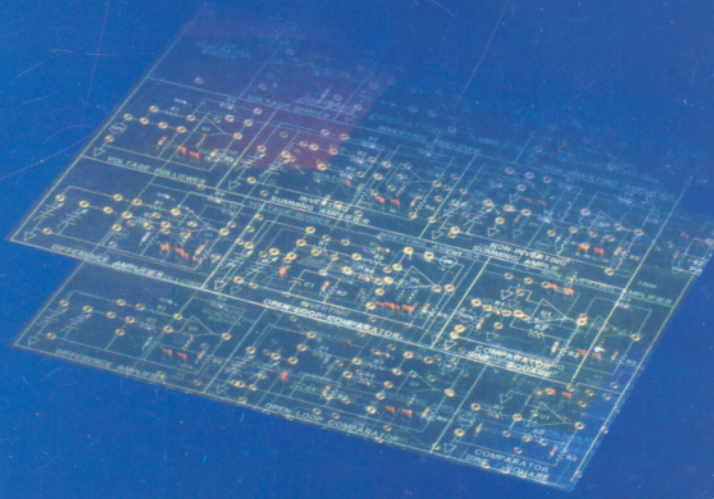
VỤ TRUNG HỌC CHUYÊN NGHIỆP - DẠY NGHỀ

GIÁO TRÌNH
KĨ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

SÁCH DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ TRUNG HỌC CHUYÊN NGHIỆP



NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

TS. ĐẶNG VĂN CHUYẾT (Chủ biên)
TH.S. PHẠM XUÂN KHÁNH, BỒ QUỐC BẢO,
NGUYỄN VIẾT TUYẾN, NGUYỄN THỊ PHƯỚC VÂN

GIÁO TRÌNH

KĨ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

SÁCH DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ TRUNG HỌC CHUYÊN NGHIỆP

(Tái bản lần thứ tư)

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

Lời giới thiệu

Việc tổ chức biên soạn và xuất bản một số giáo trình phục vụ cho đào tạo các chuyên ngành Điện – Điện tử, Cơ khí – Động lực ở các trường THCN – DN là một sự cố gắng lớn của Vụ Trung học chuyên nghiệp – Dạy nghề và Nhà xuất bản Giáo dục nhằm từng bước thống nhất nội dung dạy và học ở các trường THCN trên toàn quốc.

Nội dung của giáo trình đã được xây dựng trên cơ sở kế thừa những nội dung được giảng dạy ở các trường, kết hợp với những nội dung mới nhằm đáp ứng yêu cầu nâng cao chất lượng đào tạo phục vụ sự nghiệp công nghiệp hóa, hiện đại hóa. Đề cương của giáo trình đã được Vụ Trung học chuyên nghiệp – Dạy nghề tham khảo ý kiến của một số trường như : Trường Cao đẳng Công nghiệp Hà Nội, Trường TH Việt – Hung, Trường TH Công nghiệp II, Trường TH Công nghiệp III v.v... và đã nhận được nhiều ý kiến thiết thực, giúp cho tác giả biên soạn phù hợp hơn.

Giáo trình do các nhà giáo có nhiều kinh nghiệm giảng dạy ở các trường Đại học, Cao đẳng, THCN biên soạn. Giáo trình được biên soạn ngắn gọn, dễ hiểu, bổ sung nhiều kiến thức mới và biên soạn theo quan điểm mở, nghĩa là, đề cập những nội dung cơ bản, cốt yếu để tùy theo tính chất của các ngành nghề đào tạo mà nhà trường tự điều chỉnh cho thích hợp và không trái với quy định của chương trình khung đào tạo THCN.

Tuy các tác giả đã có nhiều cố gắng khi biên soạn, nhưng giáo trình chắc không tránh khỏi những khiếm khuyết. Vụ Trung học chuyên nghiệp – Dạy nghề đề nghị các trường sử dụng những giáo trình xuất bản lần này để bổ sung cho nguồn giáo trình đang rất thiếu hiện nay, nhằm phục vụ cho việc dạy và học của các trường đạt chất lượng cao hơn. Giáo trình này cũng rất bổ ích đối với đội ngũ kĩ thuật viên, công nhân kĩ thuật để nâng cao kiến thức và tay nghề cho mình.

Hy vọng nhận được sự góp ý của các trường và bạn đọc để những giáo trình được biên soạn tiếp hoặc lần tái bản sau có chất lượng tốt hơn. Mọi góp ý xin gửi về NXB Giáo dục – 81 Trần Hưng Đạo – Hà Nội.

VỤ THCN – DN

Mở đầu

Giáo trình Kĩ thuật mạch điện tử *được biên soạn theo đề cương do vụ THCN – DN, Bộ Giáo dục & Đào tạo xây dựng và thông qua. Nội dung được biên soạn theo tinh thần ngắn gọn, dễ hiểu. Các kiến thức trong toàn bộ giáo trình có mối liên hệ lôgíc chặt chẽ. Tuy vậy, giáo trình cũng chỉ là một phần trong nội dung của chuyên ngành đào tạo cho nên người dạy, người học cần tham khảo thêm các giáo trình có liên quan đối với ngành học để việc sử dụng giáo trình có hiệu quả hơn.*

Khi biên soạn giáo trình, chúng tôi đã cố gắng cập nhật những kiến thức mới có liên quan đến môn học và phù hợp với đối tượng sử dụng cũng như cố gắng gắn những nội dung lí thuyết với những vấn đề thực tế thường gặp trong sản xuất, đời sống để giáo trình có tính thực tiễn cao.

Nội dung của giáo trình được biên soạn với dung lượng 60 tiết, gồm 9 chương :

Chương 1. Khuếch đại tín hiệu nhỏ ; *Chương 2. Ghép 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 ; *Chương 7.* Điều chế ; *Chương 8.* Đổi tần ; *Chương 9*, Tách sóng.

Trong quá trình sử dụng, tùy theo yêu cầu cụ thể có thể điều chỉnh số tiết trong mỗi chương. Trong giáo trình, chúng tôi không đề ra nội dung thực tập của từng chương, vì trang thiết bị phục vụ cho thực tập của các trường không đồng nhất. Vì vậy, căn cứ vào trang thiết bị đã có của từng trường và khả năng tổ chức cho học sinh thực tập ở các xí nghiệp bên ngoài mà trường xây dựng thời lượng và nội dung thực tập cụ thể – Thời lượng thực tập tối thiểu nói chung cũng không ít hơn thời lượng học lí thuyết của mỗi môn.

Giáo trình được biên soạn cho đối tượng là học sinh THCN, Công nhân lành nghề bậc 3/7 và nó cũng là tài liệu tham khảo bổ ích cho sinh viên Cao đẳng kĩ thuật cũng như Kĩ thuật viên đang làm việc ở các cơ sở kinh tế trong nhiều lĩnh vực khác nhau.

Mặc dù đã cố gắng nhưng chắc chắn không tránh khỏi hết khiếm khuyết. Rất mong nhận được ý kiến đóng góp của người sử dụng để lần tái bản sau được hoàn chỉnh hơn. Mọi góp ý xin được gửi về Nhà XBGD – 81 Trần Hưng Đạo, Hà Nội.

TÁC GIẢ

CHƯƠNG 1

KHUẾCH ĐẠI TÍN HIỆU NHỎ

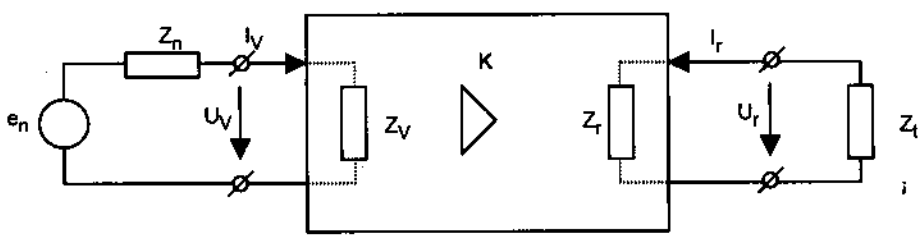
1.1. GIỚI THIỆU VỀ BỘ KHUẾCH ĐẠI ĐIỆN TỬ

1.1.1. Giới thiệu

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

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

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, 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 chúng ta có hệ số khuếch đại điện áp.

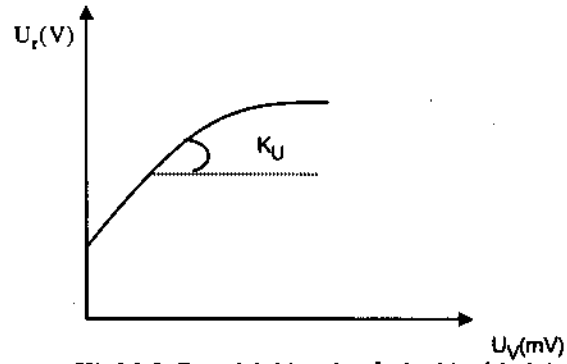
$$K_u = \frac{U_r}{U_v} \qquad (1.1)$$

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

$$K_i = \frac{I_r}{I_v} \qquad (1.2)$$

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

$$K_P = \frac{P_r}{P_v} \qquad (1.3)$$



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

Ở đây U_r , I_r , P_r là điện áp, dòng điện, công suất trên đầu ra bộ khuếch đại và U_V , I_V , P_V lần lượt là điện áp, dòng điện và công suất đặt vào bộ khuếch đại.

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

$$Z_V = \frac{U_v}{I_v} \qquad (1.4)$$

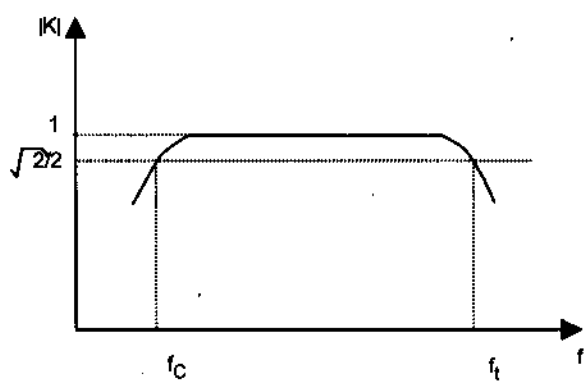
Z_r là trở kháng ra của bộ khuếch đại và:

$$Z_r = \frac{U_r}{I_r} \qquad (1.5)$$

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 tử này.

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

$$Z_n = Z_V$$

$$Z_r = Z_t$$

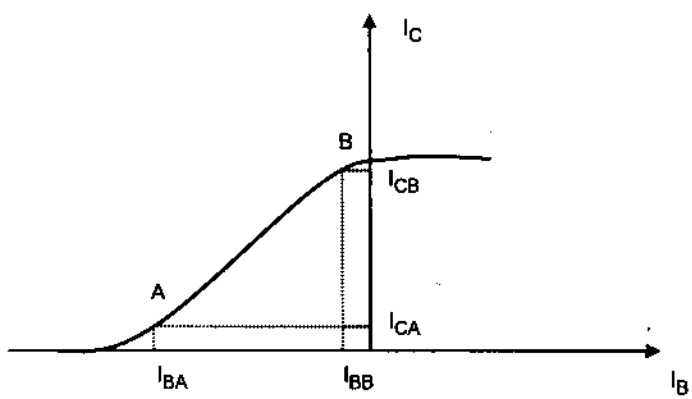
Nếu bộ khuếch đại có $K_i = 1$ và $K_U > 1$ thì chúng ta gọi nó là bộ khuếch đại điện áp.

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

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

1.1.2. Bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ

Chúng ta thường hiểu đơn giản bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ là tín hiệu vào và ra là đủ nhỏ. Hiểu như vậy là chưa đủ. Để hiểu khái niệm tín hiệu nhỏ của bộ khuếch đại chúng ta cần nhắc lại khái niệm đặc tính truyền dẫn hay đặc tính vào ra của phần tử khuếch đại. Ví dụ, ta sử dụng transistor lưỡng cực làm bộ khuếch đại. Đặc tính truyền dẫn của transistor thường có dạng cho ở hình 1.4.



Hình1.4: Đặc tính truyền dẫn của Transistor

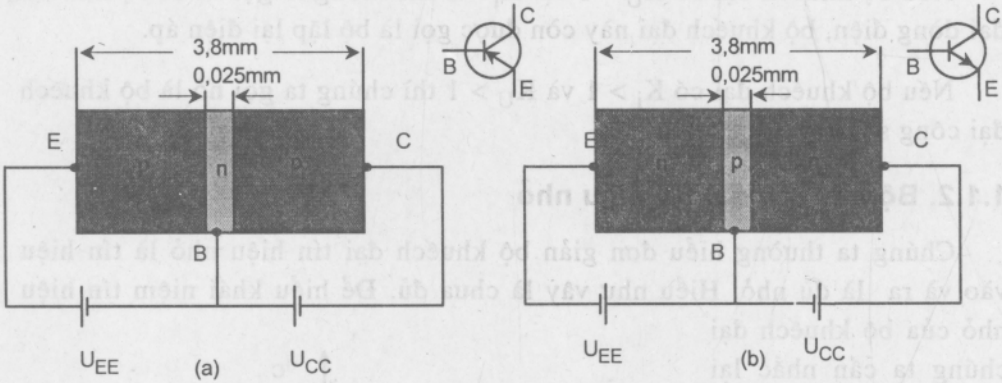
Trên đặc tuyến này chỉ có đoạn AB là có dạng gần tuyến tính. Nếu tín hiệu vào (I_B) thay đổi trong đoạn I_{BA} I_{BB} thì tín hiệu ra (I_C) mới tỷ lệ tuyến tính với nó hay tín hiệu ra có dạng giống hệt tín hiệu vào và không bị méo dạng. Nếu tín hiệu vào quá bé hoặc quá lớn thì tín hiệu ra thay đổi không tỷ lệ tuyến tính với nó nên sinh ra méo dạng. Chúng ta gọi bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ là bộ khuếch đại mà tín hiệu vào của nó chỉ

thay đổi trong vùng tuyến tính của đặc tuyến truyền dẫn (đoạn AB). Vì vậy bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ còn được gọi là bộ khuếch đại tuyến tính.

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. Tùy theo trình tự của miền p và miền n mà ta có hai loại transistor : pnp (transistor thuận – H.1.5a) và npn (transistor ngược – H.1.5b).



Hình 1.5: Cấu trúc của transistor
a) Transistor pnp và kí hiệu ; b) Transistor npn và kí hiệu

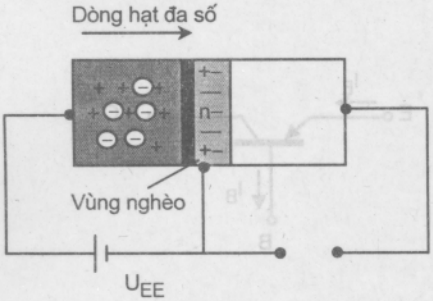
Miền p thứ nhất của transistor pnp (với transistor npn là miền n) được gọi là miền emitter, miền này được pha tạp chất với nồng độ lớn nhất, nó đóng vai trò phát xạ các hạt dẫn (lỗ trống hoặc điện tử), điện cực nối với miền này được gọi là cực emitter, ký hiệu là E. Miền n (với transistor npn là miền 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 1.5 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.

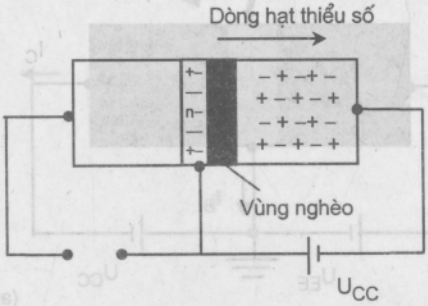
1.2.2. Nguyên tắc hoạt động của transistor

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).

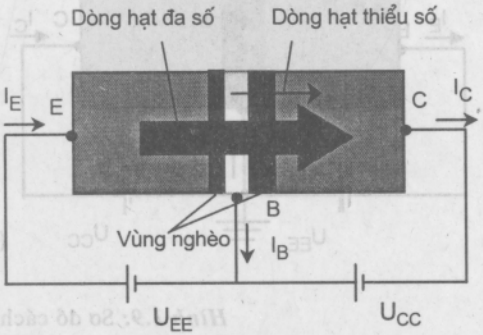


Hình 1.6: Chuyển tiếp emitter phân cực thuận



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.



Hình 1.8: Nguyên tắc hoạt động của transistor pnp

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.

