.

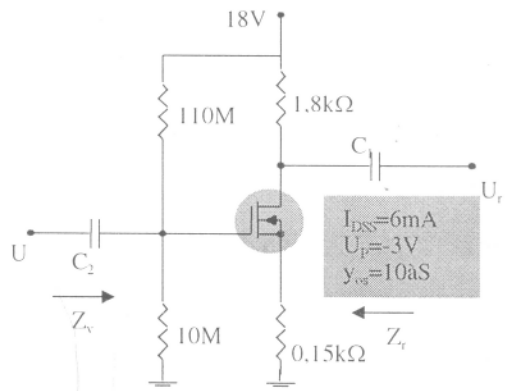
b) Tìm r_d

*c) Phác hoạ sơ đồ tương đương chế độ xoay chiều của **hình 1.146.***

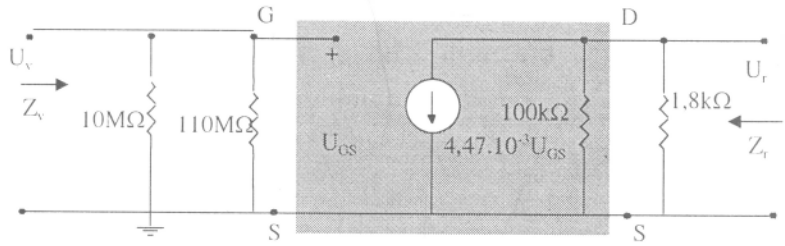
d) Tìm Z_v

e) Tính Z_r

f) Tìm K_u.



***Hình 1.146:** Hình cho ví dụ 24*



***Hình 1.147:** Mạch tương đương hình 1.146*

Giải:

a) $g_{m0}=2I_{DSS}/|U_P|=2(6mA)/3v$

$=4ms[1-(0.35v/(-8v)]=4.47ms.$

b) $r_d = 1/y_{os} = 1/10\mu s = 100k\Omega$

*c) Sơ đồ tương đương như **hình 1.147.***

d) $Z_v=R_1//R_2=10\ M\Omega//110M\Omega=9,17M\Omega$

*(áp dụng công thức **3.26**).*

*e) Áp dụng **công thức 3.27***

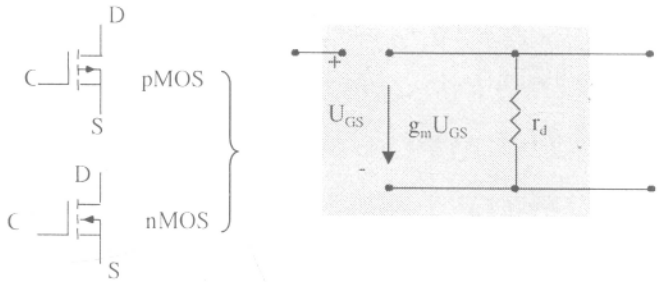
$Z_r= r_d//R_D= 100k\Omega//1,8k\Omega \approx 9,17\ h\Omega$

Áp dụng ***công thức 3.30***

$K_u = -g_m.R_D = -(4,47ms)(1,8k\Omega) = 8,05.$

1.5.9 MOSFETkênh cảm ứng: (E- MOSFET = ENHANCEMENT MOSFET)

MOSFET kênh cảm ứng có thể là koại kênh N hoặc P như ***hình vẽ 1.147***. Mạch tương đương ở cả hai loại trên ***hình 1.147*** cho ra hở mạch giữa G và kênh DS và một nguồn dòng từ D về có độ lớn phụ thuộc điện áp giữa G và S.



Hình 1.147: *MOSFET kênh cảm ứng chế độ tín hiệu*

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

$I_D = k[\,U_{GS} - U_{GS(Th)}]^2$

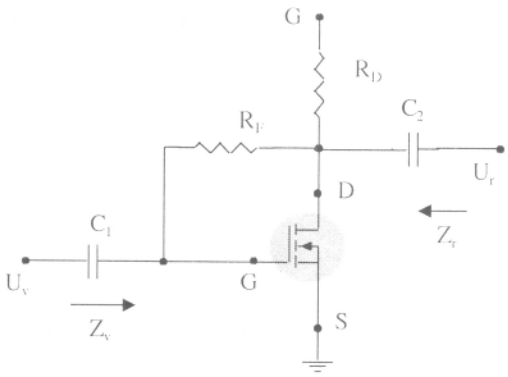
Với g_m vẫn được xác định bởi công thức $g_m = \Delta I_r/\Delta U_{GS}$

ta có thể bắt nguồn từ phương trình truyền dẫn để tính g_m cũng như điểm làm việc:

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

$$\Rightarrow \quad g_m = 2k(U_{GS} - U_{GS(th)}) \qquad <3.43>$$

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



Hình 1.148: *Sơ đồ hồi tiếp cực máng E-MOSFET*

1.5.10 Sơ đồ hồi tiếp cực máng MOSFET kênh cảm ứng:

Sơ đồ hồi tiếp cực máng E-MOSFET được chỉ ra ở ***hình 1.148***. Nhắc lại từ tính toán ở chế độ tĩnh rằng R_G có thể được thay thế bởi một ngắn mạch tương đương khi $I_G = 0A$ và do đó $U_{RG}=0V$, 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 $U_r = U_v$.

Sơ đồ tương đương được vẽ lại ở ***hình 1.149***

+) **Z_v:** ***hình 1.149***

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

⇨ $I_v = g_m U_v + U_r/(r_d//R_D)$ => $U_r = (r_d//R_D)(I_v - g_m U_v)$

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

⇨ $I_v R_F = U_v - (r_d//R_D)I_v + (r_d//R_D)g_m U_v$

⇨ $U_v[1+g_m(r_d//R_D)] = I_v(R_F + r_d//R_D)$

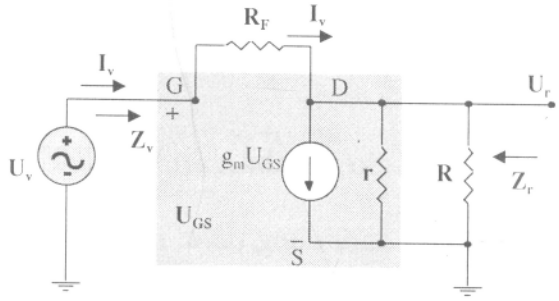
⇨ $Z_v = U_v / I_v = (R_F + r_d//R_D)/[1+g_m(r_d//R_D)]$

Vì $R_F >> r_d//R_D$ nên:

$Z_v = R_F/(1+g_m(r_d//R_D))$

Nếu $r_d \geq 10R_D$:

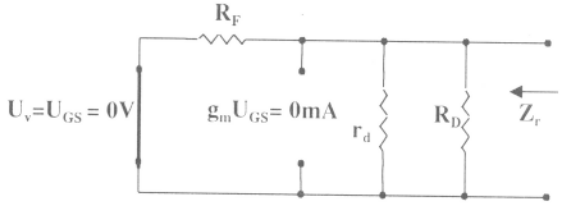
$Z_v \approx R_F/(1+g_m R_D)$



*Hình 1.149: Sơ đồ tương đương của **hình 1.148***

+) **Z_v:** thay $U_v = 0V$ => $U_{GS} = 0V$ và $g_m U_{GS} = 0$

với phần ngắn mạch từ cổng tới nguồn như ***hình 1.150.***



Hình 1.150: Ngắn mạch GS

R_F, r_d, R_D mắc song song nên:

$Z_o = R_F//r_d//R_D$

R_F, r_d, R_D mắc song song nên: $Z_o = R_F//r_d//R_D$.

Bình thường $R_F >> r_d//R_D$ và với $r_d \geq 10R_D$ nên $Z_o \approx R_D$

R_F, r_d, R_D mắc song song nên: $Z_r = R_F//r_d//R_D$.

Bình thường $R_F >> r_d//R_D$ và với $r_d \geq 10R_D$

nên $Z_r \approx R_D$

+) **K_u:** ***hình 1.51*:**

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

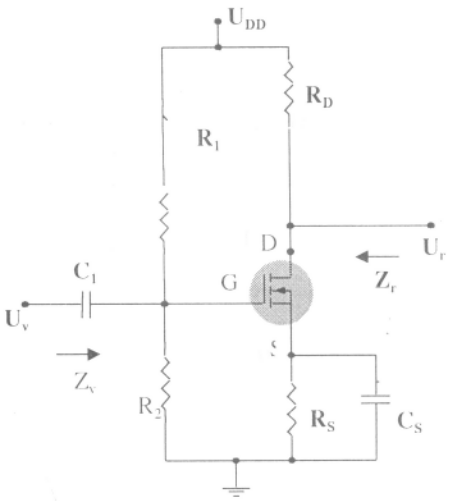
$U_{GS} = U_v$ và $I_v = (U_v - U_v)/R_F$

$U_r = [1/(r_d//R_D) + 1/R_F] = U_v[1/R_F - g_m]$

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

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

nên $K_u = -g_m(r_d//R_D//R_F)$



Hình 1.151: Sơ đồ phân áp E-MOSFET

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

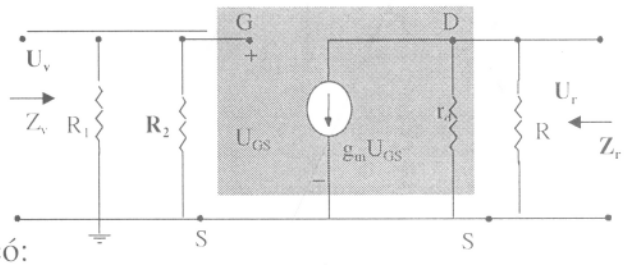
$K_u \approx -g_m R_D$

Quan hệ về pha: biểu thức K_u là số âm nên U_r và U_v lệch pha nhau 180°

1.5.11. Sơ đồ phân áp MOSFET kênh cảm ứng:

Sơ đồ cuối cùng được nghiên cứu đối với E-MOSFET là sơ đồ phân áp như ***hình 1.151***. Dạng của nó giống như dạng đã xuất hiện ở phần trước.

Sơ đồ tương đương ở chế độ xoay chiều như ***hình 1.152***.



Hình 1.152: Mạch tương đương hình 3.31

Như vậy, đối với E-MOSFET thì ta có:

+)Z_v: $Z_v = R_1//R_2$ <3.45>

+)Z_r: $Z_r = r_d//R_D$ <3.46>

Nếu $r_d \geq 10R_D$ thì $Z_r \approx R_D$ <3.47>

+) K_u: $K_u = U_r / U_v = -g_m(r_d//R_D)$ <3.48>

Nếu $r_d \geq 10R_D$ thì $K_u \approx -g_m R_D$ <3.49>

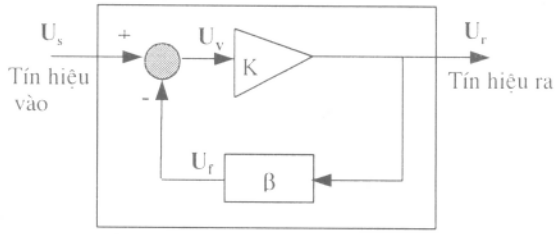
Z1.6. HỒI TIẾP

1.6.1. 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. Tuỳ thuộc cực tính của tín hiệu tác động về đầu vào mà người ta chia thành hồi tiếp âm và hồi tiếp dương. Hồi tiếp âm làm giảm nhỏ điện áp đầu vào, người ta sử dụng nó để ổn định điểm làm việc tĩnh. Ngược lại hồi tiếp dương làm tăng điện áp đầu vào, người ta sử dụng vào mạch tạo dao động.

Trong phạm vi nghiên cứu trong phần này là hồi tiếp âm. Vậy khi nói đến hồi tiếp ta mặc định đó là hồi tiếp âm.

Sơ đồ tổng quát của mạch hồi tiếp (hình 1.153)



Hình 1.153 *Sơ đồ tổng quát của mạch hồi*

U_s: Tín hiệu vào

U_v: Tín hiệu vào phần khuếch đại

U_f: Tín hiệu hồi tiếp

U_r: Tín hiệu ra.

β: 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.

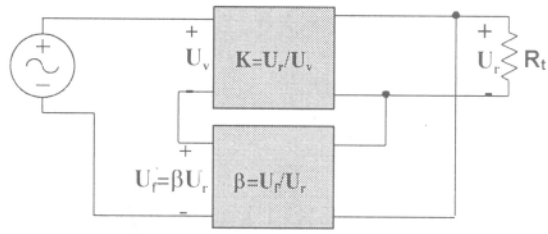
Khi tín hiệu vào và tín hiệu hồi tiếp ngược pha nhau thì được gọi là hồi tiếp âm như hình 18.1. Đồng thời lúc đó làm giảm nhỏ điện áp. Khi có hồi tiếp âm mạch sẽ có tính chất sau:

1. Trở kháng vào lớn.
2. Thu được điện áp ổn định hơn.
3. Cải thiện đáp ứng tần số
4. Trở kháng ra nhỏ.
5. Mở rộng vùng hoạt động tuyến tính.
6. Giảm được nhiễu.

1.6.2. Phân loại hồi tiếp

Dựa vào cách lấy tín hiệu U_r đầu ra đưa hồi tiếp lại đầu vào mà người ta chia thành: Hồi tiếp dòng điện và hồi tiếp điện áp.

Dựa vào cách ghép tín hiệu hồi tiếp về đầu vào mà người ta chia thành: Hồi tiếp nối tiếp và hồi tiếp song song. Cụ thể chia thành 4 loại như sau:



Hình1.154 *Hồi tiếp điện áp nối tiếp*

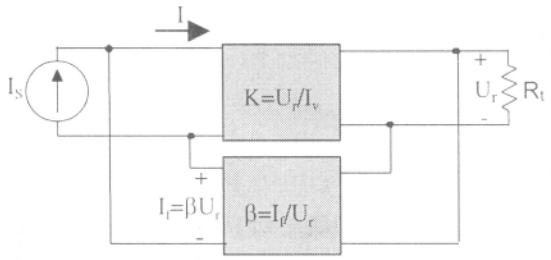
Hồi tiếp điện áp nối tiếp (Hình 1.154): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

1. Hồi tiếp điện áp song song (Hình 1.155): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và song song với tín hiệu vào.

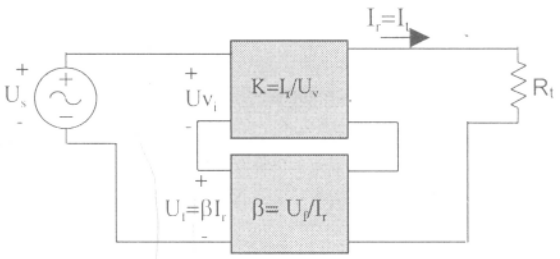
2. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp (Hình 1.156): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

3. Hồi tiếp dòng điện song song (Hình 1.157): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và song song với tín hiệu vào.

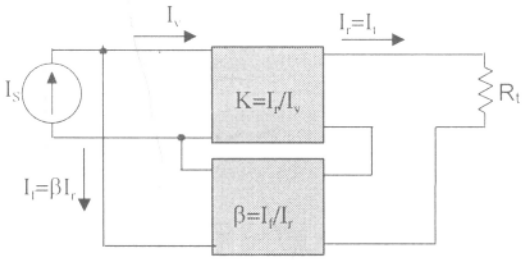
Hồi tiếp nối tiếp làm tăng trở kháng vào, còn hồi tiếp song song làm giảm trở kháng vào. Hồi tiếp điện áp làm giảm trở kháng ra, hồi tiếp dòng điện làm tăng trở kháng ra. Trở kháng vào lớn và trở kháng đầu ra nhỏ đó là mong muốn của hầu hết các tầng khuếch đại. Cả hai yêu cầu được đáp ứng trong hồi tiếp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



Hình1.155 Hồi tiếp điện áp song song



Hình1.156 Hồi tiếp dòng điện nối tiếp



Hình1.157 Hồi tiếp dòng điện song song

1.6.3. Tác dụng của hồi tiếp

1.6.3.1. ảnh hưởng của hồi tiếp đối với khuếch đại

Khi không có hồi tiếp: K là hệ số khuếch đại. Khi có hồi tiếp: β là hệ số hồi tiếp của khâu hồi tiếp thì hệ số khuếch đại của mạch có hồi tiếp giảm đi (1+βK) lần so với khi không có hồi tiếp, chi tiết hệ số khuếch đại của khâu khuếch đại, hệ số hồi tiếp của khâu hồi tiếp và hệ số khuếch đại của mạch có hồi tiếp được thể hiện theo bảng 1.1.

BẢNG 1.1: HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI, HỆ SỐ HỒI TIẾP VÀ HỆ SỐ KHUẾCH ĐẠI KHI CÓ HỒI TIẾP

		Điện áp	Điện áp	Dòng	Dòng
Hệ số KĐ không có hồi	K	U_r/U_V	U_r/I_v	I_r/U_v	I_r/I_v
Hệ số hồi tiếp	β	U_f/U_r	I_f/U_r	U_f/I_r	I_f/I_r
Hệ số KĐ có hồi tiếp	K	U_r/U_s	U_r/I_s	I_r/U_s	I_r/I_s

Hồi tiếp điệp áp nối tiếp:

Trong hình 1.154 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_f=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_f nối tiếp với đầu vào, ta có: $U_v = U_s - U_f$

Bởi vì $U_r = K\,U_v = K\,(U_s - U_f) = K\,U_s - K\,U_f = K\,U_s - K\,(\beta U_r)$

Cho nên $$(1+\beta\,K)\,U_r = K\,U_s$$

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

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

Từ đó ta thấy hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp sẽ giảm đi (1+βK) lần so với khi không có hồi tiếp. Hệ số này làm thay đổi trở kháng vào ra và các đặc tính khác của mạch.

Gọi: g = (1+βK) là độ sâu hồi tiếp.

Hồi tiếp điện áp song song:

Hệ số khuếch đại theo hình 1.155 là:

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

$$\text{Hay } K_f = \frac{K}{1+\beta K}$$

1.6.3.2. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến trở kháng vào:

- Hồi tiếp điện áp nối tiếp

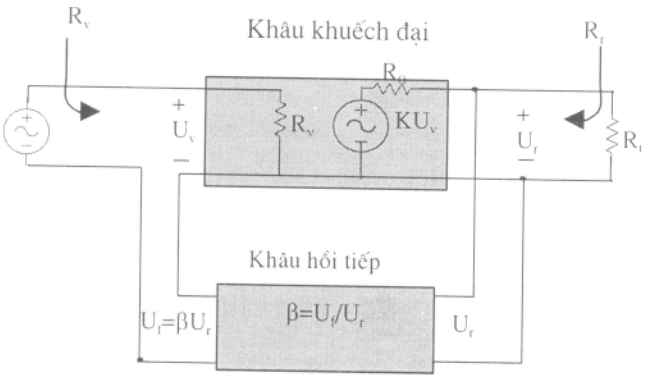
Chi tiết được thể hiện trong hình 1.158. Trở kháng vào có thể tính theo công thức:

$$I_v = \frac{U_v}{Z_s} = \frac{U_s - U_f}{Z_v}$$

$$= \frac{U_s - \beta U_r}{Z_v} = \frac{U_s - \beta K U_v}{Z_v}$$

$$I_v Z_v = U_s - \beta K U_v$$

$$U_s = I_V + Z_{v+}\beta K K_v = I_v Z_v + \beta K I_v Z_v$$



Hình 1.158 *Hồi tiếp điện áp nối tiếp*

$$U_s = I_vZ_v + \beta KK_v = I_vZ_v + \beta KI_vZ_v$$

$$Z_{vf} = \frac{U_s}{I_v} = Z_v + (\beta K)Z_v = Z_v(1+\beta A)$$

Kết luận: Khi có hồi tiếp trở kháng vào sẽ tăng lên (1+βK) lần so với khi không có hồi tiếp, cho cả hồi tiếp điện áp và hồi tiếp dòng điện.

- Hồi tiếp điện áp song song:

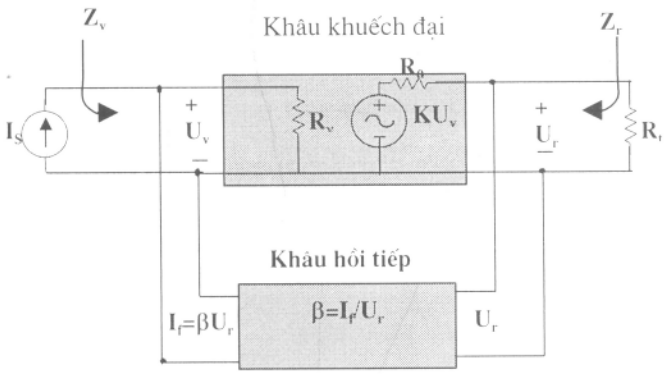
Hồi tiếp điện áp song song được thể hiện chi tiết trong hình 1.159. Trở kháng vào được tính theo công thức.

$$Z_{vf} = \frac{U_v}{I_s} = \frac{U_v}{I_v + I_f} = \frac{U_v}{I_v + \beta U_o} = \frac{U_v / I_v}{I_v / I_v + \beta K / I_v} = \frac{Z_v}{1+\beta K}$$

Vậy trở kháng vào sẽ giảm đi (1+βK) lần so với khi không có hồi tiếp.

1.6.3.3. 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. Để thuận tiện chúng ta nghiên cứu loại hồi tiếp nối tiếp.



Hình 1.159 *Hồi tiếp điện áp song song*

Hồi tiếp nối tiếp điện áp:

Hồi tiếp điện áp nối tiếp được thể hiện trong hình 1.158 chỉ rõ sự phụ thuộc của trở kháng ra. Trở kháng đầu ra được xác định bằng điện áp cung cấp U, gây ra dòng điện I, khi ngắn ngắn mạch U_s (U_s=0). Điện áp U sẽ bằng

$$U = IZ_r + KU_v$$

Với $U_s = 0$ thì $U_v = -U_f$

vì vậy $U = IZ_r - KV_f = IZ_r - K(\beta U)$

Viết lại công thức như sau: U+βKU = IZ

Vây ta có trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp:

$$Z_{rf} = \frac{U}{I} = \frac{Z_r}{1+\beta K}$$

Từ đó ta thấy rằng hồi tiếp điện áp nối tiếp sẽ làm trở kháng ra giảm (1+βK) lần so với khi không có hồi tiếp.

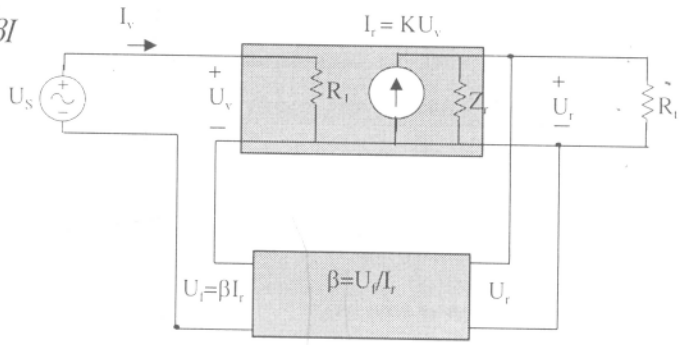
Hồi tiếp dòng điện nối tiếp:

Trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp nối tiếp dòng điện được xác định bằng tín hiệu tác động U ở đầu ra khi ngắn mạch U_s, tỷ số giữa U và I chính là trở kháng đầu ra. Trong hình 1.160 chỉ rõ chi tiết hồi tiếp dòng điện nối tiếp. Giá trị của trở kháng ra được tính như sau. Với U_s=0 và U_v=U_f ta có:

$$I = \frac{U}{Z_r} - KU_v = \frac{U}{Z_r} - KU_f = \frac{U}{Z_r} - K\beta I$$

$$Z_r(1+\beta K)I = U$$

$$Z_{rf} = \frac{U}{I} = Z_r(1+K\beta)$$



Hình 1.160 *Hồi tiếp dòng điện nối tiếp*

Bảng 1.2: TỔNG KẾT ẢNH HƯỞNG CỦA HỒI TIẾP ĐẾN TRỞ KHÁNG VÀO RA.

	Điện áp nối tiếp	*Dòng điện nối*	*Điện áp song*	*Dòng điện nối*
Z_{vf}	Z_v (1+βK) Tăng	Z_v (1+βK) Tăng	Z_v /(1+βK) Giảm	Z_v /(1+βK) Giảm
Z_{rf}	Z_r/(1+βK) Giảm	Z_r(1+βK) Tăng	Z_r/(1+βK) Giảm	Z_r(1+Kβ) Tăng

Ví dụ 1.6.1 Xác định hệ số khuếch đại điện áp, trở kháng và và ra của mạch có hồi tiếp điện áp nối tiếp. Với : K = -100, Z_v=10 kΩ, R_r=20 kΩ, hệ số hồi tiếp : a. β= - 0,1 và b. β= - 0,5

Lời giải: Sử dụng công thức trên ta có:

a.

$$K_f = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{-100}{1+(-0.1)(-100)} = \frac{-100}{11} = -9.09$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1+\beta K} = \frac{20x10^3}{51} = 1.82k\Omega$$

$$Z_{vf} = Z_v(1+\beta K) = 10\ k\Omega(11) = 110k\Omega$$

$$K_f = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{-100}{1+(0.5)(100)} = \frac{-100}{51} = -1.96$$

b. $$Z_{vf} = Z_v(1+\beta K) = 10\ k\Omega(51) = 510k\Omega$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1+\beta K} = \frac{20x10^3}{51} = 392{,}16\Omega$$

Với ví dụ 1.6.1 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 và trở kháng ra tăng lên cũng 11 lần. Hoàn toàn tương tự trong trường hợp β = 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.

1.6.3.4. Giảm méo tần số:

Trong bộ khuếch đại hồi tiếp âm mà có βK >> 1, thì hệ số khuếch đại sẽ là $K_f \approx 1/\beta$. 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.

1.6.3.5. 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.

Tạp âm và méo phi tuyến đều giảm đi (1+βK) lần, đây là một ảnh hưởng đáng kể trong hồi tiếp âm. Tuy nhiên khi có hồi tiếp âm sẽ làm giảm nhỏ hệ số khuếch đại mà trong thực tế đôi khi người ta cần có hệ số khuếch đại lớn. Vậy nếu muốn tăng hệ số khuếch đại của toàn mạch thì không thể dùng hồi tiếp âm. Một trong những ưu điểm của bộ khuếch đại có hồi tiếp là sẽ giảm nhỏ được tạp âm khi qua tầng khuếch đại có hồi tiếp. Vấn đề này sẽ đạt được khi điều chỉnh hệ số khuếch đại thích hợp và giảm nhỏ được tạp âm.

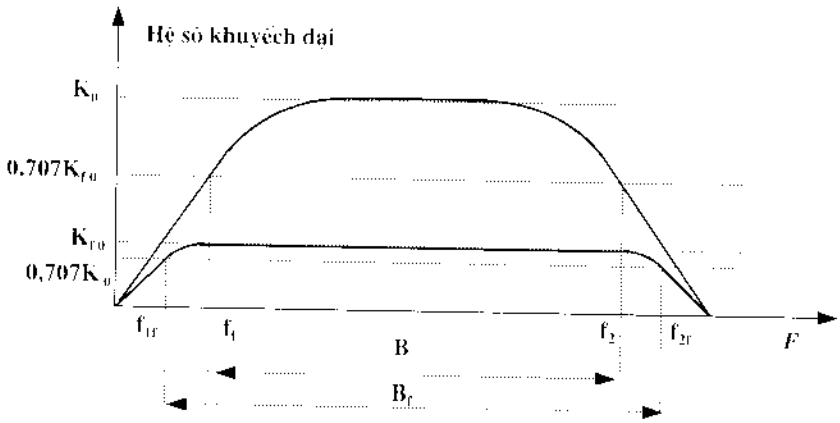
1.6.3.6. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến hệ số khuếch đại và dải tần:

$$K_f = \frac{K}{1+\beta K} \approx \frac{K}{\beta K} = \frac{1}{\beta}$$

Theo công thức tính hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm là:

Nếu βK >>1, hệ số khuếch đại xấp xỉ 1/β, đặc tuyến tần số dốc xuống ở tần số cao do dung kháng của mạch nhỏ. Đặc tuyến tấn số độ dốc lên ở tần số cao do dung kháng của mạch lớn. Khi mà hệ số khuếch đại giảm xuống thấp đến giá trị mà hệ số Kβ không còn lớn hơn rất nhiều so với 1, thì công thưc $K_f \approx 1/\beta$ không còn đúng nữa

Trong hình 1.161 chỉ ra mối quan hệ giữa hệ số khuếch đại và tần số làm việc. Khi có hồi tiếp âm dải tần làm việc B_f sẽ rộng hơn khi không có hồi tiếp B. Trong mạch 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 1.161: Ảnh hưởng của hồi tiếp đến hệ số khuyếch đại và dải tần

1.6.3.7. Ảnh hưởng đến độ ổn định khuếch đại

Ở đây chúng ta chỉ quan tâm đến vấn đề ổn định khuếch đại khi có hồi tiếp so với khi không có hồi tiếp. Lấy vi phân hai vế của công thức tính K_f:

$$\left|\frac{dK_f}{K_f}\right| = \frac{1}{|1+\beta K|}\left|\frac{dK}{K}\right| \quad \text{hay} \quad \left|\frac{dK_f}{K_f}\right| \cong \left|\frac{1}{\beta K}\right|\left|\frac{dK}{K}\right| \text{khi } \beta K >> 1$$

Nhìn vào công thức trên ta thấy mạch có hồi tiếp, hệ số khuếch đại có độ định hơn mạch khi không có hồi tiếp với hệ số là βK .

Ví dụ1.6.2:

Nếu một mạch khuếch đại có hệ số khuếch đại bằng - 1000 có hệ số hồi tiếp β = - 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.

Lời giải:

Sử dụng công thức

$$\left|\frac{dK_f}{K_f}\right| \cong \left|\frac{1}{\beta K}\right|\left|\frac{dK}{K}\right| = \left|\frac{1}{-0.1(-1000)}20\%\right| = 0,2\%$$

Như vậy độ ổn định của hệ số khuếch đại tăng lên 100 lần so với khi không có hồi tiếp. Hệ số khuếch đại thay đổi từ 1000 sai số 20% xuống còn 10 và sai số chỉ còn 0,2%

1.6.4. Các mạch hồi tiếp thực tế

Các ví dụ về mạch hồi tiếp sẽ được giải thích, minh hoạ tác dụng của hồi tiếp với các loại khác nhau. Trong phần này chỉ giới thiệu những nội dung cơ bản.

1.6.4.1. Hồi tiếp điện áp nối tiếp:

Trong hình 1.162 là một mạch khuếch đại hồi tiếp điện áp nối tiếp sử dụng FET. Tín hiệu ra (U_r) thu được thông qua sử hồi tiếp trên các điện trở R_1 và R_2. Điện áp hồi tiếp U_f được ghép nối tiếp với tín hiệu nguồn U_s, tín hiệu tác động vào là U_v.

Nếu không có hồi tiếp thì hệ số khuếch đại là:

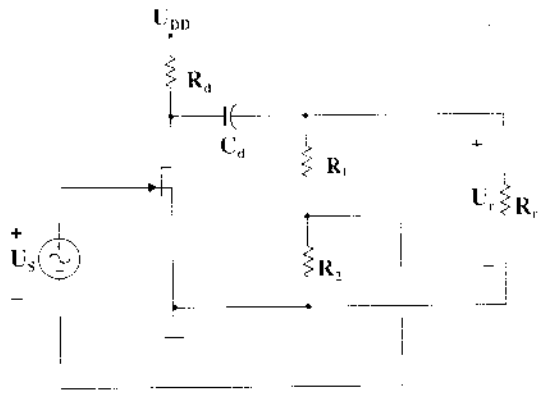
$$K = \frac{U_r}{U_v} = -g_m R_L$$

Trong đó R_L là điện trở phối hợp song song

$$R_L = R_D // R_r(R_1 + R_2)$$

Khâu hồi tiếp có hệ số hồi tiếp:

$$\beta = \frac{U_f}{U_r} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2}$$



Hình 1.162: *Mạch khuếch đại hồi tiếp nối tiếp điện áp dùng FET*

Thay giá trị của K và β ta có thể tìm được hệ số khuếch đại của mạch khi có hồi tiếp âm.

$$K_f = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-g_m R_L}{1 + [R_2 R_L / (R_1 + R_2)] g_m}$$

Nếu βK>> 1 ta có:

$$K_f \cong \frac{1}{\beta} = -\frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Ví dụ 1.6.3

Hãy tính hệ số khuếch đại khi không có hồi tiếp và khi có hồi tiếp trong mạch sử dụng FET ở hình 1.162. Theo các giá trị như sau: R_1=80kΩ , R_2=20 kΩ, R_r =10k R_D=10 kΩ, và g_m= 4000μS.

Lời giải:

Đầu tiên tính R_L

$$R_L \cong \frac{R_r R_D}{R_r + R_D} = \frac{10k\Omega(10k\Omega)}{10k\Omega + 10k\Omega} = 5k\Omega$$

Bỏ qua 100kΩ trở kháng do R_1 và R_2 mắc nối tiếp

$$K = -g_m R_L = -(4000 \times 10^{-6}\ S)(5\ k\Omega) = -20$$

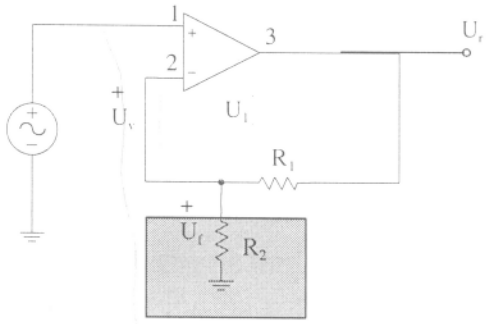
Hệ số hồi tiếp là:

$$\beta = \frac{-R_2}{R_1+R_2} = \frac{-20k\Omega}{80k\Omega + 20k\Omega} = -0.2$$

Hệ số khuếch đại có hồi tiếp:

$$K_f = \frac{K}{1+K\beta} = \frac{-20}{1+(-20)(-20)} = \frac{-20}{5} = -4$$

Trong hình 1.163 là hồi tiếp điện áp nối tiếp sử dụng khuếch đại thuật toán. Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán khi không có hồi tiếp là K, khi có hồi tiếp sẽ giảm xuống cùng hệ số hồi tiếp



Hình 1.163: *Hồi tiếp điện áp nối tiếp sử dụng bộ khuếch đại thuật toán*

Ví dụ 1.6.4

Tính hệ số khuếch đại của mạch theo hình 1.163. Biết hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán K=100.000 và các điện trở R_1=1,8 MΩ và R_2=200 kΩ.