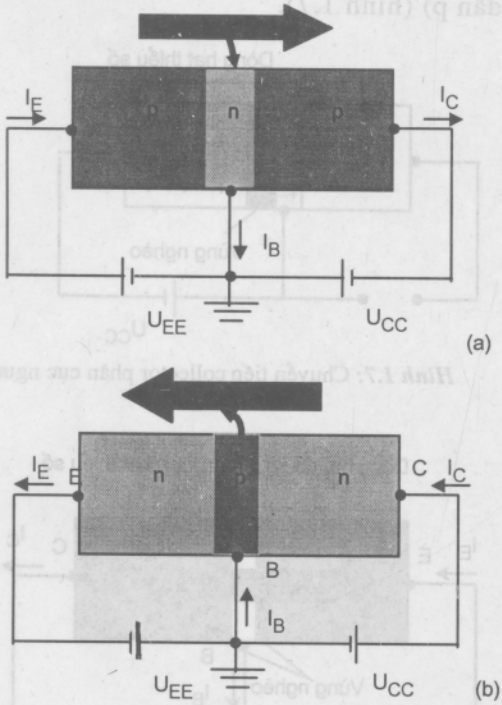
Áp dụng định luật Kirchhoff ta có: $I_E = I_C + I_B$

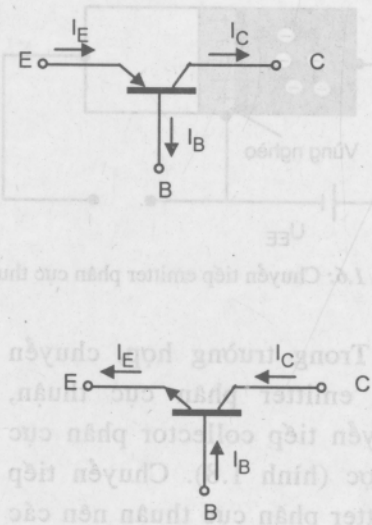
1.2.3. Các cách mắc cơ bản của transistor

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

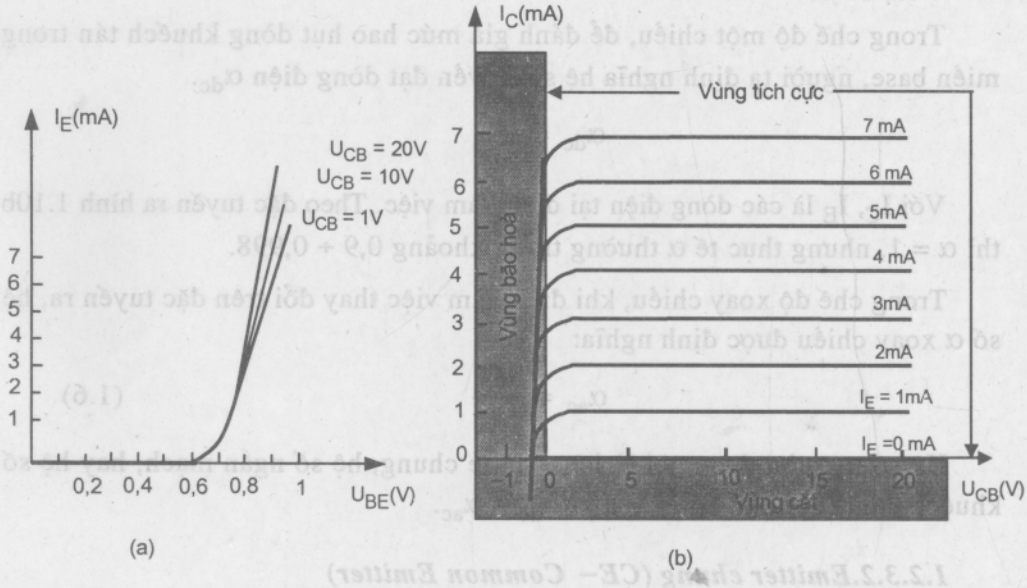




Hình 1.9: Sơ đồ cách ghép CB
a) Transistor pnp ; b) Transistor npn

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

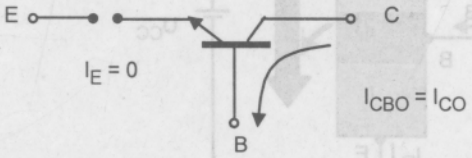
(hình 1.10a) mô tả quan hệ giữa dòng vào I_E với điện áp đầu vào U_{BE}, ứng với các giá trị điện áp khác nhau của điện áp ra U_{CB}.



Hình 1.10: Đặc tuyến của cách mắc CB
a) Đặc tuyến vào ; b) Đặc tuyến ra

Đặc tuyến ra (hình 1.10b) 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 I_E. Trên đặc tuyến này được chia thành 3 vùng: vùng tích cực, vùng cắt và vùng bão hoà.

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



Hình 1.11. Dòng bão hoà ngược I_{CO}

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.

+ *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 1.10b thì $\alpha = 1$, nhưng thực tế α thường trong khoảng 0,9 ÷ 0,998.

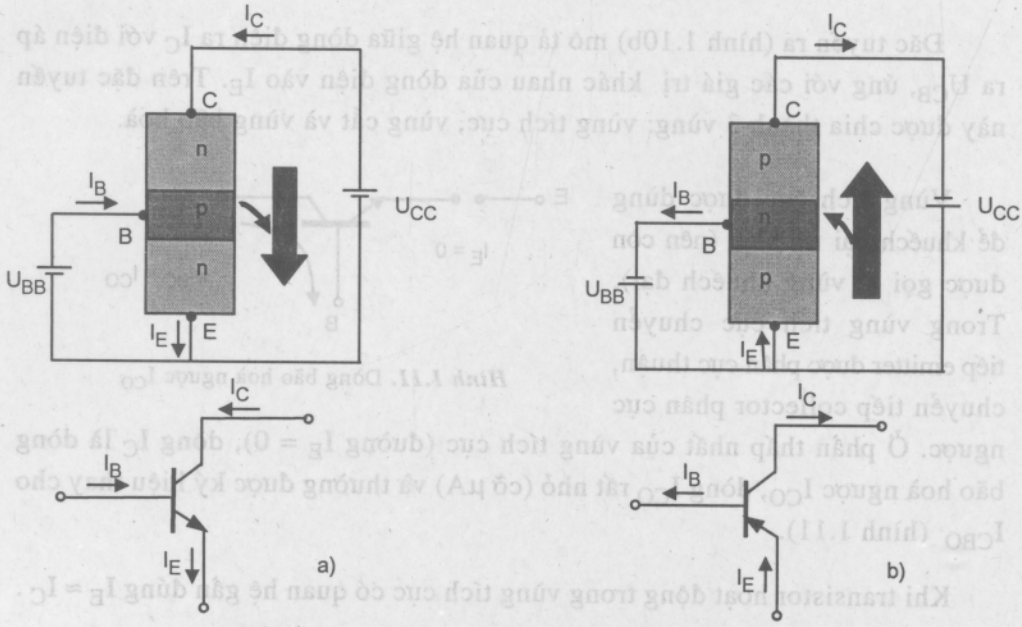
Trong chế độ xoay chiều, khi điểm làm việc thay đổi trên đặc tuyến ra, hệ số α xoay chiều được định nghĩa:

$$\alpha_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \qquad (1.6)$$

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)

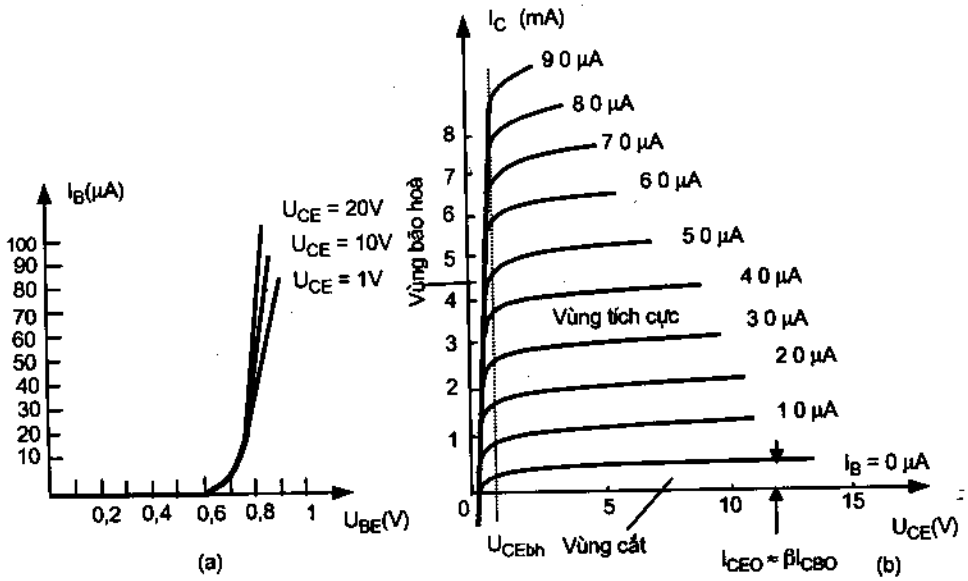
Sơ đồ cách mắc CE được cho trên hình 1.12



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 $I_B = 0$.



Hình 1.13. Đặc tuyến của cách mắc CE
a) Đặc tuyến vào ; b) Đặc tuyến ra

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 :

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \qquad (1.7)$$

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

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:

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

+ 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:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} \qquad (1.8)$$

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:

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\Big|_{U_{CE}=const} \qquad (1.9)$$

+ Quan hệ giữa α và β

Ta có : $I_E = I_C + I_B$

Mặt khác : $I_E = \frac{I_C}{\alpha}$, $I_B = \frac{I_C}{\beta}$

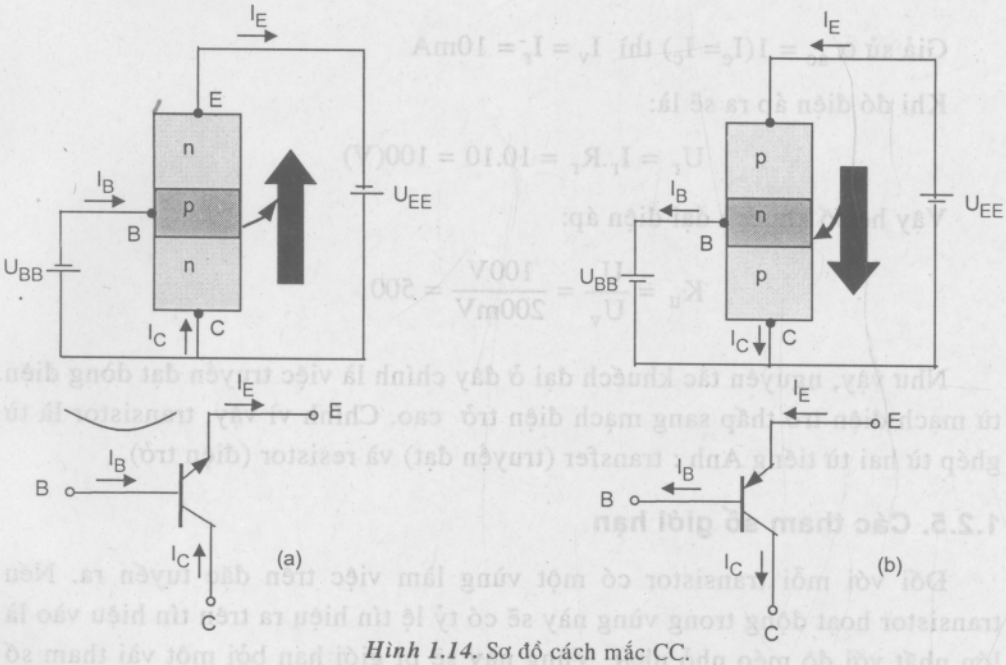
Kết hợp các điều kiện trên ta có:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \qquad (1.10)$$

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

1.2.3.3. Collector chung (CC – Common Collector)

Sơ đồ cách mắc CC được cho trên hình 1.14



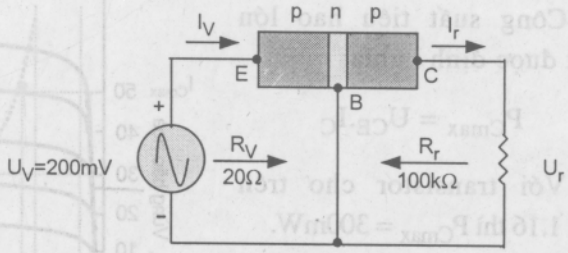
Hình 1.14. Sơ đồ cách mắc CC.
a) Transistor npn ; b) Transistor pnp

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 = 20Ω, điện trở ra R_r = 100kΩ.

Dòng điện vào:

$$I_v = \frac{U_v}{R_v} = \frac{200mV}{20\Omega} = 10mA$$

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

Khi đó điện áp ra sẽ là:

$$U_r = I_r.R_r = 10.10 = 100(V)$$

Vậy hệ số khuếch đại điện áp:

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

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 từ 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 : $I_{cmax} = 50mA$, $U_{CEmax} = 20V$.

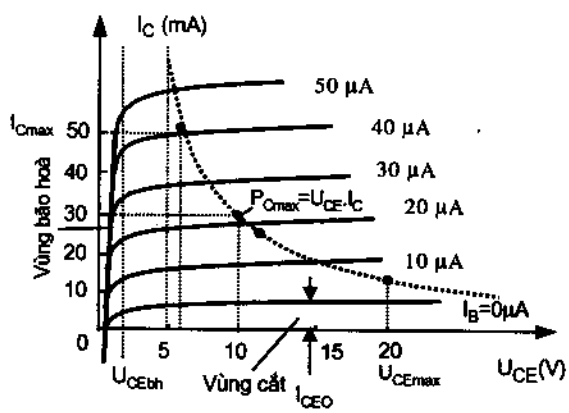
Đường U_{CEbh} trên đặc tuyến là giá trị nhỏ nhất của U_{CE}, thông thường $U_{Cebh} = 0,3$ V.

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 $U_{CE}.I_C = 300mW$.



Hình1.16. Vùng hoạt động của transistor

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

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

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

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

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

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

1.2.6. Phân cực cho transistor lưỡng cực– BJT

1.2.6.1. Giới thiệu

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

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

$$U_{BE} = 0,7V \qquad (1.11)$$

$$I_E = (\beta+1)I_B \approx I_C \qquad (1.12)$$

$$I_C = \beta I_B$$

– 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***

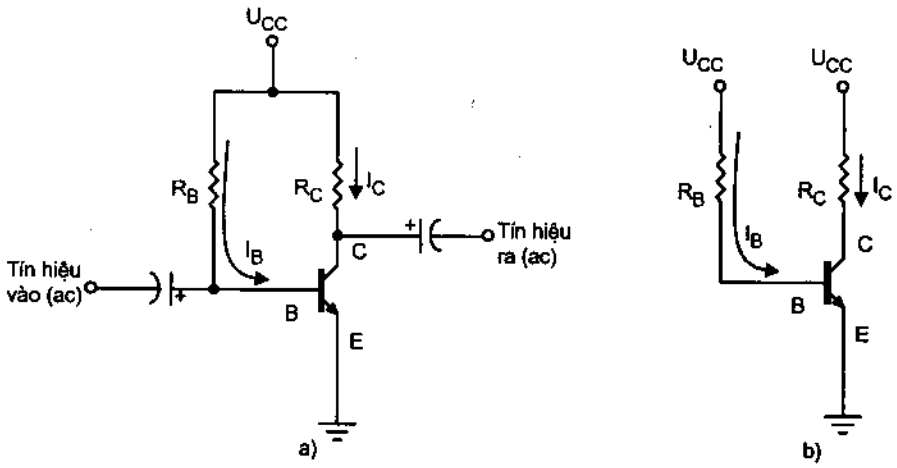
Khi phân cực cho transistor, dòng điện và điện áp một chiều sẽ thiết lập cho transistor một điểm làm việc cố định trên đặc tuyến ra, điểm này gọi là

điểm làm việc tĩnh (còn gọi là điểm công tác tĩnh và thường ký hiệu là điểm Q). Để transistor khuếch đại được tín hiệu, điểm làm việc tĩnh Q phải nằm trong vùng tích cực, nếu chọn được điểm Q thích hợp thì biên độ tín hiệu ra có thể lớn mà không bị méo (thường là giữa đặc tuyến ra).

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

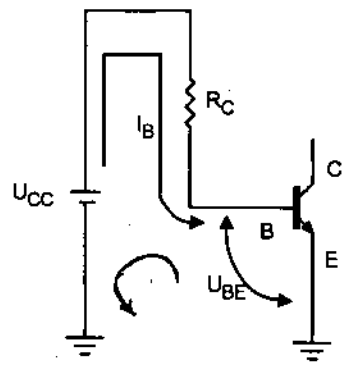
+ Xét *vòng base – emitter (hình 1.18):*

Viết định luật Kirchhoff cho vòng điện áp ta được :

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

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} \qquad (1.13)$$

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



Hình 1.18. Vòng base – emitter

+ *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.

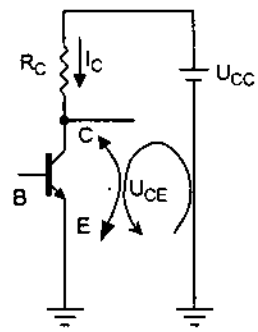
Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng collector – emitter (hình 1.19) ta có:

$$U_{CE} + I_C R_C - U_{CC} = 0 \quad (1.14)$$

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

Ta có : $U_{CE} = U_C - U_E$

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



Hình 1.19. Vòng collector – 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 dụ 1.1 : 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}.

Giải:

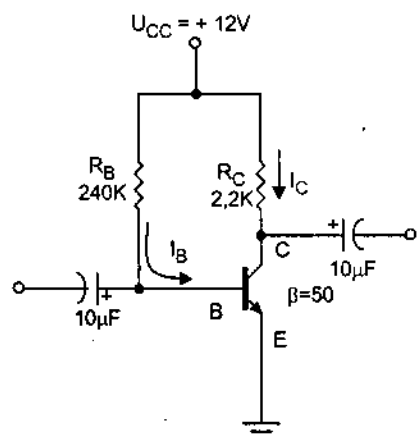
$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12V - 0,7V}{240k\Omega}$$

$$= 47,08\mu A$$

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

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

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



Hình 1.20

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

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

$$= -6,13V$$

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

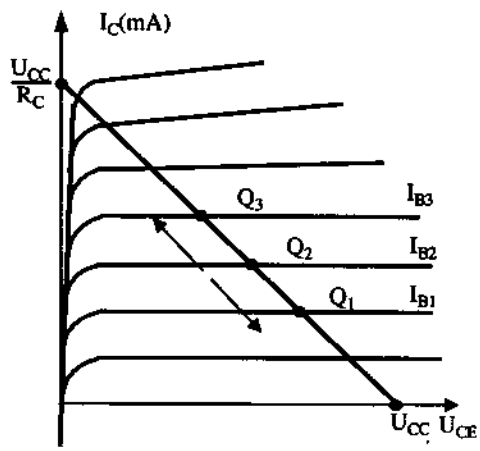
+ Đường tải tĩnh

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.

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:

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C.R_C \qquad (1\text{-}15)$$

Phương trình trên chính là phương trình đường tải tĩnh. Để vẽ đường tải tĩnh ta cần xác định hai điểm: Điểm thứ nhất ta cho $U_{CE} = 0$ suy ra $I_C = \frac{U_{CC}}{R_C}$, điểm thứ hai ta cho $I_C = 0$ suy ra $U_{CE} = U_{CC}$. Với hai điểm này ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 1.21.

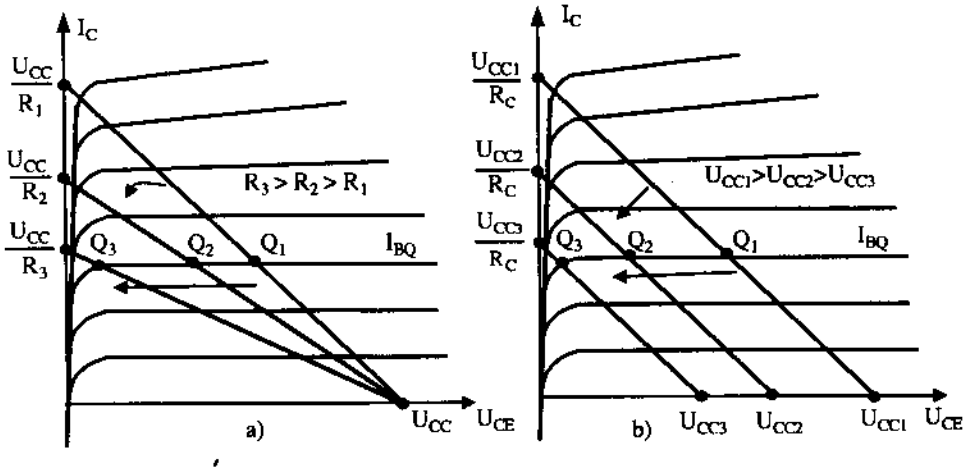


Hình 1.21. Đường tải tĩnh

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 1.22a.

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



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

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

Giải:

Từ hình 1.23 ta có:

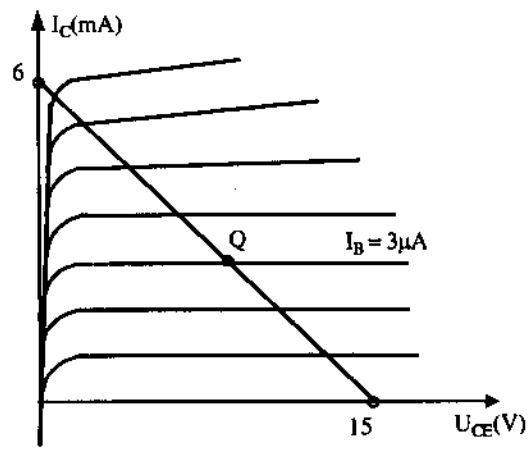
Tại $I_C = 0$

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

Tại $U_{CE} = 0$

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

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



Hình 1.23

Lấy $U_{BE} = 0,7V$, ta có :

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

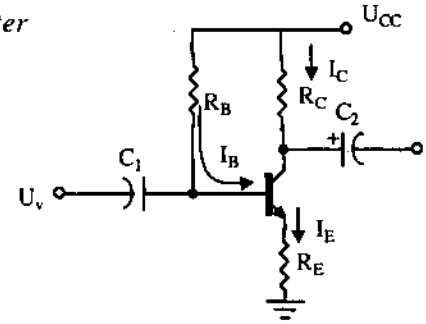
+ Transistor bão hoà

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

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

** Mạch phân cực ổn định cực emitter*

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



Hình 1.24. Sơ đồ phân cực ổn định emitter

+ Vòng base–colector (hình 1.25)

Theo định luật Kirchhoff ta có phương trình:

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

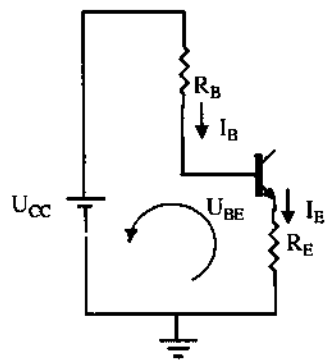
Ta đã biết $I_E = (\beta + 1) I_B$

Thay vào phương trình trên ta có:

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

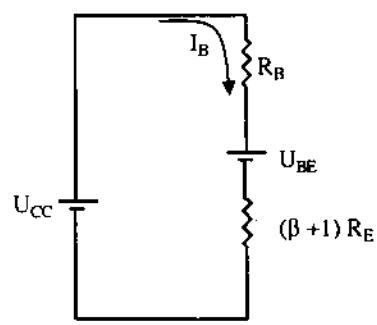
Rút I_B ta được:

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \qquad (1.16)$$



Hình 1.25. Vòng base–collector

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



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)

Theo định luật Kirchhoff ta có kết quả :

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

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

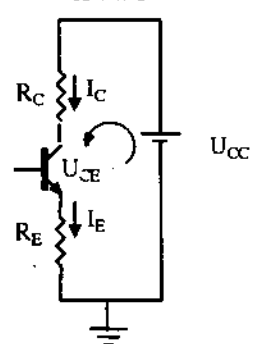
$$U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

Điện áp U_E được xác định bằng:

$$U_E = I_E R_E$$

Trong khi điện áp từ cực C tới mát là :

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

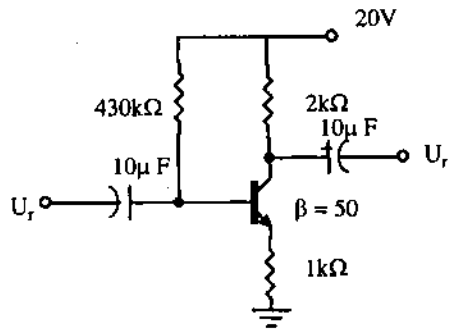


Hình 1.27. Vòng emitter–collector

hoặc : $U_C = U_{CC} - I_C R_C$

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

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.



Hình 1.28

Giải :

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

$$= \frac{20V - 0,7V}{430k\Omega + 51k\Omega} = 40,1\ \mu A$$

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

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

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

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

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

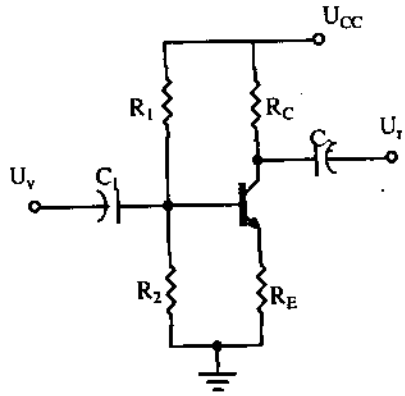
$$I_{Cbh} = I_{C\,max} = \frac{U_{CC}}{R_C + R_E}$$

+ Đường tải tĩnh xác định giống phương pháp xác định đường tải tĩnh ở mục 1.2.6.2.

1.2.6.3. Mạch phân áp

Trong các mạch phân cực trước, sự phân cực dòng điện I_{CQ} và điện áp U_{CEQ} là một hàm số của hệ số khuếch đại dòng điện (β). Trong khi đó, β là nhạy cảm với nhiệt độ, đặc biệt là chất silicon, giá trị thực tế của β thường không được

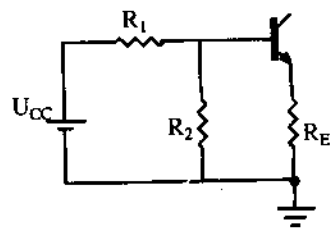
xác định chính xác. Vì thế, xây dựng được một mạch phân cực mà ít phụ thuộc, hoặc độc lập với β là vô cùng quan trọng. Với sơ đồ của mạch phân áp như hình 1.29, nếu chọn được các tham số của mạch hoàn hảo thì dòng điện I_{CQ} và điện áp U_{CEQ} có thể hoàn toàn độc lập với β.



Hình 1.29. Mạch phân áp

+ Tính toán các tham số của mạch

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



Hình 1.30

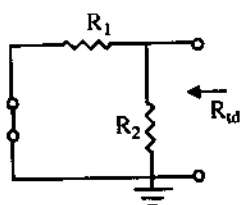
Sử dụng định lý Thevenin ta có thể tính được dòng I_B như sau:

Ngắn mạch nguồn cấp U_{CC} (hình 1.31a) ta có:

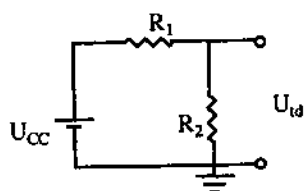
$$R_{td} = R_1 // R_2$$

Nguồn tương đương U_{td} (hình 1.31b) :

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



Hình 1.31a. Xác định R_{td}

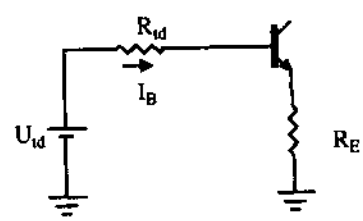


Hình 1.31b. Xác định U_{td}

Từ sơ đồ tương đương Thevenin (hình 1.32)

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

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



Hình 1.32. Sơ đồ tương đương Thevenin

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

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

+ Phân tích gần đúng

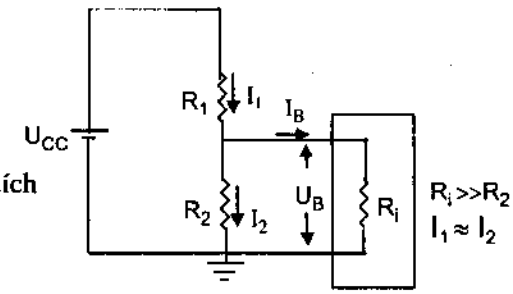
Đầu vào của mạch phân áp có thể được vẽ lại như hình 1.33. Trở kháng giữa base và emiter là $R_i = (\beta+1)R_E$. Nếu $R_i \gg R_2$ thì dòng $I_B \ll I_2$, khi đó $I_2 \approx I_1$ và $I_B \approx 0$.

Do đó :

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

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

$$\beta R_E \geq 10R_2$$



Hình 1.33

Điện áp và dòng điện cực E được tính :

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

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 1.4 : Cho sơ đồ như hình 1.34. Xác định U_{CE} và I_C.

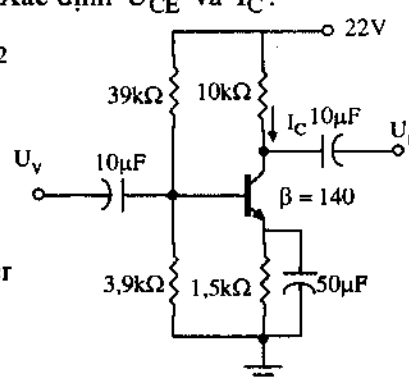
Giải : Ta thấy điều kiện $\beta R_E \geq 10R_2$ thoả mãn.

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

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

Dòng điện tại cực collector và emitter là :

$$I_C \approx I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{1,3V}{1,5k\Omega} = 0,867mA$$



Hình 1.34

Điện áp U_{CE} :

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

+ Transistor bão hoà

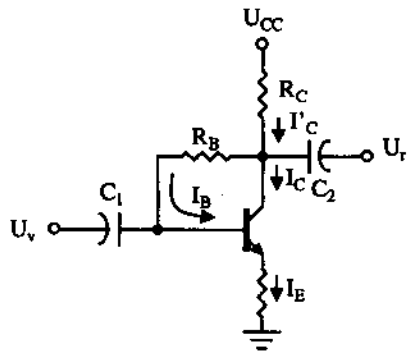
Dòng I_{Cbh} trong mạch phân áp tương tự như mạch phân cực emitter. Khi transistor bão hoà, $U_{CE} = 0V$ do đó:

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

+ Đường tải tĩnh xác định giống 1.2.6.2 .

1.2.6.4. Mạch phân cực hồi tiếp âm điện áp

Mạch phân cực hồi tiếp âm điện áp được cho trên hình 1.35. 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 .



Hình 1.35. **Mạch phân cực hồi tiếp điện áp**

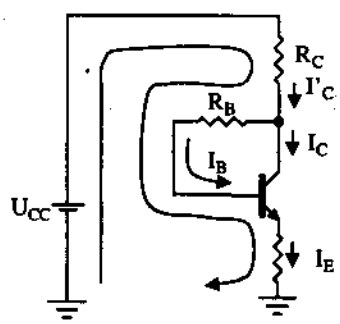
+ *Vòng base – emitter (hình 1.36)*

Theo định luật Kirchhoff ta có kết quả sau:

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

Mặt khác: $I'_C = I_C + I_B$. Tuy nhiên, dòng I_C và I'_C quá lớn so với I_B nên $I'_C \approx I_C$. Thay thế $I'_C \approx I_C \approx \beta I_B$ và $I_E \approx I_C$ sẽ có kết quả là:

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



Hình 1.36. **Vòng base – emitter**

Rút gọn ta có:

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

Vậy dòng I_B là:

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

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

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

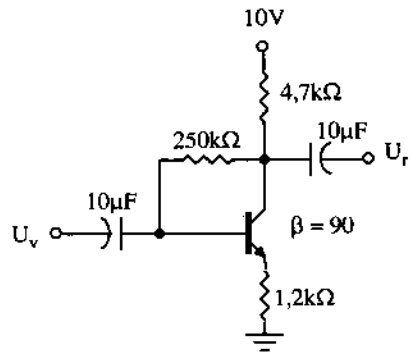
$$I_B = \frac{U'}{R_B + \beta R'}$$

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

và $U_{CE} = U_{CC} - I_C(R_C + R_E)$

bạn đọc có thể tự chứng minh biểu thức trên.

Ví dụ 1.5 : Xác định I_C và U_{CE} trong hình 1.37.



Hình 1.37

Giải

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

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

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

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

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

+ Chế độ bão hoà

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

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

+ Đường tải tĩnh

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

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

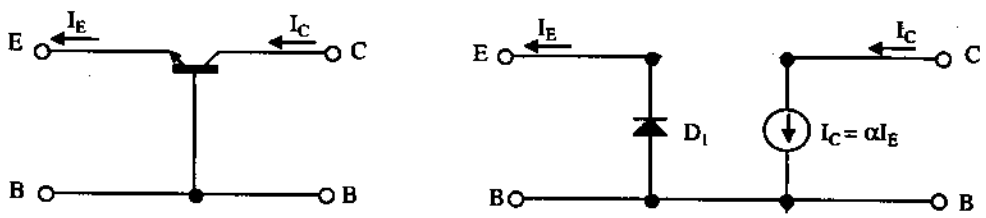
mạch điện thực tế thường được sử dụng. Để phân tích bộ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng BJT người ta dùng sơ đồ tương đương để phân tích. Khi vẽ sơ đồ tương đương đối với tín hiệu xoay chiều cần chú ý 2 điểm sau:

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



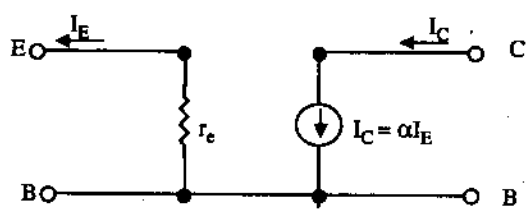
Hình 1.38. Sơ đồ CB
a) Cách mắc CB ; b) Sơ đồ tương đương

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:

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



Hình 1.39. Sơ đồ tương đương của cách mắc CB

Như vậy, sơ đồ tương đương của của mạch CB được vẽ lại như hình 1.39. Với sơ đồ tương đương hình 1.39 ta có thể tính được trở kháng vào và ra của mạch CB như sau:

$$Z_V = r_e$$

Giá trị r_e rất nhỏ, tối đa là 50 Ω.