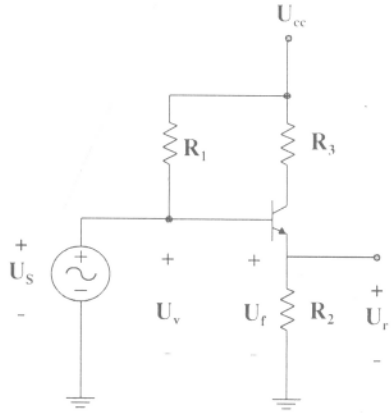
Giải:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{200k}{200k+1{,}8M} = 0{,}1$$

$$K_f = \frac{K}{1+K\beta} = \frac{100000}{1+(0.1)(100.000)} = \frac{100.000}{10.001} = 9{,}9999$$

Chú ý nếu βK>>1 thì:

$$K_f = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0{,}1} = 10$$



Hình 1.164:*Mạch hồi tiếp điện áp nối tiếp*

Theo mạch trong hình 1.164 hồi tiếp điện áp nối tiếp. Tín hiệu vào là U_s, điện áp vào là U_v , điện áp ra là U_r, U_r cũng có điện áp hồi tiếp nối tiếp với điện áp vào. Khi không có hồi tiếp thì U_f= 0 ta có:

$$K=\frac{U_r}{U_s}=\frac{hf_e I_b R_E}{U_s}=\frac{h_{fe}R_E(U_s/h_{ve})}{U_s}=\frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}}$$

Và $\beta=\frac{U_f}{Ur}=1$

Khi có hồi tiếp thì

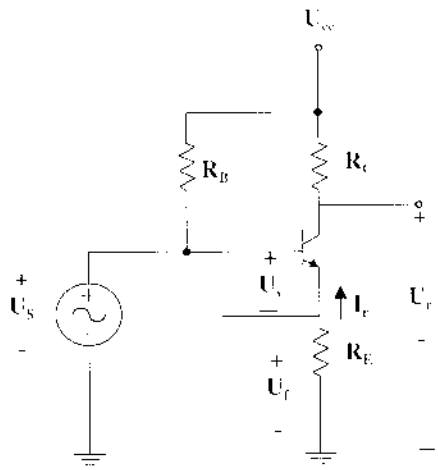
$$K_{vf}=\frac{U_0}{U_S}=\frac{K}{1+\beta K}=\frac{h_{fe}R_L/h_{ve}}{1+(1)(h_{fe}R_E/h_{ie})}=\frac{h_{fe}R_L}{h_{ve}+h_{fe}R_E}$$

Nếu $h_{fe}R_E >> h_{ve}$ thì $K_f \approx 1$.

Chú ý: Khi sử dụng tham số h để phân tích mạch dùng BJT, có sự tương đương với các tham số r_e, β, r_o, α như phần trên như sau: $h_{ve} = \beta r_e$, $h_{fe} = \beta$, $h_{re} = -\alpha$, $h_{vb}=r_e$

1.6.4. 2. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Cũng giống như các ví dụ ta vừa xét trên, hồi tiếp dòng điện nối tiếp là lấy một phần lấy dòng điện đầu ra (I_r) đưa trở lại nối tiếp với đầu vào. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp ổn định hệ số khuếch đại và làm tăng trở kháng đầu vào.



Hình 1.165 Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Hình 1.165 cho ta một mạch khuếch đại dùng transistor đơn. Dòng điện hồi tiếp nối tiếp được lấy từ cực emitter . Dòng điện này, qua điện trở R_E, tạo ra điện áp hồi tiếp ngược pha với tín hiệu nguồn, kết quả là làm nhỏ điện áp đầu ra U_r. Muốn bỏ hồi tiếp dòng điện nối tiếp thì không dùng điện trở emiter hoặc mắc thêm một tụ điện song song với nó

Xét khi không có hồi tiếp:

Dựa vào hình 1.165 và bảng 2.1 ta có:

$$K=\frac{I_r}{U_v}=\frac{-I_b h_{fe}}{I_b h_{ve}+R_E}=\frac{-h_{ve}}{h_{ve}+R_E}$$

$$\beta=\frac{U_f}{I_r}=\frac{-I_r R_E}{I_r}=-R_E$$

Trở kháng vào và trở kháng ra

$$Z_v=R_B//(h_{ve}+R_E)\approx h_{ve}+R_E$$

$$Z_r=R_C$$

Khi có hồi tiếp:

$$Z_{vf} = \frac{I_r}{U_S} = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{-h_{fe}/h_{ve}}{1+(-R_E)\left(\dfrac{-h_{fe}}{h_{ve}+R_E}\right)}$$

Trở kháng vào và trở kháng ra có thể được tính theo bảng 18.2

$$Z_{rf} = Z_r(1+\beta K) = R_C(1+\frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}})$$

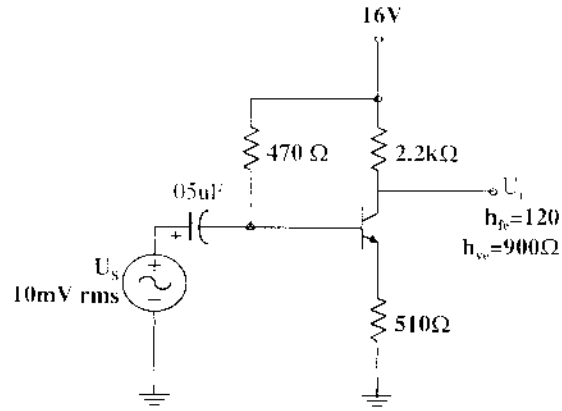
$$Z_{vf} = Z_v(1+\beta K) \cong h_{ve}(1+\frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}}) = h_{ve} + h_{fe}R_E$$

Hệ số khuếch đại điện áp K được xác định:

$$K = \frac{U_r}{U_S} = \frac{I_r R_C}{U_S} = \left(\frac{I_r}{U_S}\right)R_C = K_f R_C \cong \frac{-h_{fe}R_C}{h_{ve}+h_{fe}R_E}$$

Ví dụ 1.6.5

Tính hệ số khuếch đại điện áp của mạch sau với các số liệu trên mạch



Hình 1.166: *Mạch khuếch đại hồi tiếp dòng điện*

Giải:

Khi không có hồi tiếp

$$K = \frac{I_r}{U_v} = \frac{-h_{fe}}{h_{ve}+R_E} =$$

$$\frac{-120}{900+510} = -0.085$$

$$\beta = \frac{U_f}{I_r} = -R_E = -510$$

Hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp:

$$K_f = \frac{I_r}{U_v} = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{-0.085}{44.35} = -1.92x10^{-3}$$

Hệ số khuếch đại điện áp khi có hồi tiếp:

$$K_{uf} = \frac{U_r}{U_S} = K_f R_C = (-1,92x10^{-3})(2,2x10^3) = -4,2$$

Hệ số khuếch đại điện áp khi không có hồi tiếp (tức khi đó R_E=0)

$$K_u = -\frac{R_c}{r_e} = \frac{-2,2.10^3}{7,5} = -293,3$$

1.6.4.3. Hồi tiếp điện áp song song

Ta xét mạch hồi tiếp điện áp song song sử dụng bộ khuếch đại thuật toán với giá trị không thay đổi theo hình 1.166a. Theo hình 1.166b và bảng 1 cho bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng, dòng điện vào I_v=0, điện áp vào U_v=0, hệ số khuếch đại bằng vô cùng, chúng ta có:

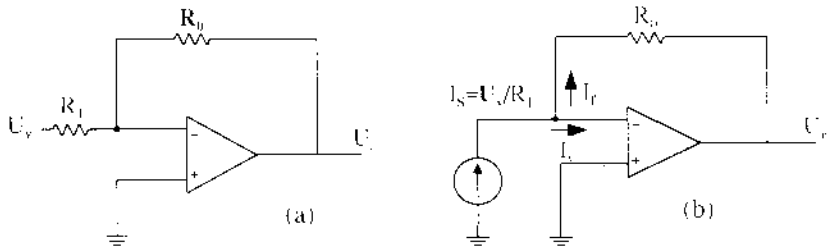
$$K = \frac{U_r}{I_v} = \infty, \quad \beta = \frac{I_f}{U_r} = -\frac{1}{R_0}$$

Hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp

$$K_f = \frac{U_r}{I_S} = \frac{U_r}{I_v} = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{1}{\beta} = -R_0$$

Thông thường , hệ số khuếch đại là khuếch đại điện áp khi có hồi tiếp .

$$K_{uf} = \frac{U_r}{I_s}.\frac{I_s}{U_v} = (-R_0)\frac{1}{R_1} = -\frac{R_0}{R_1}$$



Hình 1.166: *Bộ khuếch đại hồi tiếp âm điện áp dùng OP-AMP*

Đối với mạch điện hình 1.167 mạch khuếch đại hồi tiếp điện áp song song sử dụng FET, khi không có hồi tiếp , U_f = 0

$$K = \frac{U_r}{I_v} \approx -g_m R_D R_s$$

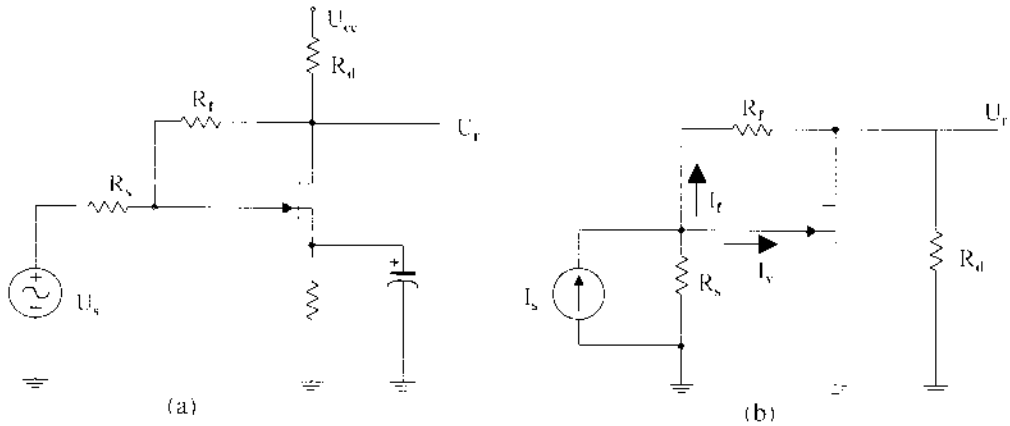
Hệ số hồi tiếp $$\beta = \frac{I_f}{U_r} = -\frac{1}{R_F}$$

Khi có hồi tiếp hệ số khuếch đại của mạch :

$$K_f = \frac{U_r}{I_s} = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{-g_m R_D R_s R_F}{R_F + g_m R_D R_s}$$

Hệ số khuếch đại điện áp của mạch khi có hồi tiếp

$$K_{uf} = \frac{U_r}{I_s}\cdot\frac{I_s}{U_s} = \frac{-g_m R_D R_s R_F}{R_F + g_m R_D R_s}\left(-\frac{1}{R_s}\right) = (-g_m R_D)\cdot\frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_s}$$



Hình 1.167: *Bộ khuếch đại hồi tiếp điện áp song song sử dụng FET a) Sơ đồ mạch; b) sơ đồ tương đương*

Ví dụ18.6

Tính hệ số khuếch đại điện áp khi có hồi tiếp và khi không có hồi tiếp, cho mạch 1.167a, biết các giá trị g_m=5 mS, R_D=5,1kΩ, R_S=1kΩ và R_F=20 kΩ.

Giải:

Khi không có hồi tiếp hệ số khuếch đại điện áp là:

$$K_u = -g_m R_D = -(5 \times 10^3)(5{,}1 \times 10^3) = -25{,}5$$

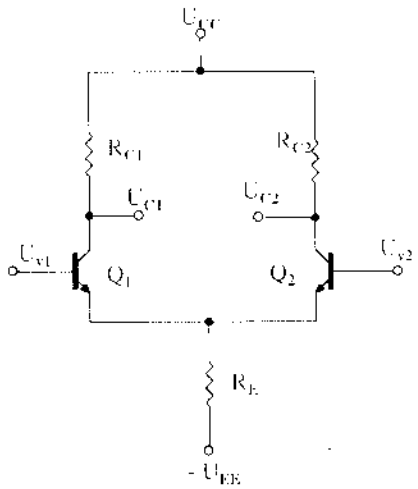
Khi có hồi tiếp thì hệ số khuếch đại.

$$K_{uf} = (-g_m R_D)\frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_S} = (-25{,}5)\frac{20x10^3}{(20x10^3) + (5x10^3)(5{,}1x10^3)(1x10^3)}$$
$$= -25{,}5(0{,}44) = -11{,}2$$

1.7. KHUẾCH ĐẠI VI SAI

Sơ đồ mạch khuếch đại vi sai được cho trên hình 1.68

Chú ý rằng, mạch 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). Tuỳ theo cách đưa tín hiệu vào mà có các chế độ khác nhau:



Hình 1.168: Mạch khuếch đại vi sai

- 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.

1.7.1. Chế độ một chiều

Sơ đồ phân cực cho mạch vi sai như hình 1.169

Theo hình vẽ ta tính được:

Điện thế tại cực E:

$U_E = U_B - U_{BE} = 0 - 0,7 = -0,7$ (V)

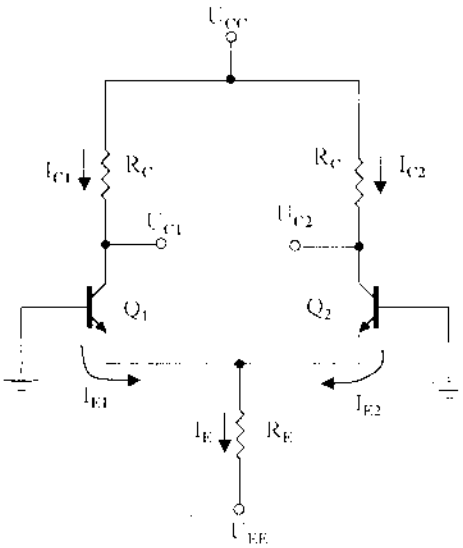
Tổng dòng điện cực E của Q_1 và Q_2:

$$I_E = \frac{U_E - (-U_{EE})}{R_E} = \frac{U_{EE} - 0,7V}{R_E}$$

Nếu Q_1, Q_2 hoàn toàn giống nhau thì:

$$I_{E1} = I_{E2} = I_E/2$$

Và $$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx I_E/2$$



Hình 1.169: Phân cực cho mạch vi sai

Điện áp trên mỗi colector sẽ là: $U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_C R_C$

1.7.2. Chế độ xoay chiều

1.7.2.1.Chế độ đơn

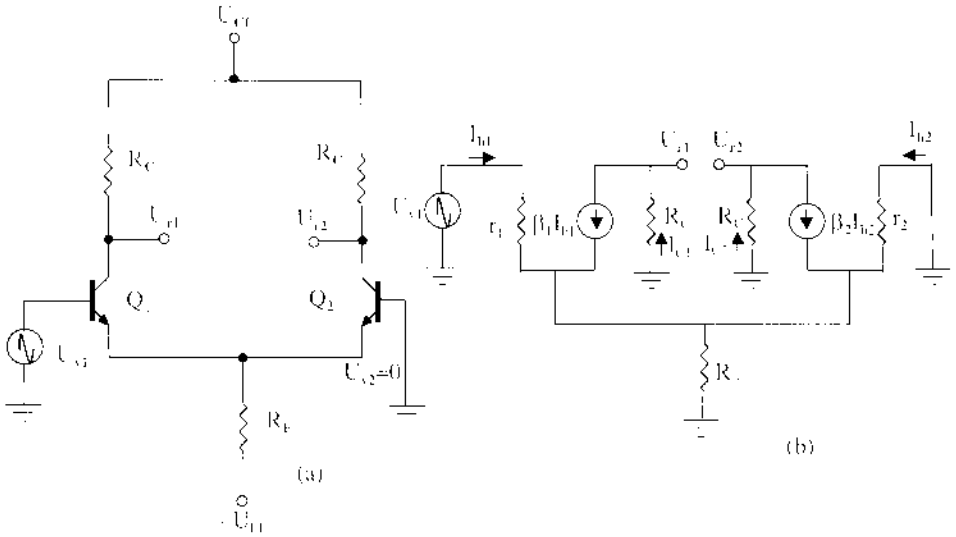
Sơ đồ mạch như hình 1.170

Nếu hai transistor hoàn toàn như nhau thì:

$$I_{b1} = I_{b2} = I_b$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$r_1 = r_2 = r = \beta r_e$$



Hình 1.170: *(a): Chế độ đơn; (b): Sơ đồ tương đương*

Vì R_E thường rất lớn, nên áp dụng định luật Kirchhoff (hình 1.171) :

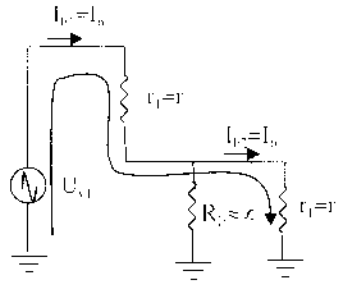
$U_{v1} - I_b r - I_b r = 0$

Suy ra : $I_b = \dfrac{U_{v1}}{2r}$

Dòng điện tại collector: $I_C = \beta I_b = \beta \dfrac{U_{v1}}{2r}$

Điện áp ra :

$U_r = I_C R_C = \beta \dfrac{R_c}{2r} U_{v1} = \beta \dfrac{R_c}{2\beta r_e} U_{v1} = \dfrac{R_c}{2r_e} U_{v1}$



Hình 1.171: *Xác định I_b*

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_u = \frac{U_r}{U_{v1}} = \frac{R_c}{2r_e}$$

<u>Ví dụ: 1.7.1:</u> Cho mạch điện như hình 1.172. Hãy xác định điện áp ra U_{r1}.

<u>Giải:</u>

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:

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = 96.5\mu A$$

Giá trị điện trở r_e:

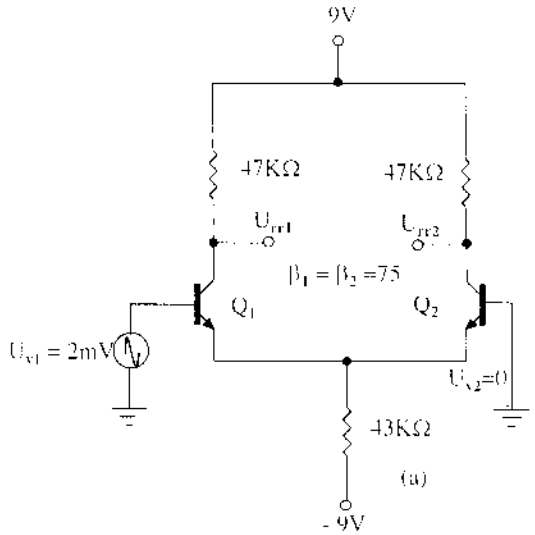
$$r_e = \frac{26mV}{96.5\mu A} \approx 269\Omega$$

Hệ số khuếch đại điện áp :

$$K_u = \frac{R_C}{2r_e} = \frac{47k\Omega}{2.269\Omega} = 87.4$$

Điện áp ra là:

$U_{r1} = K_u.\ U_{v1} = 87,4.2mV = 0,175\ V$



Hình 1.172

1.7.2.2. 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:

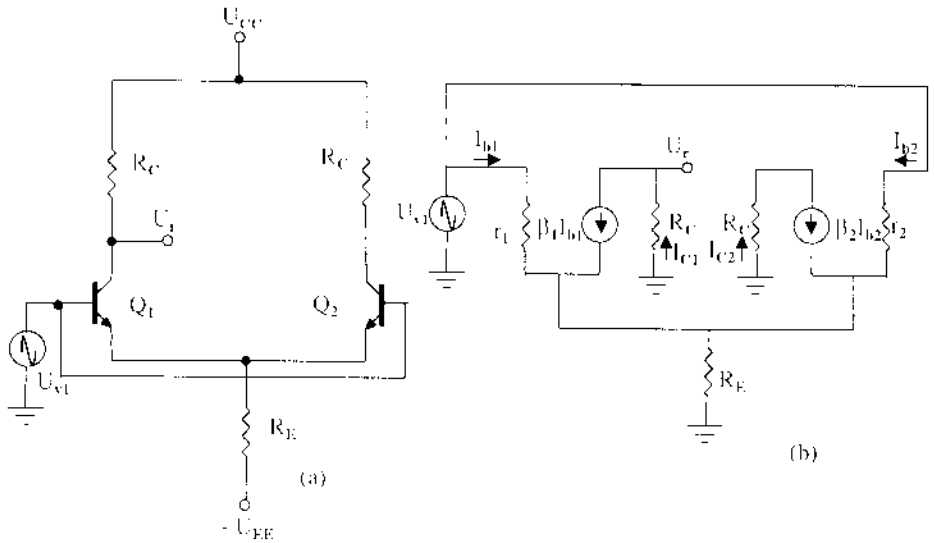
$$K_{VS} = \frac{U_r}{U_{VS}} = \frac{R_c}{2r_e}$$

Với $U_{vs} = U_{v1} - U_{v2}$, $U_r = U_{r1} - U_{r2}$

1.7.2.3.Chế độ đồng pha

Sơ đồ mạch vi sai hoạt động ở chế độ đồng pha được vẽ trên 1.173

Theo sơ đồ tương đương ta viết được:



Hình 1.173: *(a) Chế độ đồng pha; (b): Sơ đồ tương đương*

$$I_b = \frac{U_v - 2(\beta+1)I_b R_E}{r}$$

Suy ra:

$$I_b = \frac{U_v}{r + 2(\beta+1)R_E}$$

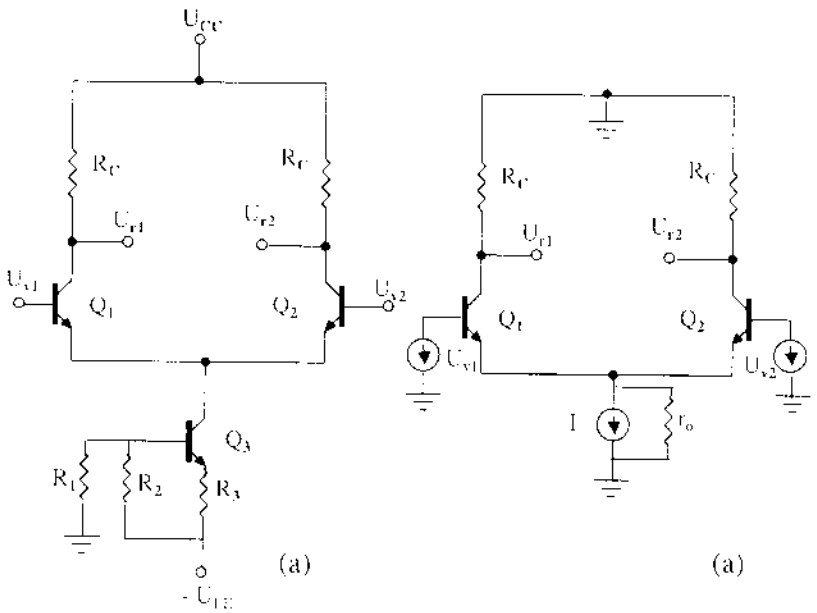
Điện áp ra:

$$U_r = I_C.R_C = \beta I_b R_C = \frac{\beta U_v R_C}{r + 2(\beta+1)R_E}$$

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_{vs} lớn, hệ số khuếch đại đồng pha nhỏ, K_{dp} -> 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 1.174a. Trong sơ đồ này, trở kháng ra của mạch CE là r_0 đóng vai trò của R_E trong các sơ đồ trước. Sơ đồ tương đương xoay chiều như hình 1.174b



Hình 1.174: *(a) Mạch khuếch đại vi sai dùng nguồn dòng; (b): Sơ đồ tương đương xoay chiều*

CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

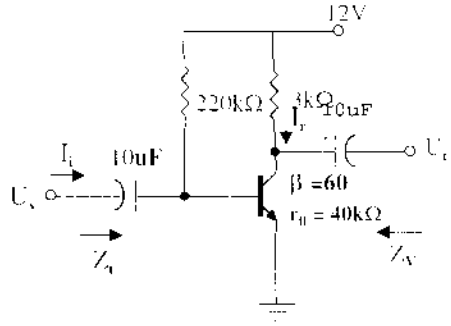
1. So sánh 3 cách mắc cơ bản của transistor về trở kháng vào, ra, hệ số khuếch đại điện áp, dòng điện.
2. Nêu các phương pháp phân cực cho transistor. Ưu nhược điểm của từng phương pháp.
3. Cho mạch điện như hình 1

a. Xác định các điện áp và dòng điện một chiều tại các cực của transistor. Khi β tăng thì các giá trị đó tăng hay giảm?

b. Tính trở kháng vào ra của mạch.

c. Cho U_v = 20mV. Tính U_r

d. Cho $r_0 = \infty$. Xác định U_{CC} để K_u = - 200.



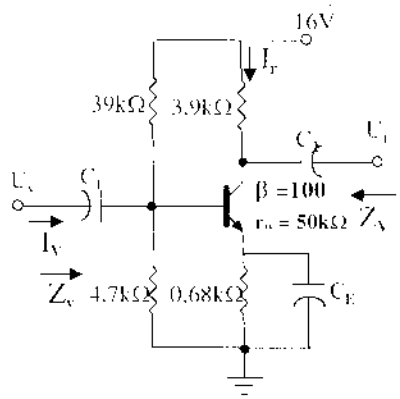
Hình 1

4. Cho mạch điện như hình 2

a. Xác định chế độ một chiều của transistor

b. Tính trở kháng vào ra của mạch.

c. Tính hệ số khuếch đại điện áp và dòng điện .



Hình 2

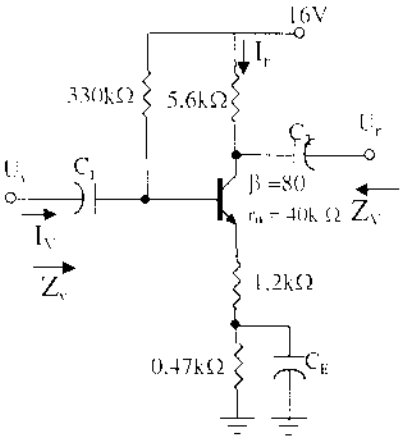
5. Cho mạch điện như hình 3

a. Xác định điểm làm việc tĩnh Q của transistor.

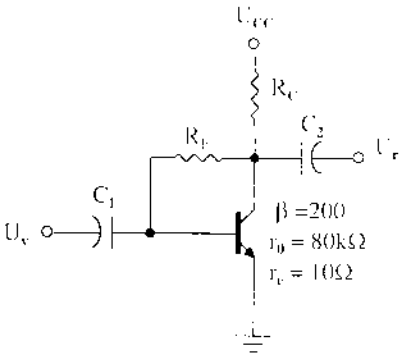
b. Tính Z_v, Z_r .

c. Tính K_u, K_i

d. Làm lại các phần trên khi ngắt bỏ tụ C_E.



Hình 3

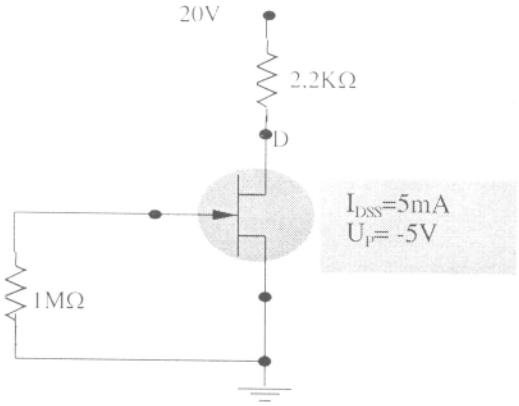


Hình 4

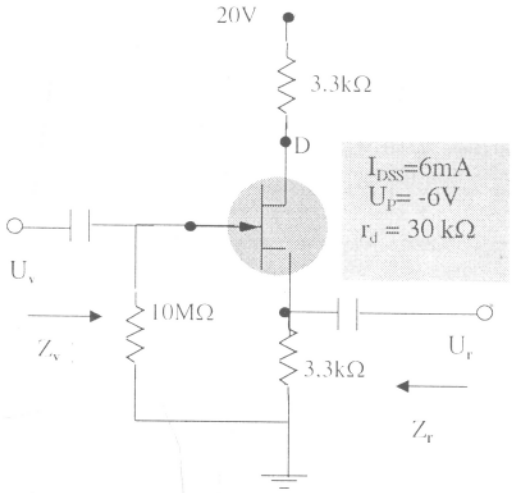
6. Cho mạch điện như hình 4

Biết K_u = -160 và K_i = 19 . Hãy xác định U_{CC}, R_C, R_B.

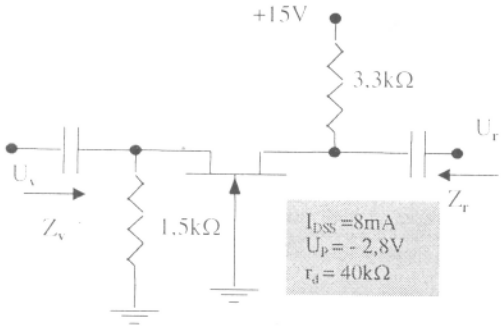
1. Trình bày cấu tạo và nguyên lý hoạt động của các loại FET kênh P.
2. Tính U_D ở sơ đồ phân cực hình 5.



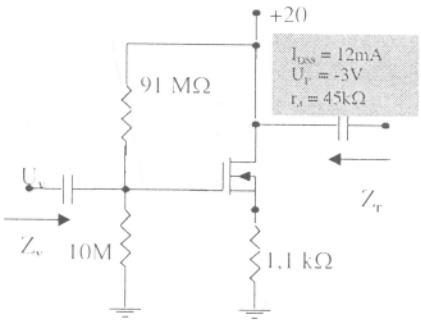
Hình 5:



Hình 6

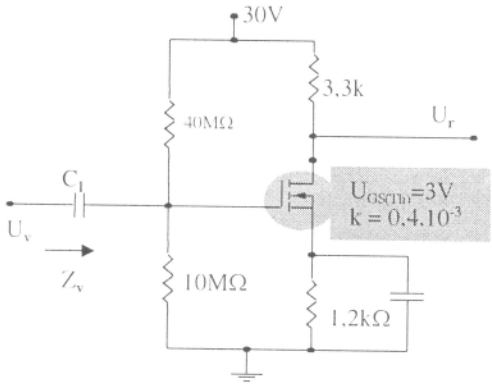


Hình 7



Hình 8

3. Cho sơ đồ hình 6.
   a) Tính toán các giá trị phân cực
   b) Tính Z_v, Z_r , và K_u
4. Tính trở kháng vào, ra và hệ số khuếch đại điện áp trên hình 7, nếu $r_d = 33k\Omega$.
5. Tính các giá trị phân cực và tính trở kháng vào, ra, hệ số khuếch đại điện áp của sơ đồ hình 8



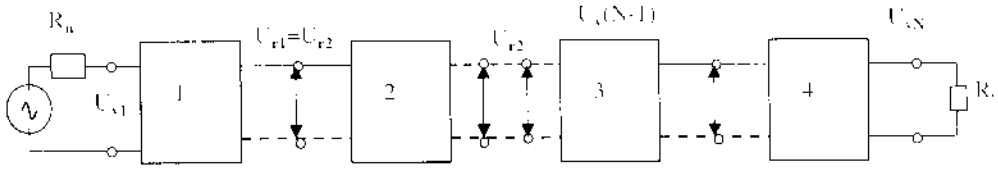
Hình 9

6. Tính điện áp đầu ra của sơ đồ hình 9 nếu điện áp vào U_v=0,8mV và $r_d = 40k\Omega$

Chương 2 :

GHÉP TẦNG KHUẾCH ĐẠI

Một bộ khuếch đại thường gồm nhiều tầng khuếch đại mắc liên tiếp như ***hình 2.1*** 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 đầu và các tầng trung gian được dùng làm tín hiệu vào cho tầng khuếch đại tiếp sau nó.



Ta có:

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

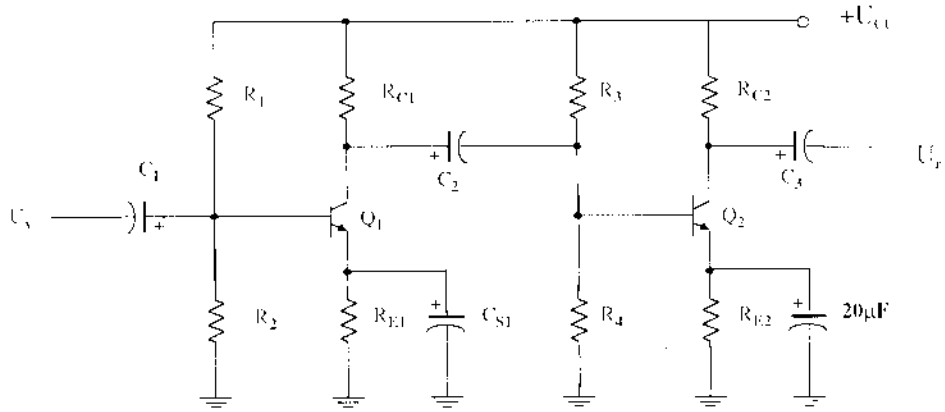
Tính theo đơn vị dB ta có:

K_u (dB) = K_{u1}(dB) + K_{u2}(dB) + ... + K_{uN}(dB)

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

2.1. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP RC

Mạch khuếch đại RC hai tầng như *hình 2..2*. dùng phân cực và đường tải bằng điện trở và ghép tín hiệu bằng tụ điện.



***Hình2.2**: Mạch ghép tầng RC*

Hệ số khuếch đại điện áp

$$K_u = \frac{-R_C // R_L}{r_e}$$

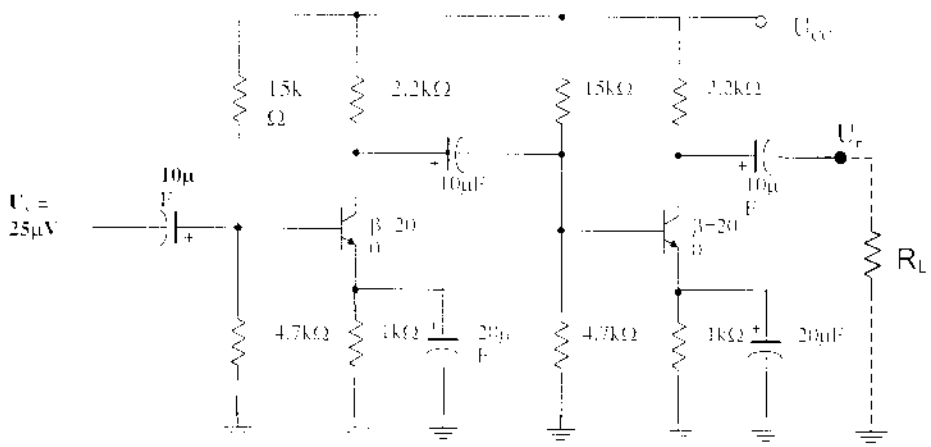
Trở kháng vào của mạch

$$Z_v = R_1 // R_2 // \beta r_e$$

Trở kháng ra của mạch

$$Z_r = R_C // r_0$$

Ví dụ1 : Tính hệ số khuếch đại điện áp, điện áp ra trở kháng vào và trở kháng ra của mạch khuếch đại ghép tầng **RC** (*hình 2.3*).Biết điện trở tải Rc=10KΩ.