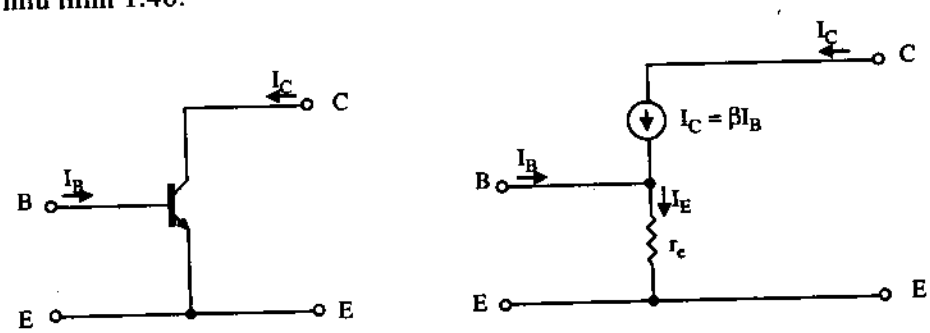
Trở kháng ra được tính khi cho tín hiệu vào bằng không, vì thế $I_E = 0$ nên $I_C = \alpha I_E = 0$, nghĩa là đầu ra của hình 1.39 hở mạch, do đó:

$$Z_r = \infty$$

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 1.40.

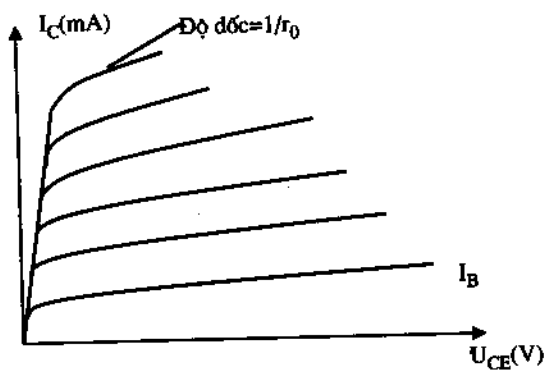


Hình 1.40. a) cách mắc CE ; b) sơ đồ tương đương

Theo sơ đồ trên ta có:

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

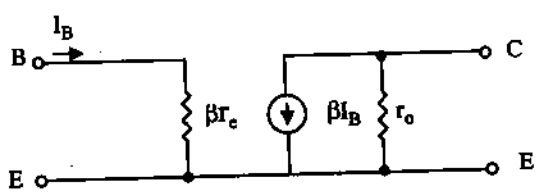
Sơ đồ tương đương hình 1.40b không xác định được trở kháng ra, thực tế trở kháng ra được xác định theo độ dốc của đường đặc tuyến ra (hình 1.41).



Hình 1.41. 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 1.42.



Hình 1.42. Sơ đồ tương đương của cách mắc CE

1.3.1.3. Sơ đồ tương đương của mạch CC

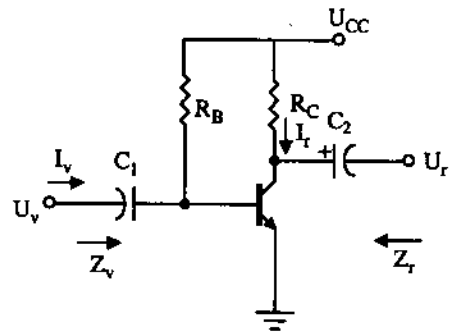
Tương tự như cách mắc CE , ta sẽ có sơ đồ tương đương của mạch CC. Sơ đồ tương đương này sẽ được vẽ trong các mạch cụ thể ở phần sau.

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

1.3.2.1. Mạch phân cực cố định mắc E chung

Sơ đồ mạch như hình 1.43

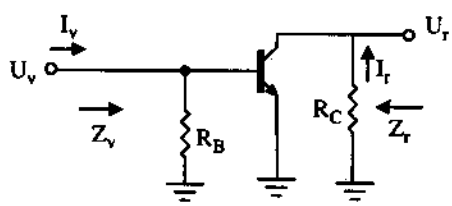
Tín hiệu vào U_v được đưa đến cực B của transistor trong khi đầu ra U_r lấy từ cực C. Dễ dàng nhận ra dòng I_v là dòng nguồn không phải dòng cực B, trong khi dòng ra I_r lại là dòng cực C.



Hình 1.43. Mạch phân cực cố định mắc E chung

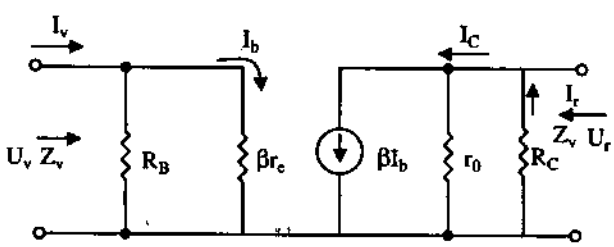
Với tín hiệu AC, ta có thể vẽ lại sơ đồ như hình 1.44.

Đây là mạch mắc theo kiểu CE nên ta có thể vẽ sơ đồ tương đương như hình 1.45.



Hình1.44. Sơ đồ 1.43 khi bỏ ảnh hưởng của U_{CC} và C_1, C_2

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



Hình 1.45. Sơ đồ tương đương

Từ hình 1.45 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:

$$Z_v \approx \beta r_e$$

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

$$Z_r = R_C // r_0$$

Nếu $r_0 \geq 10R_c \Rightarrow R_C // r_0 \approx R_c$ 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 $$U_r = -\beta\left(\frac{U_v}{\beta r_e}\right)(R_C // r_0)$$

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

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

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

Theo luật phân dòng cho đầu vào và đầu ra.

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

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:

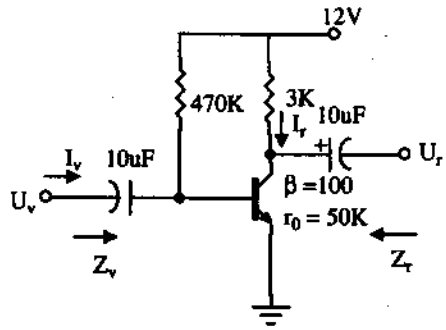
$$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_C}$$

Ví dụ: 1.9: Với sơ đồ hình 1.46

1. Xác định r_e

2. Tìm Z_v, Z_r, K_u, K_i với $r_0 = \infty\ \Omega$

3. Tìm Z_v, Z_r, K_u, K_i với $r_0 = 50$ kΩ rồi so sánh kết quả.



Hình 1.46

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

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

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

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

Vì $R_B \geq 10\ \beta r_e$ (470 kΩ > 10,71 kΩ)

$$K_i \equiv \beta = 100$$

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

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

$$K_i = \frac{\beta R_B r_0}{(r_0 + R_C)(R_B + \beta r_e)} = \frac{(100)(470k\Omega)(50k\Omega)}{(50k\Omega + 3k\Omega)(470k\Omega + 1,071k\Omega)}$$

$$= 94,13 \text{ so sánh với } 100$$

Kiểm tra:

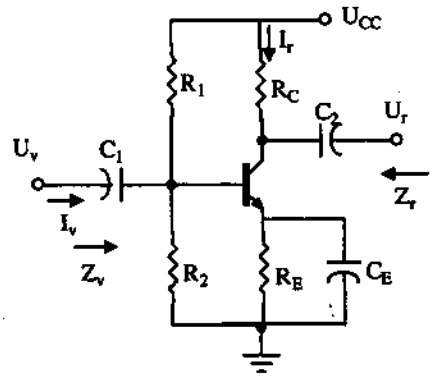
$$K_i = -K_u \frac{Z_v}{R_C} = \frac{-(-264,24)(1,069k\Omega)}{3k\Omega} = 94,16.$$

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

1.3.2.2. Mạch phân áp

Mạch phân áp như hình 1.47.

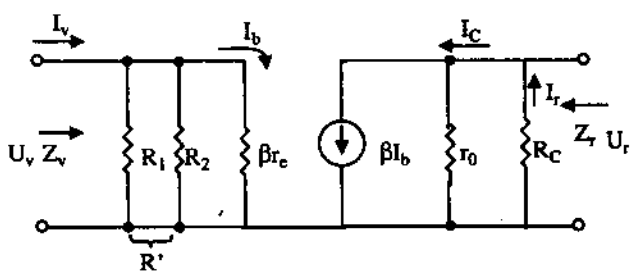
Sơ đồ tương đương hình 1.48. Chú ý, trong sơ đồ tương đương không có R_E là do ở tần số hoạt động của transistor, giá trị dung kháng rất nhỏ nên ta coi ngắn mạch R_E đối với tín hiệu AC.



Hình 1.47. Mạch phân áp

Trở kháng vào Z_v:

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



Hình 1.48. Sơ đồ tương đương mạch phân áp

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

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

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

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

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

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

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

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

Nếu $r_0 \geq 10\, R_C$ thì:

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

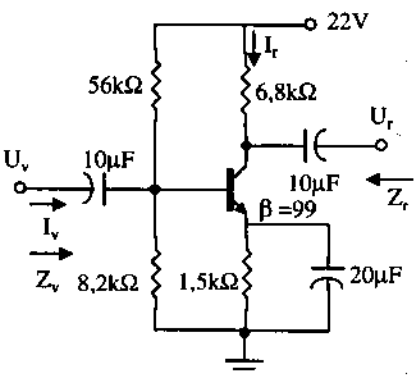
Và nếu $R' \geq 10\beta r_e$ thì $K_i = \frac{I_r}{I_v} = \frac{\beta R'}{R'} = \beta$

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

Ví dụ 1: Cho sơ đồ hình 1.49, xác định:

a) r_e; Z_v, Z_r, 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.



Hình 1.49

Giải:

a) DC : Kiểm tra $\beta R_E > 10R_2$

(90) (1,5 kΩ) > 10 (8 . 2 kΩ)

135 kΩ > 82 kΩ → thỏa mãn

$$U_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{CC} = \frac{8,2k\Omega}{56k\Omega + 8,2k\Omega} \cdot 22V = 2,81V$$

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

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} = \frac{2,11V}{1,5k\Omega} = 1,41\ mA$$

$$r_e = \frac{26mV}{I_E} = \frac{26mV}{1,41mA} = 18,44\ \Omega$$

$$R' = R_1 // R_2 = (56k\Omega) // (8,2\ k\Omega) = 7,15\ k\Omega$$

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

+ $Z_r = R_C = 6{,}8\ k\Omega$

+ $K_u = -\dfrac{R_C}{r_e} = -\dfrac{6{,}8k\Omega}{18{,}44\Omega} = -368{,}76$

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 $6{,}8\ k\Omega$

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

Điều kiện: $r_0 \geq 10\ R_C$: ($50\ k\Omega$) ≥ 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 $73{,}04$

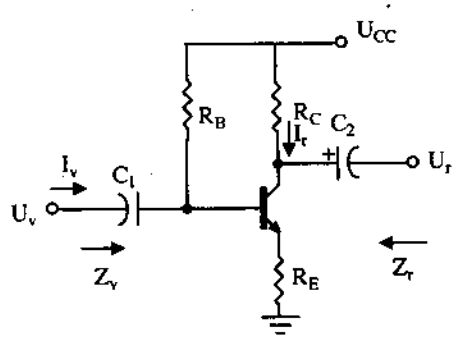
Vì điều kiện $r_0 \geq 10\ R_C$ không thỏa mãn do đó K_i, K_u, Z_r có sai khác.

1.3.2.3. Mạch phân cực emitter

Sơ đồ mạch được cho trên hình 1.50.

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

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



Hình 1.50. Mạch phân cực emitter

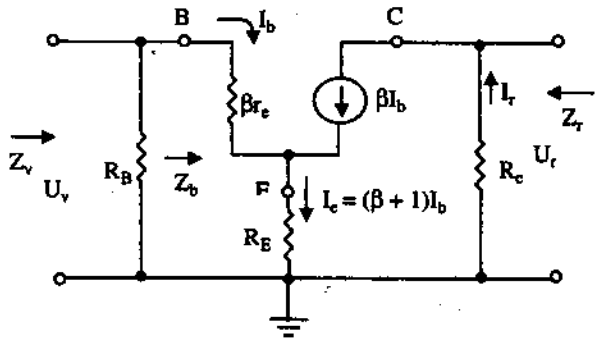
Áp dụng định luật Kirchhoff với đầu vào hình 1.51 ta có:

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

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

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

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



Hình 1.51. Sơ đồ tương đương mạch phân cực emitter

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

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 1.51 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:

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

$$U_r = -\,I_r R_C = -\,\beta I_b R_C = -\,\beta\left(\frac{U_V}{Z_b}\right) R_C$$

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:

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

Hơn nữa : $$\frac{I_r}{I_b} = \beta$$

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 : $K_i = -K_u \dfrac{Z_r}{R_C}$

Ví dụ 1.18 : Cho sơ đồ hình 1.52 khi không có C_E xác định :

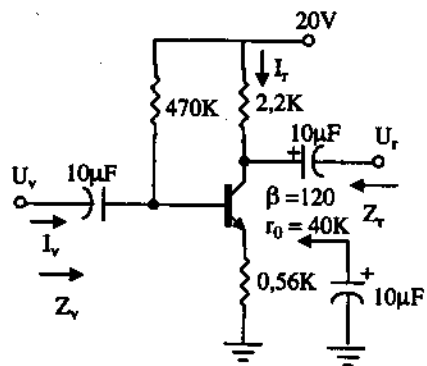
a) r_e,

b) Z_v,

c) Z_r,

d) K_u,

e) K_i.

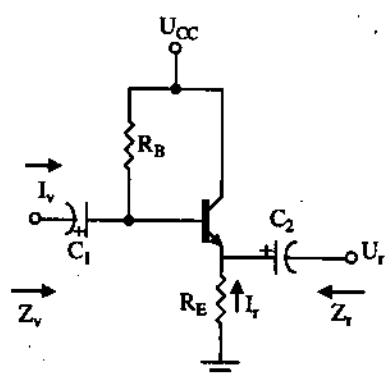


Hình 1.52

Áp dụng các công thức đã dẫn trên,bạn đọc tự tính,với cả trường hợp có C_E.

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

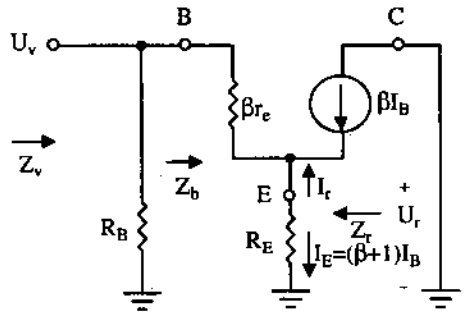
Khi đầu ra được lấy từ cực E của tranzito như hình 1.53. Sơ đồ được mắc cực C chung. Điện áp ra luôn nhỏ hơn tín hiệu vào chút ít bởi vì tiêu hao trên cực B tới cực E, do đó $K_u \approx 1$ không giống như điện áp cực C, điện áp cực E cùng pha với U_v và điện áp $U_r \approx U_v$.



Hình 1.53. Mạch tải cực E

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

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



Hình 1.54. Sơ đồ tương đương

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

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

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

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

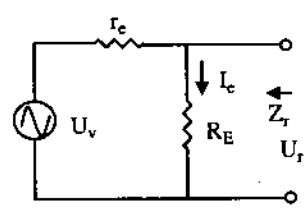
Thay $Z_b \cong \beta R_E$

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

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

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

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



Hình 1.55. Xác định Z_r

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 :

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

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

Vì R_E thường lớn hơn r_e nên $R_E + r_e \cong R_E$ 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 $$I_r = -I_e = -(\beta + 1)\, I_b \text{ nên } \frac{I_r}{I_b} = -(\beta + 1)$$

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

vì $$(\beta + 1) \cong \beta \text{ nên } K_i \cong \frac{-\beta R_B}{R_B + Z_b}$$

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 thoả mãn nên có thể coi $1 + \dfrac{R_E}{r_o} \approx 1$, vì vậy :

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

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 $\beta + 1 \cong \beta$

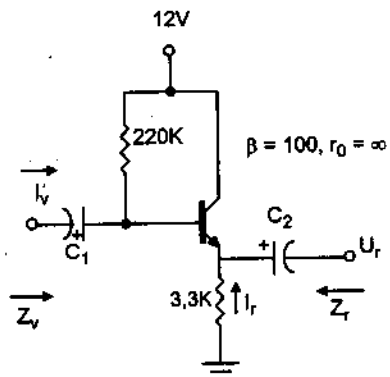
$$K_u \cong \frac{\beta R_E}{Z_b}$$

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 1.9. Cho sơ đồ hình 1.56 xác định :

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



Hình 1.56

Giải :

+ Khi bỏ qua r_0 :

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

$$= \frac{12V - 0,7V}{220k\Omega + (101)3,3k\Omega} = 20,42\ \mu A$$

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

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

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

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

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

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

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

+ 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.

$$Z_r = R_E // r_e = 12,56\ \Omega \text{ như có được trước đó.}$$

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

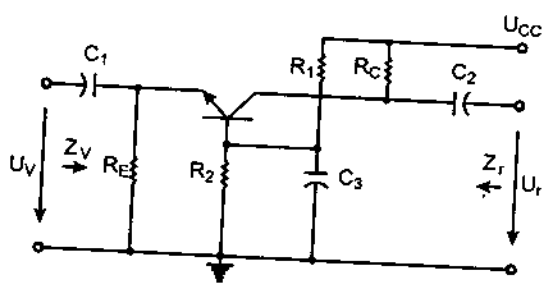
Phù hợp với kết quả trước.

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

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 1.57.

Sơ đồ tương đương hình 1.58.



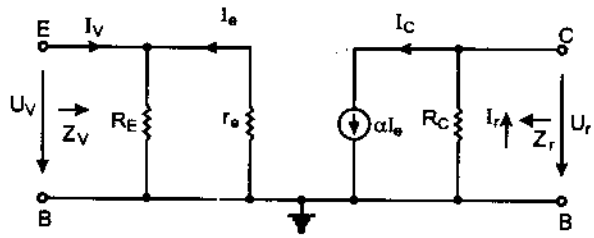
Hình 1.57. Mạch CB

Theo sơ đồ hình 1.58

Trở kháng vào : $Z_v = R_E // r_e$

Trở kháng ra : $Z_r = R_C$

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau :



Hình 1.58. Sơ đồ tương đương

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

mà $$I_e = -\frac{U_v}{r_e}$$

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

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

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

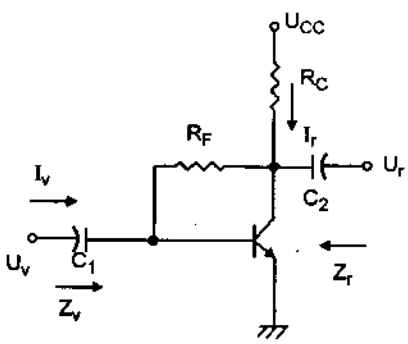
vì $R_E >> r_e$ nên $I_v \approx -I_e$

Mặt khác $I_r = \alpha I_e = -\alpha I_v$

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

1.3.2.6. Mạch hồi tiếp AC từ cực C

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



Hình 1.59. Sơ đồ mạch hồi tiếp AC từ cực C

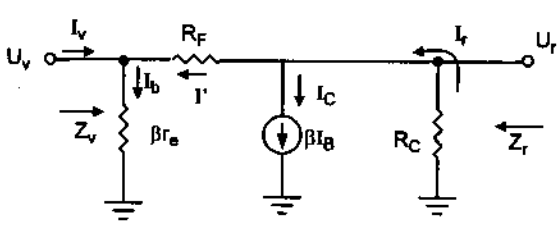
Với sơ đồ tương đương như hình 1.60. Các bước thực hiện sau đây là kết quả của kinh nghiệm làm việc với mạch điện này.

Tính trở kháng vào Z_v :

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

với $$U_r = -I_rR_C$$

và $$I_r = \beta I_b + I'$$



Hình 1.60. Sơ đồ tương đương

Vì βI_b thường lớn hơn I'

$$I_r \cong \beta I_b$$

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

nhưng $I_b = \dfrac{U_v}{\beta r_e}$ 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 $$U_v\left[1 + \frac{\beta r_e}{R_F}\left(1 + \frac{R_C}{r_e}\right)\right] = I_v\beta r_e$$

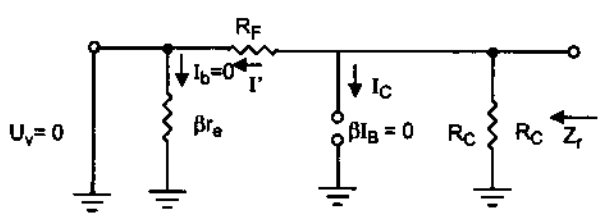
Từ đó suy ra: $Z_v = \dfrac{U_v}{I_v} = \dfrac{\beta r_e}{1 + \dfrac{\beta r_e}{R_F}\left(1 + \dfrac{R_C}{r_e}\right)}$

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

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

Trở kháng ra Z_r : Khi đầu vào $U_v = 0$, hình 1.60 được vẽ lại như hình 1.61. Nếu bỏ qua ảnh hưởng của βr_e thì :

$$Z_r = R_C // R_F$$



Hình1.61. Xác định Z_r

Hệ số khuếch đại điện áp được tính như sau:

Tại cực C (hình 1.60).

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

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 $I_b = \dfrac{U_v}{\beta r_e}$ ta có:

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

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

Hệ số khuếch đại dòng điện K_i :

Áp dụng định luật Kirchhoff cho vòng ra.

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

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

với $I_r \cong \beta I_b$, ta có $I_b \beta r_e + I_b R_F - I_v R_F + \beta I_b R_C = 0$

nên $I_b (\beta r_e + R_F + \beta R_C) = I_v R_F$

Thay $I_b = \dfrac{I_r}{\beta}$ từ $I_r \cong \beta I_b$ ta có:

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

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

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

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

Với $\beta R_C >> R_F$, thì:

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

Ảnh hưởng của r_o :

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

Thường R_F rất lớn nên $\dfrac{1}{R_F} \cong 0$ và nếu điều kiện $r_o \geq 10R_C$ thoả mãn thì:

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

Thường $\dfrac{R_C}{R_F} << 1$ nên:

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

Z_r : $Z_r = r_o // R_C // R_F$

với $r_o \geq 10R_C$,

$Z_r \cong R_C // R_F$ giống kết quả trước.

Với điều kiện chung $R_F >> R_C$,

$$Z_r \cong R_C$$

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

Vì $R_F >> r_e$:

$$K_u \cong -\frac{\dfrac{r_o // R_C}{r_e}}{1 + \dfrac{r_o // R_C}{R_F}}$$

Với $r_o \geq 10R_C$:

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

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

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

Ví dụ 1.10: Cho sơ đồ 1.62 xác định:

a) r_e,

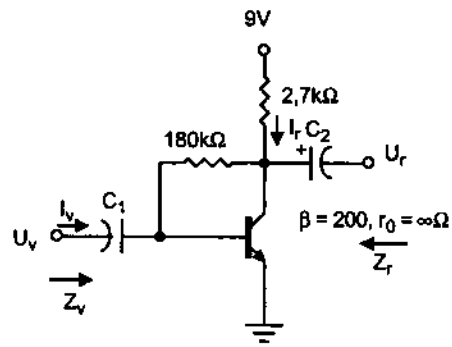
b) Z_v,

c) Z_r,

d) K_u,

e) K_i,

f) Lặp lại từ b + e với r_o = 20 kΩ và so sánh kết quả.



Hình 1.62

Bạn đọc tự làm và cho nhận xét.

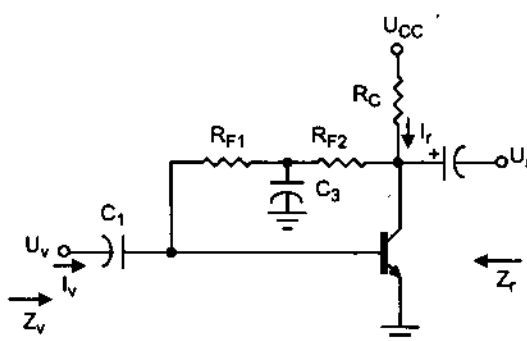
1.3.2.7. Mạch hồi tiếp DC từ cực C

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

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

Trở kháng vào:

$$Z_v = R_{F_1} // \beta r_e$$



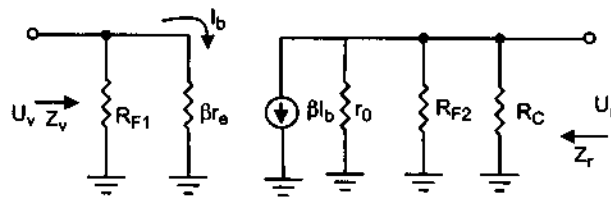
Hình 1.63. Mạch hồi tiếp DC cực C

Trở kháng ra:

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

với $r_o \geq 10R_C$:

$Z_r \cong R_C // R_{F_2}$



Hình 1.64

Hệ số khuếch đại điện áp K_u được tính:

Đặt $R' = r_o // R_{F_2} // R_C$ thì $U_r = -\beta I_b R'$

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

do đó: $K_u = \dfrac{U_r}{U_v} \cong -\dfrac{r_o // R_{F_2} // R_C}{r_e}$

Với $r_o \geq 10R_C$ thì: $K_u = \dfrac{U_r}{U_v} \cong -\dfrac{R_{F_2} // R_C}{r_e}$

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

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

và với đầu ra sử dụng $R' = r_o // R_{F_2}$

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

Do đó: $K_i = \dfrac{I_r}{I_v} = \dfrac{I_r}{I_b} \cdot \dfrac{I_b}{I_v} = \dfrac{R'\beta}{R' + R_C} \cdot \dfrac{R_{F_1}}{R_{F_1} + \beta r_e} = \dfrac{\beta R_{F_1} R'}{(R_{F_1} + \beta r_e)(R' + R_C)}$

Vì R_{F_1} thường lớn hơn βr_e, nên $R_{F_1} + \beta r_e \cong R_{F_1}$

Vì thế $K_i = \dfrac{I_r}{I_v} = \dfrac{\beta R_{F_1}(r_o // R_{F_2})}{R_{F_1}(r_o // R_{F_2} + R_C)} \cong \dfrac{\beta}{1 + \dfrac{R_C}{r_o // R_{F2}}}$

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

Ví dụ 1.11: Với sơ đồ 1.65 xác định:

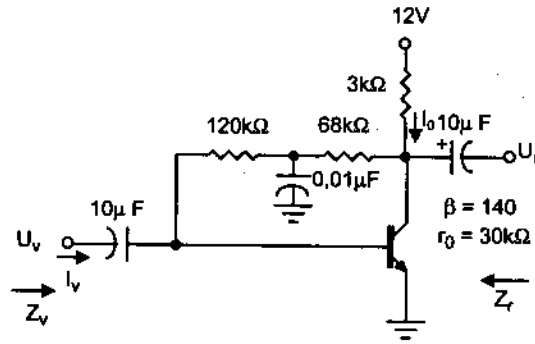
a) r_e,

b) Z_v,

c) Z_r,

d) K_u,

e) K_i,



Hình 1.65

Giải:

a) $I_B = \dfrac{U_{CC} - U_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \dfrac{12V - 0,7V}{(120k\Omega + 68k\Omega) + (140)3k\Omega} = 18,6\ \mu A$

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

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

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 dàng 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

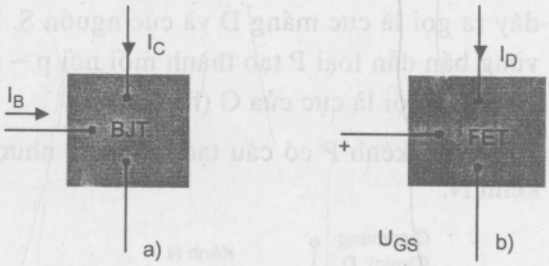
1.4.1. Sơ lược cấu tạo của transistor trường FET

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 (a) và FET (b)

Transistor hiệu ứng trường FET gồm có hai loại chính:

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

– *FET có cực cửa cách điện :* Insulated Gate FET viết tắt là IGFET. Thông thường lớp cách điện là lớp ôxít nên gọi là Metal Oxide Semiconductor FET (MOSFET hay MOS). Trong loại transistor trường có cực cửa cách điện lại 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. Nó không bù điện áp tại vùng $I_D = 0$ và do đó nó là phần tử ngắt điện, FET có độ ổn định về nhiệt cao và có tần số làm việc cao. Tuy nhiên nó có nhược điểm là hệ số khuếch đại thấp hơn nhiều so với BJT.

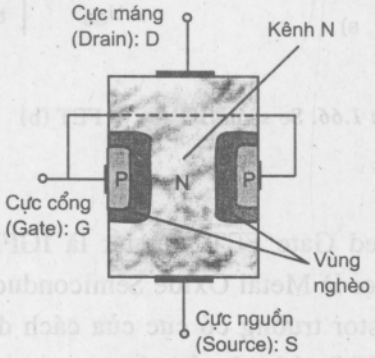
1.4.1.2. Cấu tạo và đặc tính của JFET

1. Cấu tạo và ký hiệu

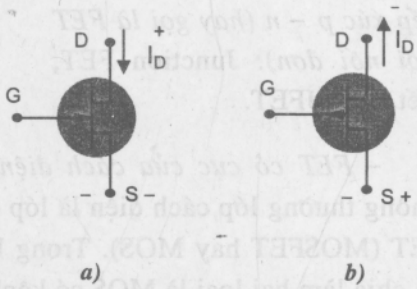
JFET được gọi là FET có mối nối đơn, có hai loại là JFET kênh N và JFET kênh P.

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.



Hình 1.67. Cấu tạo transistor trường JFET



Hình 1.68. Kí hiệu JFET

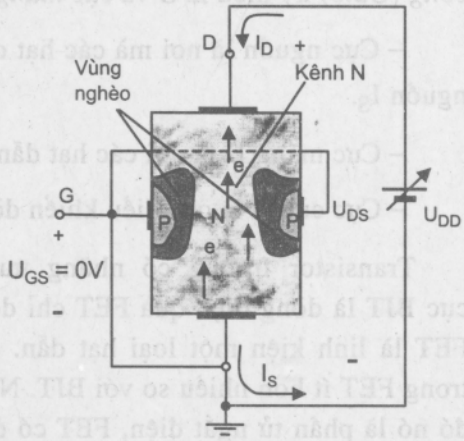
Ký hiệu của JFET như hình 1.68a (kênh N) và 1.68b (kênh P).

2. Đặc tính

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

A. Khi cực G hở ($U_{GS} = 0V$):

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

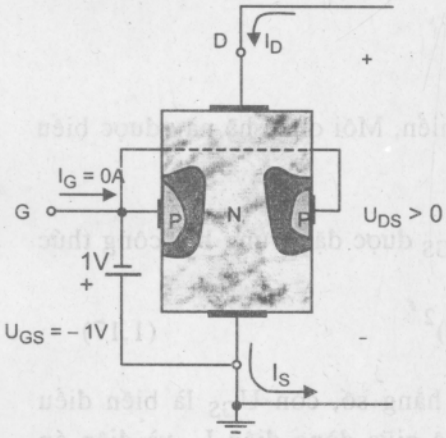


Hình 1.69. JFET khi $U_{GS} = 0V$ và $U_{DS} > 0V$

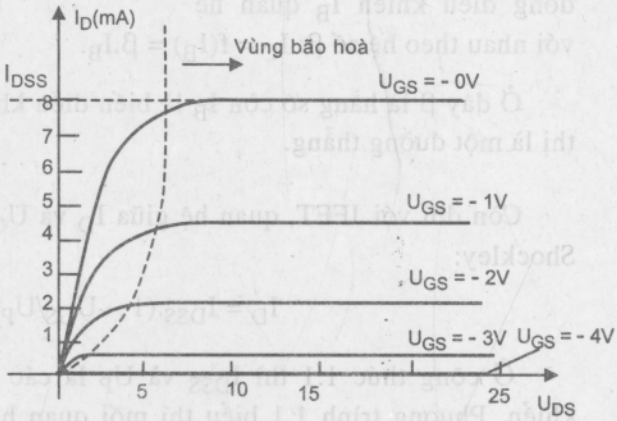
Nếu tăng điện thế U_{DS} từ 0V lên thì dòng I_D tăng lên nhanh nhưng sau đó đến một điện thế giới hạn thì dòng I_D không tăng được nữa gọi là dòng điện bão hoà I_{DSS} . Điện thế U_{DS} có I_{DSS} gọi là điện thế ngắt U_P (pinch – off).

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

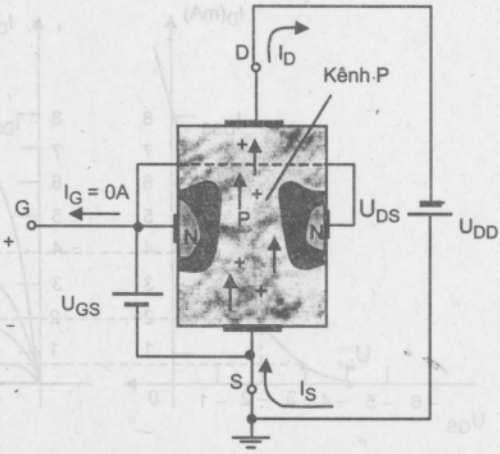


Hình 1.71. Đặc tuyến ra của JFET kênh N

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.

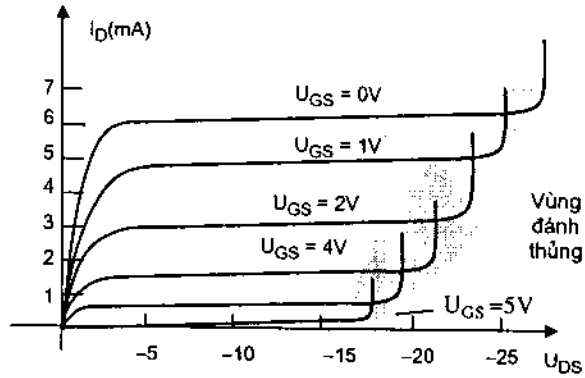
Hình 1.71 là đặc tuyến ra của JFET kênh N để chỉ sự thay đổi của I_D theo U_{DS} ứng với từng điện thế U_{GS} ở cực G (gọi là họ đặc tuyến I_D/U_{DS}).