Hình 2.3: Mạch cho ví dụ 1

Giải:

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

$U_B = 4,7V$, $U_E = 4V$, $U_C = 11V$, $I_E = 4mA$

Ta có:

$$r_e = \frac{26}{I_E} = \frac{26}{4} = 6.5\ \Omega$$

Hệ số khuếch đại điện áp ở tầng 1:

$$K_{u1} = -\frac{R_C // (R_1 // \beta r_e)}{r_e}$$

$$= -\frac{(2.2k\Omega) // [15k\Omega // 4.7k\Omega // (200)(6.5\Omega))]}{6.5\Omega}$$

$$= -\frac{665.2\Omega}{6.5\Omega} = -102,3$$

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

$$K_u = K_{u1}\,K_{u2} = (-102,3)(-338,46) = 34,624$$

Điện áp ra

$$U_r = K_u\,U_v = (34,624)(25\mu V) = 0,866V$$

Trở kháng vào

$$Z_v = R_1//R_2//\,\beta r_e = 4.7k\Omega//15k\Omega//(200)(6.5\Omega) = 953.6\Omega$$

Trở kháng ra

$$Z_r = R_C = 2,2k\Omega$$

Nếu ở đầu ra mắc với 1 điện trở 10kΩ thì điện áp trên tải là:

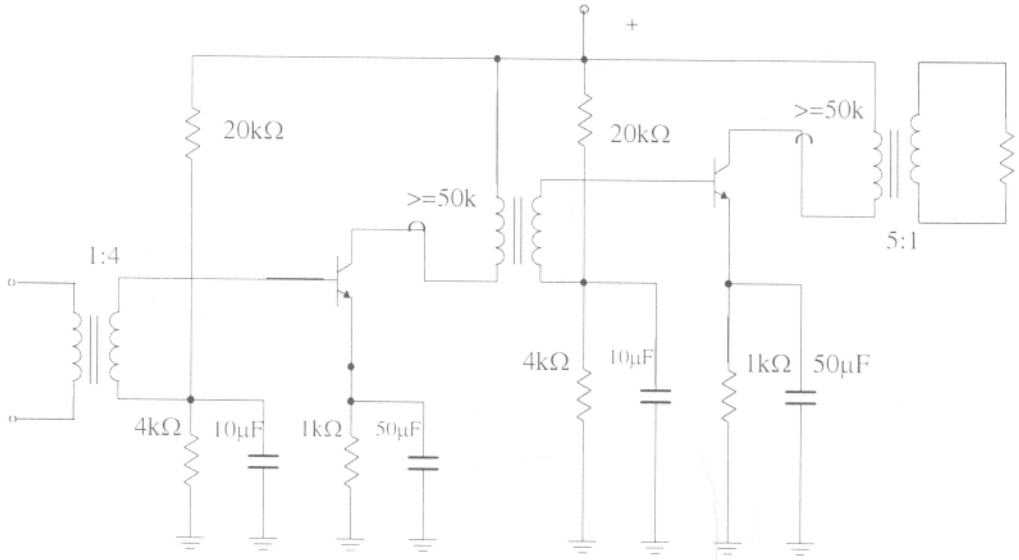
$$U_L = \frac{R_L}{Z_r + R_L}.U_r = \frac{10k\Omega}{2.2k\Omega + 10k\Omega}(0,866V) = 0,71V$$

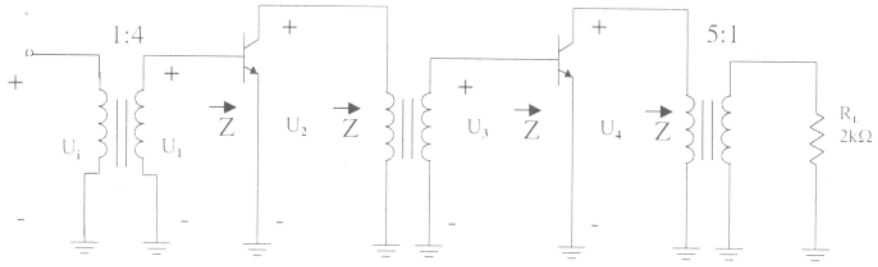
2.2. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP BIẾN ÁP

Mạch khuếch đại ghép RC có 1 số nhược điểm là: tụ ghép liên tầng làm suy giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số thấp, điện trở tải làm tiêu hao công suất AC và DC giảm hiệu suất mạch và khó phối hợp trở kháng giữa các tầng ... Do vậy loại mạch ghép RC chỉ được sử dụng để khuếch đại tín hiệu nhỏ.

Mạch khuếch đại ghép biến áp tuy có 1 vài yếu điểm như: làm giảm biên độ tín hiệu ở vùng tần số rất cao do tụ tạp tán giữa các vòng dây biến áp, tổn hao ở lõi sắt và hơi cổng kênh. Song nó có 1 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 Ω) nên tiêu hao công suất 1 chiều nhỏ, làm tăng hiệu suất mạch. Việc phối hợp trở kháng giữa các tầng luôn được đáp ứng dễ dàng để giảm méovà 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 2.4:***





b)

Hình 2.4: *a) Mạch khuếch đại ghép biến áp ($\beta = 50$, $\beta r_e = 2K\Omega$)*

Từ mạch tương đương b, ta có:

$$U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_v = 4.U_v$$

$$K_{u1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\beta Z_L}{\beta r_e}$$

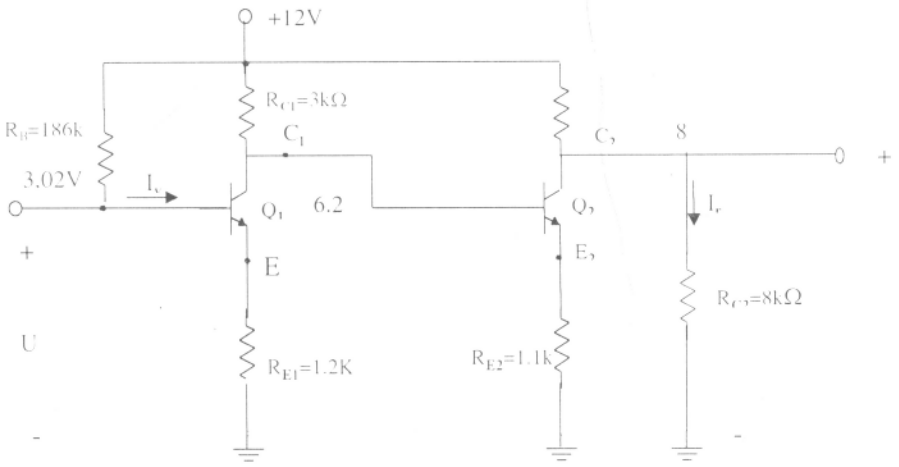
P

2.3. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP TRỰC TIẾP

Mạch khuếch đại ghép trực tiếp (không có tụ ghép) nên không có tổn hao điện áp ở tần số thấp do tụ ghép. Các tầng không bị 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 dùng3 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 ví dụ sau: ***(hình 4)***



Q_1: $\beta_1 = 40$ $\beta_2 = 100$
$r_{e1} = 13.47\Omega$ $r_{e2} = 5.2\Omega$

Hình 2.4: *Mạch ghép tầng trực tiếp*

***Xác định phân cực DC**

+ Với Q_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: $U_{B2} = U_{C1} = 5,5 + 0,7 = 6,2V$

áp dụng quan hệ $I_{C2} = \beta I_{B2}$ ta có:

$$I_{B2} = -\frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{5mA}{100} = 50\mu A$$

+ Với Q_1:

$$I_{(3k\Omega)} = \frac{12-6.2}{3K} = 1{,}93mA$$

Ta thấy $I_{(3k\Omega)} > I_{B2}$, nên:

$$I_{C1} \approx I_{(3K\Omega)} = 1.93mA \text{ và: } I_{E1} = 1.93\ mA$$

Vậy $U_{E1} = (1.93mA)(1.2k\Omega) = 2{,}32V$

Và: $U_{B1} = U_{E1} + U_{BE1} = 2{,}32 + 0{,}7 = 3{,}02V$

*** Xác định các giá trị AC**

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

$$Z_{v1} = \beta_1 R_{E1} = 40(1.2k\Omega) = 48k\Omega$$

$$Z_{v2} = \beta_2 R_{E2} = 100(1.1k\Omega) = 110k\Omega$$

$$K_{u1} = \frac{-R_{L1}}{R_{E1}} = \frac{-R_{C1} // \beta R_{E2}}{R_{E1}} = \frac{-3K // 110K}{1.2K} \approx \frac{-3K}{1.2K} = -2{,}5$$

$$K_{u1} = \frac{-R_{L2}}{R_{E2}} = \frac{-R_{C2}}{R_{E1}} = \frac{-0.8K}{1.2K} = -0.7273$$

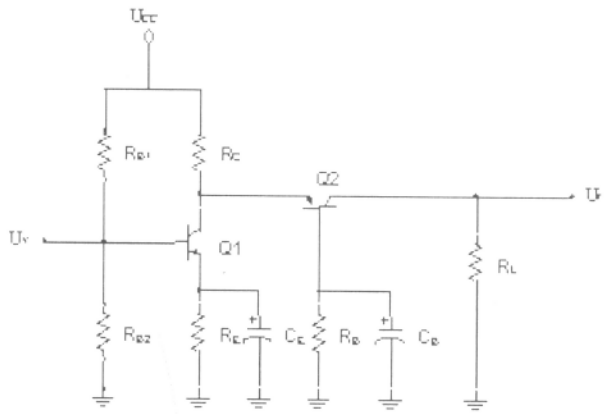
$$K_u = K_{u1}K_{u2} = (-2.5)(-0.7273) = 1.818$$

$$|K_i| = |K_u| . |Z_{v1} / Z| = \frac{(1.818)(48K\Omega)}{0.8K\Omega} = 109{,}08$$

$$|K_P| = |K_u| . |K_i| = (1{,}818)(109{,}08) = 198.3$$

2.4. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CASCODE

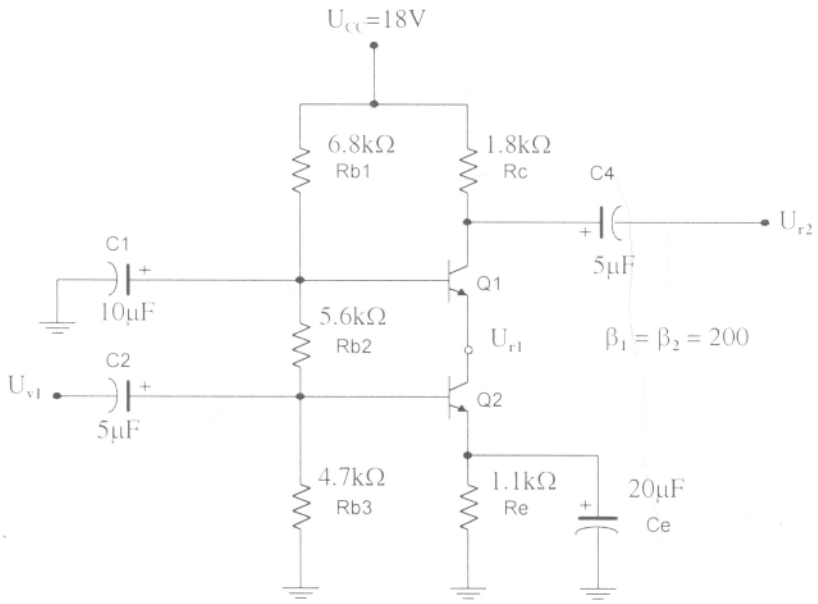
Đặc điểm của mạch khuếch đại Cascode là dùng 2 tầng khuếch đại mắc nối tiếp (***hình 2.6***). Tầng thứ hai mắc



Hình 2.6

kiểu CB để tăng tần số cắt, tạp nhiễm nhỏ (vì nội trở vào nhỏ), giảm thiểu hiệu ứng miller ở tần số cao. Tầng thứ nhất mắc kiểu CE, làm việc ở điện áp thấp, hệ số khuếch đại điện áp nhỏ (cũng nhằm giảm hiệu ứng iller của tụ ở tần số cao). Song hệ số khuếch đại điện áp toàn mạch lại lớn (khoảng vài trăm lần).

Ta có thể dùng ví dụ tính toán cho mạch Cascode thực tế ở ***hình 2.7:***



HÌNH 2.7

Giải:

* Tính các thông số DC

$$I_{E2} \approx I_{E1} \text{ hoặc } I_{C2} \approx I_{C1}$$

Từ $\beta_1 = \beta_2$ ta có: $\dfrac{I_{C2}}{\beta_2} = \dfrac{I_{C1}}{\beta_1}$ hoặc $I_{B2} \approx I_{B1}$

Dòng I_{B1} rẽ mạch qua βR_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_{B1} lên mạch R_E. Từ cách tính gần đúng, có thể coi $I_{B2} \approx I_{B1}$

Áp phân cực:

$$U_{B1} = \frac{R_{B3}(U_{CC})}{R_{B3} + R_{B2} + R_{B1}} = \frac{4.7k\Omega(18)}{4.7k\Omega + 5.6k\Omega + 6.8k\Omega} = \frac{84.6}{17.1} = 4,95 \text{ V}$$

Và $$I_{E1} = \frac{U_{E1}}{R_E} = \frac{U_{B1} - U_{CE}}{R_E} = \frac{4.95 - 0.7}{1k} = 4,25\text{mA}$$

Điện trở tiếp giáp BE của Q_1 là:

$$U_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26mV}{4.25mA} = 6,12\Omega$$

Từ $I_{E1} \approx I_{E2}$, ta có: $r_{e2} = 6,12\Omega$

* Tính các thông số AC:

$$K_{u1} = \frac{U_{r1}}{U_{v1}} \approx \frac{-R_L}{r_{e1}}$$

Tải của Q_1 là trở vào của Q_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 $K_{u2} = \frac{R_L}{R_{e2}} = \frac{R_C}{r_{e2}} = \frac{1.8k\Omega}{6.12} \approx 294.1$

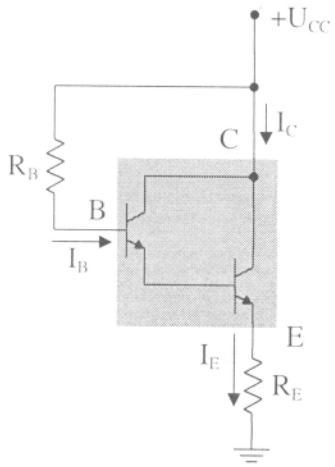
Vậy: $K_u = \frac{U_{r2}}{U_{v1}} = K_{u1}.K_{u2} = (-1)(294.1) = -294.1$

2.5. MẠCH KHUẾCH ĐẠI DARLINGTON

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

* **Cách phân cực** của mạch này giống như một tầng lặp Emitter dùng hồi tiếp dòng điện ở Emitter, chú ý rằng dòng emitter của tầng thứ nhất chính là dòng bazơ của tầng thứ hai.

Transistor sử dụng trong mạch Darlington có hệ số khuếch đại dòng là β_D (hệ số này cao nhất), khi đó dòng cực gốc được tính:



Hình 2.8: Sơ đồ Darlington cơ bản

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

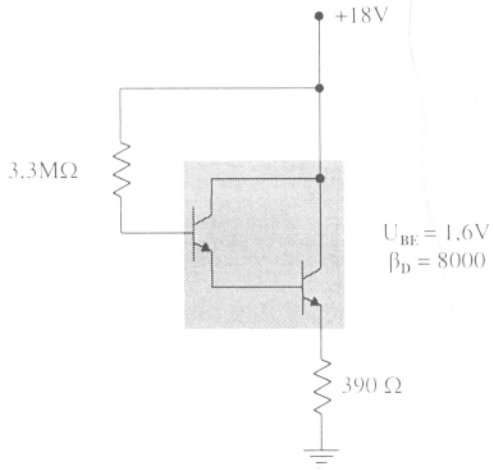
Do β_D rất lớn nên:

$$I_E = (\beta_D + 1)I_B \approx \beta_D . I_B$$

Điện áp phân cực là:

$$U_E = I_E R_E$$
$$U_B = U_E + U_{BE}$$

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



Hình 2.9: Mạch ví dụ 4

Giải:

$$I_B = \frac{18V - 1.6V}{3.3M\Omega + 8000.(390\Omega)} \approx 2.56\ \mu A$$

$$I_E = 8000(2.56\mu A) = 20.48\ mA \approx I_C$$

$$U_E = 20.48mA(390\Omega) \approx 8V$$

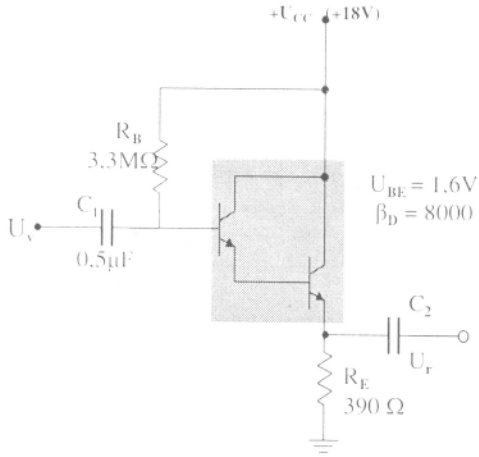
$$U_B = 8V + 1.6V = 9.6V$$

Với: $U_C = 18V$

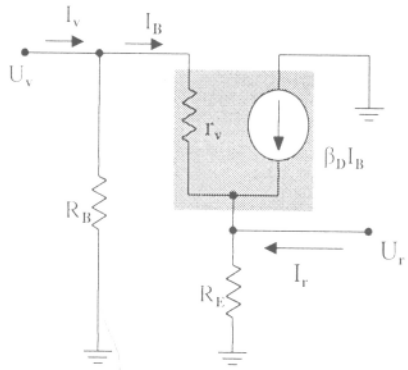
Mạch tương đương xoay chiều:

Một mạch Darlington lặp emitter như ***hình 2.10*** . 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 2.11***



Hình 2.10: Sơ đồ Darlington lặp emitter



Hình 2.11: *Sơ đồ Darlington lặp emitter tương đương*

+ Tính trở kháng vào AC:

Dòng bazơ chạy qua r_v là : $I_B = \dfrac{U_v - U_r}{r_v}$

Vì : $U_r = (I_B + \beta_D I_\beta)R_E$

$\Rightarrow$ $I_B r_v = U_v - U_r = U_v - I_B(1+\beta_D)R_E$

$\Rightarrow$ $U_v = I_B [r_v + (1+\beta_D)R_E] \approx I_B (r_v + \beta_D R_E)$

Trở kháng vào nhìn từ bazơ của transistor:

$$\frac{U_v}{I_B} = r_v + \beta_D R_E$$

$\Rightarrow$ 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:

$$I_r = I_\beta + \beta_D R_E = (\beta_D + 1)I_B \approx \beta_D I_B.$$

Với $\dfrac{I_r}{I_B} = \beta_D$

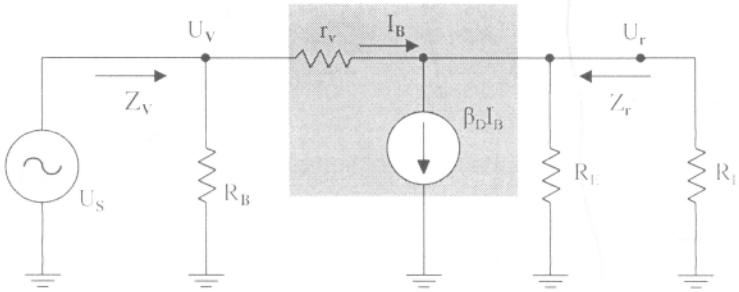
$\Rightarrow$ Hệ số khuếch đại dòng của mạch là:

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

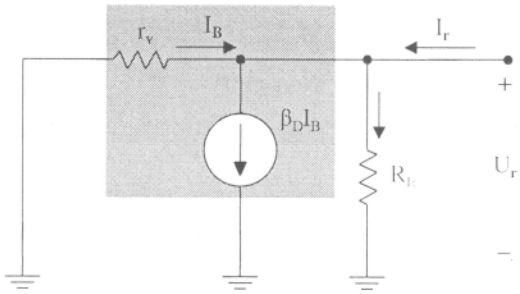
Với $$I_B = \frac{R_B}{(r_v + \beta_D R_E) + R_B} . I_v \approx \frac{R_B}{\beta_D R_E + R_B} . I_v$$

$\Rightarrow$ $$K_i = \beta_D . \frac{R_B}{\beta_D R_E + R_B} = \frac{\beta_D R_B}{\beta_D R_E + R_B}$$

+ Trở kháng ra AC: ***<Hình 2.12a,b>***



a)



b)

Hình 2.12: *Sơ đồ tương đương AC để tính Z_r*

Ta có:

$$I_r = \frac{U_r}{R_E} + \frac{U_r}{r_v} - \beta_D I_B = \frac{U_r}{R_E} + \frac{U_r}{r_v} - \beta_D(\frac{U_r}{r_v})$$

$$= \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_v} + \frac{\beta_D}{r_v}\right).U_r$$

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:

$$U_r = (I_B + \beta_D I_B)R_E = I_B(R_E + \beta_D R_E)$$

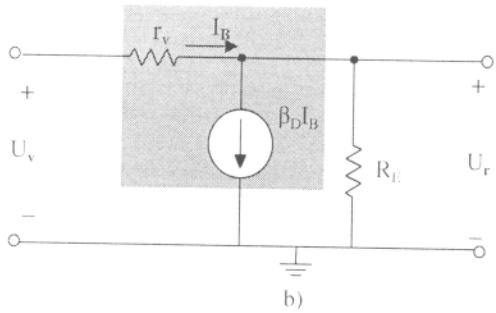
$$U_v = I_B r_v + (I_B + \beta_D I_B)R_E$$

Ta có:

$$U_v = I_B(r_v + R_E + \beta_D I_v)$$

$$U_r = \frac{U_v}{r_v + (R_E + \beta_D R_E)}.(R_E + \beta_D R_E)$$

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = \frac{R_E + \beta_D R_E}{r_v + (R_E + \beta_D R_E)} \approx 1$$



Hình 2.13: *Sơ đồ tương đương AC để tính K_u*

Chương 3
KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

3.1. ĐỊNH NGHĨA - PHÂN LOẠI

3.1.1. Định nghĩa

Một bộ khuếch đại nhận tín hiệu từ các bộ chuyển đổi hoặc các nguồn vào khác và cung cấp một mức tín hiệu lớn hơn ở đầu ra. Tín hiệu vào nói chung thường rất nhỏ (vài mV từ một máy Cassette hay CD, hoặc vài μV từ 1 antenna), tín hiệu này cần được khuếch đại đủ lớn để kích thích tải hoạt động. Trong các tầng khuếch đại tín hiệu nhỏ, các nhân tố chính cần quan tâm là sự tuyến tính và độ lợi biên độ. Khi biên độ tín hiệu vào vượt đến phạm vi đoạn cong của đặc tuyến vào/ra thì việc tính toán sẽ chuyển qua phương pháp khác, nó nhằm giảm méo không đường thẳng do đoạn cong gây ra khi tín hiệu vào chưa đủ lớn.

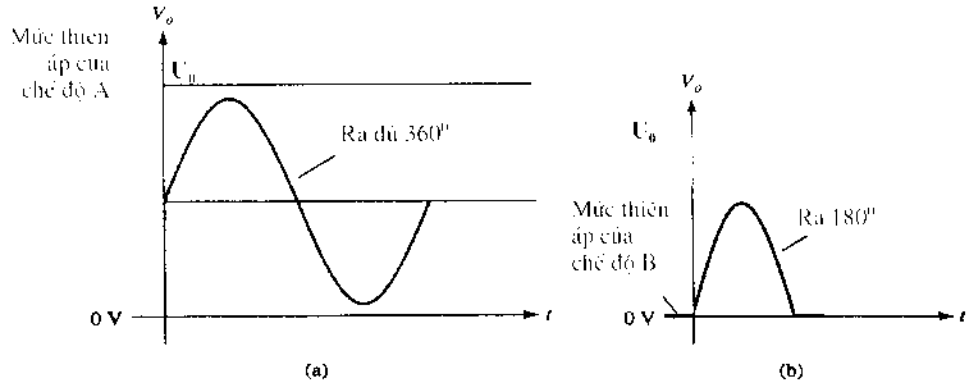
Tầng khuếch đại công suất là tầng khuếch đại cuối cùng của bộ khuếch đại, có tín hiệu vào lớn. Nó có nhiệm vụ cho ra tải một công suất lớn nhất có thể được, với độ méo cho phép và bảo đảm hiệu suất cao.

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 đồ thị.

3.1.2. Phân loại

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

* Chế độ A: Là chế độ tầng khuếch đại cả tín hiệu hình sin vào. Chế độ này có hiệu suất thấp (dưới 25%) nhưng méo phi tuyến nhỏ nhất, nên được dùng trong trường hợp đặc biệt.



Hình 3.1

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

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

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

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

3.2. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ A

3.2.1. Khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở

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

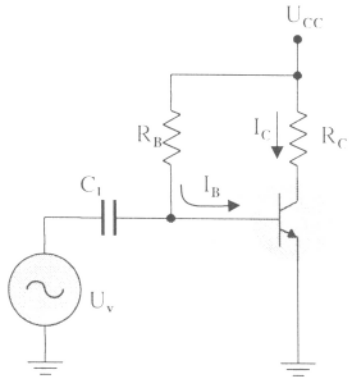
*** Chế độ tĩnh:**

Dòng phân cực 1 chiều được tính theo U_{CC} và R_B theo công thức:

$$I_B = \frac{U_{CC} - 0,7V}{R_B}$$

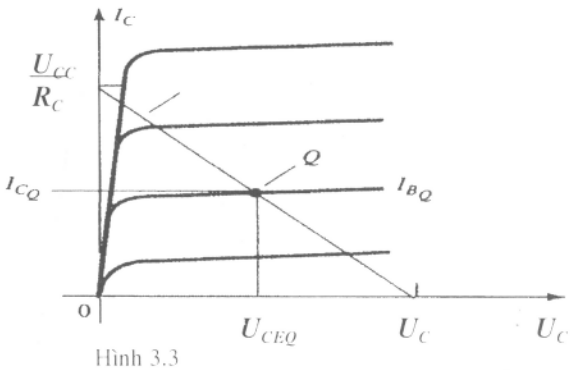
Tương ứng với dòng Collector sẽ là: $I_C = \beta.I_B$

Điện áp Collector – Emiter : $U_{CE} = U_{CC} - I_C.R_C$



Hình 3.2:Sơ đồ khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở

Từ giá trị U_{CC} kẻ đường cong đặc tuyến sẽ được đường tải một chiều. Từ đó sẽ xác định được điểm làm việc Q Hai trục tọa độ sẽ có I_{CQ} và U_{CEQ} như *hình 3.3*

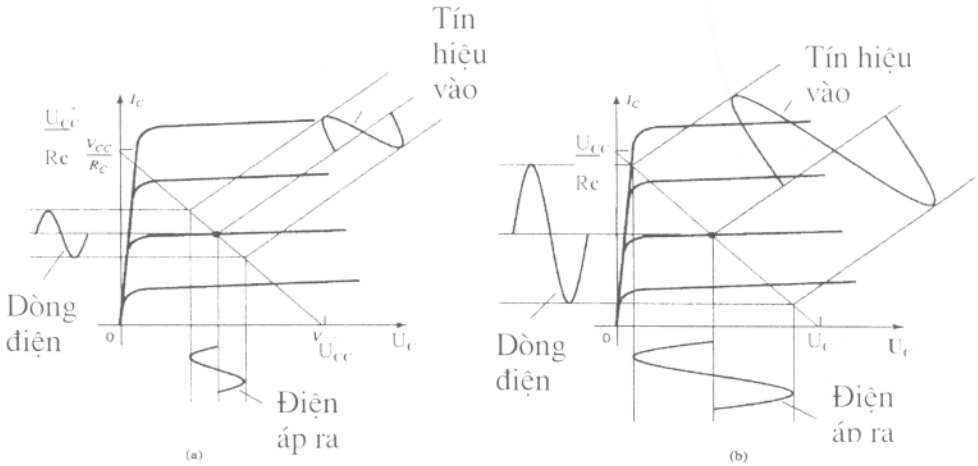


Hình 3.3

*** Chế độ động (khi có tín hiệu):**

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

Một tín hiệu đầu vào nhỏ ***(hình 3.4a)*** sẽ gây ra dòng điện cực gốc thay đổi ở bên trên và bên dưới của điểm làm việc tĩnh, dòng collector và điện áp Collector - Emiter cũng thay đổi xung quanh điểm làm việc tĩnh này.



Hình 3.4 *Quan hệ giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra.*

Khi tín hiệu đầu vào lớn hơn ***(hình 3.4b)*** 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 - Emiter, giới hạn cũng có thể là 0V hay bằng giá trị nguồn cung cấp U_{CC}.

*** Công suất cung cấp từ nguồn 1 chiều:**

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

*** Công suất ra:**

+ Tính theo giá trị hiệu dụng:

$$P_r(ac) = U_{CE(rms)}.I_{C(rms)}$$

$$P_r(ac) = I^2_{C(rms)}.R_C$$

$$P_r(ac) = \frac{U^2_{C(rms)}}{R_C}$$

+ Tính theo giá trị đỉnh:

$$P_r(ac) = \frac{U_{CE(p)}.I_{C(p)}}{2} = \frac{I^2_{C(p)}}{2} R_C$$

$$P_{r(ac)} = \frac{U^2_{CE(p)}}{2R_C}$$

+ Tính theo giá trị đỉnh - đỉnh:

$$P_r(ac) = \frac{U_{CE(p-p)}.I_{C(p-p)}}{8}$$

$$P_r(ac) = \frac{I^2_{C(p-p)}}{8} R_C$$

$$P_r(ac) = \frac{U^2_{CE(p-p)}}{8R_C}$$

*** Hiệu suất mạch:** hiệu suất của một mạch khuếch đại phụ thuộc vào tổng cộng suất xoay chiều trên tải và tổng công suất cung cấp từ nguồn 1 chiều. Hiệu suất được tính theo công thức sau:

$$\eta = \frac{P_r(ac)}{P_v(dc)}.100\%$$

- 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.

$$U_{CE\,Max(p\text{-}p)} = U_{CC}$$

$$I_{CE\,(p\text{-}p)} = U_{CC} / R_C$$

$$\left[P_{rMax}(ac) = \frac{U_{CC} . U_{CC} / R_C}{8} \right]$$

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

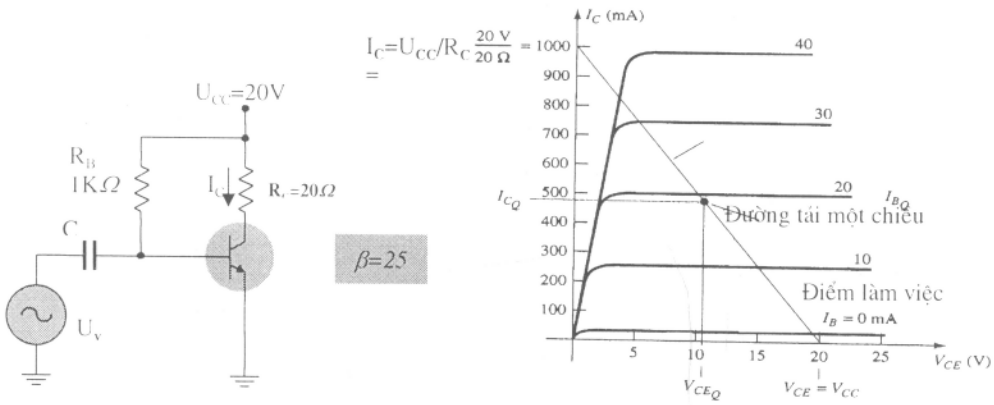
$$P_{V\,Max}(dc) = U_{CC} . (I_{C\,Max})/2 = U_{CC} . \frac{U_{CC} / R_C}{2} = \frac{U_{CC}^2}{2 . R_C}$$

Ta tính được hiệu suất cực đại:

$$\eta_{max} = \frac{P_{rMax}(ac)}{P_{vMax}(dc)} . 100\% = \frac{U_{CC}^2 / 8R_C}{U_{CC}^2 / 2R_C} . 100\% = 25\%$$

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

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



HÌNH 3.5: *Sơ đồ cho vídụ 1*

U_{CE} U_{CE}=U_{CC} U_{CE}

Giải: Tính các giá trị để xác định điểm Q:

$$I_B = U_{CC} - 0{,}7\,(V)! / R_B = (20 - 0{,}7) / 1(k\Omega) = 19{,}3\ mA$$

$$I_C = \beta.I_B = 25\ .\ 19{,}3 = 482{,}5\ mA$$

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

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

$$I_C = U_{CC} / R_C = 100mA$$

Ta vẽ được đường tải một chiều R_{DC} (2 điểm U_{CE} = 20V, I_{CE} = 100mA).

Khi tín hiệu vào với dòng base $I_{B\,(p)}$ = 10mA thì biên độ dòng collector trên đặc tuyến sẽ là:

$$I_{C\,(p)} = \beta.I_{B\,(p)} = 25\ .\ 10 = 250\ mA \text{ (giá trị đỉnh)}$$

$$P_r(ac) = \frac{I_C^2(p)}{2}.R_C = \frac{(250x10^{-3}\,A)^2}{2}.(20\Omega) = 0.625W$$

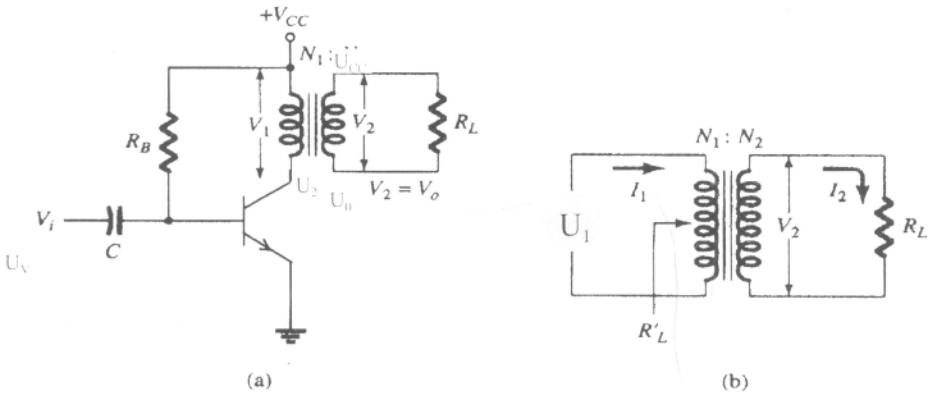
$$P_{V\,(dc)} = U_{CC}\ .\ I_C = 20\ .\ 482{,}5\ .\ 10^{-3} = 9{,}65\ W$$

$$\%\eta = (P_r(ac) / P_V(dc)\ .\ 100\% = (0{,}625 / 9.65)\ .\ 100\% = 6{,}48\%$$

$$P_Q = P_V - P_i = 9,65 - 0,625 = 9,025\ W$$

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%.