Đối với JFET kênh P : JFET kênh P có mạch thí nghiệm như hình 1.72 với nguồn – U_{DD} cung



Hình 1.72. JFET kênh P

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 1.73. Đặc tuyến ra của JFET kênh P

3. Đặc tuyến truyền dẫn

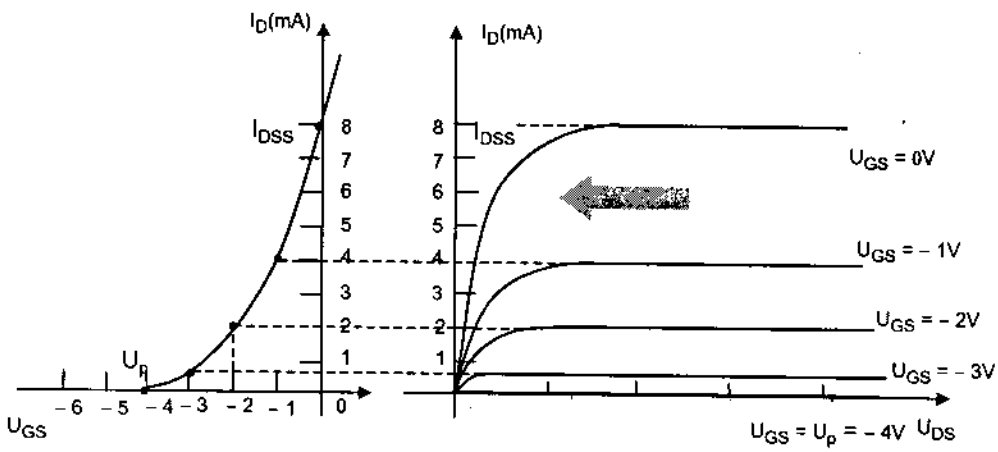
Đối với transistor lưỡng cực BJT thì dòng điện ra I_C và dòng điều khiển I_B quan hệ với nhau theo hệ số β: $I_C = f(I_B) = \beta.I_B$.

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:

$$I_D = I_{DSS}.(1 - U_{GS}/U_P)^2 \qquad (1.17)$$

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



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

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.

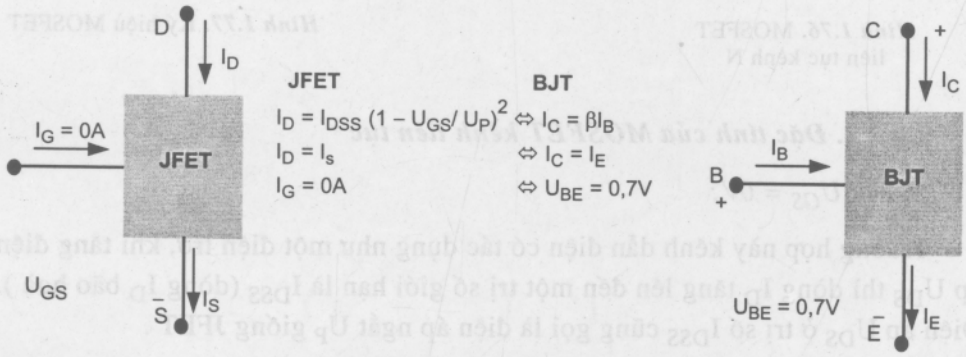
Qua đường đặc tuyến truyền đạt ta thấy: khi thay đổi điện áp trên cực cổng thì bề dày của lớp tiếp xúc P – N sẽ thay đổi, làm cho tiết diện của kênh cũng thay đổi theo. Do đó điện trở của kênh thay đổi và cường độ dòng điện qua kênh cũng thay đổi. Như vậy điện áp trên cực cổng U_{GS} đã điều khiển được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

Theo lý thuyết, khi $U_{GS} = U_P$ thì bề rộng của kênh giảm xuống 0 và dòng điện máng bão hoà $I_{DSS} = 0$. Nhưng với linh kiện thực tế thì có một số dòng 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

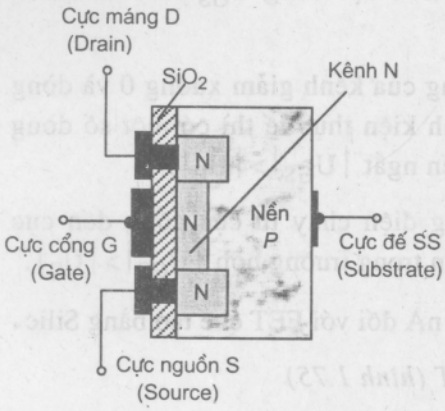
MOSFET được chia làm hai loại là MOSFET kênh liên tục và MOSFET kênh gián đoạn. Mỗi loại kênh liên tục (kênh đặt sẵn) hay gián đoạn (cảm ứng) đều có phân loại theo chất bán dẫn là kênh N hay P. Ta chỉ xét các loại MOSFET kênh N và suy ra cấu tạo ngược lại cho kênh P.

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

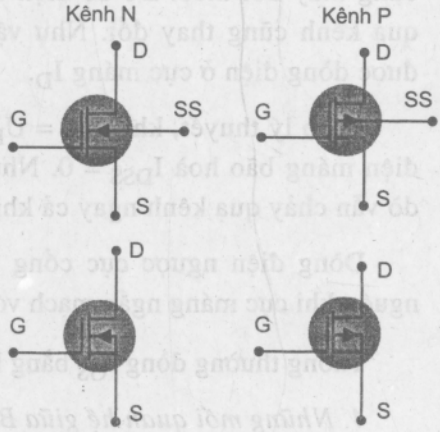
Người ta chế tạo sẵn kênh dẫn điện gồm hai vùng bán dẫn loại N có nồng độ tạp chất cao được nối liền nhau bằng một kênh dẫn là bán dẫn loại N có nồng

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 SiO_2.

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



Hình 1.76. MOSFET liên tục kênh N



Hình 1.77. Ký hiệu MOSFET

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 .

B. Khi $U_{GS}<0V$:

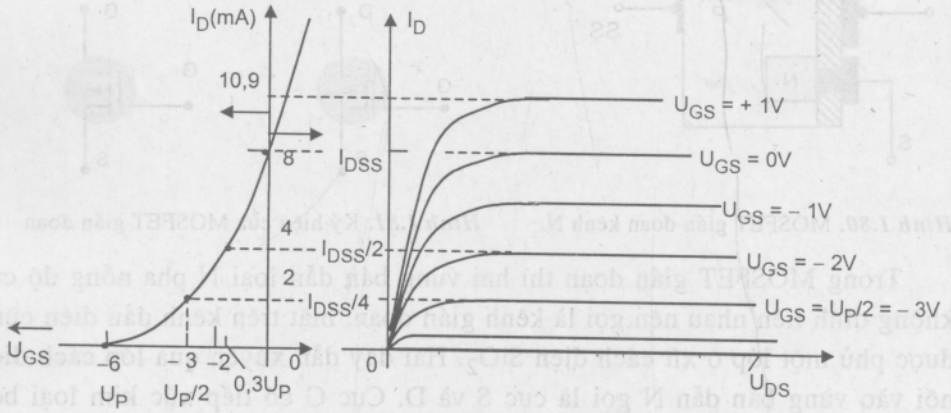
Khi này cực G có điện thế âm nên đẩy các điện tử ở kênh N vào vùng nền P làm thu hẹp tiết diện kênh dẫn điện N và dòng I_D bị giảm xuống do điện trở kênh dẫn điện tăng lên. Khi tăng điện thế âm ở cực G thì dòng I_D càng nhỏ và đến một trị số giới hạn dòng I_D gần như không còn, điện thế này ở cực G gọi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

C. Khi $U_{GS}>0V$:

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

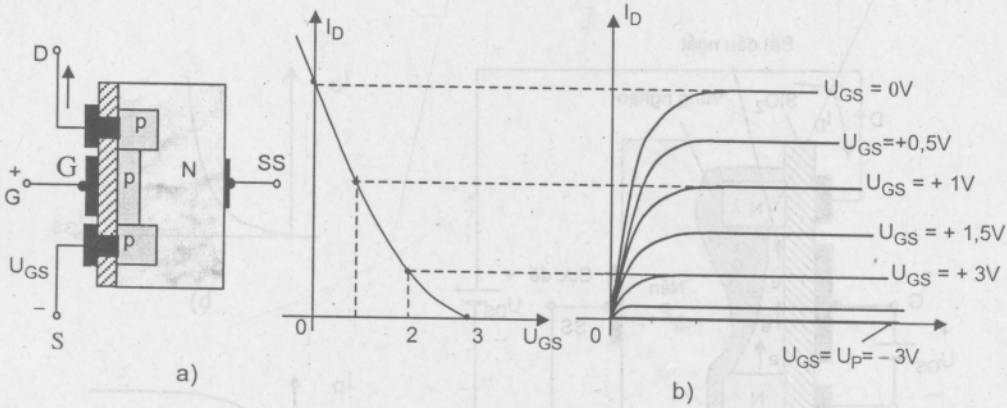
và dòng I_D tăng cao hơn trị số bão hoà I_{DSS}. Trường hợp này dòng I_D lớn dễ làm hỏng MOSFET nên ít được sử dụng.

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



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

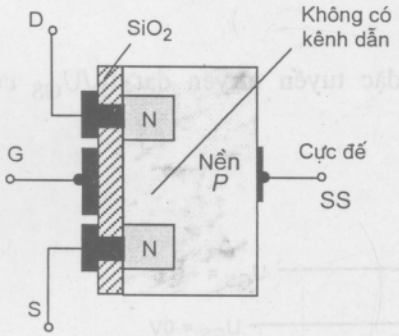
1.4.2.3. MOSFET liên tục kênh P (hình 1.79)

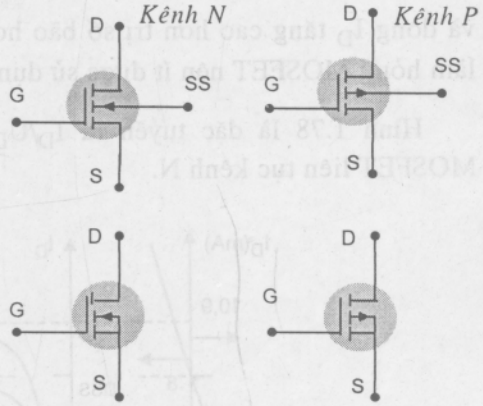


Hình 1.79. Cấu tạo và các đặc tính của MOSFET liên tục kênh P

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.



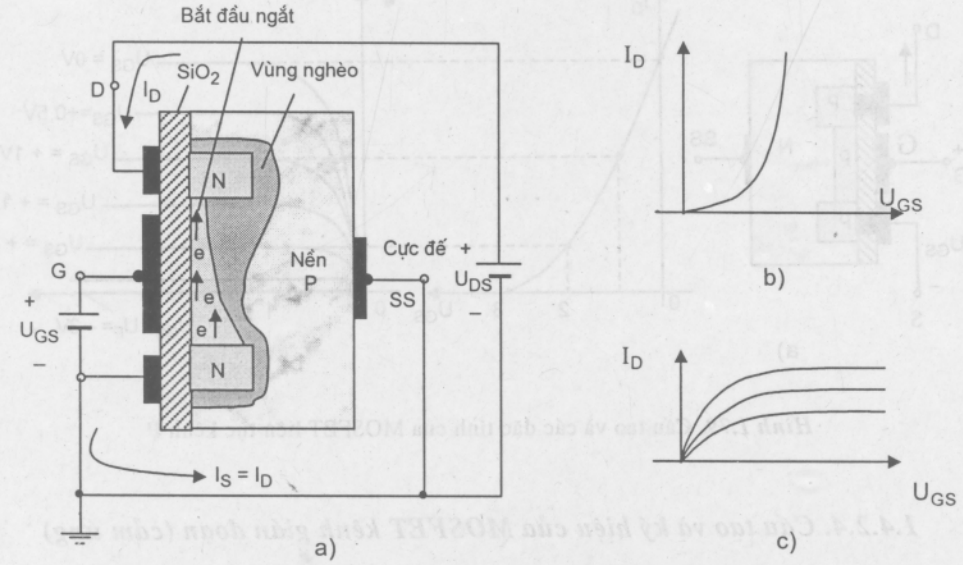


Hình 1.80. MOSFET gián đoạn kênh N. *Hình 1.81.* Ký hiệu của MOSFET gián đoạn

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.



Hình 1.82. Đặc tính của MOSFET kênh gián đoạn

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 1.83, khi $U_{GS} > U_T$ thì dòng I_D và U_{GS} quan hệ với nhau theo công thức :

$$I_D = k\,(U_{GS} - U_T)^2 \qquad (1.18)$$

đây chính là phương trình của đặc tuyến truyền đạt ở hình 1.82b.

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

$$k = \frac{I_{D(on)}}{(U_{GS(on)} - U_T)^2} \qquad (1.19)$$

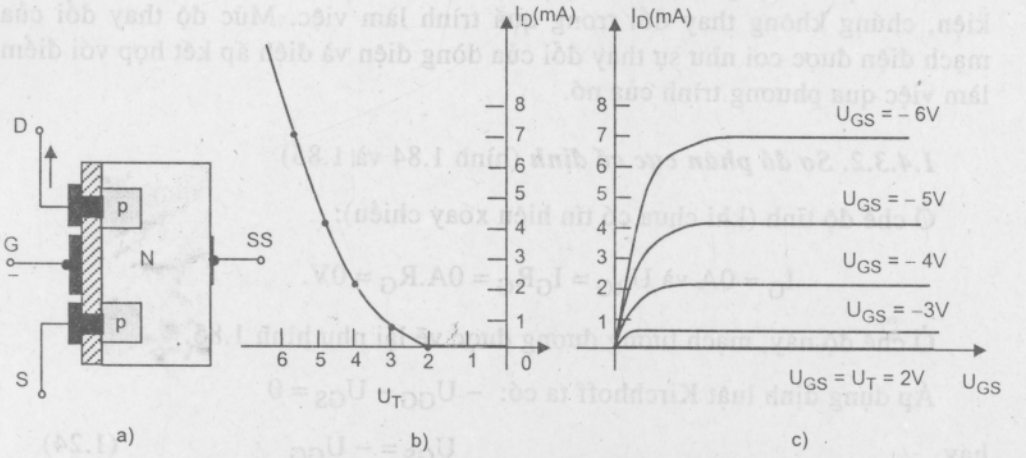
Ví dụ ở hình 1.82b với $I_{D\,(on)} = 10mA$ khi $U_{GS\,(on)} = 8V$

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

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

1.4.2.6. MOSFET gián đoạn kênh P (hình 1.83)

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



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:

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

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:

$$I_G \approx 0\ A \tag{1.20}$$

và:

$$I_D = I_S \tag{1.21}$$

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

$$I_D = I_{DSS}(1 - U_{GS}/U_P)^2 \tag{1.22}$$

Còn đối với MOSFET kênh cảm ứng:

$$I_D = k(U_{GS} - U_T)^2 \tag{1.23}$$

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

1.4.3.2. Sơ đồ phân cực cố định (hình 1.84 và 1.85)

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

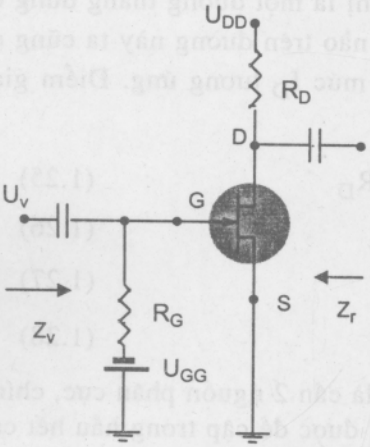
$$I_G \approx 0A \text{ và } U_{RG} = I_G R_G = 0A.R_G = 0V.$$

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

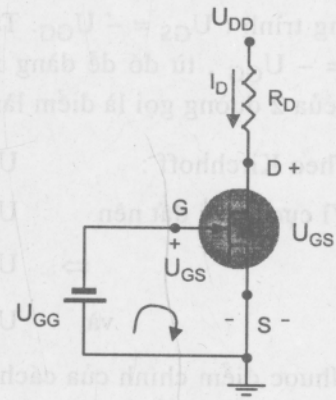
Áp dụng định luật Kirchhoff ta có: $-U_{GG} - U_{GS} = 0$

hay

$$U_{GS} = -U_{GG} \tag{1.24}$$



Hình 1.84. Sơ đồ phân cực cố định cho JFET



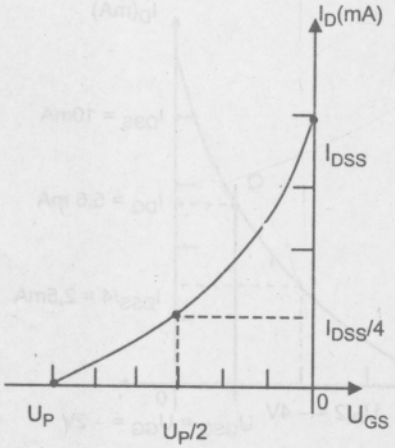
Hình 1.85. Sơ đồ tương đương ở chế độ tĩnh

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*".