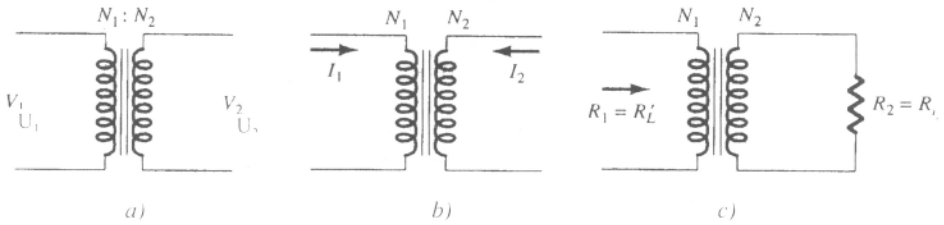
3.2.2. Khuếch đại chế độ A ghép biến áp



Hình 3.6 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 nhân đôi tín hiệu đầu ra đến tải như ***hình 3.6.***

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



HÌNH 3.7: ***Hoạt động của biến áp***
a) Biến đổi điện áp
b) Biến đổi dòng điện
c) Trở kháng

3.2.2.1. Biến đổi điện áp:

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

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

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

3.2.2.2. Sự biến đổi của dòng điện:

Dòng điện biến đổi sẽ tỷ lệ nghịch với số vòng dây ở 2 cuộn. Tức là:

$$I_2/I_1 = N_1/N_2$$

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

3.2.2.3. Tải của biến áp có biến đổi trở kháng

Khi biến áp thay đổi điện áp và dòng điện thì trở kháng ở cả 2 cuộn cũng có thể bị thay đổi, như ta thấy ở ***hình 3.7c.***

Ta gọi R'_L là điện trở nhìn vào từ cuộn dây sơ cấp máy biến áp, trên đó đã tính đến ảnh hưởng 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: $R'_L/R_L = (N_1/N_2)^2 = a^2$

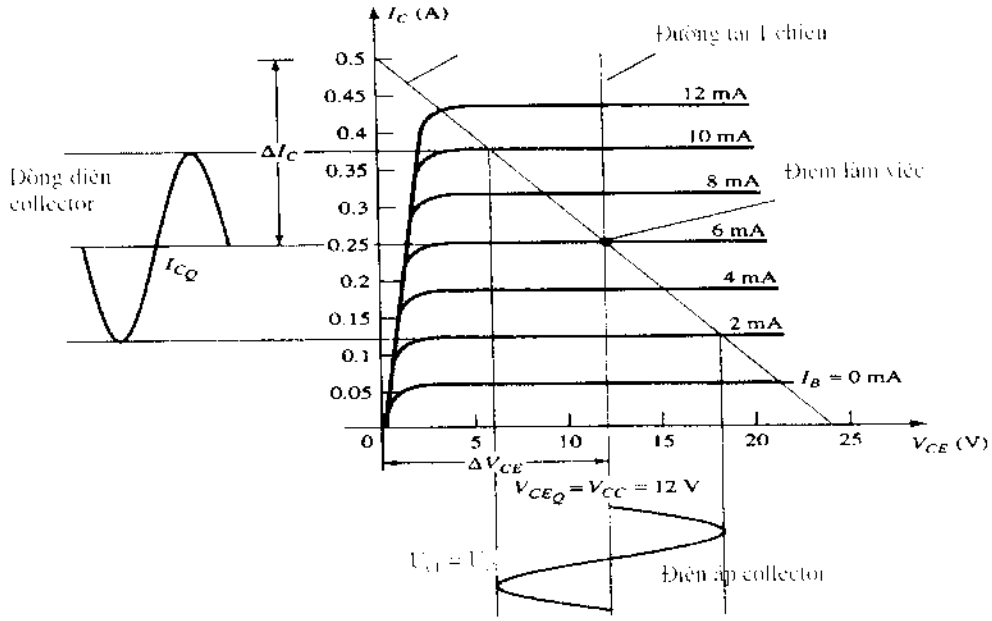
Ví dụ 2: + Tính R'_L biết $R_L = 8\Omega$ và tỷ số vòng của biến áp a = 15/1

$$R'_L = \left(\frac{N1}{N2}\right)^2 . R_L = 15^2 . 8 = 1,8K\Omega$$

+ Tính tỷ số vòng của biến áp khi cho $R_L = 16\Omega$, $R'_L = 10K\Omega$

$$\left(\frac{N1}{N2}\right)^2 = \frac{R'_L}{R_L} = \frac{10000}{16} = 625 \text{ , suy ra : } \frac{N1}{N2} = \sqrt{625} = 25/1$$

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



HÌNH32.8: Đường tải của mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp

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

Điểm làm việc được chọn trên giao điểm của đường tải R_{DC} và dòng I_C ứng với tham số I_B = 6mA. Để đảm bảo cho tín hiệu làm việc ở phần đặc tuyến thẳng thì dòng điện 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.

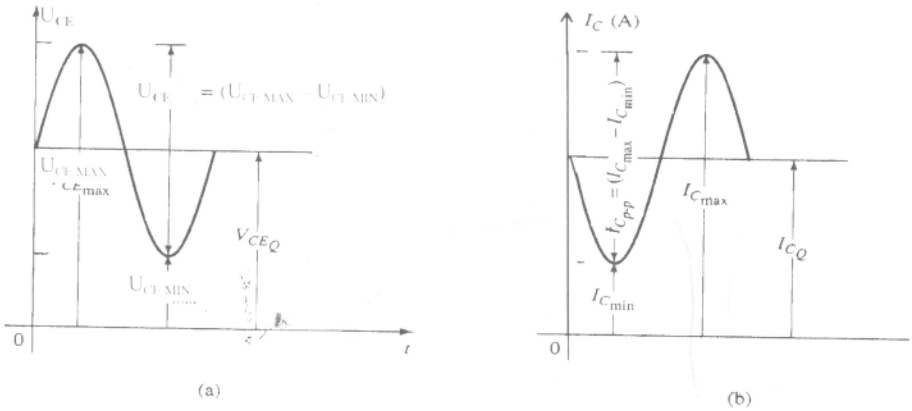
Xác định đường tải xoay chiều R_{AC} bằng cách kẻ một đoạn thẳng có độ nghiêng ($-1/R'_L$) lệch về trục I_C đi qua điểm làm việc Q.

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

3.2.2.5. Dạng tín hiệu ra và công suất ra



HÌNH 3.9

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

$$U_{CE(p\text{-}p)} = U_{CEmax} - U_{CEmin}.$$

$$I_{C(p\text{-}p)} = I_{Cmax} - I_{Cmin}$$

Công suất xoay chiều gửi tới biến áp:

$$P_r(ac) = \frac{(U_{CEmax} - U_{CEmin}).(I_{Cmax} - I_{Cmin})}{8}$$

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 3: *Cho mạch điện* ***<hình 3.10>***

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

Cho biết: tỷ số biến áp hạ áp 3/1, dòng tĩnh I_B = 6mA, biên độ tín hiệu vào $I_{B(p)}$ = 4mA

Giải:

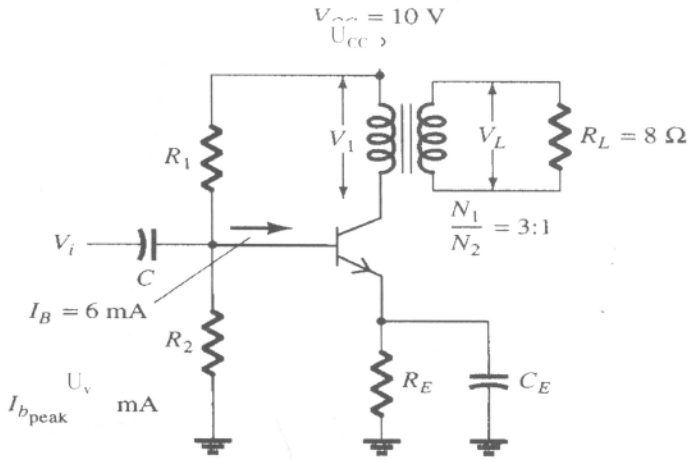
+ Đặc tuyến tải $R_{R(DC)}$ bắt đầu từ điểm $U_{CEQ} = U.U_{CC}$

+ Từ đặc tuyến tương ứng với $I_B = 6mA$, tìm được:

$U_{CEQ} = 10V$; $I_{CQ} = 140$ mA

+ Điện trở phản ánh từ tải qua sơ cấp R'_L :

$$R'_L = (N_1/N_2)^2 . R_L$$
$$= 3^2 . 8$$
$$= 72\ \Omega$$

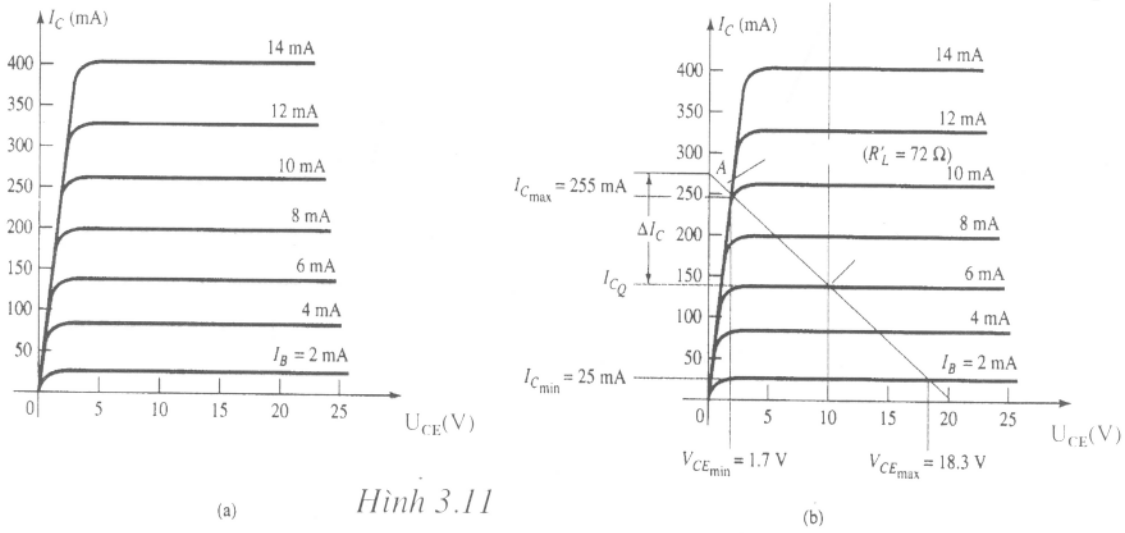


Hình 3.10: Sơ đồ cho ví dụ 3

+ Xác định đường tải xoay chiều như sau:

Giá trị biến đổi của dòng I_C kể từ điểm Q:

$$I_C = U_E / R'_L = 10/72 = 139 \text{ mA}$$



Hình 3.11

Giá trị dòng tại điểm A trên đặc tuyến I_C <trên ***hình 3.11***>

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

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

+ Xác định giá trị cực đại và cực tiểu của dòng và áp trên Collector BJT từ giá trị của dòng vào $I_{B(p)}$

$$U_{CE(Min)} = 1,7 \text{ V}; \; I_{C\,Min} = 25 \text{ mA}$$

$$U_{CE(Max)} = 18,3 \text{ V}; \; I_{C\,Max} = 255 \text{ mA}$$

+ Công suất ra trên cuộn sơ cấp biến áp:

$$P_V(ac) = \frac{(U_{CE\,max} - U_{CE\,min}).(I_{C\,max} - I_{C\,min})}{8} = \frac{(18.3 - 1.7)(255 - 25)}{8}$$

$$= 0,477 \text{ W}.$$

+ Giá trị điện áp hiệu dụng trên cuộn sơ cấp:

$$U_{(rms)} = U_{(p-p)}/2 = (U_{CEmax} - U_{CEmin})/2\sqrt{2} = 16,6/2,828 = 5,87\text{V}$$

+ Giá trị điện áp hiệu dụng trên tải:

$$U_{(rms)} = (N_2/N_1) \,.\, U_{(rms)} = 1/3 \,.\, 5,87 = 1,86 \text{ V}$$

+ Công suất ra trên tải tính theo áp U_L

$$P_{L(AC)} = U^2_L = 1,96 / 8 = 0,48 \text{ W}$$

+ Giá trị hiệu dụng của dòng tải

$$I_{L(rms)} = \frac{N_1}{N_2} \,.\, I_{C(rms)} = \frac{N_1}{N_2} \,.\, [(I_{Cmax} - I_{Cmin})/2\sqrt{2}\,]$$

$$= 3.\ 230\text{mA}/2,828 = 244\text{mA}$$

+ Công suất ra tính theo dòng I_L

$$P_{L(AC)} = I^2_L \,.\, R_L = (244 \,.\, 10^{-3})^2 = 0,476 \text{ W}$$

3.2.2.6. Tính công suất 1 chiều và hiệu suất

Công suất của nguồn cung cấp DC

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

Công suất tiêu tán trên transistor ở chế độ tĩnh

$$P_Q = P_{V(DC)} - P_{Ra(AC)}$$

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

$$P_{V(DC)} = U_{CC} . I_{CQ} = 10 .(140.10^{-3}) = 1,4 \text{ W}$$

$$P_Q = P_{V(DC)} - P_{r(AC)} = 1,4 - 0,48 = 0,92 \text{ W}$$

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

Như vậy, mạch khuếch đại công suất ở chế độ A ghép biến áp đã tăng lên 25%. Hiệu suất cực đại của nó đạt được là 50%.

Ta có thể tính hiệu suất cực đại theo U_{CC} và U_{CE} bằng công thức:

+ Đối với mạch ghép RC:

$$\eta = 25 [(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min})^2 / U_{CC} (U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})].$$

+ Đối với mạch ghép biến áp:

$$\eta = 50 [(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min}) / U_{CC} (U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})]^2.$$

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

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

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

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

Giải:

$$U_{CE\,Max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 12 = 24 \text{ V}$$

$$U_{CE\,Min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 12 = 0 \text{ V}$$

$$\eta = 25 [(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min})^2 / U_{CC} (U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})].$$

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

a) $U_{CE\,Max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 6 = 18 \text{ V}$

$$U_{CE\,Min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 6 = 6 \text{ V}$$

$$\eta = 25 [(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min})^2 / U_{CC} (U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})]$$

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

b) $U_{CE\,Max} = U_{CE} + U_p = 18 + 6 = 24 \text{ V}$

$$U_{CE\,Min} = U_{CE} - U_p = 18 - 6 = 12 \text{ V}$$

$$\eta = 25 [(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min})^2 / U_{CC} (U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})]$$

$$= 25\,[(24 - 12)^2/24.(24 + 12)] = 4{,}17\%$$

Ví dụ 5: Tính hiệu suất của một mạch khuếch đại ghép biến áp

Với $U_{CC} = 12V$ trong các trường hợp sau:

a) $U_{peak} = 12V$

b) $U_{peak} = 6V$

c) $U_{peak} = 2V$

Giải:

a)

$$U_{CE\,Max} = U_{CEQ} + U_{peak} = 12 + 12 = 24\,V$$

$$U_{CE\,Min} = U_{CEQ} - U_{peak} = 12 - 12 = 0\,V$$

$$\eta = 50\,[(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min})/U_{CC}\,(U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})]^2$$

$$= 50\,[(24 - 0)/24.(24 + 0)]^2. = 50\%$$

b)

$$U_{CE\,Max} = U_{CEQ} + U_{peak} = 12 + 6 = 18\,V$$

$$U_{CE\,Min} = U_{CEQ} - U_{peak} = 12 - 6 = 6\,V$$

$$\eta = 50\,[(U_{CE\,Max} - U_{CE\,Min})/U_{CC}\,(U_{CE\,Max} + U_{CE\,Min})]^2$$

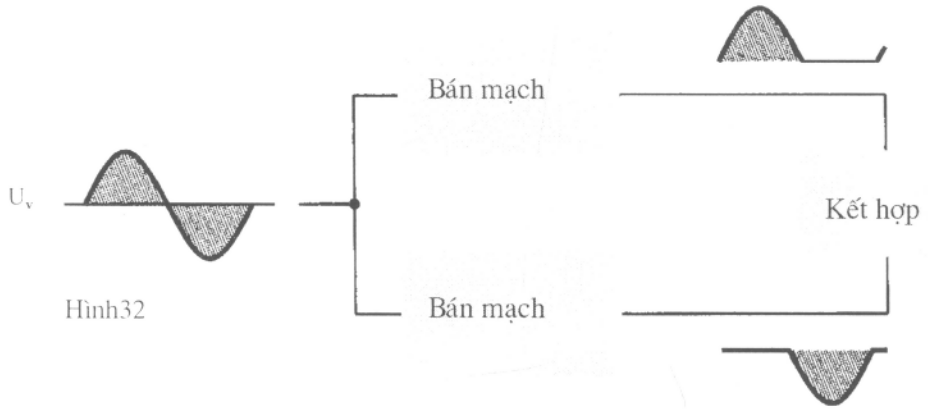
$$= 50\,[(14 - 10)/24.(14 + 10)]^2 = 1{,}39\%$$

Qua 2 ví dụ trên ta thấy mối tương quan giữa biên độ ra U_{peak} với điện áp nguồn U_{CC}. Khi $U_{peak} = U_{CC}$ thì hiệu suất đạt mức lớn nhất ($\eta = 50\%$). 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 tầng khuếch đại mino, tiền khuếch đại và đảo pha ...

3.3. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ B



Hình32

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, tải sau đó sẽ nhận được cả chu kỳ của tín hiệu đó.

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

3.3.1. Công suất và hiệu suất

Công suất vào DC (công suất nguồn cung cấp)

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

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

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

$$I_{avg} = 2I_{C(p)}/\pi \qquad (25)$$

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:

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

Những công suất trên tải R_L 1 transistor là:

$$P'_L = U_CI_C$$

nên: $P_{DC} = \dfrac{4P'_L}{\pi}$

Công suất trên tải R_L sẽ tính theo các giá trị sau:

$$P_{r(AC)} = U^2_{Lp\text{-}p}/8R_L = U^2_{Lp}/2R_L = U^2_{Lrms}/R_L$$

Hiệu suất:

$$\eta = P_r/P_v \cdot 100\% = \pi/4 \cdot 100\% = 78.5\%$$

Ví dụ 1.5:

Xác định công suất cung cấp, công suất ra và hiệu suất ở chế độ B trong trường hợp cho điện áp tín hiệu ra trên tải 16Ω là $\mathbf{20}_{L(p)\varphi}$ và U_{cc}= 30V

Giải:

Dòng đỉnh trên tải 16Ω :

$$I_p = U_p/R_L = 20/16 = 1.25A$$

Dòng chạy qua nguồn U_{cc}:

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

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:

$$P_{r(AC)} = U^2_{Lp}/2R_L = (20V)^2/\ (2.16) = 12.5W$$

Hiệu suất:

$$\eta = P_{r(AC)}/P_{V(DC)} \cdot 100\% = 12.5W/23.9W.100\% = 52.3\%$$

Công suất tổn hao trên 2 transistor và 1 transistor:

$$P_{2Q} = P_V - P_r \qquad P_Q = P_{2Q}/2$$

3.3.2. Giá trị cực đại

Ở chế độ B. khi $U_{1(p)} = U_{cc}$ thì công suất ra đạt giá trị cực đại.

$$P_{r(AC)max} = U^2_{cc}/2R_L \quad (30)$$

Dòng trung bình qua nguồn cung cấp

$$I_{DC} == \frac{2}{\pi} . I_p = \frac{2}{\pi} . \frac{U_{cc}}{R_L} \quad (31)$$

Công suất nguồn cung cấp cực đại

$$P_{V(DC)max} = U_{cc}I_{DC} = U_{cc} \frac{2}{\pi} . \frac{U_{cc}}{R_L} = 2U^2_{cc} / \pi R_L \quad (32)$$

Hiệu suất cực đại

$$\eta = P_{r(AC)}/P_{V(DC)} .100\% = (U^2_{cc}/R_L)/[U_{cc} . \frac{2}{\pi} . \frac{U_{cc}}{R_L}] . 100\%$$

$$= \frac{\pi}{4} .100\% = 78,54\%$$

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

$$P_{2Q\,max} = \frac{2}{\pi^2} . \frac{U^2_{CC}}{R_L} \quad (33)$$

Tải của 2 transistor trên cuộn sơ cấp biến áp:

$$R_{cc} = (2a)^2 R_L = 4a^2 R_L = 4R'_L \quad (34)$$

Ví dụ 6: **Xác định công suất cực đại ở chế độ B khi cho:**

$$U_{cc} = 30V, \text{ tải } R_L = 16\Omega$$

Giải:

$$P_{R(AC)max} = U^2_{cc}/2R_L = 28,125W$$

$$P_{VMax(DC)} = 2U^2_{cc} / \pi R_L = 35,81W$$

$$\eta_{Max} = \frac{P_{ra}}{P_v}.100\% = 78,54\%$$

$$P_{r\,Max} = P_{2\,max} / 2 = 5,7W$$

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

$$P_{r\,(AC)} = U^2_p/2R_L$$

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

$$\eta = P_{r\,(AC)}/P_{V(DC)}.100\% = 78,54\% U_p/U_{cc}\%$$

Ví dụ 8:

Xác định hiệu suất ở chế độ B, khi cho U_{cc} = 24V với điện áp đỉnh ở 2 trường hợp:

a) U_{p-p} = 22V

b) U_{p-p} = 6V

Giải:

a) = 78,54%(22V/24V) 100% = 72%

b) = 78,54%(6V/24V) 100% = 19,6%

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

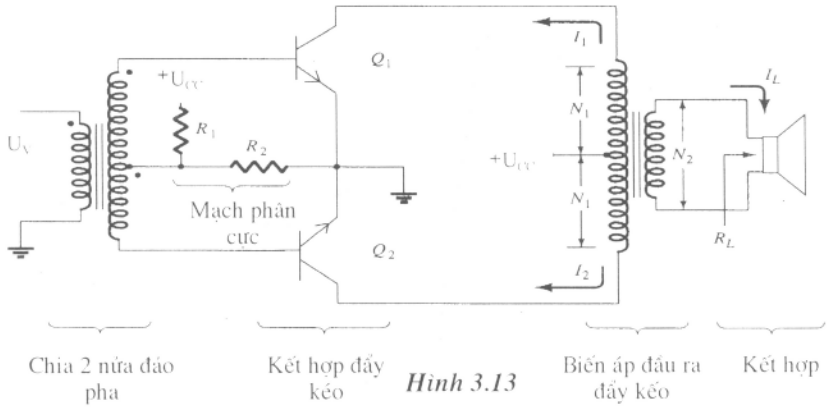
3.3.3 Các mạch khuếch đại chế độ B

Mạch điện khuếch đại chế độ B phải dùng ít nhất là 2 transistor có cùng cực tính hay khác cực tính (P hoặc N). Khi cần tầng công suất ra, ở mỗi tầng công suất cuối thường hay dùng 2 transistor ở mỗi vế, mắc kiểu Darlingtơn. 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.

3.3.3.1. Mạch đẩy kéo ghép biến áp **(hình 3.13)**

Ưu điểm của mạch này 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 2 vế khuếch đại không được cân bằng.

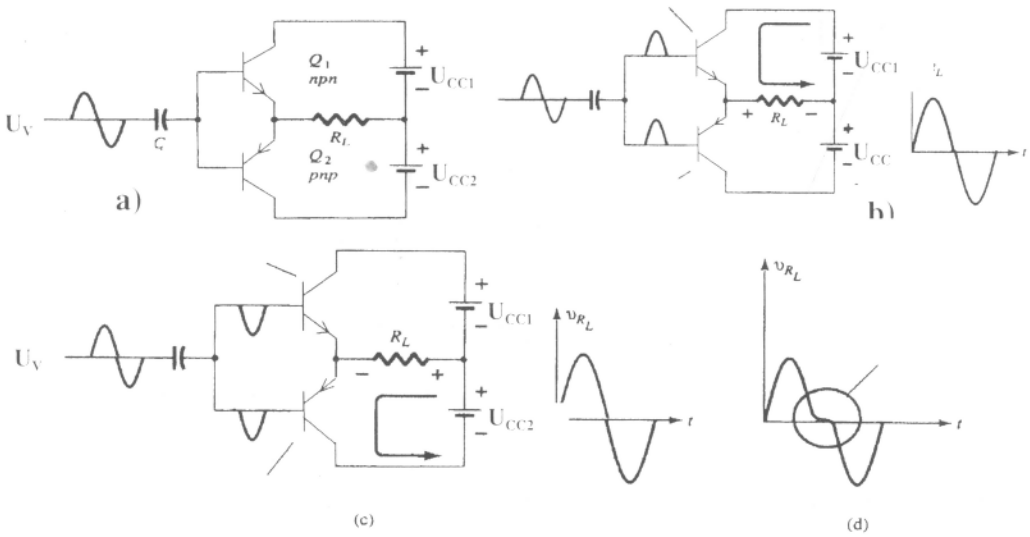


Hình 3.13

Như mạch ***hình 3.13*** đã chỉ rõ, ở nửa chu kỳ dương của tín hiệu đầu vào, Q_1 phân cực nghịch nên không dẫn, Q_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 Q_1, Q_2 đều tắt, sẽ không có dòng nguồn U_{CC} chạy qua biến áp mà chỉ có dòng ngược I_{CE} rất nhỏ chảy qua.

Tại thời điểm chuyển tiếp giữa quá trình dẫn ngắt của Q_1 và Q_2 sẽ gây nên hiện tượng méo dạng sóng, gọi là méo dạng xuyên tâm.

3.3.3.2. Mạch bù đối xứng



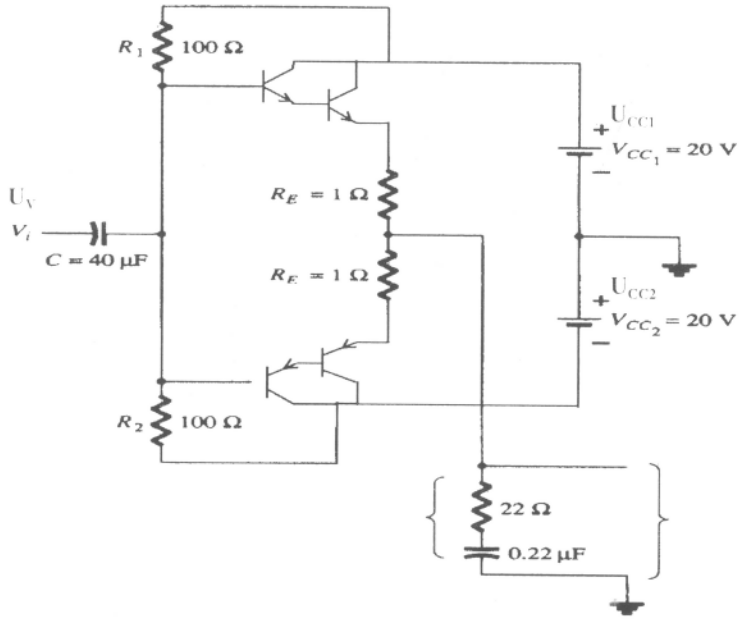
Dùng các transistor (khác cực tính) mắc như ***hình 3.14a***, 2 transistor sẽ làm việc thay phiên trong hai nửa chu kỳ cung cấp dòng ra trên tải. Hai nửa tín hiệu ra sẽ được tổng hợp thành tín hiệu hoàn chỉnh trên tải. Ở ***hình 3.14b*** là transistor npn làm việc, npn tắt, còn ***hình 3.14c*** mô tả ở bán kỳ âm của tín hiệu vào, khi này npn tắt, còn npn 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 3.14d)***. Đây là sự gẫy 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 tầng kích thích cho tầng công suất cuối chế độ B.

Một dạng mạch đẩy kéo dùng các transistor bù được trình bày ở ***hình 3.15***. 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.

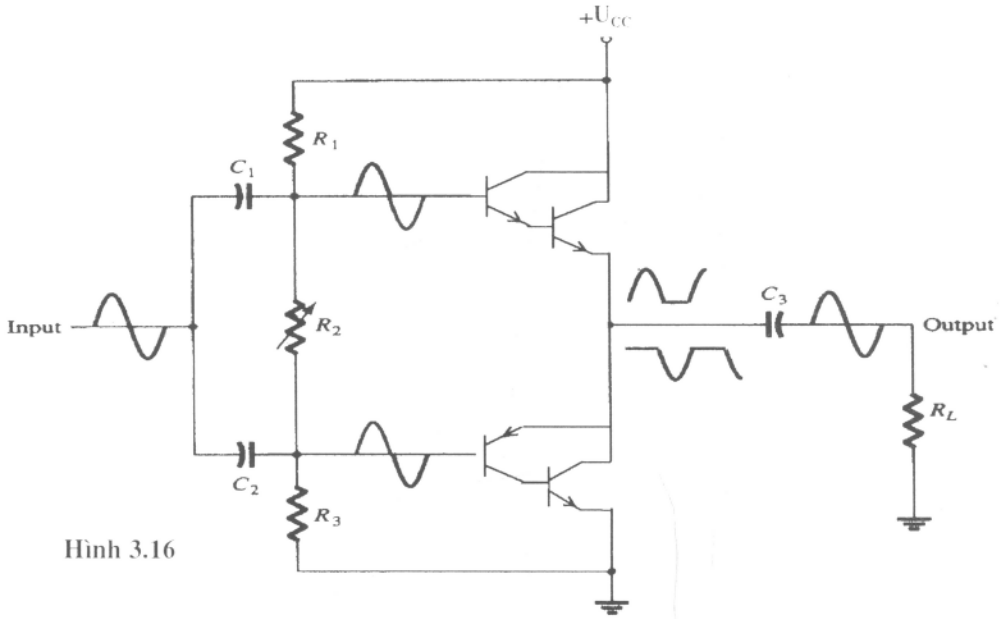
Mạch giả bù được cải tiến từ mạch bù đối xứng để đơn giản bớt công nghệ chế tạo vi mạch. Mạch này dùng 2 cặp transistor ở một vế thì cùng tính, còn vế kia thì khác tính.

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



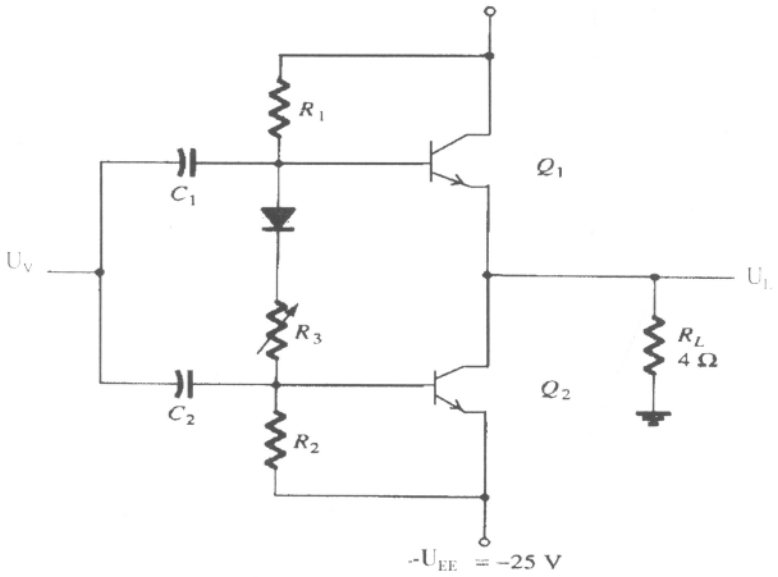
Hình 3.15

c) Mạch đẩy kéo giả bù



Hình 3.16

Ví dụ 9:



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

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

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

b) Xác định công suất tiêu tán cực đại cho phép ở mỗi transistor.

Giải:

a) Giá trị đỉnh của điện áp vào:

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

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 = 1) thì $U_{L(p)} = 17$.

Công suất ra trên tải:

$$P_{r(AC)} = U^2_{L(p)} / 2.R_L = 17^2 / 2.4 = 36{,}125\ W$$

$$I_{L(p)} = U_{L(p)} / R_L = 17/4 = 4{,}25\ A$$

Dòng DC chạy qua nguồn lưỡng cực:

$$I_{DC} = 2.I_{L(p)} / \pi = 2.\ 4{,}25 / \Pi = 2{,}71\ A$$

Công suất cung cấp dòng:

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

Hiệu suất (với $U_V = 12V_{rms}$):

$$\eta = (\ P_{RL}/P_v\ ).\ 100\% = (36{,}125 / 67{,}75).100\% = 53{,}3\%$$

Công suất tiêu tán trên mỗi transistor:

$$P_Q = P_{2Q} / 2 = (P_V - P_{rA})/2 = (67{,}75 - 36{,}125)/2 = 15.8\ W$$

b) Nếu điện áp vào tăng bằng điện áp U_{CC}, $U_V = 25.U_{peak}$ ($U_V = 17{,}68\ V_{rms}$) thì $U_{L(p)} = U_{CC} = 25\ V$

suy ra:

$$P_{r\,Max} = U^2_{CC} /2.R_L = 25^2/ 2.4 = 78{,}125\ W$$

$$P_{V\,Max} = (2/\Pi\ ).(U^2_{CC} /R_L\ ) = (2/\ \pi)\ .\ (25^2\ /4) = 99{,}47\ W$$

$$\eta_{Max} = (\ P_r/P_V\ ).\ 100\% = (78{,}125\ /\ 99{,}47).100\%$$

$$= 78{,}54\%$$

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

$$P_Q = P_{2Q}/2 = (P_1 - P_V)/2 = (99,47 - 78,125)/2 = 10,67 \text{ W}$$

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

$$P_{2QMax} = (2/\pi^2).(U^2_{CC}/R_L) = (2/\pi^2).(25^2/4) = 31,66 \text{ W}$$

$$P_Q = P_{2Q}/2 = 31,66/2 = 15,83 \text{ W}$$

3.4 MÉO TRONG TẦNG KHUẾCH ĐẠI

Một tín hiệu hàm số sin thuần tuý 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 1 chu kỳ thì được coi là bị méo. Bộ khuếch đại lý tưởng có thể khuếch đại một tín hiệu hàm sin thuần tuý để đưa ra tín hiệu lớn hơn, dạng sóng trở thành tín hiệu sin 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: 1 tín hiệu có điện áp ứng gốc tần số là 1000Hz sau khi bị méo, nó có thành phần tần số là 1000Hz 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 2 kHz được gọi là sóng hài bậc 2, và 3 KHz là sóng hài bậc 3 ... Tần số cơ bản không được gọi là sóng hài. Furiê đã không thừa nhận tần số sóng hài phân số, chỉ thừa nhận bội nguyên của quy tắc cơ bản.

3.4.1 Méo hài

Một tín hiệu được gọi là có độ méo hài khi 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:

$$\%n \text{ (méo hài bậc n)} = \% D_n = (|A_n| / |A_1|).100\% \quad (35)$$

Thành phần cơ bản thì thường lớn hơn bất kỳ thành phần hài nào.

Ví dụ: Tính thành phần méo hài cho một tín hiệu đầu ra có biên độ gốc là 2,5V, biên độ hài bậc 2 là 0,25V, biên độ hài bậc 3 là 0,1V và biên độ hài bậc 4 là 0,05V.

Giải:

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

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

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

3.4.2 Méo hài tổng

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

$$\% \text{ THD} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + ...}\ .\ 100\% \qquad (36)$$

(THD là méo hài tổng)

Một công cụ như máy phân tích quang phổ thừa nhận sự đo lường của sóng hài trong tín hiệu bằng cách đưa ra thành phần cơ bản của tín hiệu và 1 số lượng các hài của nó trên màn hình. Tương tự như vậy, 1 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.

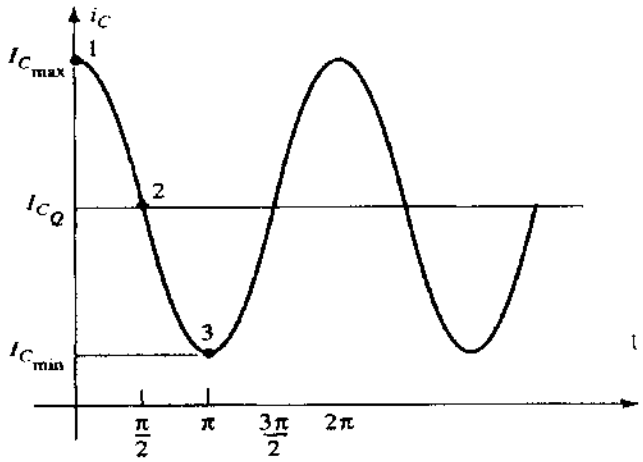
Trong bất kỳ trường hợp nào, kỹ thuật coi 1 tín hiệu méo bất kỳ nào cũng chứa 1 thành phần cơ sở và cá thành phần hài là tiện dụng và hữa ích, trong đó thành phần hài bậc hai là lớn nhất. Vì vậy, mặc dù tín hiệu méo về lý thuyết là chứa tất cả các thành phần hài từ bậc 2 trở lên, thành phần quan trọng nhất trên phương diện độ méo ở các chế độ ở trên chính là méo hài bậc 2.

3.4.3 Méo hài bậc 2

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

$$I_C \cong I_{CQ} + I_0 + I_{1\cos\omega t} + I_{2\cos\omega t} \qquad (37)$$

Dạng sóng hiện thời chứa đựng dòng điện tĩnh I_C xuất hiện ở tín hiệu đầu vào 0, một dòng điện 1 chiều I_0 căn cứ vào độ trung bình nonzero của tín hiệu méo, thành phần cơ bản của tín hiệu xoay chiều cơ bản, 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:



Hình 3.18

+ 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:

$$I_0 = I_2 = (I_{Cmax} + I_{Cmin} - 2I_{C0})/4$$

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

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

$$D_2 = |I_2/I_1|.100\% \qquad (38)$$

Thay I_1, I_2 vào:

$$D_2 = |1/2.(I_{Cmax} + I_{Cmin}) - I_{CQ}/(I_{Cmax} - I_{Cmin})|.100\% \qquad (39)$$

3.4.4 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 đến cho điện trở tải R_C theo thành phần cơ bản của tín hiệu méo là:

$$P_1 = I^2_1.R.C/2 \quad (40)$$

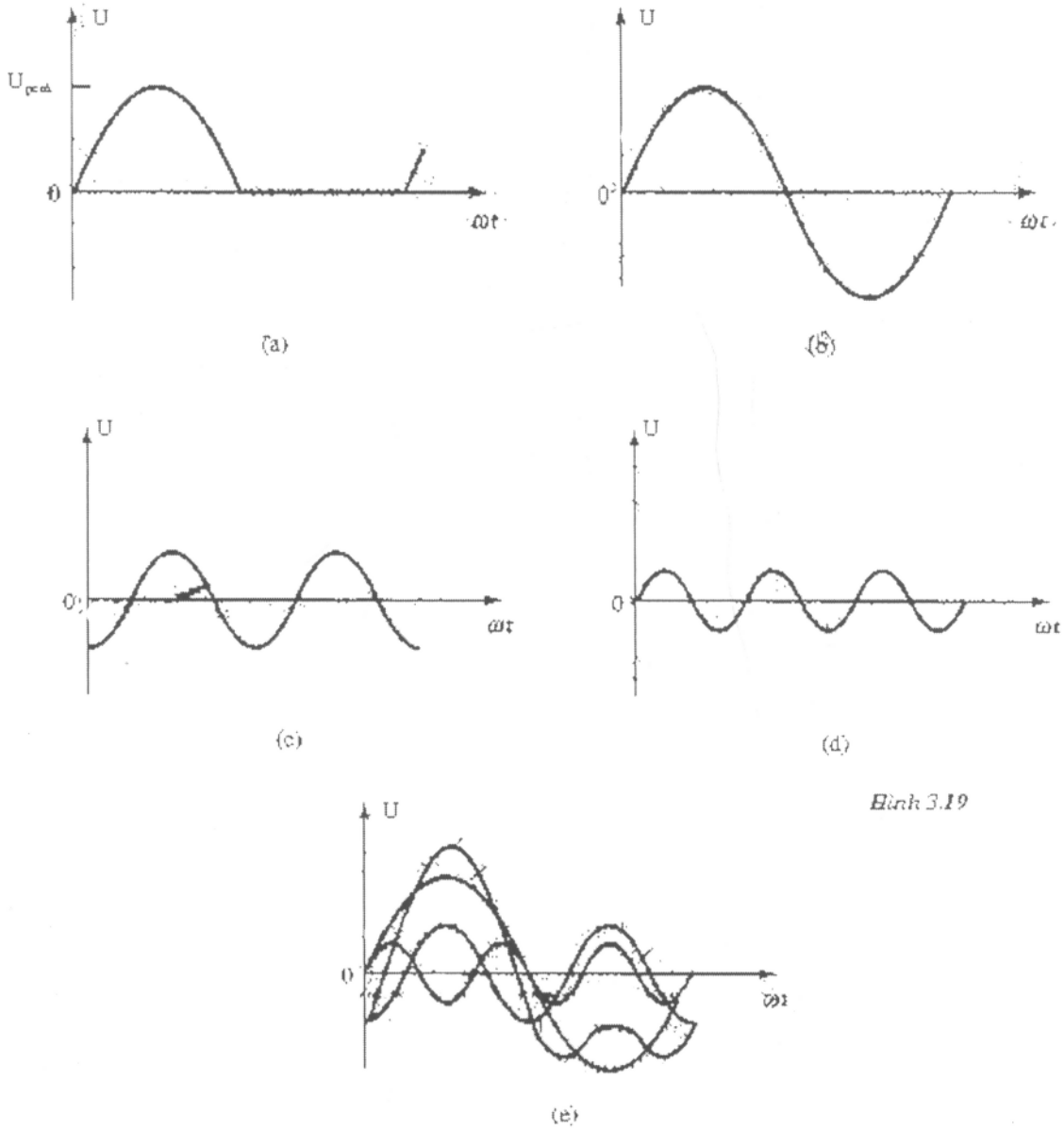
Công suất tổng:

$$P = (I^2_1 + I^2_2 + I^2_3 + \ldots).R.C/2 \quad (41)$$

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

$$P = (1 + D^2_2 + D^2_3 + \ldots).I^2_1 . RC/2 = (1 + THD^2).P_1 \quad (42)$$

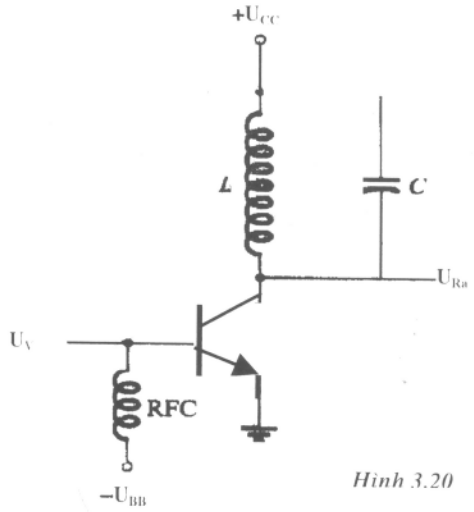
Một dạng sóng méo như xuất hiện ở chế độ B có thể được thể hiện bằng cách sử dụng phân tích của Furiê như một nguyên tắc cơ bản với các thành phần hài. ***Hình 3.19a*** chỉ ra nửa chu kỳ dương của tầng khuếch đại chế độ B. Thành phần cơ bản của tín hiệu méo có thể đạt được như ở ***hình 3.19b***.Thành phần hài bậc 2 và 3 được chỉ ra ở ***hình 3.19c*** và **d**. Sử dụng kỹ thuật Furiê, dạng sóng méo có thể được tạo ra bằng cách thêm vào những thành phần hài và cơ bản như ***hình 3.19e***. Nói chung, bất kỳ dạng sóng tuần hoàn nào cũng có thể được biểu diễn bằng cách thêm thành phần cơ bản và tất cả các thành phần hài,mỗi biên độ khác nhau ở mỗi góc pha khác nhau.



Hình 3.19

3.5. 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 vì có hiệu suất cao. Các mạch khuếch đại chế độ C lại ít được sử dụng trong khuếch đại âm thanh mà chỉ dùng trong các mạch khuếch đại cao tần để chọn lọc sóng hài mong muốn.



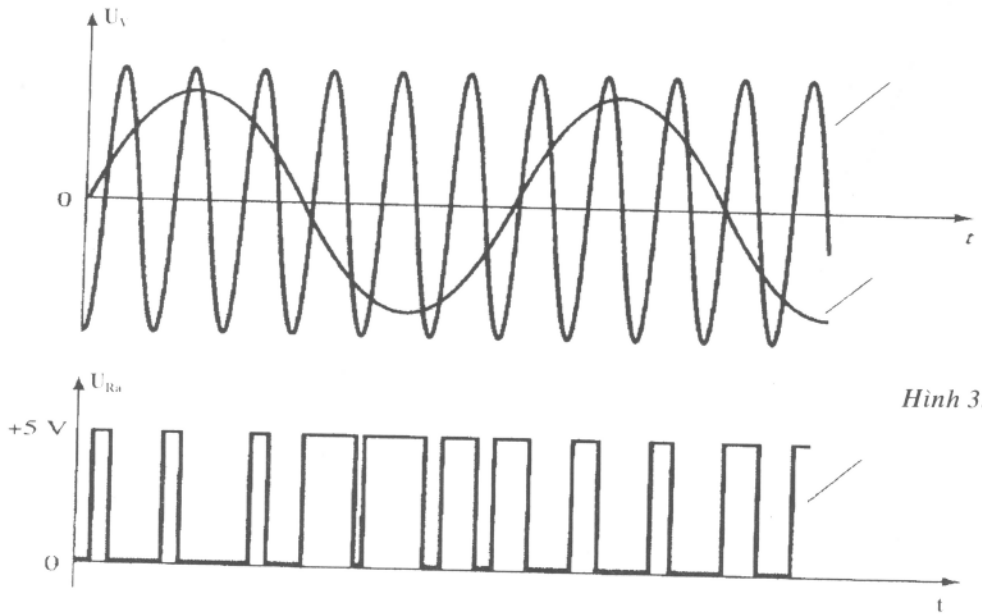
Hình 3.20

3.5.1 Khuếch đại chế độ C:

Một mạch khuếch đại chế độ C như ***hình 5.1***, hoạt động trong khoảng dưới 1/2 chu kỳ tín hiệu vào. Dạng tín hiệu ở ngõ 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 ngõ ra. Hoạt động của loại khuếch đại này dẫu sao cũng chỉ có giới hạn , như ở tầng trộn tần chẳng hạn.

3.5.2 Khuếch đại chế độ D:

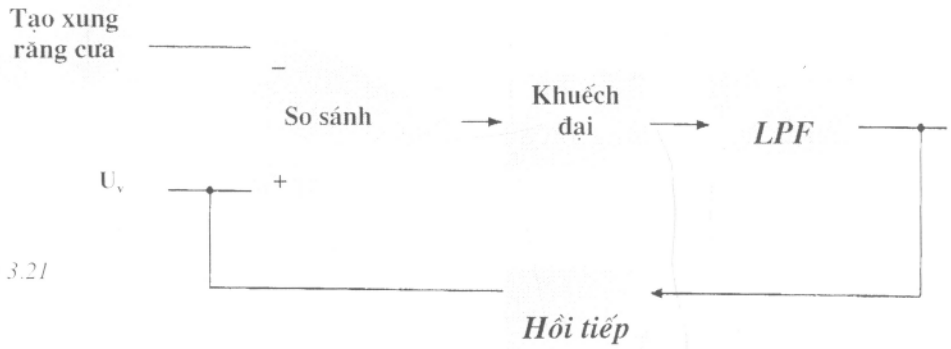
Khuếch đại chế độ D được thiết kế để làm việc với các tín hiệu xung hoặc số . Với hiệu suất trên 90% của nó sẽ làm tăng thêm hiệu quả trong khuếch đại công suất . Người ta thường chuyển tín hiệu đầu vào bất kỳ thành dạng xung trước khi sử dụng nó để truyền một lượng tải công suất lớn và sẽ chuyển ngược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



Hình 3.21

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

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



Hình 3.21

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

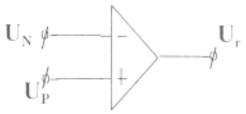
CHƯƠNG 4
KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

4.1.GIỚI THIỆU

4.1.1. 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 ...

Ký hiệu của OA cho trên hình 4.1



Hình 1: Ký hiệu OA

OA khuếch đại hiệu điện áp $U_d = U_P - U_N$

với hệ số khuếch đại $\mathbf{K_d}$

Do đó: $U_r = K_dU_d = K_d(U_p - U_N)$

Nếu $U_N = 0$ thì $U_r = K_dU_P$ nên Ur 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 $U_r = - K_dU_N$ nên U_r ngược pha với tín hiệu vào U_N, vì vậy đầu vào N (Nagative) được gọi là đầu vào đảo và ký hiệu bởi dấu (-).

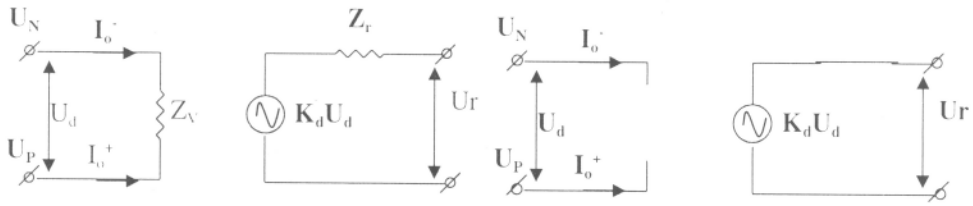
Ngoài ra OA còn có hai chân để cấp nguồn đối xứng, các chân bù điện áp, bù tần số...

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 4.2b 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_V cỡ hàng trăm KΩ tới hàng MΩ, Z_r cỡ hàng Ohm tới hàng vài chục Ohm, K_d khoảng từ vài trăm tới hàng triệu lần.



Hình 2: (a)Sơ đồ tương tương OA . (b) Sơ đồ tương đương OA lý tưởng

4.1.2. 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 $K_c = 0$.

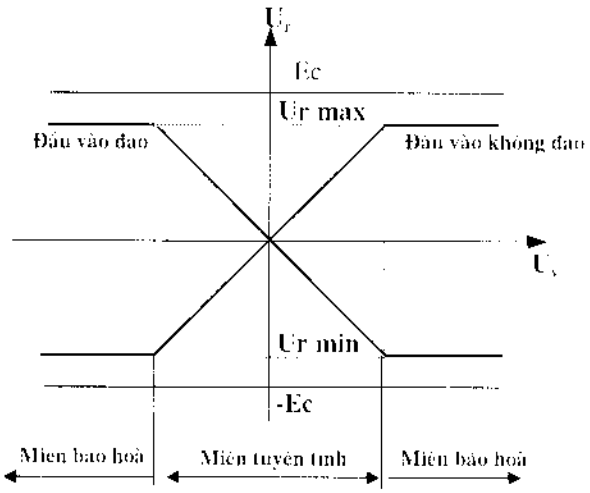
Để đánh giá khả năng làm việc của OA thực so với OA lý tưởng người ta dùng hệ số nén đồng pha CMRR (Common Mode Rejection Ratio).

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c}$$

Giá trị CMRR càng lớn thì OA càng gần với OA lý tưởng, thường CMRR = $10^3 - 10^5$.

4.1.3. Đặc tuyến truyền đạt

Đặc tuyến quan trọng nhất của OA là đặc tuyến truyền đạt (hình 4.3), theo đặc tuyến này, U_r chỉ tỷ lệ với U_v trong dải điện áp ($U_{rmin} - U_{rmax}$) 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 Ur_{min}, Ur_{max} gọi là điện áp bão hoà, giá trị điện áp này không phụ thuộc vào điện áp vào và gần bằng trị số nguồn cung cấp (điện áp bão hoà này thường thấp hơn trị số nguồn từ 1V đến 3 V về giá trị)



Hình 4.3: Đặc tuyến đạt của OA

4.1.4. Dòng vào tĩnh, điện áp vào lệch không

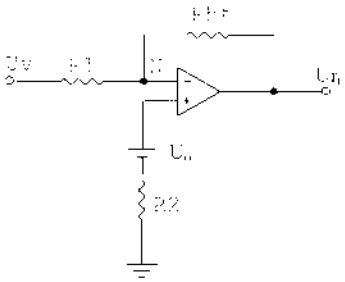
Dòng vào tĩnh là trị trung bình của dòng vào đầu vào đảo và đầu vào không đảo.

$$\frac{I^+_0 + I^-_0}{2}$$

Dòng vào lệch không là hiệu dòng vào tĩnh ở hai đầu vào $I_0 = I^+_0 - I^-_0$

Thông thường $I_0 = 0,1 I_t$

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 4.4: Điện áp lệch không

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 $U_r = 0$

$$U_0 = U_P - U_N \quad \text{khi } Ur = 0$$

Điện áp lệch không U_0 sẽ bù tới đầu ra một điện áp Ur_0

$$Ur_0 = K_d U_d = K_d (U_P - U_N)$$

Theo hình 4.4 ta có thể tính được:

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_{r0}$$

$$U_P = U_0$$

Do đó:

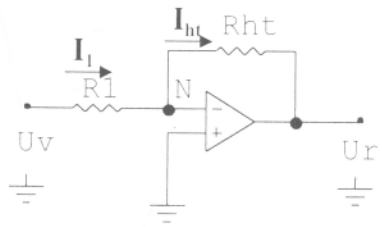
$$U_{r_0} = K_d (U_0 - \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_{r0})$$

Từ đó ta rút ra được : $$Ur_0 = U_0 \frac{K_d}{1 + K_d (\frac{R_1}{R_1 + R_{ht}})} \approx U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}}$$

4.2.CÁC ỨNG DỤNG CỦA OA

4.2.1.Bộ khuếch đại đảo

Bộ khuếch đại đảo cho trên hình 4.5, có thực hiện hồi tiếp âm song song điện áp qua R_{ht}.



Hình 4.5: Bộ khuếch đại đảo

Nếu coi OA lý tưởng, dòng vào OA, $I_0 = 0$

Tại nút N ta có:

$$I_1 = I_{ht}$$

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_{ht}}$$

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:

$$\frac{U_v}{R_1} = -\frac{Ur}{R_{ht}}$$

Hệ số khuếch đại điện áp : $$K_u = \frac{Ur}{Uv} = -\frac{R_{ht}}{R_1}$$

Dấu (-) thể hiện tín hiệu ra ngược pha với tín hiệu vào.

Nếu $R_{ht} = R_1$ thì $K_u = -1$, sơ đồ hình 3 có tính chất lặp lại đảo tín hiệu.

Nếu $R_3 = 0$, từ phương trình $I_1 = I_{ht}$, ta có

$I_1 = -\frac{Ur}{R_{ht}}$ hay $Ur = -I_1 R_{ht}$, tức là điện áp ra tỷ lệ với dòng điện vào. Đây chính là mạch biến đổi dòng thành áp.

Trở kháng vào : $Z_v = \frac{U_v}{I_1} = \frac{U_v}{\frac{U_v}{R_1}} = R_1$

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 4.6.

Bằng cách tính tương tự như trên ta có

$$\frac{U_v}{R_1} = -\frac{U_3}{R_{ht}}$$

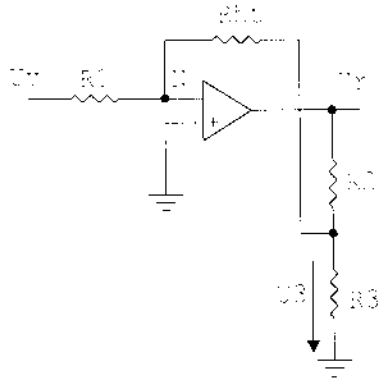
Mặt khác:

$$U_3 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_r$$

(công thức phân áp)

Vì vậy:

$$U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) U_v$$



Hình 4. 6: Khuếch đại đảo có trở kháng vào lớn

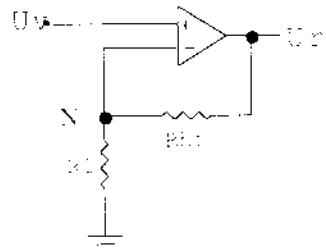
Trị số hệ số khuếch đại: $K_u = \frac{R_{ht}}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$

Nếu ta chọn $R_1 = R_2$, thì K_u chỉ phụ thuộc vào tỷ số R_{ht}/R_3, có thể tăng tỷ số này tuỳ ý mà không ảnh hưởng đến trở kháng vào của mạch.

Ví dụ 4.1: Cho bộ khuếch đại như hình 4.5, với $R_1 = 100K\Omega$, $R_{ht} = 500K\Omega$. Tính điện áp đầu ra khi tín hiệu vào là 2V.

Giải: Ta có:

$$U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1} U_v = -\frac{500k\Omega}{100k\Omega} 2V = -10V$$



Hình 4.7: Bộ khuếch đại không đảo

4.2.2.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, như sơ đồ hình 4.7

Vì $U_N = U_P$. Trong trường hợp này $U_P = U_V$ nên $U_N = U_V$

Mặt khác ta có:

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_r \text{ (theo công thức phân áp)}$$

Vì vậy: $$U_v = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_r$$

Hệ số khuếch đại: $$K_u = \frac{U_r}{U_v} = 1 + \frac{R_{ht}}{R_1}$$

Khi $R_1 \to \infty$, $R_{ht} \to 0$ thì $K_u = 1$, sơ đồ hình 4.7 trở thành bộ lặp lại điện áp.

Ví dụ 4.2: Cho mạch khuếch đại không đảo như hình 4.7 với $R_1 = 100K\Omega$, $R_{ht} = 500K\Omega$, $U_v = 2V$. Tính điện áp ra.

Giải

Điện áp ra được tính theo công thức:

$$U_r = \left(1 + \frac{R_{ht}}{R_1}\right) U_v = \left(1 + \frac{500k\Omega}{100k\Omega}\right) 2V = 12V$$

4.2.3. Mạch cộng

4.2.3.1. Mạch cộng đảo

Sơ đồ mạch cộng đảo như hình 4.8

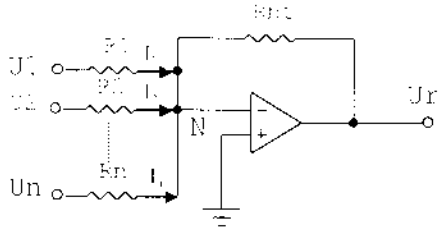
$$I_1 + I_2 + \ldots + I_n = I_{ht}$$

$$\frac{U_1 - U_N}{R_1} + \frac{U_2 - U_N}{R_2} + \ldots + \frac{U_n - U_N}{R_n} = \frac{U_N - Ur}{R_{ht}}$$

$U_N = 0$ nên:

$$U_r = -\left(\frac{R_{ht}}{R_1} U_1 + \frac{R_{ht}}{R_1} U_2 + \ldots + \frac{R_{ht}}{Rn} U_n\right)$$

hay $U_r = -\sum_{i=1}^{n} \alpha_i U_i$ với $\alpha_i = \frac{R_{ht}}{R_i}$



Hình 8: Mạch cộng đảo

4.2.3.2.Mạch cộng không đảo

Sơ đồ mạch cộng khuếch đại không đảo như hình 4.9

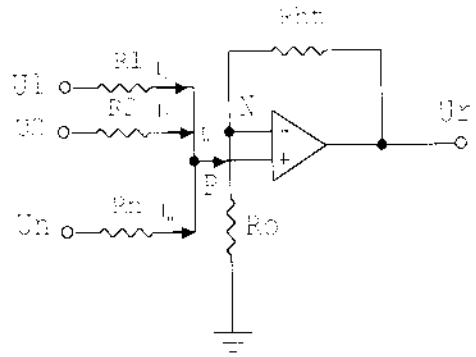
Tại nút N: $$U_N = \frac{R_0}{R_0 + R_{ht}} Ur$$

Tại nút P: $I_p = 0$ nên

$$I_1 + I_2 + \ldots + I_n = 0$$

$$\frac{U_1 - U_P}{R_1} + \frac{U_2 - U_P}{R_2} + \ldots + \frac{U_n - U_P}{R_n} = 0$$

$$U_P\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots + \frac{1}{R_n}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n}$$



Hình4. 9: Mạch cộng không đảo

Thay $U_N = U_P$ ta có:

$$\frac{R_0}{R_0 + R_{ht}} Ur\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots + \frac{1}{R_n}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n}$$

Nếu chọn: $R_1 = R_2 = \ldots = R_n = R$ thì:

$$Ur = \frac{R_0 + R_{ht}}{n\,R_0}\sum_{i=1}^{n} U_i$$

Ví dụ4.3: Cho mạch điện như hình 4. 10

$R_{ht} = 1M\Omega$ biết:

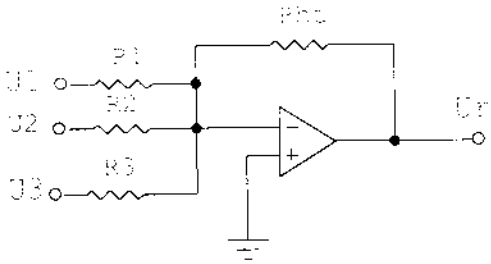
a/ $U_1 = 1V$, $U_2 = 2$ V, $U_3 = 3V$, $R_1 = 500K\Omega$,

$R_2 = 1M\Omega$, $R_3 = 1M\Omega$

b/ $U_1 = -2V$, $U_2 = 3$ V, $U_3 = 1V$, $R_1 = 200k\Omega$,

$R_2 = 500k\Omega$, $R_3 = 1M\Omega$

Tính U_r trong hai trường hợp đó.



Hình 4. 10

Giải:

Đây là mạch cộng đảo nên ta có:

$$a.\ U_r = -\left(\frac{R_{ht}}{R_1}U_1 + \frac{R_{ht}}{R_1}U_2 + \frac{R_{ht}}{R_3}U_3\right) = -\left(\frac{1000}{500}1 + \frac{1000}{1000}2 + \frac{1000}{1000}3\right) = -7V$$

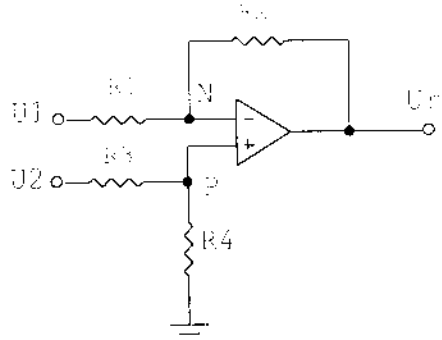
$$b.\ U_r = -\left(\frac{R_{ht}}{R_1}U_1 + \frac{R_{ht}}{R_1}U_2 + \frac{R_{ht}}{R_3}U_3\right) = -\left(\frac{1000}{200}(-2) + \frac{1000}{500}3 + \frac{1000}{1000}1\right) = 3V$$

4.2.4. Mạch trừ

Sơ đồ mạch trừ được cho trên hình 4.11

Tại nút N:

$$\frac{U_1 - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_2}$$



Hình 11: Sơ đồ mạch trừ

$$U_N\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)=\frac{U_1}{R_1}+\frac{Ur}{R_2}$$

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 $R_2 = \alpha_1.R_1$, $R_4 = \alpha_2.\ R_3$ ta có:

$$U_r=\frac{1+\alpha_1}{1+\alpha_2}\alpha_2.U_2-\alpha_1U_1$$

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 trừ nhiều thành phần như hình 4. 12.

Để tính toán điện áp ra, ta xét dòng điện tại nút N và nút P

Tại nút N:

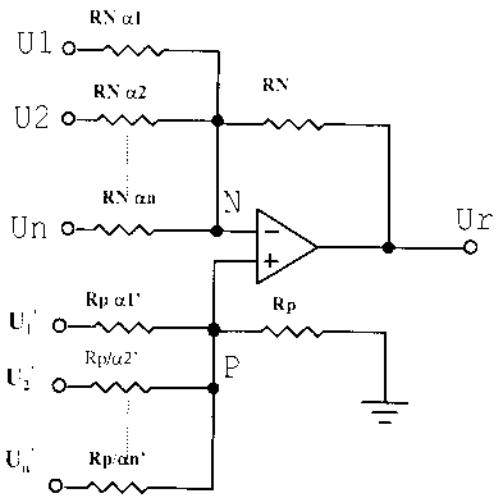
$$\sum_{i=1}^{n}\frac{U_i-U_N}{R_N/\alpha_i}+\frac{Ur-U_N}{R_N}=0$$

$$\sum_{i=1}^{n}\alpha_i(U_i-U_N)+Ur-U_N=0$$

$$\sum_{i=1}^{n}\alpha_iU_i+Ur-U_N\left(\sum_{i=1}^{n}\alpha_i+1\right)=0$$

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 12: Mạch trừ nhiều thành phần

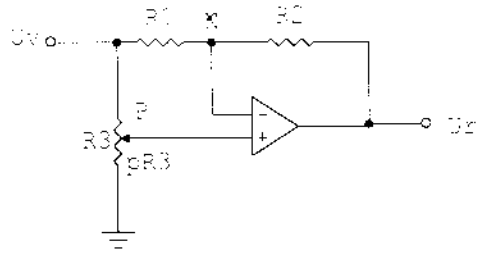
Thay $U_N = U_P$ ta sẽ tính được:

$$U_r = \frac{\sum_{i=1}^{m}\alpha_i U_i\left[1+\sum_{i=1}^{n}\alpha_i\right]}{1+\sum_{i=1}^{m}\alpha_i} - \sum_{i=1}^{n}\alpha_i U_i$$

4.2.5. Mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi

Sơ đồ mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi được cho trên hình 4.13

Tại nút N:



Hình 4.13: Mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_2}$$

$$U_N\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right) = \frac{U_1}{R_1}+\frac{U_r}{R_2}$$

Tại nút P:

$$U_P = \frac{pR_3}{R_3}U_v = pU_v \text{ (với } 0 \le p \le 1 \text{)}$$

Thay $U_N = U_P$ và nếu chọn $R_1 = R_2 = R$ ta có:

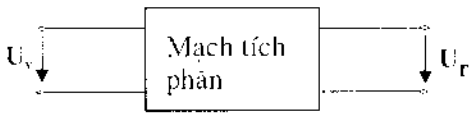
$U_r = (2p - 1)U_V$

Khi thay đổi vị trí chiết áp R_3 ta có cực tính của điện áp ra thay đổi. Nếu p = 1/ 2 thì $U_r = 0$.

4.2.6. Mạch tích phân

Mạch tích phân là một mạng bốn cực, trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với tích phân tín hiệu đầu vào.

$$U_r = k\int_0^t U_v dt$$



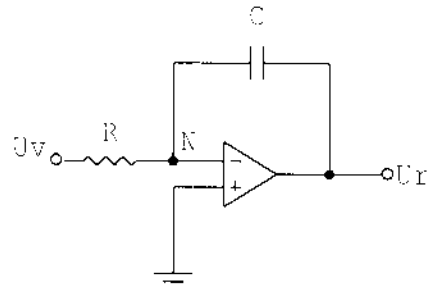
Người ta có thể dùng OA để làm tích phân như hình 4.14.

Thật vậy:

Tại nút N: $i_r = i_c$

$$i_r = \frac{U_v - U_N}{R}$$

$$i_C = C\frac{dU_C}{dt} = C\frac{d(U_N - U_r)}{dt}$$



Hình4. 14: Mạch tích phân

Thay $i_r = i_C$, và $U_N = 0$ ta được:

$$\frac{U_v}{R} = -C\frac{dU_r}{dt}$$

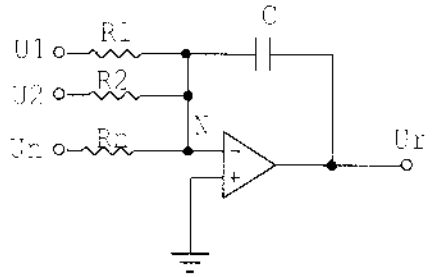
$$U_r = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_v dt + U_{r0}$$

U_{r0} là điện áp trên tụ C tại thời điểm t = 0, thông thường $U_{r0} = 0$, khi t = 0. Vì vậy:

Với $\tau = RC$ được gọi là hằng số tích phân.

$$Ur = -\frac{1}{RC}\int_0^t Uvdt = -\frac{1}{\tau}\int_0^t Uvdt$$

Khi muốn cộng hoặc trừ các tích phân, người ta dùng mạch tích phân tổng và tích phân hiệu như hình 4.15 và 4.16.



Hình 4.15: Mạch tích phân tổng

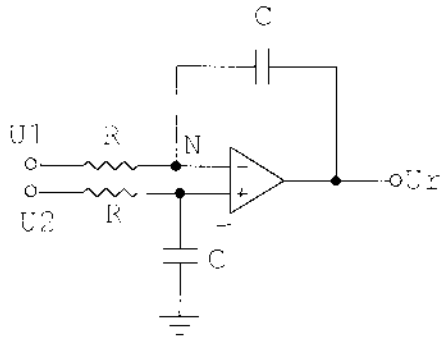
Bằng cách tính tương tự như mạch cộng, mạch trừ và mạch tích phân ta có thể tính được:

Với mạch tích phân tổng:

$$Ur = \int_0^t \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n}\right)dt$$

Với mạch tích phân hiệu:

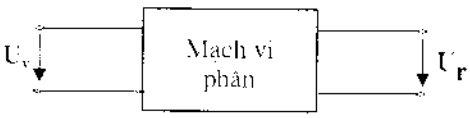
$$Ur = \frac{1}{RC}\int_0^t (U_2 - U_1)dt$$



Hình 4.16: Mạch tích phân hiệu

4.2.7. Mạch vi phân

Mạch vi phân là một mạng bốn cực, trong đó tín hiệu ra tỷ lệ với vi phân tín hiệu đầu vào.



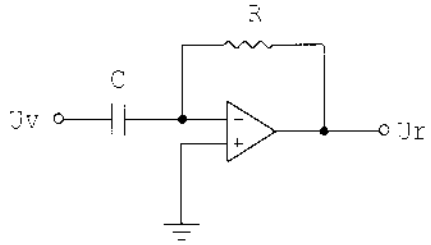
$$U_r = k\frac{dU_v}{dt}$$

Sơ đồ mạch vi phân dùng OA được cho trên hình 4.17.

Tính toán tương tự mạch tích phân ta có:

$$U_r = -RC\frac{dU_v}{dt} = -\tau\frac{dUv}{dt}$$

Với $\tau = RC$ được gọi là hằng số vi phân.