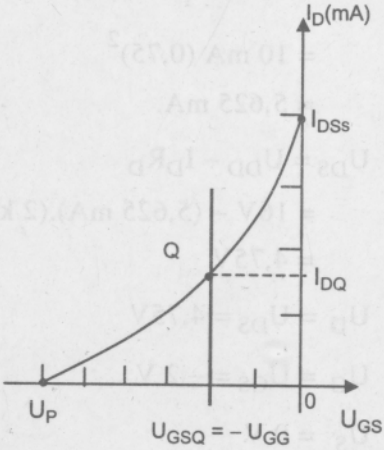
Dòng cực máng I_D được tính theo công thức Shockley:

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

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 : $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D$ (1.25)

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

$\Rightarrow$ $U_D = U_{DS}$ (1.27)

và $U_G = U_{GS}$ (1.28)

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

Ví dụ 1.12 : 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 :

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

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

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

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

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

$= 5{,}625$ mA.

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

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

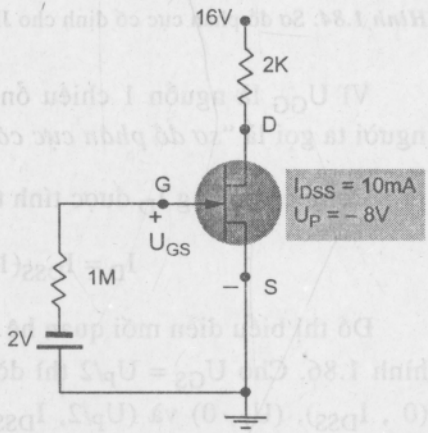
$= 4{,}75V$

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

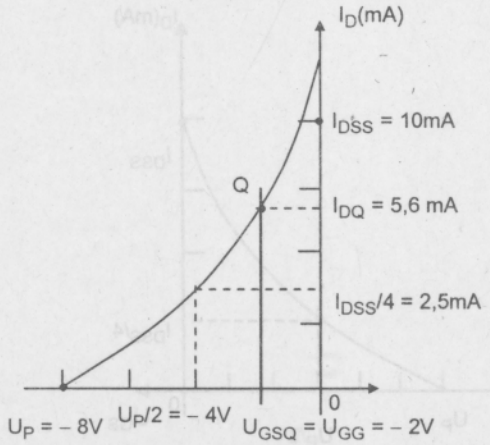
$U_G = U_{GS} = -2$ V

$U_S = 0$ V

Sử dụng đồ thị : (xem hình 1.89).



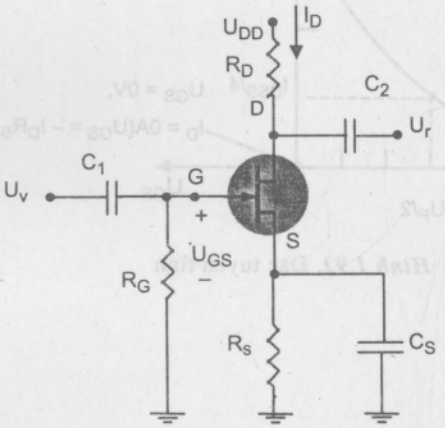
Hình 1.88. Sơ đồ cho ví dụ 12



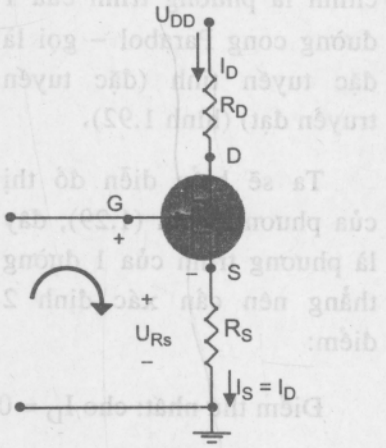
Hình 1.89. Cách tính dùng đồ thị

1.4.3.3. Sơ đồ tự phân cực

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



Hình 1.90. Sơ đồ tự phân cực JFET



Hình 1.91. Phân tích ở chế độ 1 chiều

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.

Dòng chạy 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:

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

Suy ra phương trình tải tĩnh:

$$U_{GS} = -I_D R_S \qquad (1.29)$$

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

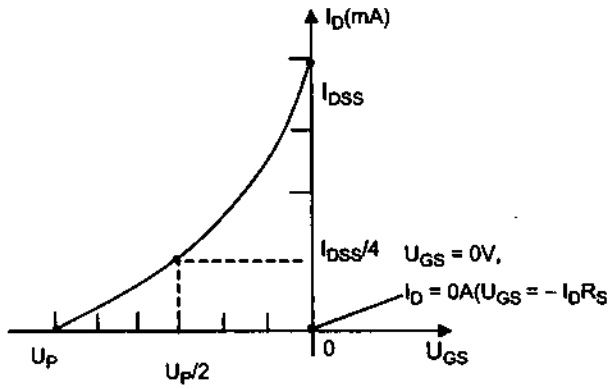
Từ (1.29), thay vào phương trình Shockley ta có:

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

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

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

Đây là một tam thức bậc 2 đối với I_D, dạng tổng quát của nó: $I_D^2 + K_1I_D + K_2 = 0$ chính là phương trình của 1 đường cong Parabol – gọi là đặc tuyến tĩnh (đặc tuyến truyền đạt) (hình 1.92).



Hình 1.92. Đặc tuyến tĩnh

Ta sẽ biểu diễn đồ thị của phương trình (1.29), đây là phương trình của 1 đường thẳng nên cần xác định 2 điểm:

Điểm thứ nhất: cho $I_D = 0A$

$$\Rightarrow U_{GS} = -I_DR_S = 0V$$

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

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

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

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

$$U_{R_S} + U_{DS} + U_{R_D} - U_{DD} = 0V$$

và $$U_{R_S} = I_SR_S\,,\ U_{R_D} = I_DR_D\,,\ I_D = I_S$$

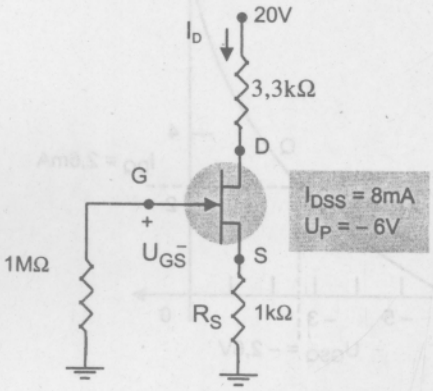
$$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_S + R_D). \qquad (1.30)$$

$$U_S = I_DR_S \qquad (1.31)$$

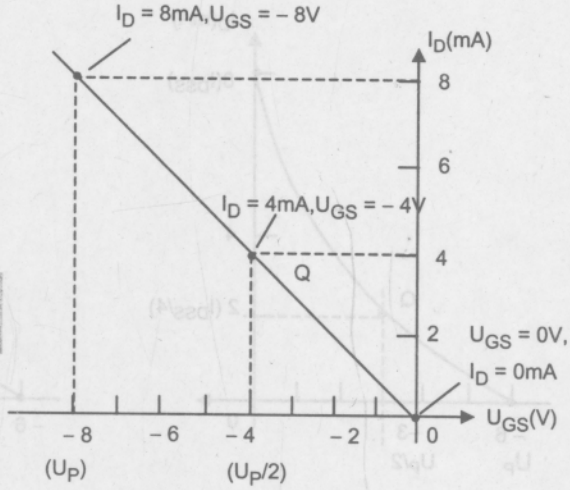
$$U_G = 0\ V \qquad (1.32)$$

$$U_D = U_{DS} + U_S = U_{DD} - U_{R_D} \qquad (1.33)$$

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.



Hình 1.93. Sơ đồ cho ví dụ 13



Hình 1.94. Cách tính dùng đồ thị

Giải:

Ta có:

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

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

$= -4\text{V}$

Ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 1.94.

Với phương trình Shockley (phương trình đặc tuyến tĩnh,hình 1.96).

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

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

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

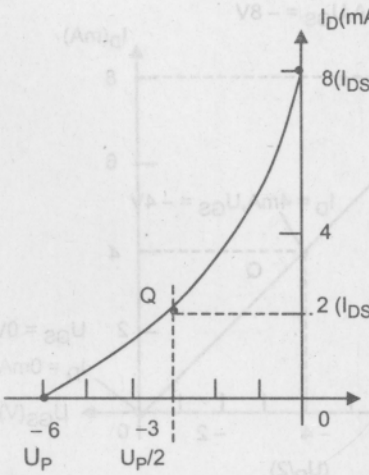
$$= 20\text{V} - (2{,}6\ \text{mA}).\ (1\text{k}\Omega + 3{,}3\text{k}\Omega)$$

$$= 8{,}82\text{V}\ U_S = I_D R_S = (2{,}6\text{mA}).\ (1\text{k}\Omega)$$

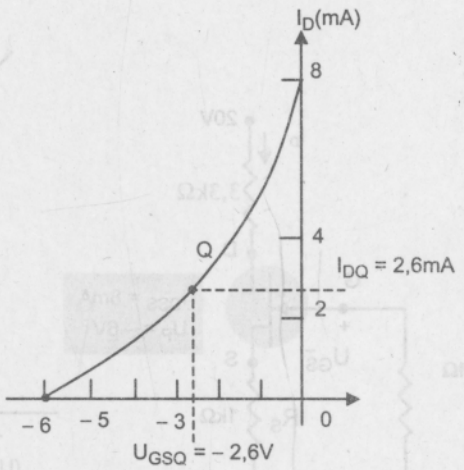
$$= 2{,}6\text{V}$$

$$U_G = 0\ \text{V}$$

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

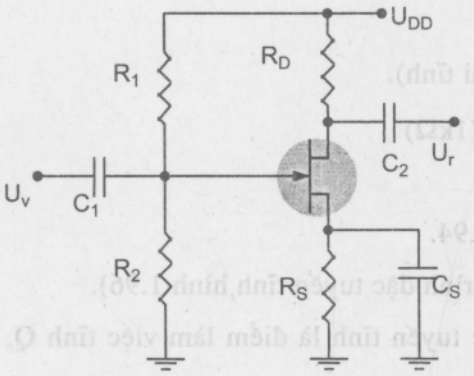


Hình 1.95. Cách tính dùng đồ thị

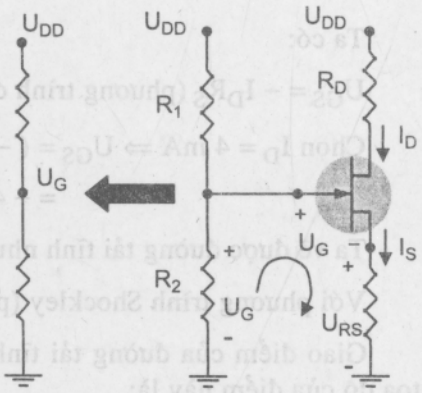


Hình 1.96. Xác định điểm Q

1.4.3. Sơ đồ phân cực phân áp



Hình 1.97. Mạch phân cực phân áp



Hình 1.98. Sơ đồ tương đương

Ở sơ đồ phân cực phân áp đối với transistor FET (hình 1.97), các linh kiện được bố trí giống như phân cực phân áp cho BJT, nhưng ở trạng thái tĩnh sự phân tích đối với 2 sơ đồ hầu như khác nhau. Đối với FET, $I_G = 0$, nhưng độ lớn I_B của sơ đồ 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 cửa vào và cửa ra, còn đối với FET thì vai trò này lại là U_{GS}. Ở chế độ tĩnh, ta có sơ đồ tương đương như hình1.98.

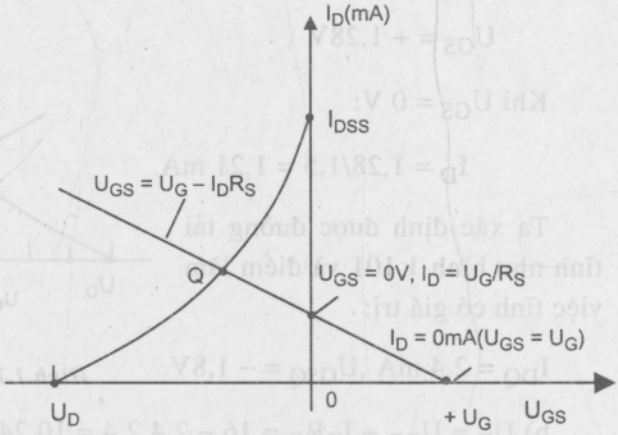
Khi $I_G = 0A$ thì $I_{R1} = I_{R2}$ và điện áp chính là điện áp đặt trên R_2:

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

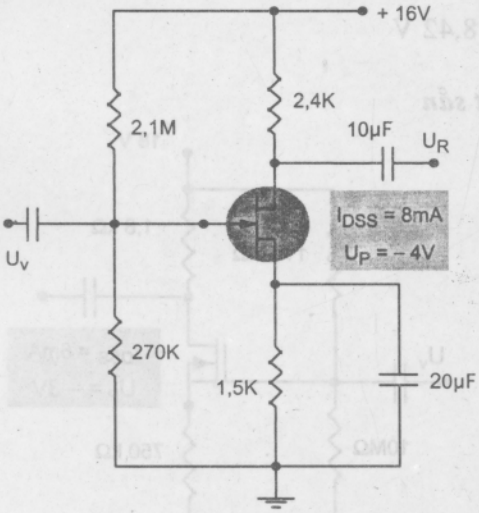
Theo Kirchoff: $U_G - U_{GS} - U_{RS} = 0$ mà $U_{RS} = I_S R_S = I_D R_s$

$$U_{GS} = U_G - I_D R_S \quad (1.35)$$

Phương trình (1.35) 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



Hình 1.100. Sơ đồ cho ví dụ 14

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

$$U_D = U_{DD} - I_D R_D \quad (1.37)$$

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

$$I_{R1} = I_{R2} = \frac{U_{DD}}{(R_1 + R_2)} \quad (1.39)$$

Ví dụ 14: Cho sơ đồ hình 1.100, 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 $I_D = \frac{I_{DSS}}{4} = \frac{8mA}{4} = 2mA$ thì $U_{GSQ} = \frac{U_P}{2} = -2V$

Ta vẽ được đặc tuyến này như hình 1.101.

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

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

Khi $I_D = 0$ mA:

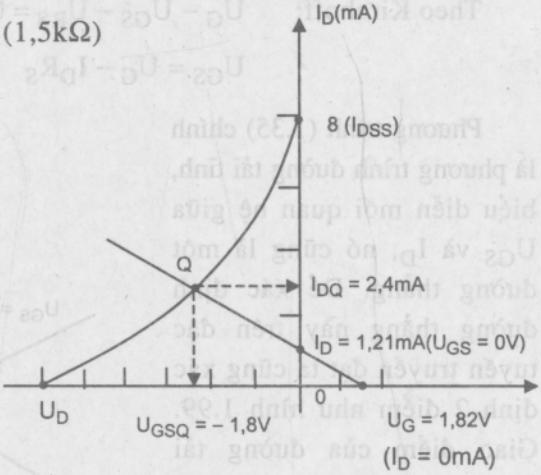
$U_{GS} = +1,28V$

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 ,$U_{GSQ} = -1,8V$.



Hình 1.101. Minh hoạ cho ví dụ 11

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

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

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

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

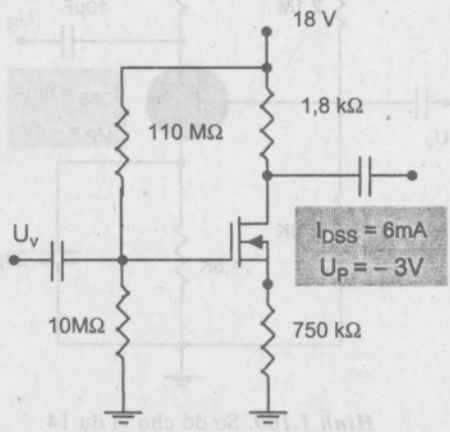
1.4.3.5. Các loại MOSFET kênh đặt sẵn

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.

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}



Hình 1.102. Sơ đồ cho ví dụ 15

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

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

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

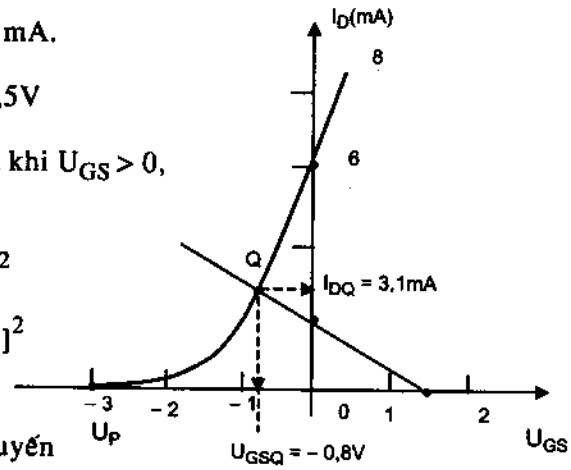
Ta cần xác định 1 điểm nữa khi $U_{GS} > 0$, cho $U_{GS} = 1V$

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

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

$= 10,67\ mA$

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



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

Từ công thức (1.34):

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

Công thức (1.35):

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

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

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

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

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

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

1.4.3.6 Các loại MOSFET kênh cảm ứng

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

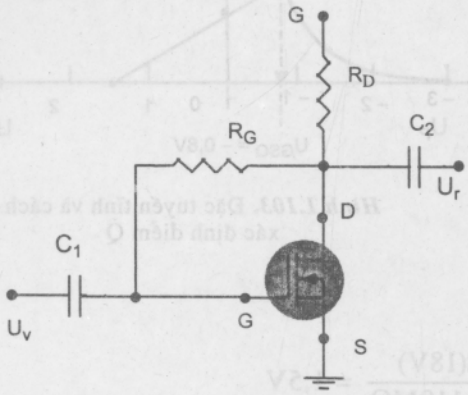
Đối với MOSFET kênh N thì dòng $I_D = 0$ khi $U_{GS} < U_{GS(th)}$ (điện áp ngưỡng – Threshold).