Hình 4.17: Mạch vi phân

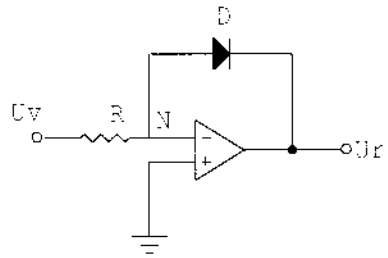
Khi tín hiệu vào là hình sin, mạch vi phân làm việc như một bộ lọc tần cao, hệ số khuếch đại của nó tỷ lệ thuận với tần số tín hiệu vào và làm quay pha tín hiệu vào một góc 90^0. Thường mạch vi phân làm việc kém ổn định ở tần cao vì khi đó $Z_t = \frac{1}{\omega C} \to 0$ làm hệ số hồi tiếp âm giảm.

4.2.8. Mạch logarit

Sơ đồ mạch logarit được cho trên hình 4.18.

Tại nút N: $I_R = I_D$

$$I_R = \frac{U_v - U_N}{R}$$



Hình 4.18: Mạch logarit

Ta đã biết, dòng qua diode được tính theo công thức:

$$I_D = I_S \exp(\frac{U_{ak}}{mU_T})$$

Trong đó:

I_S: dòng ngược tĩnh

U_T: điện thế nhiệt, U_T =KT/q với K = $1{,}38.10^{-23}$ J/K (hằng số Boltzman)

q = $1{,}6.10^{-19}$ C, ở T= 300^0K thì U_T = 25,5mV.

m: hệ số điều chỉnh giữa lý thuyết và thực tế .

U_{ak}: điện áp trên diode. Trong trường hợp này $U_{ak} = U_N - Ur$

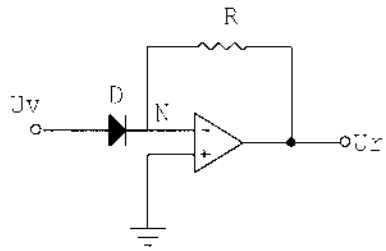
Thay $I_R = I_D$, với $U_N = 0$ ta có:

$$\frac{U_v}{R} = I_S \exp(\frac{-U_r}{mU_T})$$

$$U_r = -mU_T \ln\frac{U_v}{I_S R}$$

4.2.9. Mạch đối loga

Sơ đồ mạch đối loga được cho trên hình 4.19.

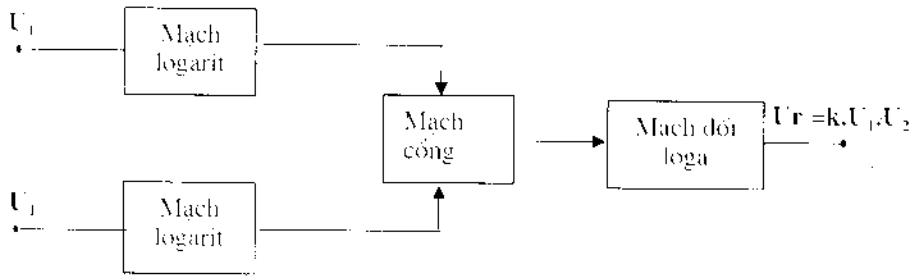


Hình 4. 19: Mạch đối loga

Tính toán tương tự như mạch logarit ta tính được:

$$U_r = -RI_S \exp\frac{U_v}{mU_T}$$

Có thể kết hợp giữa mạch logarit, mạch đối loga và mạch cộng để tạo thành mạch nhân tương tự như sơ đồ khối hình 4.20.



Hình 4.20: *Sơ đồ khối bộ nhân tương tự*

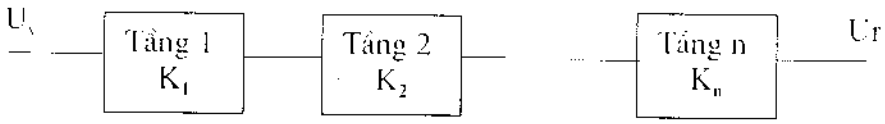
4.2.PHẦN BÀI TẬP

4.2.1. 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.

<u>*Chú ý:*</u> Khi gặp bài toán ghép nhiều tầng thì ta xét riêng từng tầng với quy tắc nêu trên.



Hệ số khuếch đại toàn mạch:

$K = U_r/U_s = K_1.K_2...K_n$

Trong đó: K_1 , K_2, ... ,K_n lần lượt là hệ số khuếch đại của các tầng 1,2,...n.

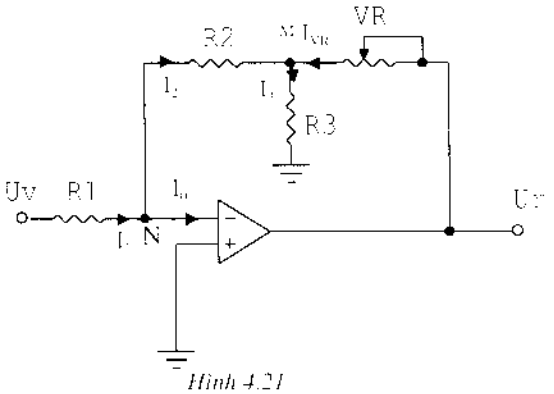
<u>*Bài tập 1:*</u>

Cho mạch điện như hình 21

Cho: R_1 =20kΩ, R_2 = 250kΩ, R_3 = 25 kΩ, VR = 1MΩ, Ec = ± 9V, Uv = 20mV, Coi OA lý tưởng

a/ Thiết lập công thức tính hệ số khuếch đại của mạch (K_U)

b/ Xác định khoảng giá trị của VR để tín hiệu ra không bị méo dạng (giả thiết $|Ur_{max}|$ = 0,9 Ec).



Hình 4.21

Giải

a/ Tại nút N: $I_1 = I_2 + I_0$

Từ giả thiết OA lý tưởng nên $I_0 = 0$ do đó:

$$I_1 = I_2$$

Với: $I_1 = \dfrac{U_v - U_N}{R_1}$, $\quad I_2 = \dfrac{U_N - U_M}{R_2}$

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: $\quad I_2 + I_{VR} = I_3$

$$\frac{-U_M}{R_2} + \frac{Ur - U_M}{VR} = \frac{U_M}{R_3}$$

$$\frac{U_r}{VR} = U_M\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR}\right) \quad (2)$$

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 : $|Ur_{max}|$ = 0,9 Ec = 0,9.9 = 8,1 V

Để tín hiệu ra không bị méo dạng thì $|Ur| \le |Ur_{max}|$ vì thế:

$$\left| -\frac{R_2}{R_1} VR.U_r \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR} \right) \right| \le 8.1$$

Thay số vào ta tính được

$$VR \le 713{,}64\ K\Omega$$

Như vậy, để tín hiệu ra không méo, điều chỉnh VR trong khoảng $0 \le VR \le 713{,}64\ k\Omega$.

Bài tập 2:

Cho mạch điện như hình 22 với:

R1 = 100KΩ

R2 = 100KΩ

R3 = 100KΩ

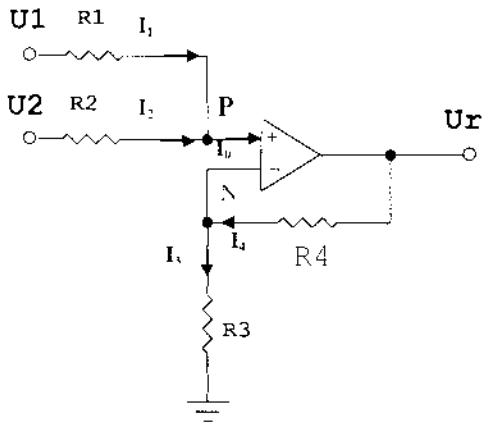
R4 = 500KΩ

U_1 = 25mV

U_2 = 35 mV

OA lý tưởng

Tính Ur



Hình 4.22

Giải

Tại nút P: $I_1 + I_2 = I_0$

Theo giả thiết OA lý tưởng nên $I_0 = 0$ nên

$$I_1 + I_2 = 0$$

$$\frac{U_1 - U_P}{R_1} + \frac{U_2 - U_P}{R_2} = 0$$

$$U_P \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \quad (1)$$

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 : $I_3 = I_4$

$$\frac{U_N}{R_3} = \frac{Ur - U_N}{R_4} \text{ nên } U_N = \frac{R_3}{R_3 + R_4} Ur \quad (2)$$

Vì $U_N = U_P$ nên thay (2) vào (1) ta có:

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} U_r \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}$$

$$U_r = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\frac{R_2U_1 + R_1U_2}{R_1 + R_2}$$

Thay số ta có:

$$U_r = \left(1 + \frac{500}{100}\right)\frac{100.25 + 100.35}{100 + 100} = 180mV$$

Bài tập 3

Cho mạch điện như hình 21

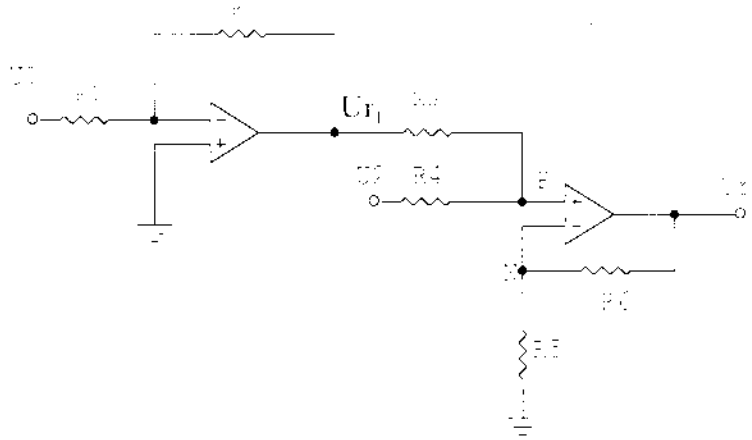
Thiết lập biểu thức tính hệ số khuếch đại K_U .

Giải

Đây là mạch hai tầng. Tầng 1 là bộ khuếch đại đảo. tầng 2 là bộ cộng.

Tầng1:

$$K_1 = -\frac{R_2}{R_1}$$



Hình 22

Tầng 2:

$$K_2 = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)\frac{R_4U_{r1} + R_3U_2}{R_4 + R_3} \quad \text{(áp dụng bài 2)}$$

Với $U_{r1} = -\frac{R_2}{R_1}U_1$ nên

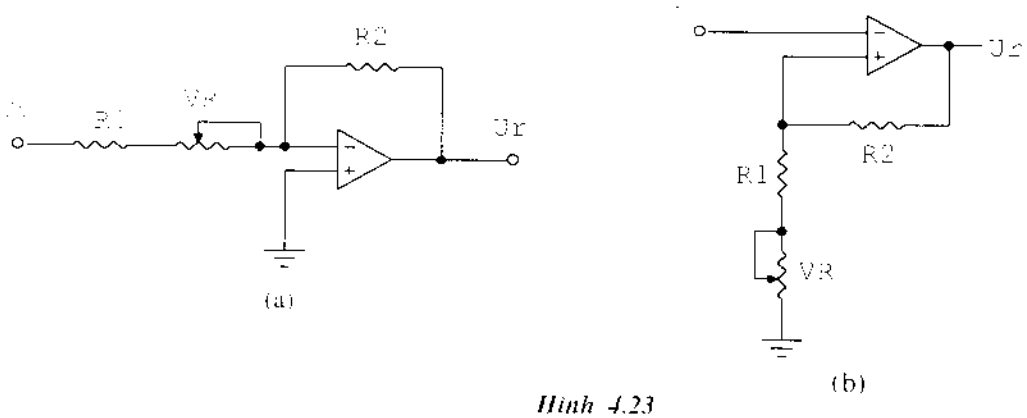
$$K_2 = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)\frac{R_1R_3U_2 - R_4R_2U_1}{R_1(R_4 + R_3)}$$

Hệ số khuếch đại toàn mạch là:

$$K_u = K_1K_2 = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)\frac{R_1R_3U_2 - R_4R_2U_1}{R_1(R_4 + R_3)}$$

4.2.2. Các bài tập tự giải

Bài 1: Cho hai mạch điện như hình 4.23

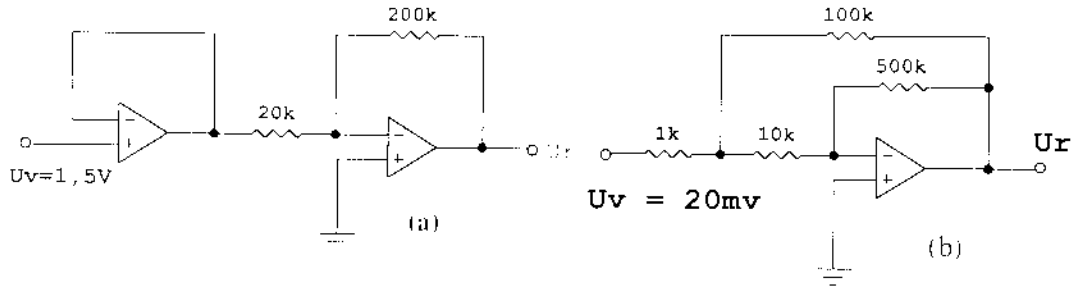


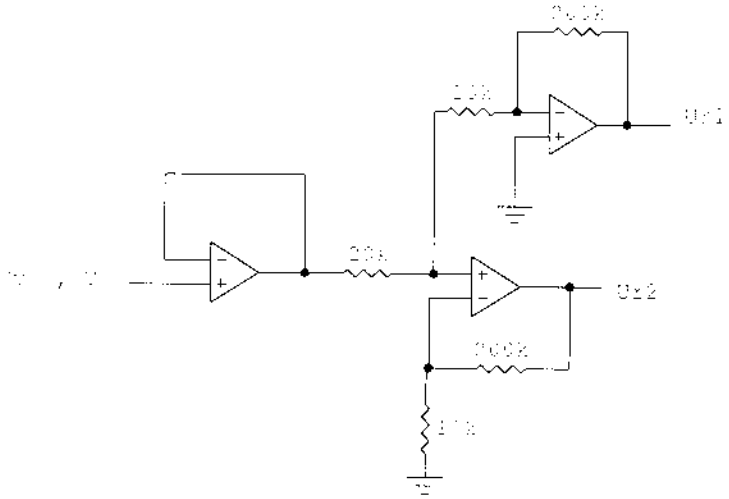
Hình 4.23

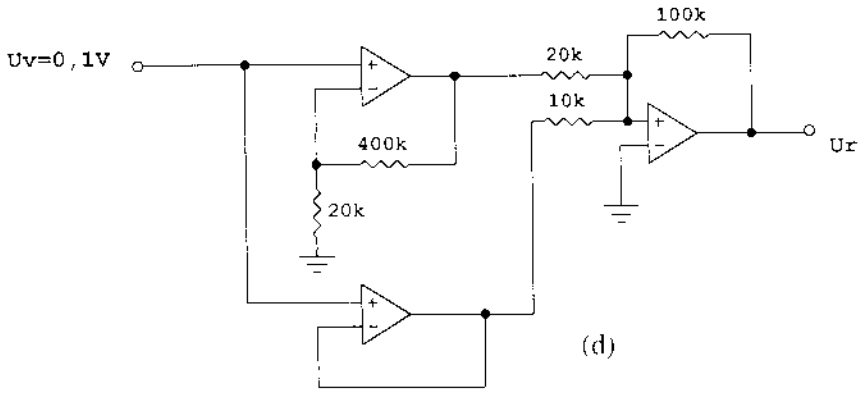
R1 = 10kΩ, R2 = 500kΩ, VR = 10kΩ, Uv = 1,5V

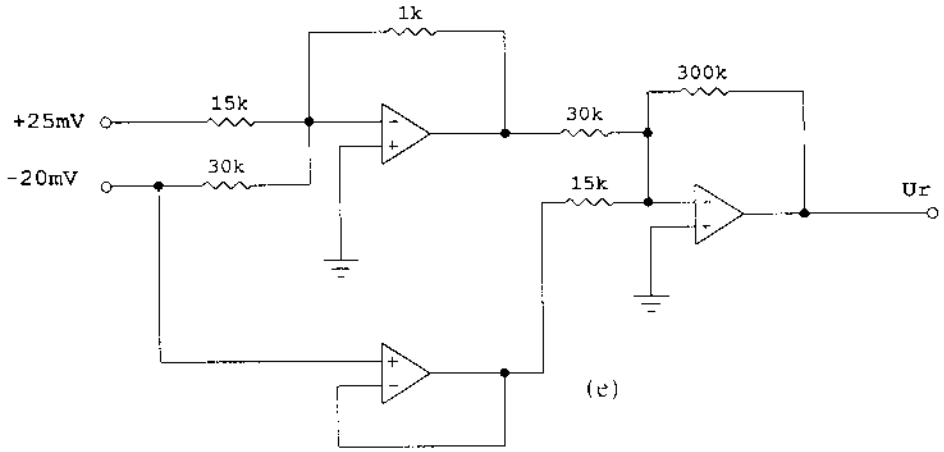
Xác định khoảng điện áp ra của mỗi mạch khi thay đổi chiết áp VR.

Bài 2: Hãy tính các điện áp ra trên các mạch cho trên hình 4.25 (giả thiết OA lý tưởng, các trị số cho trên hình vẽ)









Hình 4.24

Bài 3: Cho mạch điện như hình 4.25

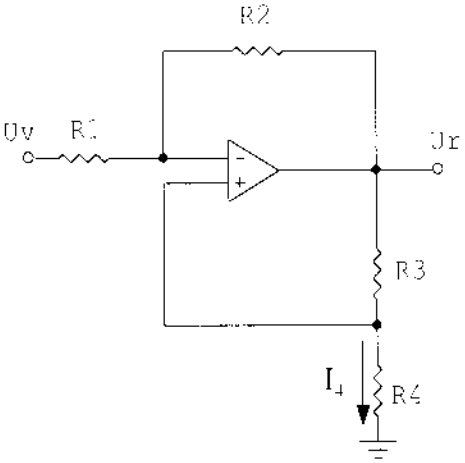
Thiết lập biểu thức tính I_4. Với điều kiện nào thì $I_4 = Uv$.

Bài 4: Thiết kế các mạch thực hiện các phép toán sau:

a/ $Ur = 5\,U_1 - 2\,U_2 + 3\,U_2$

b/ $Ur = k.\,U_1.U_2$

(với U_1, U_2, U_3 là các điện áp đầu vào, k là một hằng số)

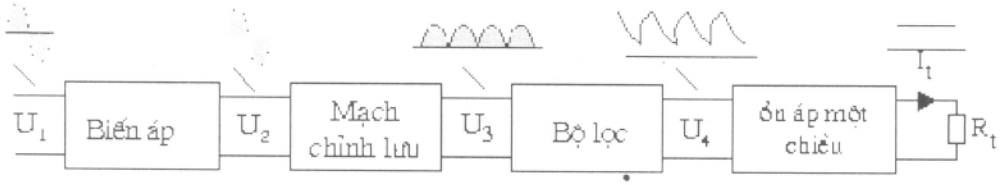


Hình 4.25

CHƯƠNG 5
NGUỒN MỘT CHIỀU

5.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Nguồn 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 nói chung được lấy từ nguồn xoay chiều của lưới điện thông qua một số qúa trình biến đổi được thực hiện trong nguồn



Hình 5-1: Sơ đồ khối bộ nguồn một chiều

một chiều.

Hình 5.1 biểu diễn sơ đồ khối của một bộ nguồn hoàn chỉnh với chức năng các khối như sau:

- 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_t) khi U_4 bị thay đổi theo sự mất ổn định của U_4 (hay I_t). Trong nhiều trường hợp nếu không có yêu cầu cao thì không cần bộ ổn áp hay ổn dòng một chiều.

- 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 van chỉnh lưu khác nhau.

5.2 BIẾN ÁP NGUỒN VÀ MẠCH CHỈNH LƯU

Nhiệm vụ của biến áp nguồn là biến đổi điện áp xoay chiều của mạch điện thành điện áp xoay chiều có trị số cần thiết cung cấp cho các mạch chỉnh lưu.

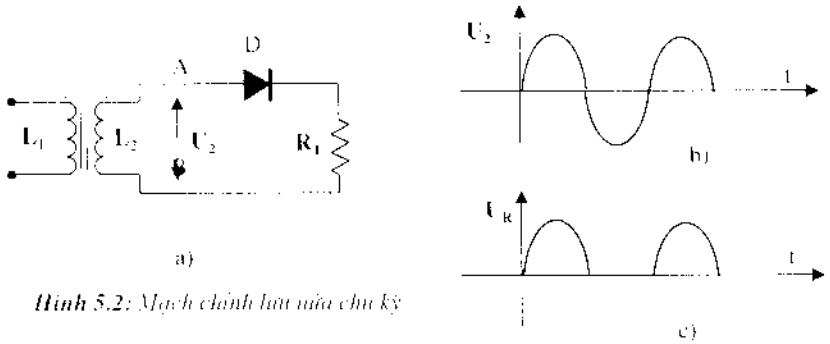
Hầu hết các thiết bị điện tử hiện nay đều dùng linh kiện bán dẫn do đó biến áp thường dùng là biến áp hạ áp. Các sơ đồ chỉnh lưu thường dùng là sơ đồ chỉnh lưu nửa chu kỳ, chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng diode.

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.

5.2.1 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 vì 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 5-2az



Hình 5.2: Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ

Nguyên lý hoạt động

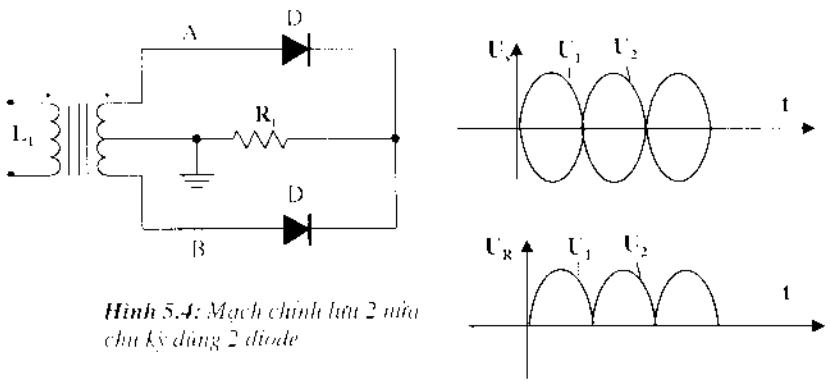
Khi cấp điện áp xoay chiều U_1 vào hai đầu cuộn L_1 thì ở hai đầu cuộn L_2 xuất hiện một điện áp cảm ứng xoay chiều U_2 ***(hình 5-2b)***

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 kì 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 kì đầu của U_2.

5.2.3. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ

5.2.3.1.Chỉnh lưu hai nửa chu kì sử dụng Diode



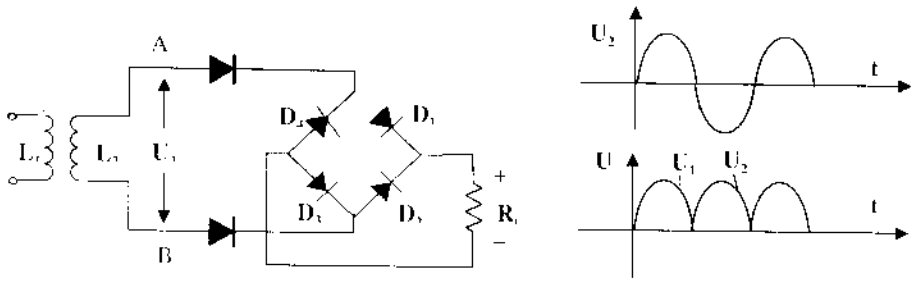
Hình 5.4: Mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ dùng 2 diode

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.

5.2.3.2.Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng mạch chỉnh lưu cầu

Sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu được vẽ trên ***hình 5.5***



*Hình 5.5: **Sơ đồ mạch chỉnh lưu***

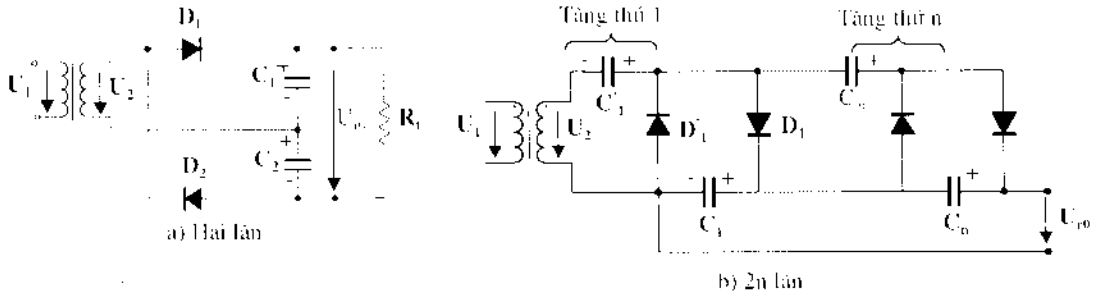
Đặc điểm của mạch chỉnh lưu cầu là chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ của điện áp đầu ra của cuộn thứ cấp và điện áp ngược đặt lên diode trong trường hợp này chỉ bằng một nửa điện áp ngược đặt lên diode trong sơ đồ mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng 2 diode.

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.

5.2.2.4.Mạch bội áp

Sơ đồ bộ chỉnh lưu bội áp được vẽ trên ***hình 5.6***

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 μA). Nếu dùng một tầng (hình 5.6a) 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 và D_2 trong hai nửa chu kỳ (-) và (+). Trên ***hình 5.6b*** trong nửa chu kỳ (-) của điện áp U_2, C'_1 được nạp đến trị số gần bằng giá trị đỉnh U_2 thông qua D'_1. Trong nửa chu kỳ tiếp theo C_1 được nạp thông qua C'_1 và D_1 theo chiều như hình vẽ sao cho sau một vài chu kỳ của điện áp xoay chiều mỗi tụ điện được nạp đến trị số đỉnh $\hat{U}_2$ theo chiều như hình vẽ. Nếu có n tầng như vậy thì điện áp ra tải $U_{r0} \leq 2nU_2$. Thường chọn $n \leq 10$.



Hình 5-6: Mạch bội áp

5.3. 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 Von mét một chiều (DC Volmeter) và von met xoay chiều (AC Voltmeter). DC Voltmeter cho ta giá trị trung bình hoặc giá trị của điện áp một chiều. AC Volmeter cho ta giá trị thành phần thay đổi, ta xác định được độ gợn sóng như sau:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} 100\ \%$$

Ví dụ 5.1: Sử dụng von mét 1 chiều và von mét xoay chiều đo tín hiệu ra của một mạch lọc ta đọc được từ von mét một chiều là 25V và von 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 đó là lượng chênh lệch điện áp một chiều giữa đầu ra của bộ nguồn và yêu cầu thực tế của mạch điện. Điện áp cung cấp ở đầu ra của bộ nguồn khi chưa có tải sẽ bị giảm đi khi có tải. Lượng chênh lệch điện áp trong trường hợp không tải và có tải được xác định bởi hệ số gọi là hệ số ổn định điện áp, và được xác định:

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

Ví dụ 5.2: 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 .

Ta có:

Nếu giá trị của điện áp có tải bằng giá trị của điện áp khi không có tải thì sự ổn định

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

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:

$$U_{r(rms)} = 0,385\ U_m$$

Độ gợn sóng của tín hiệu chỉnh lưu nửa chu kỳ được tính:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\% = \frac{0,385U_m}{0,318U_m}.100\% = 121\%$$

+ Đối với tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ, điện áp một chiều đầu ra là:

$$U_{dc} = 0,636\ U_m$$

Giá trị của điện áp gợn sóng là:

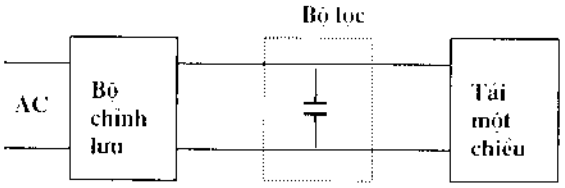
$$U_{r(rms)} = 0,308\ U_m$$

Độ gợn sóng của tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ được tính:

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\% = \frac{0,308U_m}{0,636U_m}.100\% = 48\%$$

Tóm lại: Tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có độ gợn sóng nhỏ hơn tín hiệu chỉnh lưu nửa chu kỳ.

5.3.1. Bộ lọc dùng tụ

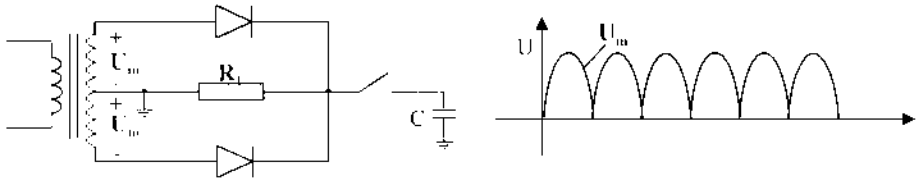


Mạch lọc thông dụng nhất hiện nay là mạch lọc tụ điện, bao gồm một tụ điện được nối vào đầu ra của bộ chỉnh lưu,

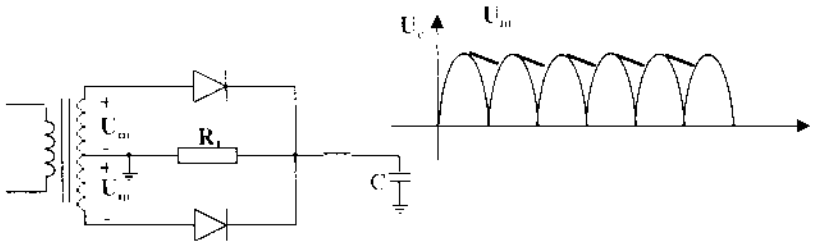
điện áp một chiều được lấy ra giữa hai đầu tụ điện ***(Hình 5.7)***

Hình 5-8a chỉ ra dạng điện áp của bộ chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ trước khi lọc. ***Hình 5-8b*** là dạng điện áp ra của bộ chỉnh lưu sau khi đã được nối với tụ điện. Thấy rằng (dạng sóng) dạng điện áp sau khi đã lọc là điện áp một chiều nhưng vẫn còn nhấp nhô (còn thay đổi).

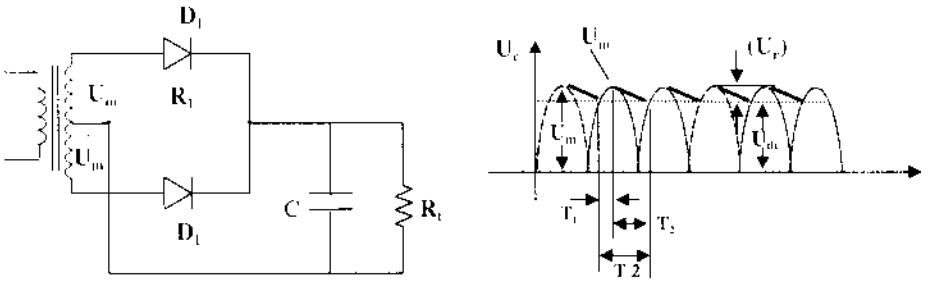
Hình 5-8c là bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ và dạng sóng đầu ra của mạch khi được kết nối với tải (R_l). Nếu không có tải đầu ra của bộ chỉnh lưu được nối với tụ điện C và dạng sóng đầu ra lý tưởng sẽ là một hằng số và có giá trị bằng biên độ U_m của bộ chỉnh lưu.



Hình 5-8a: *Mạch chỉnh lưu khi chưa có tụ*

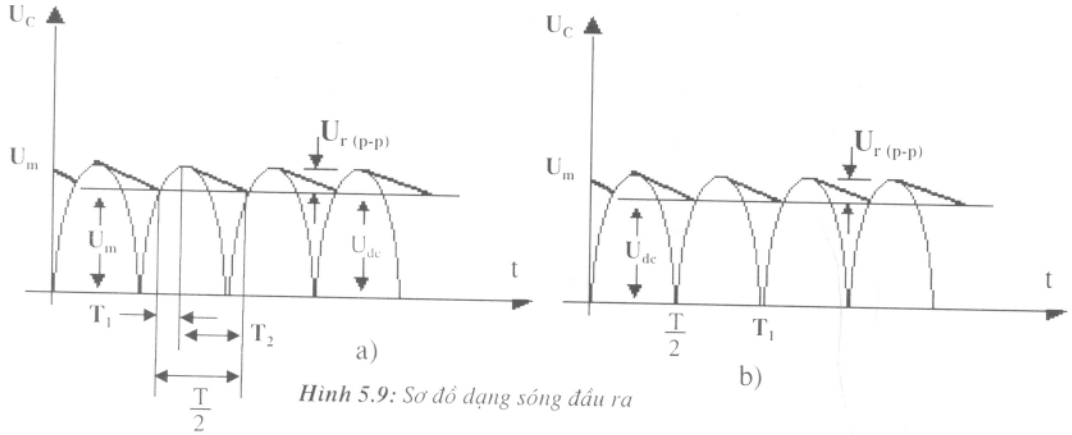


Hình 5-8b: *Mạch chỉnh lưu khi có tụ*



Hình 5-8c: *Mạch chỉnh lưu khi có tụ*

Hình 5-9a là giản đồ dạng sóng đầu ra của bộ lọc tụ điện thời gian t_1 là khoảng thời gian tụ điện đang nạp điện và nạp đến giá trị bằng biên độ điện áp đấu 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 5.9: Sơ đồ dạng sóng đầu ra

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

Độ gợn sóng U_r: Độ gợn sóng được tính theo công thức:

$$U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4U_{dc}}{R_t C}$$

Trong đó :I_{dc} [mA] , C[μF], R_L [kΩ], f là tần số của điện áp đưa vào bộ chỉnh lưu.

Ví dụ 5.3: Tính toán độ gợn sóng của bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ với tụ C= 100 μF nối với tải tiêu thụ dòng 50[mA].

Ta có: $U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4U_{dc}}{R_t C}$

Thay số vào ta có:

$$U_{r(rms)} = \frac{2,4.50}{100} = 1,2V$$

+Điện áp một chiều

Ta có thể tính được giá trị điện áp một chiều ở đầu ra bộ lọc tụ điện

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

Trong đó:

U_m : Biên độ điện áp sau bộ chỉnh lưu

I_{dc} : Dòng điện tải tính miliampe

C : Điện dung tụ lọc tính μF.

Ví dụ 5.4: Biên độ điện áp sau khi chỉnh lưu là 30V, giá trị tụ lọc C= 100μF. Tải tiêu thụ dòng 50[mA]. Tính toán điện áp một chiều ở đầu ra bộ lọc.

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

Thay vào ta tính được U_{dc}:

$$U_{dc} = U_m - \frac{4,17 I_{dc}}{C} = 30 - \frac{4,17.50}{100} = 27.9V$$

Độ gợn sóng của bộ lọc tụ điện

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\%$$

$$U_{r(rms)} = \frac{2,4 U_{dc}}{R_L C} = \frac{2,4 I_{dc}}{C}$$

$$\rightarrow \quad r = \frac{2,4}{R_t C}.100\% = \frac{2,4 I_{dc}}{C.U_{dc}} 100\%$$

Trong đó:

I_{dc} [mA], C [μF], U_{dc} [V], R_t [kΩ]

Ví dụ 5.4: Tính toán độ gợn sóng của bộ lọc tụ điện với biên độ điện áp chỉnh lưu là 30V, tụ điện có điện dung 50μF , dòng trên tải là 50[mA].

Ta có: $$r = \frac{2,4 I_{dc}}{C.U_{dc}}.100\% = \frac{2,4.50}{100.27,9}.100\% = 4,3\%$$

Vì : $$U_{dc} = U_m - \frac{4,17 I_{dc}}{C} = 30 - \frac{4,17.50}{100} = 27,9V$$

$$\rightarrow \qquad r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\%$$

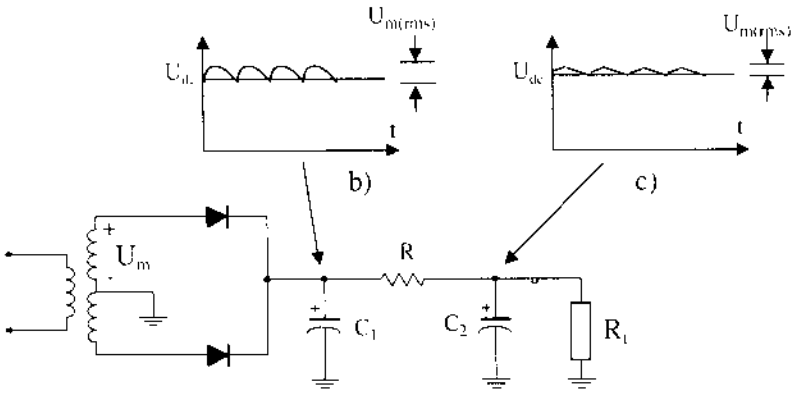
Hoặc

$$U_{r(rms)} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4.50}{100} = 1,2V$$

$$\rightarrow r = \frac{1,2V}{27,9V}.100\% = 4,3\%$$

5.3.2. Bộ lọc RC

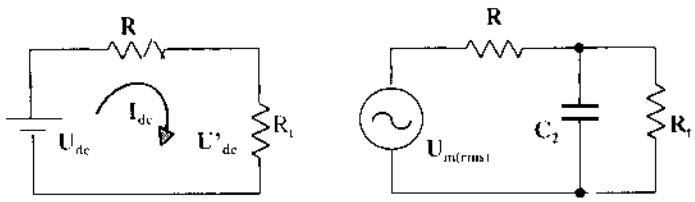
Để giảm nhỏ độ gợn sóng ở đầu ra bộ lọc tụ điện ta mắc thêm khâu lọc RC (xem ***hình 5.10a***). Tín hiệu đầu ra của khâu lọc được chỉ ra trên ***hình 5.10b, 5.10c.***



***Hình 5-10:Mạch lọc RC và** dạng sóng đầu ra*

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

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



***Hình 5.11:** Sơ đồ tương đương của mạch lọc RC*

Ví dụ 5.5: Tính điện áp một chiều ra tải có điện trở R_t=1kΩ. Khâu lọc RC có thông số R=120Ω, C= 10μF. Điện áp U_{dc} qua bộ lọc tụ điện U_{dc} = 60V.

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

Xét ảnh hưởng của bộ lọc RC đối với thành phần AC, độ gợn sóng được biểu hiện như sơ đồ ***hình 5.10b.***

Khi đó độ gợn sóng được xác định như sau:

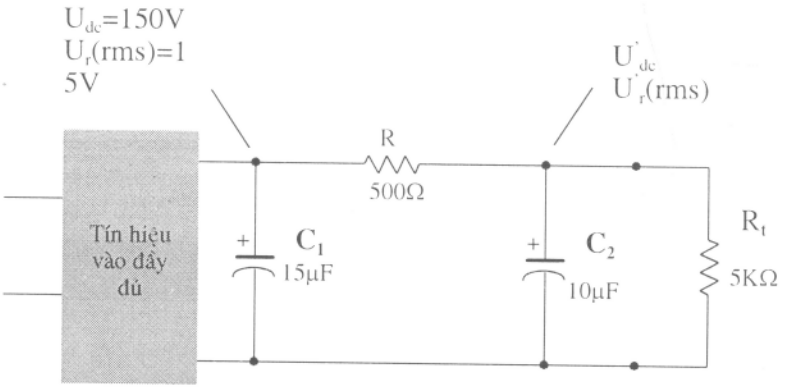
$$U'_{r(rms)} \approx \frac{X_C}{R}.U_{r(rms)}$$

Với một bộ chỉnh lưu cả chu kỳ, độ gợn sóng với tần số 120Hz thì:

$$X_C = 1{,}3 / C$$

Với C[μF] Xc [kΩ]

Ví dụ 5.6: Tính toán các thành phần một chiều và xoay chiều của tín hiệu ra tải R_t của mạch sau:



Hình 5-12: *Mạch lọc RC*

Giải:

Thành phần DC

$$U'_{r(rms)} \approx \frac{X_C}{R}.U_{r(rms)}$$

$$U'_{dc} = \frac{R_t}{R+R_t}.U_{dc} = \frac{5}{500+5}.150 = 136{,}4V$$

Trở kháng bộ lọc: $X_C = \frac{1{,}3}{C} = \frac{1{,}3}{10} = 0{,}13k\Omega = 130\Omega$

Thành phần AC điện áp đầu ra:

$$U'_{r(rms)} \approx \frac{X_C}{R}.U_{r(rms)} = \frac{130}{500}.15 = 3,9V$$

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

5.4 MẠCH ỔN ÁP

5.4.1. Mạch ổn áp dùng diode zener

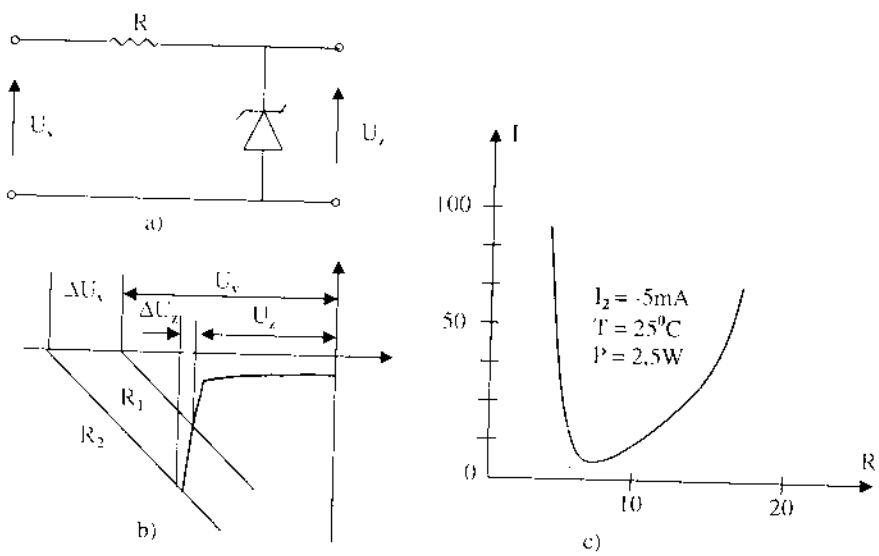
Diode ổn áp (diode zener) làm việc nhờ hiệu ứng đánh thủng zener và hiệu ứng đánh thủng thác lũ của chuyển tiếp p-n khi phân cực ngược. Khác với diode thông dụng, các diode ổn định công tác ở chế độ phân cực ngược. Những tham số kỹ thuật của diode zener là:

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

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

$$r_{dz} = dU_z/dI_z$$

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



Hình 5-13: (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 trở tĩnh R_t được tính bằng tỉ số giữa điện áp đặt vào và dòng điện đi qua diode.

$$R_t = U_z/I_z$$

Hệ số ổn định được định nghĩa bằng tỉ số giữa các biến đổi tương đối của dòng điện qua diode và điện áp rơi trên diode do dòng này gây ra:

$$Z = (dI_z/I_z)(dU_z/U_z) = R/r_{dz} = R_t/r_{dz}$$

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

Để đạt hệ số ổn định cao, với một sự biến đổi dòng điện qua diode đã cho trước, điện áp rơi trên diode (do dòng này gây ra) phải biến đổi nhỏ nhất. Các diode ổn định Si thường có Z > 100. Trở kháng ra của mạch ổn định cũng là một thông số chủ yếu đánh giá chất lượng của mạch:

$$R_r = \Delta U_r/\Delta I_r$$

ở đây ΔU_r là gia số của điện áp ra, gây ra bởi gia số ΔI_r của dòng tải.

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

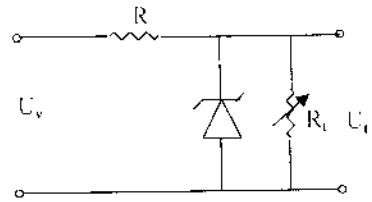
Hệ số nhiệt độ của điện áp ổn định θ_t, hệ số này cho biết sự biến đổi tương đối của điện áp ổn định khi nhiệt độ thay đổi 1^0C:

$$\theta_t = (1/U_z)(du_z/dt)\,|\,I_z = \text{Conts}$$

Hệ số này xác định bởi hệ số nhiệt độ của điện áp đánh thủng chuyển tiếp p-n. Sự phụ thuộc của điện áp ổn định vào nhiệt độ có dạng:

$$U_z = U_{z0}\,[1 + \theta_t\,(T - T_0)]$$

Trong đó U_{z0} là điện áp ổn định của diode zener ở nhiệt độ T_0.



Hình 5.14: Mạch ổn áp dùng diode

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

Ví dụ 5.7: Cho mạch điện như hình 5.14 với R= 1kΩ, U_v= 50V, U_z = 10V, I_{zmax} = 32mA. Hãy xác định khoảng giới hạn của R_t để mạch làm việc trong dải ổn áp.

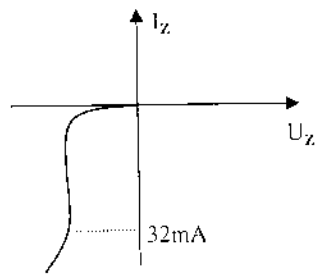
Giải:

Khi $R_t = R_{tmin}$ thì dòng qua diode zener là $I_z = I_{zmin} \approx 0$.

Theo công thức phân áp:

$$U_t = U_z = \frac{R_{t\min}}{R + R_{t\min}} U_v$$

$$\Rightarrow R_{t\min} = \frac{U_z R}{U_v - U_z}$$



Hình5.15: Đặc tuyến ra của diode zener

Thay số tính được: $R_{tmin} = 250\Omega$

Khi $R_t = R_{tmax}$ 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_t : $I_t = I_{tmin} = I_R - I_{zmax} = 40mA - 32mA = 8mA$

Suy ra : $R_t = R_{tmax} = U_z/I_{tmin} = 10V/8mA = 1,25k\Omega$.

Vậy, khi R_t biến đổi trong dải (250Ω - $1,25k\Omega$) thì mạch làm việc trong dải ổn áp

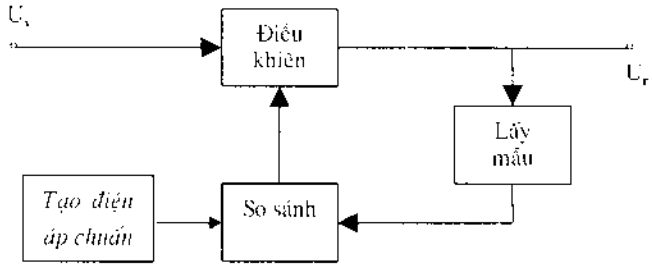
5.4.2 Mạch ổn áp dùng transistor

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.

5.4.2.1 Mạch ổn áp nối tiếp

Sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp được biểu diễn ở hình 5.16

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.

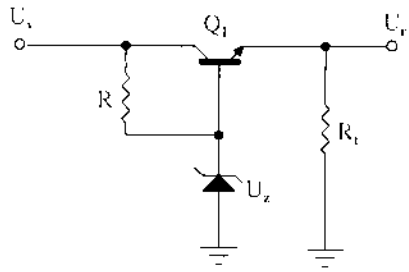


Hình 5.16: Sơ đồ mạch ổn áp nối tiếp

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 làm tăng điện áp đầu ra.

Trên hình 5.17 là một mạch ổn áp nối tiếp đơn giản dùng một transistor và một diode zener. Trong sơ đồ Q_1 đóng vai trò phần tử điều khiển, diode zener đóng vai trò nguồn điện áp chuẩn, hoạt động mạch như sau:



Hình 5.17: Mạch ổn áp đơn giản

Nếu điện áp đầu ra giảm →làm U_E giảm→ $U_{BE\ Q1}$ tăng làm cho Q_1 dẫn mạnh hơn. Vì vậy tăng được điện áp đầu ra→duy trì được điện áp đầu ra ổn định.

Nếu điện áp đầu ra tăng,

U_E tăng → U_{BEQ1} giảm → Q1 dẫn yếu đi → vì vậy làm giảm điện áp đầu ra → duy trì điện áp đầu ra ổn định.

Ví dụ 5.8: Tính toán điện áp đầu ra và dòng qua diode Zener mạch ổn áp hình 5.17, cho $R_1 = 1k\Omega$, $U_Z = 12V$, $R = 220\Omega$, $\beta = 50$, $U_v = 20V$, $U_{BE} = 0.7V$.

Giải:

$$U_r = U_Z - U_{BE} = 12V - 0,7V = 11,3V.$$

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

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

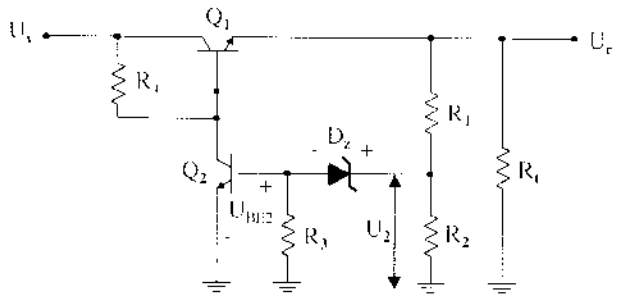
Dòng chạy qua R_t: $I_t = \frac{U_r}{R_t} = \frac{11.3V}{1K\Omega} = 11,3mA = I_E \approx I_C$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{11.3mA}{50} = 226\mu A$$

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

a. Mạch ổn áp bù

Sơ đồ mạch được biểu diễn trên hình 5.18. Hai điện trở R_1 và R_2 đóng vai trò như một mạch lấy mẫu, diode zener D_Z cung cấp điện áp chuẩn qua transistor Q_2 sau đó điều khiển dòng bazơ của transistor Q_1 để thay đổi dòng qua transistor Q_1 duy trì được điện áp ở đầu ra.



Hình 5.18: *Mạch ổn áp bù*

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 Q_2 tăng (điện áp U_Z không đổi), làm dòng qua Q_2 tăng dẫn đến dòng I_B của Q_1 giảm làm cho dòng qua tải giảm. Điện áp đầu ra giảm, vì vậy duy trì được 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_{BE} của Q_2 và U_Z và được tính:

$$U_2 = U_{BE2} + U_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_r$$

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 5.9: Cho mạch điện như hình vẽ 5.18

Trong đó cho $R_1 = 20k\Omega$, $U_z = 8,3V$, $R_2 = 30k\Omega$.Tính điện áp ổn áp ra?

Giải:

Theo công thức : $U_r = \frac{R_1 + R_2}{R_2}(U_z + U_{BE2})$

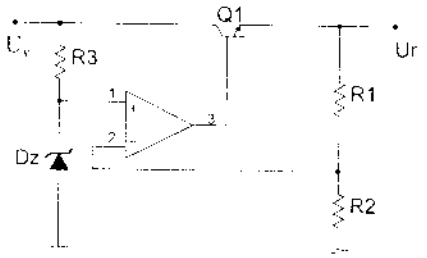
Thay số vào ta có điện áp ổn áp ra sẽ là:

$$U_r = \frac{20k\Omega + 30k\Omega}{30k\Omega}(8.3V + 0.7V) = 15V$$

b. Mạch ổn áp nối tiếp dùng op - amp

Hiện nay một số mạch ổn áp nối tiếp đã sử dụng khuếch đại thuật toán op - amp.

Trong hình 5.19 bộ op – amp so sánh điện áp chuẩn trên diode zener với điện áp hồi tiếp từ bộ phân áp R_1 và R_2. Nếu điện áp đầu ra thay đổi Q_1 sẽ điều chỉnh để điện áp ra này không thay đổi. Điện áp ra được tính theo công thức:



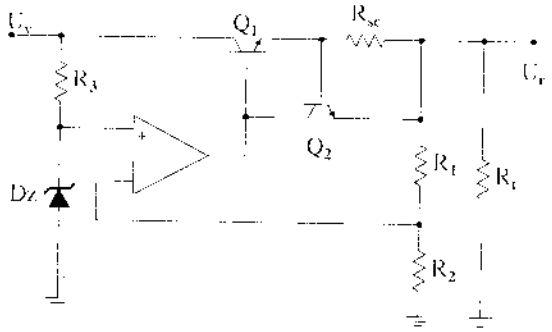
Hình 5.19: *Mạch ổn áp nối tiếp dùng OA*

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

c.Mạch hạn chế dòng điện

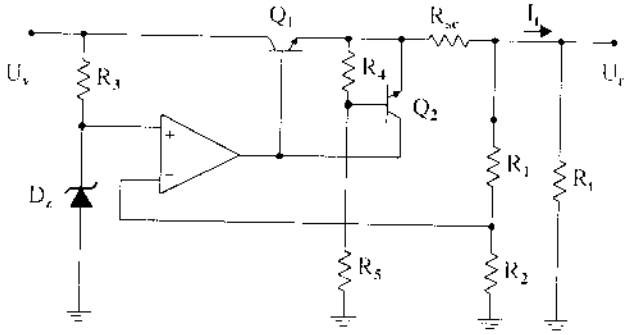
Để bảo vệ mạch ổn áp khi bị quá tải hoặc ngắn mạch thì sơ đồ ổn áp được vẽ lại như hình 5.20

Khi dòng tải I_t 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 Q_2 mở, Q_2 mở làm dòng cực base của transistor Q_1 giảm, và làm giảm dòng tải qua transistor Q_1, tránh cho R_t quá tải. Như vậy hoạt động của R_{sc} và Q_2 làm hạn chế dòng tải cực đại.



Hình 5.20: *Mạch hạn chế dòng*

Mạch hạn chế dòng (hình 5.20) chỉ làm giảm điện áp tải khi dòng điện vượt quá giá trị giới hạn. Hình 5.21 là mạch hạn chế dòng cải tiến . Mạch

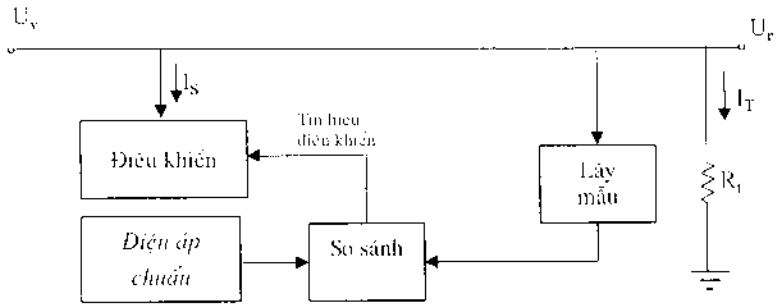


Hình 5.21: *Mạch hạn chế dòng cải tiến*

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 Q_1. Khi dòng I_t tăng lên đến giá trị cực đại, điện áp rơi trên R_{sc} đủ lớn mở Q_2 để hạn chế dòng. Nếu điện trở tải nhỏ, điện áp điều khiển Q_2 mở nhỏ. Khi điện trở tải trở lại giá trị của nó, mạch điện trở lại hoạt động ổn áp.

5.4.2.2 Ổn áp song song

Mạch ổn áp song song thực hiện ổn áp bằng dòng tiêu hao song song với tải để ổn định điện áp ra. Hình 5.22 là sơ đồ khối của mạch ổn áp đó.

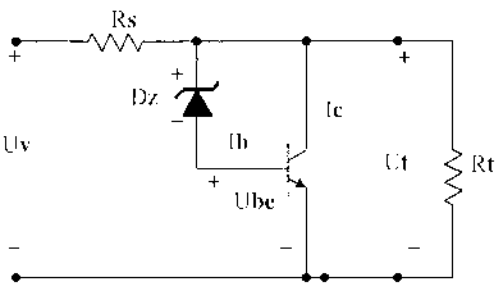


Hình 5.22: *Sơ đồ khối mạch ổn áp song song*

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

Một mạch ổn áp song song đơn giản như hình 5.23.



Hình 5.23: *Mạch ổn áp song song đơn giản*

Trên điện trở R_S điện áp chưa ổn định, sụt áp do dòng cung cấp tới tải R_t. Điện áp trên tải được xác định bởi điện áp zener và điện áp giữa base - emiter. Nếu điện trở tải giảm, dòng điều khiển cực B của Q_1 cũng giảm, làm dòng collector cũng giảm, sẽ làm dòng tải lớn lên hơn và ổn định được điện áp trên tải. Điện áp ra trên tải là:

$$U_t = U_Z + U_{BE}$$

Ví dụ 5.10: Cho mạch điện như hình 5.23 với $R_s = 120\Omega$, $R_t = 100\Omega$, $U_z = 8{,}2V$, $U_v = 22V$. Xác định điện áp ra, dòng I_C, I_t, I_S

Xác định điện áp ổn áp và dòng điện trên tải, I_C, I_S?

Lời giải:

Điện áp tải là:

$$U_t = U_Z + U_{BE} = 8{,}2V + 0{,}7V = 8{,}9V$$

Dòng qua tải là:

$$I_t = \frac{U_L}{R_l} = \frac{8{,}9V}{100\Omega} = 89mA$$

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:

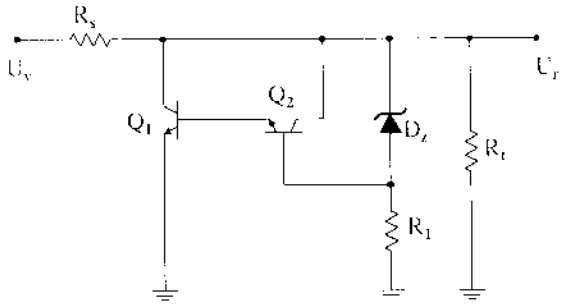
$$I_C = I_S - I_t = 109mA - 89mA = 20mA$$

b. Mạch ổn áp song song dùng 2 transistor

Mạch điện như hình vẽ 5.24.

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 qua Q_1 cũng thay đổi để giữ cho điện áp ra ổn định. Transistor Q_2 làm cho dòng cực Base của Q_1 lớn hơn mạch dùng một transistor vì vậy ổn định dòng qua tải lớn hơn. Điện áp ra được xác định như sau:

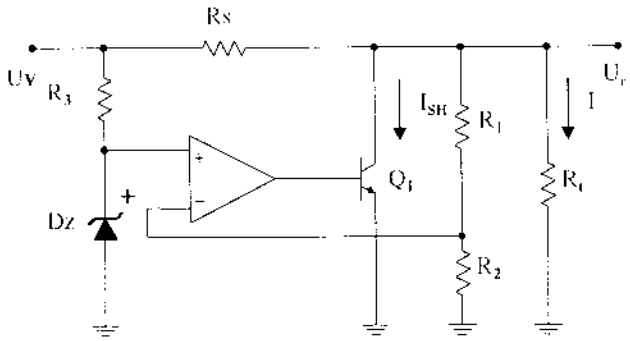
$$U_r = U_t = U_Z + U_{BE1} + U_{BE2}$$



Hình 5.24: ổn áp song song dùng transistor

c. Mạch ổn áp song song dùng OP-AMP

Hình 5.25 là mạch ổn áp song song dùng OP-AMP như là bộ so sánh điện áp.



***Hình 5.25.** Mạch ổn áp dùng OA*

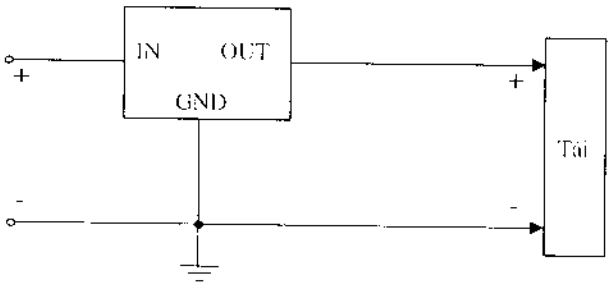
Điện áp zener được so sánh với điện áp hồi tiếp từ bộ phân áp R_1 và R_2 để điều khiển Q_1. Dòng qua R_S sẽ được điều khiển sụt áp trên R_S, vì vậy điện áp ra được ổn định.

5.4.3.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, dụng cụ điều khiển bảo vệ quá tải, tất cả trong một IC đơn lẻ. Mặc dù cấu tạo bên trong IC có khác với các mạch ổn áp trước nhưng hoạt động bên ngoài thì như nhau. Điện áp ổn áp cũng có thể điều chỉnh được hoặc có thể là cố định. Dòng tải của các IC từ hàng trăm mA đến hàng chục A, do đó rất phù hợp với nhiều mạch thiết kế yêu cầu gọn nhẹ.

Hình 5.26 cho thấy sự ghép nối IC ổn áp 3 chân với mạch.

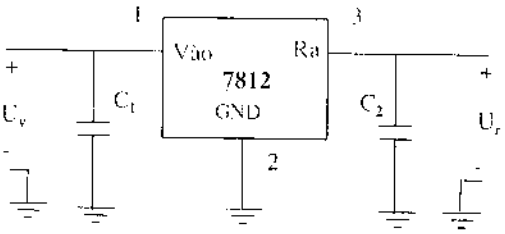
Điện áp vào U_v được đưa tới một chân, điện áp ra được ổn áp U_r từ chân thứ 2, chân thứ 3 được nối với Mass.



Hình 5.26: Sơ đồ khối bộ ổn áp dùng IC

5.4.3.1. Ổn áp cố định dòng 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 5.27.



Hình 5.27: Mạch ổn áp dùng 7812

Trong đó:

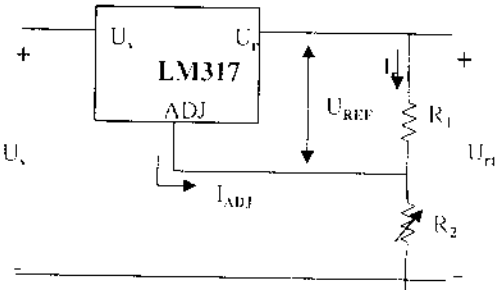
- Chân 1 được nối với điện áp vào.
- Chân 2 được nối với mass.
- Chân 3 được nối với tải.
- Tụ điện C = 0,1μF để cải thiện quá trình quá độ và lọc nhiễu tần số cao.

Dòng điện đưa ra của họ 78xx thường ≤ 1A.

Họ 79xx tương tự như họ 78xx nhưng cung cấp điện áp ra cố định từ -5V đến -24V.

5.4.3.2. 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. LM713 (hình 5.28) là một ví dụ.



Hình 5.28: Mạch ổn áp dùng LM317

LM713 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:

$$U_r = U_{Ref}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{adj}R_2 \qquad (*)$$

Trong đó $U_{Ref} = 1,25V$ và $I_{adj} = 100\mu A$

Ví dụ: 5.11: Xác định điện áp ra của IC LM317 với $R_1 = 240\Omega$ và $R_2 = 2,4k\Omega$.

Giải: *Theo công thức (*)ta có:*

$$U_r = 1,25V\left(1 + \frac{2,4K\Omega}{24K\Omega}\right) + (100\mu A)(2,4K\Omega)$$

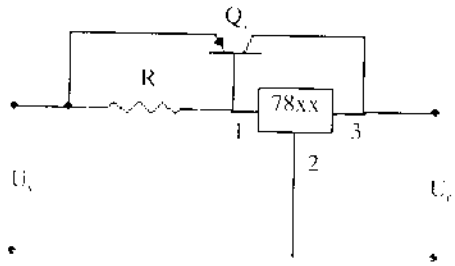
$$= 13,75V + 0,24V = 13,99V$$

IC LM318 cũng tương tự như vậy nhưng điện áp ra là điện áp (-).

5.4.3 Một số mạch ổn áp khác dùng IC

5.4.3.1.Mạch tăng dòng ra của IC

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 5.29



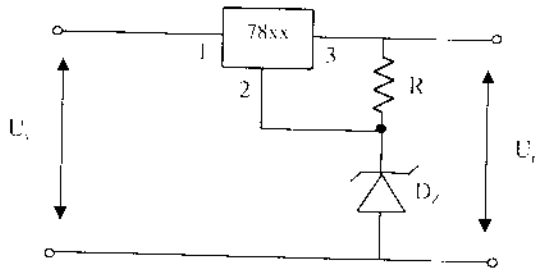
Hình 5.29: Mạch tăng dòng ra

5.4.3.2. Mạch tăng điện áp ra

Để tăng điện áp ra đấu thêm diode Zener vào chân 2 của IC như hình 5.30

Khi đó điện áp ra sẽ là:

$$U_r = U_Z + U_{r\,78xx}$$



Hình 5.30: Mạch tăng điện áp ra

Câu hỏi ôn tập

1. Biết điện áp một chiều ra sau bộ chỉnh lưu là U_{dc} = 20V. Hãy tính điện áp gợn sóng khi bộ chỉnh lưu là:

a. Bộ chỉnh lưu nửa chu kỳ.

b. Bộ chỉnh lưu hai chu kỳ.

2. Cho một bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có tụ lọc C = 100μF. Khi nối với một điện trở tải R_t = 2,5kΩ điện áp một chiều ra là U_{dc} = 12 V. Tính điện áp gợn sóng ? (điện áp đầu vào bộ chỉnh lưu có tần số f = 50Hz).

3. Cho một bộ chỉnh lưu có dùng tụ lọc C = 500 μF, dòng điện chạy qua tải là 200mA với hệ số gợn sóng là 8%. Tính điện áp đỉnh (U_m) đưa vào bộ chỉnh lưu và điện áp trên tụ, biết điện áp nguồn cấp có f = 60 Hz.

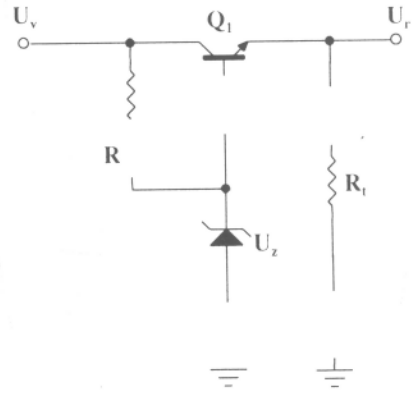
4. Hãy tính điện áp gợn sóng tại đầu ra của bộ lọc RC (R =100Ω, C = 100μF).

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).

5. Cho mạch điện như hình 5.31

Biết R = 1,8kΩ, U_z = 8,3 V, R_t = 2kΩ.

Hãy tính điện áp ra U_r và dòng điện chạy qua zener.



Hình 5.31

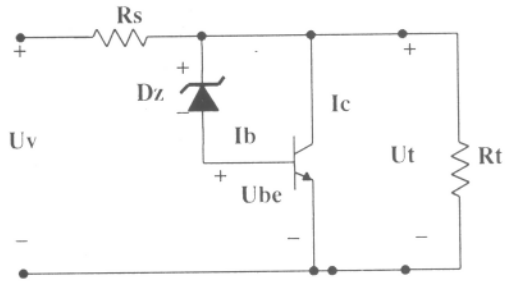
5. Cho mạch điện như hình 5.31.

Biết R_s = 33Ω, U_z = 10 V, R_t = 100Ω.

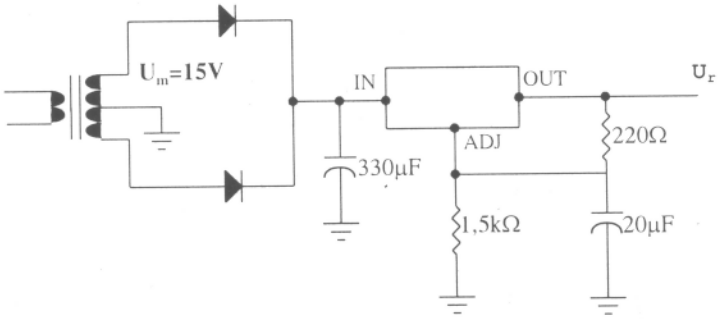
Hãy tính điện áp ổn áp đầu ra và các dòng điện tại các cực của transistor.

6. Cho mạch ổn áp như hình 5.33.

Hãy xác định điện áp ra.



Hình 5.32



Hình 5.33

CHƯƠNG 6

DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ

6.1. CÁC VẤN ĐỀ CHUNG VỀ TẠO DAO ĐỘNG

Các mạch tạo dao động điều hoà đợc sử dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin, trong các máy đo, máy kiểm tra, thiết bị y tế...

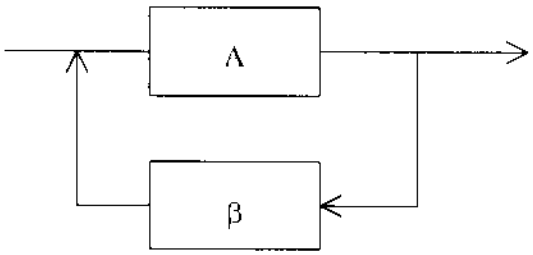
Các mạch tạo dao động có thể làm việc trong khoảng tần số từ vài Hz cho đến vài nghìn MHz. Để tạo ra dao động ta dùng các thành phần tích cực như đèn điện tử, transistor, diode ...

Xét một mạch dao động điều hoà có sơ đồ khối như sau:

- Điều kiện để tồn tại dao động là:

$$K.\beta = 1$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2n\pi$$



Hình 6-1

Trong đó K: hệ số khuếch đại.

β - hệ số hồi tiếp.

φ_A - góc di pha của bộ khuếch đại.

φ_β - góc di pha của mạch hồi tiếp.

- Ổn định biên độ điện áp dao động

+ Hạn chế biên độ điện áp ra bằng cách chọn trị số nguồn nuôi thích hợp

+ Dịch chuyển điểm làm việc trên đặc tuyến phi tuyến của phần tử tích cực nhờ thay đổi điện áp phân cực đặt lên cực điều khiển của phần tử khuếch đại.

+ Dùng mạch hồi tiếp phi tuyến hoặc phần tử hiệu chỉnh, ví dụ điện trở nhiệt, điện trở thông của diode.

- Ổn định tần số dao động:

+ Dùng nguồn ổn áp.

+ Dùng các phần tử có hệ số khuếch đại nhỏ.

+ Dùng các linh kiện có sai số nhỏ.

+ Dùng các phần tử ổn định nhiệt.

Nói chung, mạch điện của bộ dao động có thể mắc theo kiểu như sau:

- Mạch dao động ba điểm điện cảm.
- Mạch dao động ba điểm điện dung.

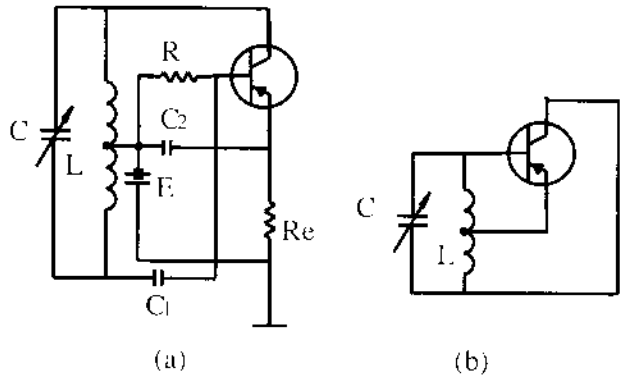
- Mạch dao động ghép biến áp.
- Mạch dao động đổi pha.
- Mạch dao động cầu Wien.
- Mạch dao động cộng hưởng.

Ngoài ra còn có các mạch tạo dao động dùng thạch anh.

6.2. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG BA ĐIỂM

6.2.1. Mạch dao động ba điểm điện cảm

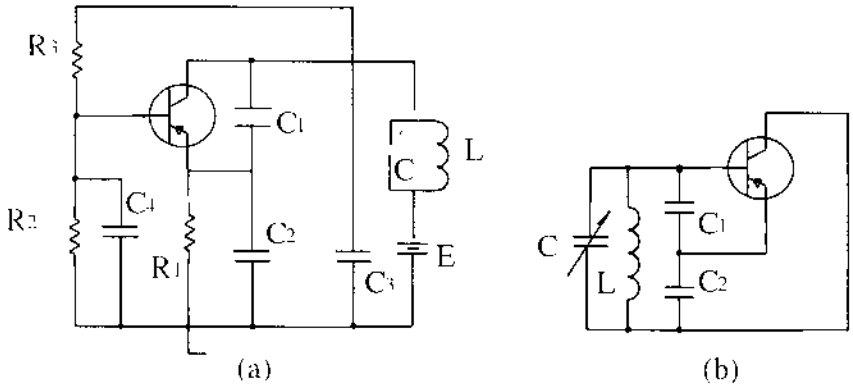
Hình 6.2a là sơ đồ nguyên lý của mạch dao động theo kiểu ba điểm điện cảm. Hình 6.2b là sơ đồ tương đương của nó. Nhìn hình vẽ ta thấy L và C tạo thành mạch dao động đợc mắc giữa colector - base, chúng quyết định tần số làm việc của bộ dao động. Lợi dụng đặc điểm là điện áp ở hai đầu cuộn cảm lệch pha nhau 180^0, qua điểm rút đầu ra trên cuộn cảm sẽ có một phần điện áp hồi tiếp đưa về giữa emitor - base của transistor khiến điện áp hồi tiếp về base thoả mãn điều kiện hồi tiếp dương và mạch có thể dao động. Điện trở R_e khoảng 500Ω dùng để ổn định chế độ làm việc cho transistor. Nếu vì một nguyên nhân nào đó làm cho biên độ dao động tăng dòng điện emitor cũng tăng, điện áp sụt trên R_e sẽ tăng khiến cho biên độ dao động lại giảm xuống. Ngược lại, nếu biên độ dao động giảm nhỏ, sụt áp trên R_e cũng giảm nhỏ, lại làm cho biên độ dao động tăng lên. Như vậy đã thực hiện được tự động ổn định. Điện trở R_b khoảng 50kΩ.



Hình 6-2 Sơ đồ nguyên lý mạch tạo dao động ba điểm điện cảm

6.2.2. Mạch dao động ba điểm điện dung

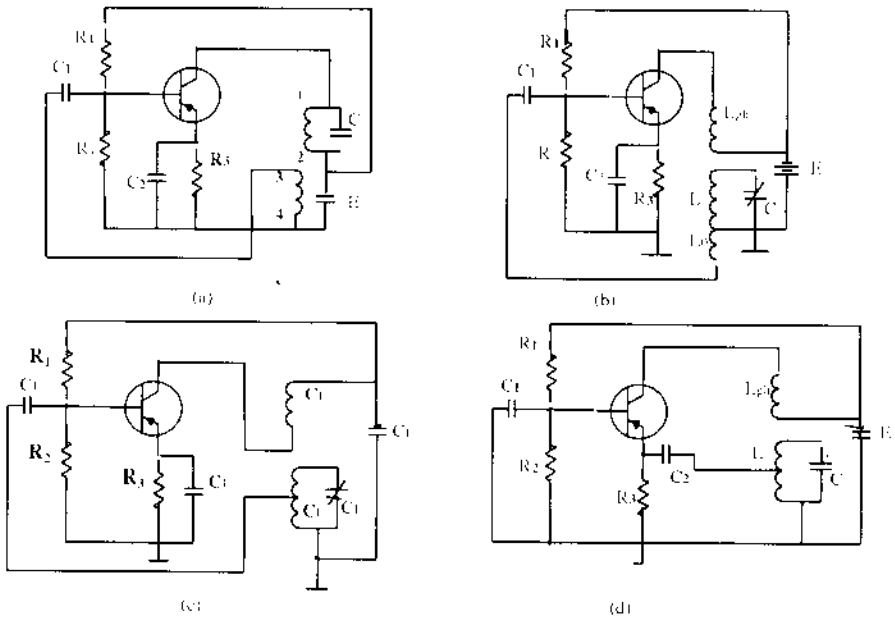
Hình 6.3a là sơ đồ nguyên lý của mạch dao động ba điểm điện dung. Trong đó L và C tạo thành mạch dao động, chúng quyết định tần số làm việc của bộ dao động. Điện áp trên mạch cộng hưởng LC qua các tụ phân áp C_1=C_2=22pF đưa điện áp hồi tiếp trở về giữa emitor - base của transistor, như vậy điện áp ở colector và ở base lệch pha nhau 180^0 thoả mãn điều kiện về pha để có thể dao động. Các điện trở R_1=500Ω, R_2=50kΩ, R_3=100kΩ dùng để định thiên và ổn định chế độ làm việc cho transistor. Các tụ điện C_3, C_4 đều là tụ thoát cao tần, trị số khoảng 0,01μF. Transistor được mắc theo mạch base chung. Hình 6.3b là sơ đồ tương đương.



Hình 6-3 Mạch tạo dao động ba điểm điện dung

6.3. MẠCH DAO DỘNG GHÉP BIẾN ÁP

Mạch dao động kiểu ghép biến áp như hình 6.4a. Điện áp trên mạch dao động LC được hồi tiếp một phần qua cuộn ghép L_{gh} đa về base. Nếu các cuộn L và L_{gh} đều



Hình 6-4 Mạch dao động ghép biến áp

được quấn cùng chiều và khi đầu của cuộn L nối vào colector, cuối của cuộn L_{gh} nối vào base thì điện áp hồi tiếp về base sẽ lệch pha với điện áp ở collector 180^0, thoả mãn điều kiện về pha để có thể dao động. Nếu biên độ điện áp hồi tiếp.

Vượt quá trị số giới hạn thì dao động sẽ xuất hiện và được duy trì. Trong mạch điện hình 6.4a vì hai cuộn dây L và L_{gh} quấn ngược chiều do đó số đầu dây 1,2,3,4 mắc như vậy là đúng.

Mạch dao động LC không phải chỉ được mắc ở mạch collector mà còn có thể mắc ở mạch base như các hình 6.4b, hình 6.4c và mắc ở mạch emitter như hình 6.4d.

So sánh giữa các mạch điện 6.4b và 6.4c ta thấy nguyên lý làm việc như nhau nhưng chúng có những điểm khác nhau cụ thể như sau:

Hình 6.4b dùng một cuộn dây riêng biệt L_0 để ghép với L đưa điện áp hồi tiếp về base; hình 6.4c lại dùng điểm rút đầu ra ngay trên cuộn cảm L để đưa điện áp hồi tiếp về base.

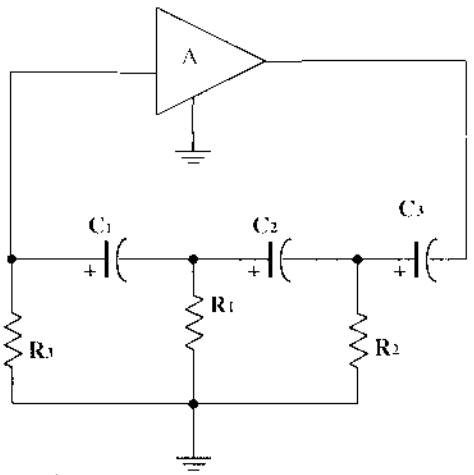
+ Các cuộn dây L_{gh} trong mạch collector của hai mạch điện này phải mắc đảo ngược đầu nhau như trên hình vẽ thì mới có thể dao động được.

Mặt khác vì trở kháng vào của transistor rất nhỏ, nên mắc toàn bộ mạch dao động LC song song với mạch vào của transistor thì hệ số phẩm chất Q của mạch dao động sẽ giảm nhiều, khó duy trì đợc dao động. Bởi vậy chỉ được mắc vào một phần của cuộn cảm L hoặc dùng một cuộn dây L_0 có số vòng rất ít để ghép với mạch dao động.

Điểm làm việc của transistor có quan hệ đến tần số làm việc của bộ dao động, vì điện dung vào và điện dung ra của transistor biến đổi phụ thuộc vào điểm làm việc của nó, mà các trị số điện dung này lại là một bộ phận của mạch dao động, do đó phải ghép lỏng transistor với mạch dao động để nâng cao độ ổn định tần số và phải tìm cách ổn định tốt nhất cho điểm làm việc của transistor. Thường thường chọn dòng collector của transistor dao động ngoại sai vào khoảng 0,2 ÷ 0,5 mA. Nếu transistor có tần số cắt thấp thì dòng colector phải chọn cao hơn một chút.

6.4. MẠCH DAO ĐỘNG ĐỔI PHA

Một ví dụ về mạch tạo dao động đảo pha dùng phương pháp hồi tiếp cơ bản là mạch dao động đảo pha. Một mạch dao động đảo pha lý tưởng như hình 6.5 . Nhắc lại rằng để tồn tại dao động thì yêu cầu βK=1, và sự thay đổi về pha của phần hồi tiếp là 180^0 (cung cấp hồi tiếp dương), trong điều kiện lý tưởng, xét nguồn cấp cho mắt hồi tiếp là một nguồn lý tưởng (điện trở trong bằng 0) và đầu ra của mắt hồi tiếp được nối với một tải lý tưởng (tải có trở kháng vô cùng lớn). Trong điều kiện lý tưởng như



Hình 6.5 Bộ dao động đổi pha

trên được thực hiện ta xem xét và tính toán mạch đổi pha sau:

Tần số mà tại đó pha thay đổi đúng 180^0 là:

$$f = \frac{1}{2\Pi RC\sqrt{6}}$$

$$\beta = \frac{1}{29}$$

Và lúc này sự thay đổi pha là 180^0.

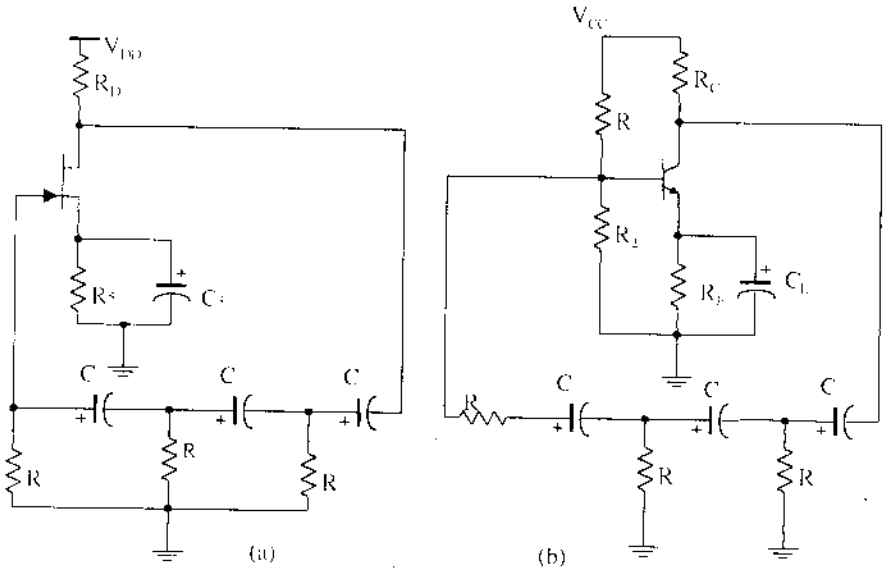
Để cho hệ số khuếch đại vong β.K lớn hơn 1, thì hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại phải lớn hơn 1/β hoặc 29:

K>29

Khi xem xét hoạt động của mắt hồi tiếp, một điều cần chú ý là giá trị R và C. Mỗi mắt dao động R và C cho ta góc đổi pha là 60^0

6.4.1. Mạch dao động đổi pha dùng FET

Hình 6.6a cho ta thấy một mạch dao động đảo pha dùng FET ta sử dụng thông số g_m và r_d. Ở một tầng khuếch đại dùng FET, hệ số khuếch đại được tính toán là $|K| = g_m.R_L$



Hình 6.6. Mạch tạo dao động đổi pha trong thực tế (a) dùng FET (b) dùng BJT

Ở đây R_L được tính như sau: $R_L = \frac{R_D r_d}{R_D + r_d}$

R_L là điện trở song song của R_D và r_d.

Giả sử rằng trở kháng vào của tầng khuếch đại dùng FET là vô cùng lớn. Nếu thừa nhận điều này tức là tần số hoạt động đủ thấp do đó phải tính đến dung kháng của FET. Điện trở ra của tầng khuếch đại R_L nên nhỏ hơn so với trở kháng vào của mắt hồi tiếp, do đó xuất hiện sự suy giảm tải. Trong thực tế những vấn đề trên không đáng chú ý nhiều lắm, và hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại lựa chọn lớn hơn chỉ số cho phép là 29 để đảm bảo điều kiện dao động.

Ví dụ 1

Hãy thiết kế một bộ tạo dao động đổi pha (như hình 6.6a) sử dụng FET có g_m = 5000 μS, r_d = 40 kΩ, và trở kháng của mạch hồi tiếp là R= 10 kΩ. Chọn giá trị C sao cho bộ tạo dao động dao động tại tần số 1 kHz và R_D hoặc K >29 để đảm bảo điều kiện dao động.

Giải:

Tính toán giá trị tụ từ phương trình

$$f = \frac{1}{2\Pi RC\sqrt{6}} \Rightarrow C = \frac{1}{2\Pi Rf\sqrt{6}} = \frac{1}{(6.28)(10 \times 10^3)(1 \times 10^3)(2.45)} = 6.5 \text{ nF}$$

Tính R_L: Giả sử K = 40 (điều này chấp nhận được với tải nằm giữa khoảng R_L và trở kháng vào của mắt hồi tiếp): $K = g_m.R_L$

$$R_L = \frac{K}{g_m} = \frac{40}{5000 \times 10^{-6}} = 8 \text{ k}\Omega$$

Dùng công thức trên ta tính được R_D = 10 kΩ.

6.4.2. Bộ tạo dao động đổi pha dùng transistor

Nếu transistor được dùng như một phần tử tích cực của tầng khuếch đại, đầu ra của mắt hồi tiếp là một tải khá lớn do trở kháng vào (h_{ie}) của transistor khá thấp, ở đây sử dụng tầng khuếch đại emitter chung. Nếu tầng khuếch đại transistor đơn là lý tưởng thì sử dụng điện áp hồi tiếp là thích hợp hơn (hình 6.6 b). Bằng việc kết nối này tín hiệu hồi tiếp được ghép thông qua điện trở hồi tiếp R' mắc nối tiếp với điện trở vào của tầng khuếch đại (R_V).

Cuối cùng ta có tần số dao động là:

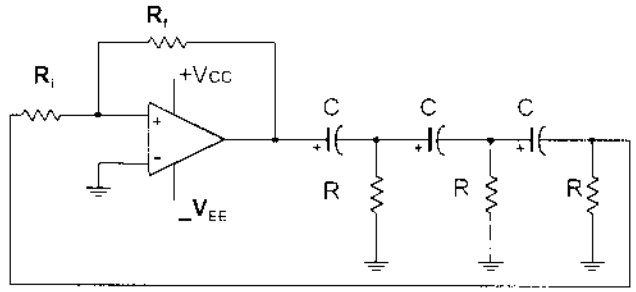
$$f = \frac{1}{2\Pi RC} \frac{1}{\sqrt{6 + 4(\frac{R_C}{R})}}$$

Để tồn tại dao động thì hệ số khuếch đại dòng tìm được:

$$h_{fe} > 23 + 29\frac{R}{R_C} + \frac{R_C}{R} \quad (18.39)$$

6.4.3. Mạch dao động đổi pha dùng IC

Ngày nay mạch điện dùng IC đã trở nên khá phổ biến, nó rất thích hợp để điều khiển mạch tạo dao động. Chỉ cần một bộ khuếch đại Op-amp ta đã có hệ số khuếch đại ổn định kết hợp với một vài phương pháp hồi tiếp ta sẽ có một mạch tạo dao động . Hình 6.7 là một mạch dao động đảo pha dùng IC. Mạch này dùng ba tầng hồi tiếp RC để sự chuyển pha cần thiết là 180^0 (với chỉ số suy giảm là 1/29), thì hệ số khuếch đại của op-amp (được đặt bởi điện trở R_i và R_f) phải lớn hơn 29. Lúc này mạch tạo ra được tần số dao động theo công thức

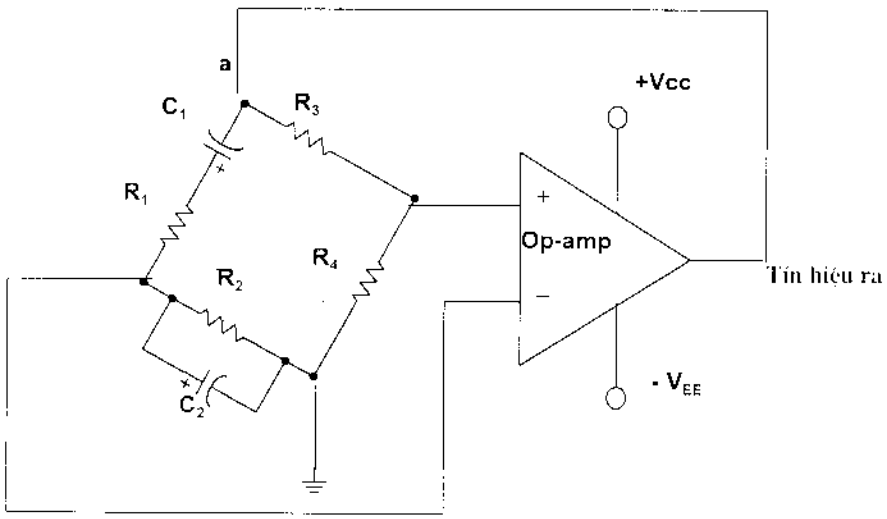


Hình 6.7. Tạo dao động đổi pha dùng IC

$$f = \frac{1}{2\Pi RC\sqrt{6}}$$

6.5. BỘ DAO ĐỘNG CẦU WIEN

Một bộ dao động trong thực tế là dùng khuếch đại thuật toán và mạch cầu RC, với tần số dao động được xác định bởi R và C. Hình 6.8 cho thấy một mạch cầu Wien cơ sở.



Hình6.8. Bộ tạo dao động cầu Wien

Bỏ qua hiệu quả của trở kháng vào và trở kháng ra của bộ khuếch đại thuật toán, phân tích mạch cầu ta có kết quả là:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}$$

Trong trường hợp đặc biệt $R_1 = R_2 = R$ và $C_1 = C_2 = C$ tần số dao động sẽ là:

$$f_0 = \frac{1}{2\Pi RC}$$

và $$\frac{R_3}{R_4} = 2$$

Như vậy tỉ số của R_3 và R_4 lớn hơn 2 đủ điều kiện để tính toán tần số dao động theo công thức $$f_0 = \frac{1}{2\Pi RC}$$

Ví dụ

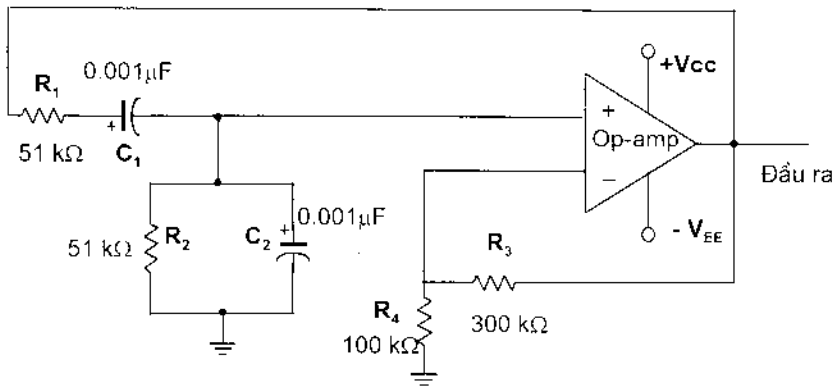
* Tính toán tần số cộng hưởng của mạch cầu Wien hình 6.9:

Giải:

Sử dụng công thức trên ta có:

$$f_0 = \frac{1}{2\Pi RC} = \frac{1}{2\Pi(51 \times 10^3)(0.001 \times 10^{-6})} = 3120.7 \text{ kHz}$$

* Thiết kế mạch cầu Wien theo hình 6.9 để có tần số dao động $f_0 = 10$ kHz.



Hình 6.9 *Bộ tạo dao động cầu Wien*

Giải:

Sử dụng giá trị cân bằng R và C ta chọn R = 100 kΩ và tính toán giá trị C theo công thức trên ta có:

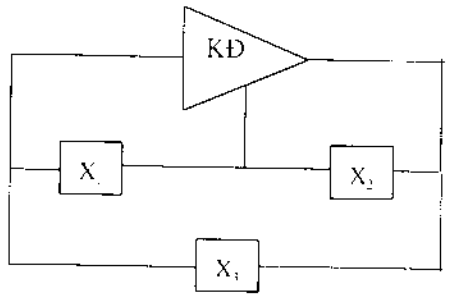
$$C = \frac{1}{2\Pi f_0 R} = \frac{1}{6.28(10 \times 10^3)(100 \times 10^3)} = \frac{10^{-9}}{6.28} = 159 \text{ pF}$$

Cũng có thể sử dụng $R_3 = 300$ kΩ và $R_4 = 100$ kΩ đảm bảo tỉ số R_3/R_4 lớn hơn 2 để mạch có thể dao động.

7.6 MẠCH TẠO DAO ĐỘNG CỘNG HƯỞNG

Mạch tạo dao động cộng hưởng đầu vào, cộng hưởng đầu ra

Sự đa dạng của mạch điện như hình 7.10 bằng việc cung cấp khung cộng hưởng ở cả đầu vào và ra của mạch điện. Phân tích mạch điện hình 7.10 thu được các bộ tạo dao động khi thay đổi các phần tử điện kháng



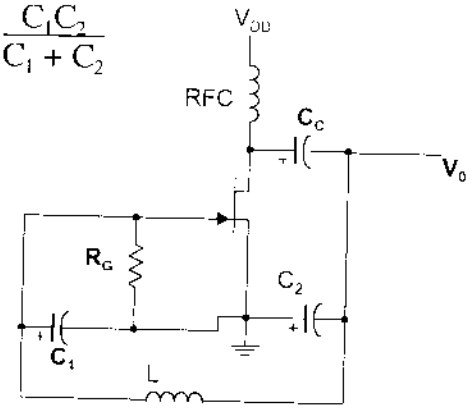
Hình 6.10. Mạch tạo dao động cộng hưởng cơ bản

6.5.1. Bộ tạo dao động Colpitts

6.5.1.1 Bộ tạo dao động Colpitts dùng FET

Một mạch dao động Colpitts dùng FET trong thực tế như hình 6.11 . Mạch điện có dạng như mạch hình 6.10 với một vài phần tử cần thiết để phân cực cho tầng khuếch đại FET. Tần số của bộ tạo dao động là: $f_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{LC_{eq}}}$

$$C_{eq} = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$$

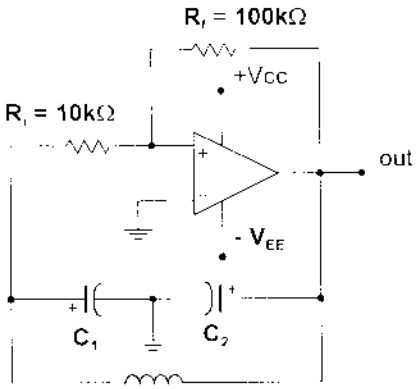


Hình 6.11. Mạch tạo dao động Colpitt dùng FET

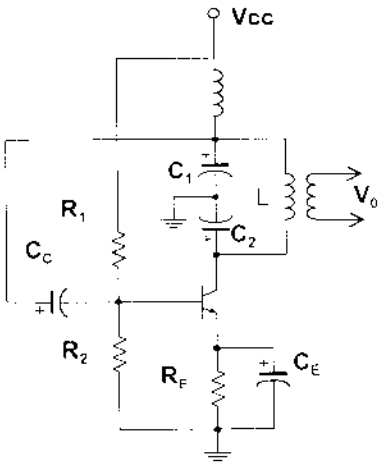
6.5.1.2 Bộ tạo dao động Colpitts dùng transistor

Bộ tạo dao động Colpitts dùng transistor như hình 6.12. Tần số dao động của mạch như công thức phần trên.

6.5.1.3. Bộ tạo dao động Colpitts dùng IC



Hình 6.13 Mạch tạo dao động Colpitts



Hình 6.12. Mạch tạo dao động Copittsl dùng transistor

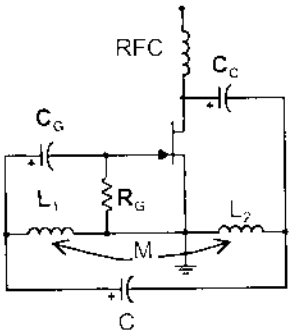
Bộ tạo dao động Colpitts dùng IC như hình 6.13, tần số dao động do mắt hồi tiếp LC quyết định và được tính theo công thức phần 6.5.1.1.

7.5.2 Bộ tạo dao động Hartley

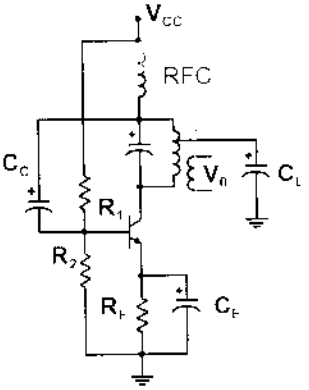
Mạch tạo dao động Hartley là mạch ba điểm điện cảm theo hình 18.25 thì X_1 và X_2 là cảm kháng còn X_3 là dung kháng

6.5.2.1 Bộ tạo dao động Hartley dùng FET

Bộ tạo dao động Hartley dùng FET như hình 6.14. Mạch điện có mắt hồi tiếp như mạch cộng hưởng hình 6.10. Chú ý rằng điện cảm L_1, L_2 được nối chung, cảm ứng từ giữa chúng là M. Tần số dao động của mạch này được tính theo công thức sau:



Hình 6.14 Mạch dao động Hartley dùng FET



Hình 6.15 Mạch dao động Hartley dùng transistor

$$f_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{L_{eq}C}}$$

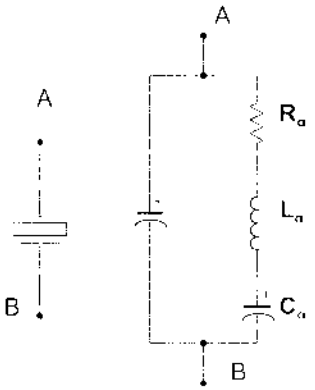
$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M$$

6..5.2.2 Bộ tạo dao động Hartley dùng transistor

Hình 6.15 là bộ tạo dao động Hartley dùng transistor với tần số dao động được tính theo công thức : $f_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{L_{eq}C}}$

6.7. 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.

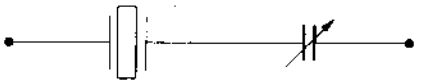


***Hình** 6.16 : Sơ đồ quy ước và sơ đồ tương đương của thạch anh*

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. Tích chất dao động của thạch anh được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương sau:

Thạch anh có kích thước càng nhỏ thì L_q, C_q, r_q 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 nó với một tụ xoay như hình 6.17.



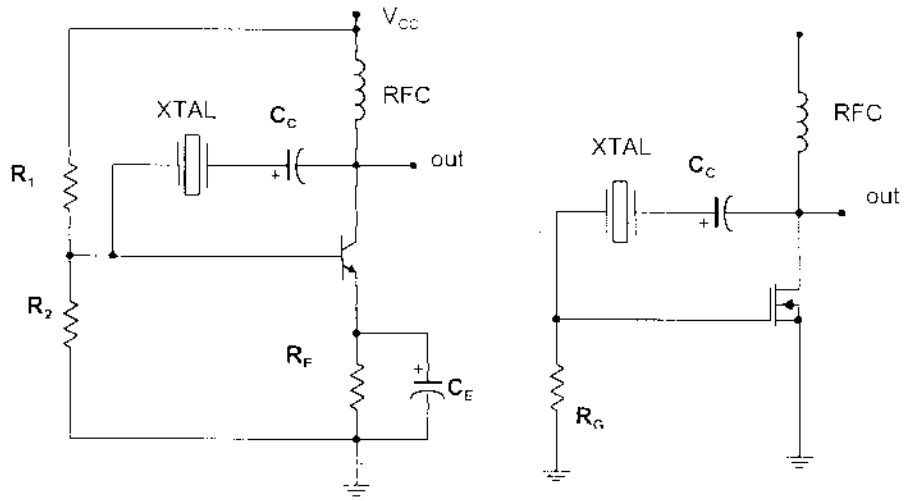
***Hình 6.17** Một biện pháp để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh*

Sau đây là một số bộ tạo dao động dùng thạch anh

6.7.1 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. Mạch điện như hình 6.18. Điện trở R_1 , R_2 là cầu phân áp cho cực B của transistor.

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.

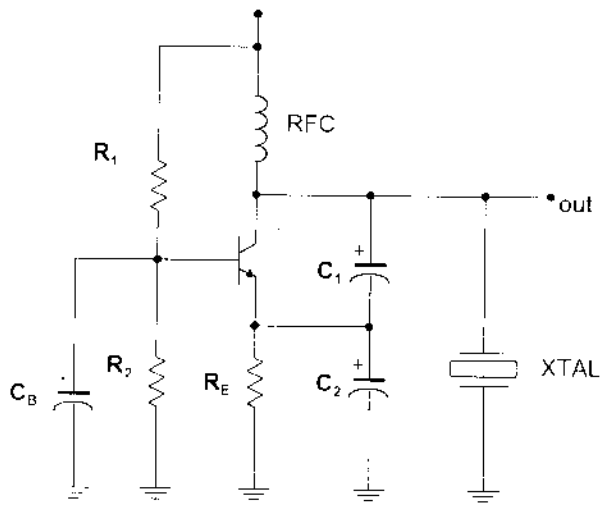


Hình 6.18 Bộ tạo dao động thạch anh điều khiển bằng hồi tiếp nối tiếp
(a) Sử dụng BJT (b) Sử dụng FET

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.

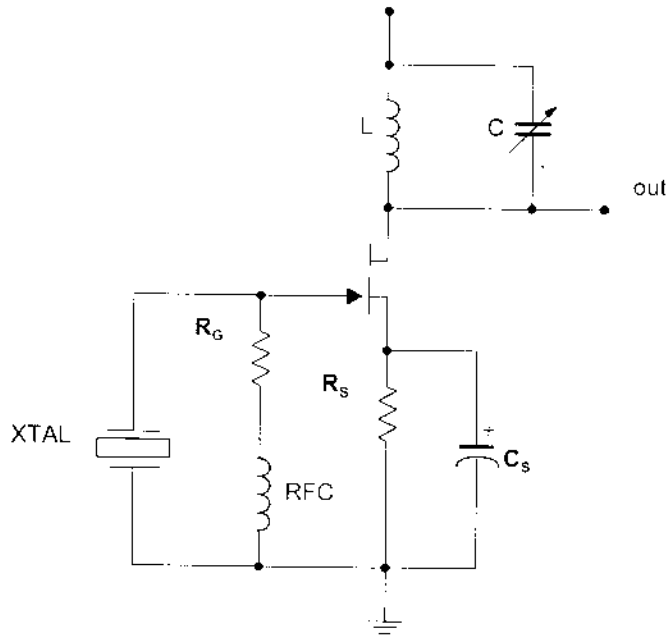
6.7.2 Mạch cộng hưởng song song

Khi thạch anh cộng hưởng song song thì trở kháng của mạch đạt giá trị lớn nhất. Nó được kết nối như hình 6.19. 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 6.19 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 6.19: Bộ tạo dao động thạch anh điều khiển bằng hồi tiếp song song

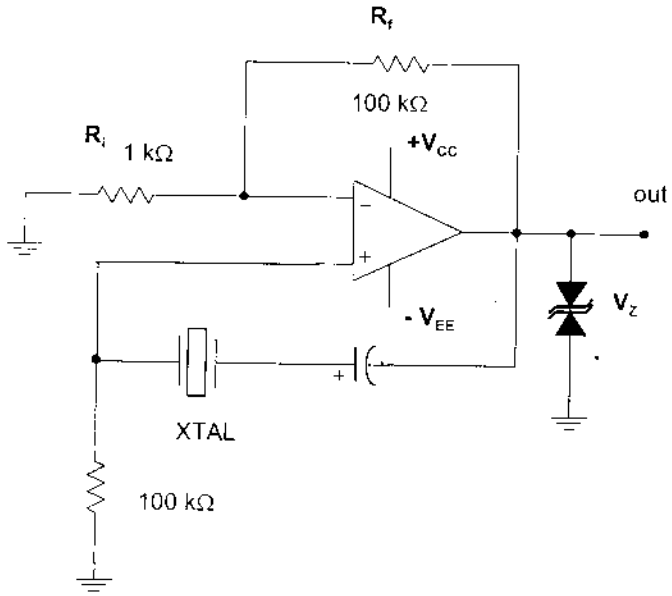
Bộ tạo dao động Miller dùng phần tử thạch anh như hình 6.20. Khung cộng hưởng LC được điều chỉnh gần tần số cộng hưởng song song của thạnh anh. Tín hiệu nguồn cổng lớn nhất xuất hiện tại tần số phản cộng hưởng điều khiển tần số hoạt động của mạch.



Hình 6.20: *Mạch dao động Miller điều khiển bằng thạch anh*

6.7.3 Bộ tạo dao động thạch anh dùng IC

Bộ tạo dao động thạch anh dùng IC như hình 7.21. 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 (V_z)



Hình 6.21: Mạch dao động thạch anh dùng IC

KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

*****

Chịu trách nhiệm xuất bản :

Giám đốc : Cát Văn Thành
Chủ biên : Nguyễn Thanh Hà
Nguyễn Đình Hải
Bìa : Viết Anh Mạnh
Sửa bản in: Nguyễn Trí Thành

In 1.000 cuốn khổ (21,0x29,7) cm tại Nhà in Khoa học Công nghệ
GPXB số 223-104/XB-QLXB do Cục Xuất Bản cấp ngày 30/01/2002.
In xong và nộp lưu chiểu tháng 11 năm 2002

Tl 41 gt kỹ thuật mạch điện
1 007081 401084
41 000 VNĐ