Khi $U_{GS} > U_{GS(Th)}$ thì $I_D = k(U_{GS} - U_{GS(Th)})^2$ (1.40)

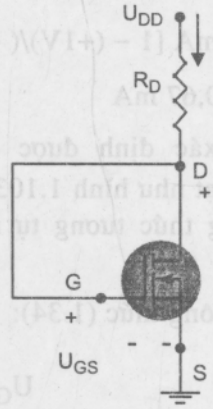
Khi đã xác định được rõ điện áp ngưỡng và 1 mức của dòng cực máng ($I_{D(on)}$) và $U_{GS(on)}$ tương ứng thì ta sẽ xác định được hệ số k:

1. Phân cực bằng hồi tiếp:

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.



Hình 1.104. Phân cực hồi tiếp cho MOSFET kênh cảm ứng



Hình 1.105. Sơ đồ tương đương

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

$$U_{DS} = U_{GS} \quad (1.41)$$

Ở đầu ra: $U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D$

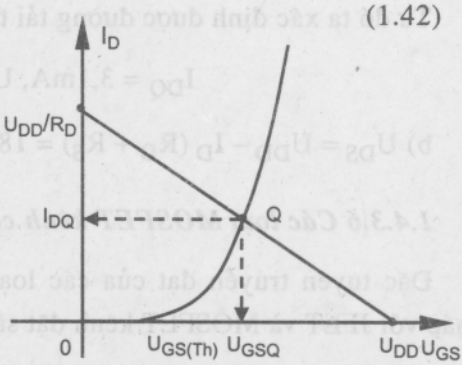
$$\Rightarrow \quad U_{GS} = U_{DD} - I_D R_D \quad (1.42)$$

Phương trình 1.42 là phương trình của một đường thẳng, chính là đường tải tĩnh, để xác định nó ta cũng xác định 2 điểm:

$U_{GS} = U_{DD} \mid I_{D = 0\ mA}$

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

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



Hình 1.106. Đường tải và điểm làm việc tĩnh

Ví dụ 16: 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)

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

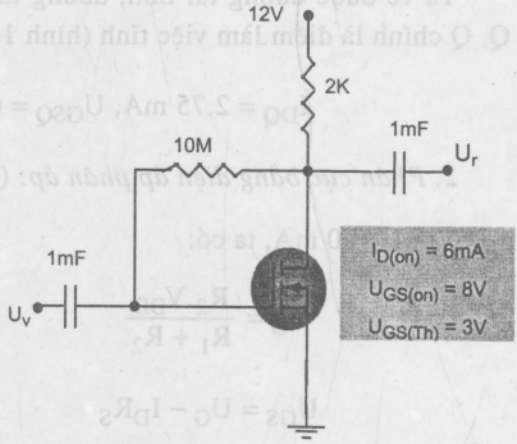
$$= 2{,}16\ mA.$$

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

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

$$= 11{,}76\ mA.$$

từ cách tính trên vẽ được đặc tuyến truyền đạt (hình 1.108).

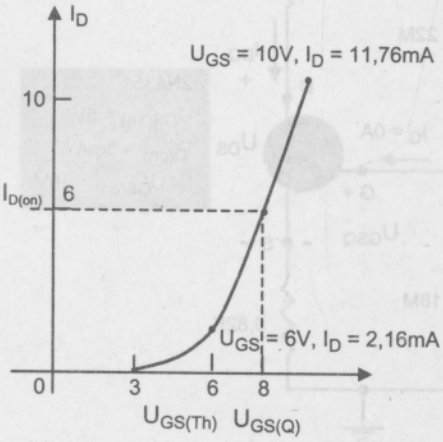


Hình 1.107. Sơ đồ cho ví dụ 16

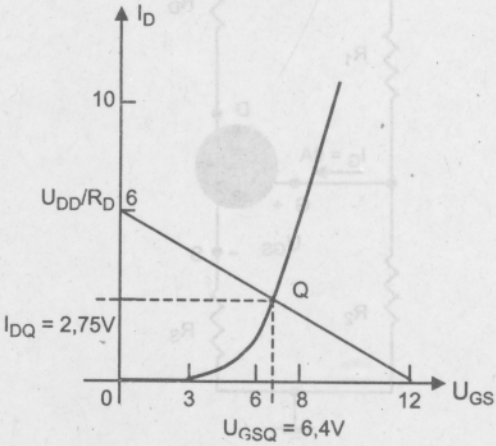
* Đường tải tĩnh:

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

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



Hình 1.108. Xác định đặc tuyến truyền dẫn



Hình 1.109. Xác định điểm làm việc

$$U_{GS} = U_{DD} = 12V\big|_{I_D=0mA}$$

$$I_D = \frac{U_{DD}}{R_D} = \frac{12V}{2k\Omega}$$

$$= 6mA \,|\, U_{GS} = 0V$$

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

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

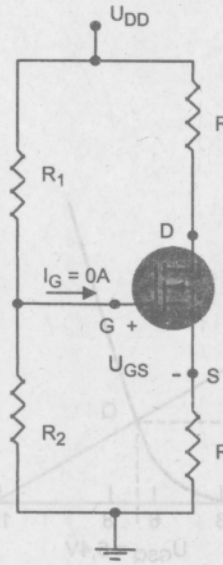
2. Phân cực bằng điện áp phân áp: (hình 1.110)

Với $I_G = 0$ mA, ta có:

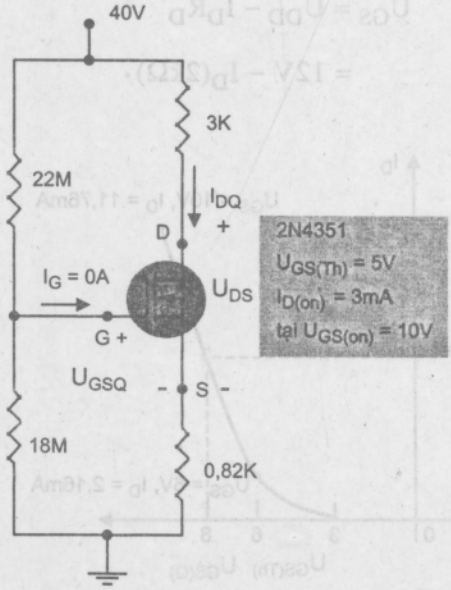
$$U_G = \frac{R_2.V_{DD}}{R_1 + R_2} \quad (1.43)$$

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

$$\Rightarrow U_{GS} = U_G - I_D R_S \quad (1.44)$$



Hình 1.110. Sơ đồ phân cực phân áp



Hình 1.111. Sơ đồ cho ví dụ 1.17

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

$$\Rightarrow U_{DS} = U_{DD} - I_D (R_S + R_D) \quad (1.45)$$

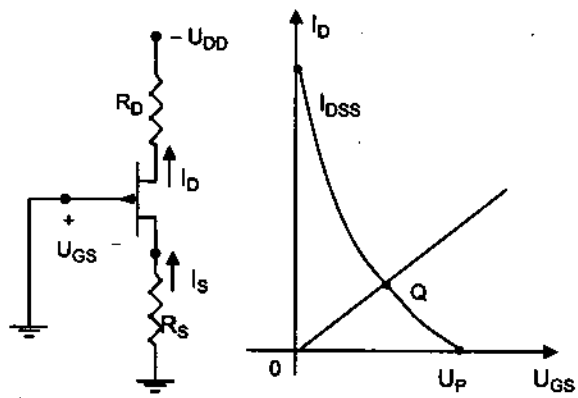
Ví dụ 17: Tính I_{DQ}, U_{GSQ} và U_{DS} với các số liệu ở hình 1.111.

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

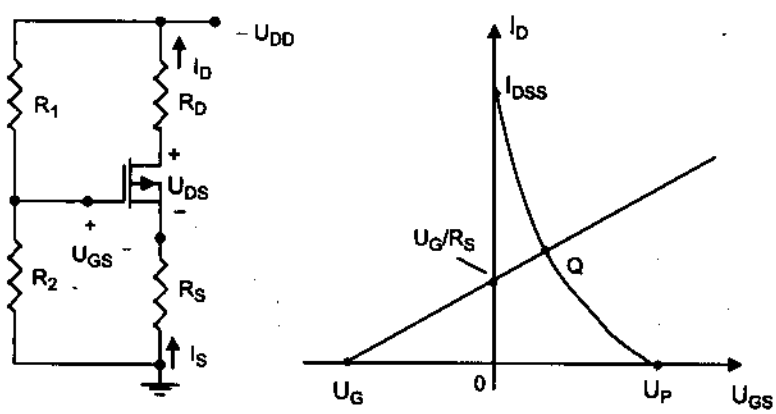
1.4.3.7. Các loại FET kênh P

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.

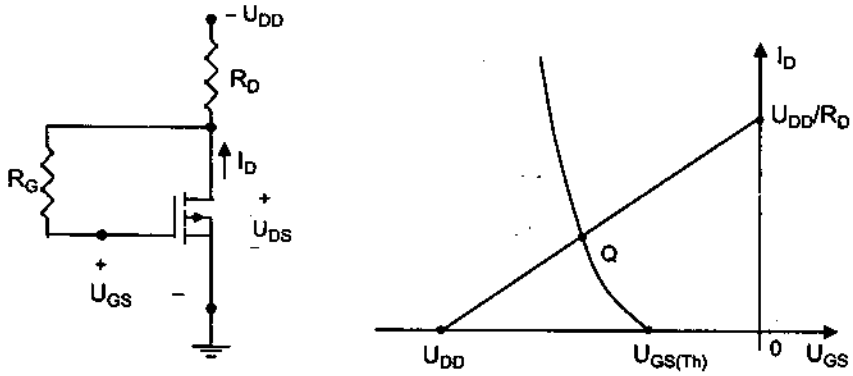
Chú ý rằng ở mỗi sơ đồ hình 1.112, chiều của các điện áp nguồn cung cấp và chiều các dòng điện thì ngược lại so với FET kênh N. Trong trường hợp FET kênh P thì U_{GS} luôn dương (có thể dương hoặc âm đối với MOSFET có kênh đặt sẵn), còn U_{DS} thì luôn âm.



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.

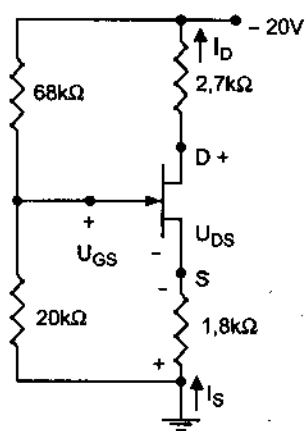
Giải:

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

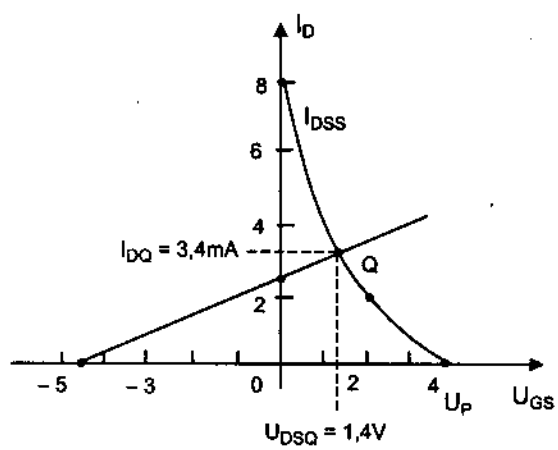
Có $\quad U_{GS} = U_G + I_D R_S$.

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

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



Hình 1.113. Hình minh hoạ ví dụ 18



Hình 1.114. Xác định điểm Q

Kết quả ta vẽ được đường tải tĩnh như hình 1.14

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: $-I_DR_S + U_{DS} - I_DR_D + U_{DD} = 0$

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

$$= -20V + (3{,}4\ mA)(2{,}7k\Omega + 1{,}8k\Omega) = -4{,}7V.$$

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 trở kháng đầu vào lớn nên các sơ đồ tương đương của nó ở chế độ xoay chiều dù sao cũng đơn giản hơn so với BJT.

Trong khi hệ số đặc trưng cho chế độ khuếch đại của BJT là 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:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \qquad (1.46)$$

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:

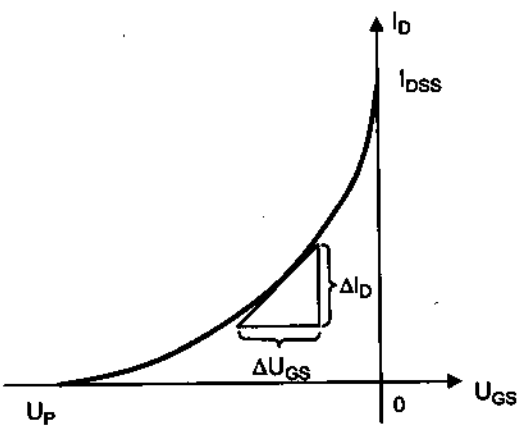
$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \qquad (1.47)$$

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

Xét đặc tuyến truyền đạt trên hình 1.115, ta thấy rằng g_m chính là độ dốc của đặc tuyến tại điểm làm việc. Đó là:

$$g_m = m = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \qquad (1.48)$$

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.



Hình 1.115. Xác định g_m nhờ đặc tuyến truyền đạt

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} = – 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:

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

hay:

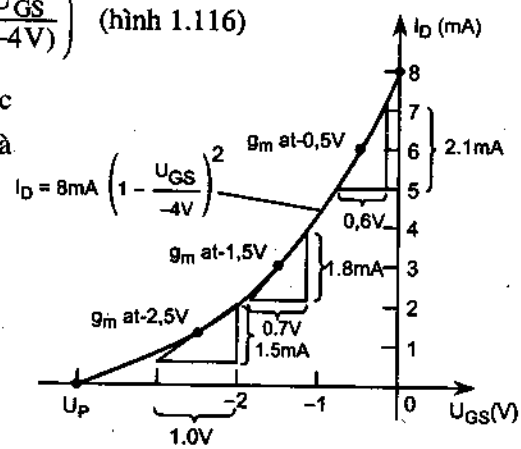
$$I_D = 8mA\left(1 - \frac{U_{GS}}{(-4V)}\right)^2 \text{ (hình 1.116)}$$

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

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

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

c) $g_m = \frac{1,5mA}{1,0V} = 1,5ms$



Hình 1.116. 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.*

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

$$2I_{DSS}\left[1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right]\left[\frac{d}{dU_{GS}} - \frac{1}{U_P}\cdot\frac{dU_{GS}}{dU_{GS}}\right]$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|U_P|}\left[1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right] \qquad (1.49)$$

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

Từ *công thức (1.49)* ta thấy g_m đạt giá trị max tại $U_{GS} = 0V$. Khi đó :

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS(T)}}{|U_P|} \tag{1.50}$$

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

Ta có:

$$g_m = g_{m0}\left[1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right] \tag{1.51}$$

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

Tìm giá trị max của g_m.

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

Giải:

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

b) Tại $U_{GS} = -0.5V$: $g_m = 4ms(1 - (-1.5V)/(-4V)) = 2,5ms$ (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 :

$$1 - \frac{U_{GS}}{U_P} = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \tag{1.52}$$

$$\Rightarrow \quad g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) = g_{m0}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \tag{1.53}$$

Ta sẽ dùng (1.53) 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 $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$: $g_m = \frac{g_{m0}}{\sqrt{2}} \cong 0,707\ g_{m0}$

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

1.5.2.4. Trở kháng vào Z_V của FET

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

$$Z_v(FET) = \propto \Omega \qquad (1.54)$$

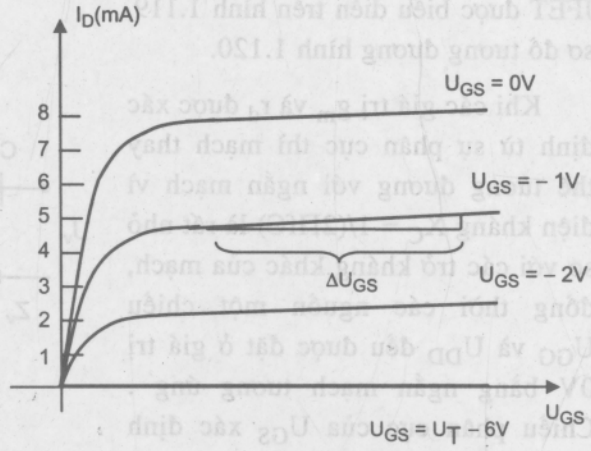
Với JFET , $Z_v \approx 10^9 \Omega$, còn đối với MOSFET thì $Z_v = 10^{12} \div 10^{15} \Omega$.

1.5.2.5. Trở kháng ra Z_r

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

$$Z_r(FET) = r_d = \frac{1}{y_{os}} \qquad (1.55)$$

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:



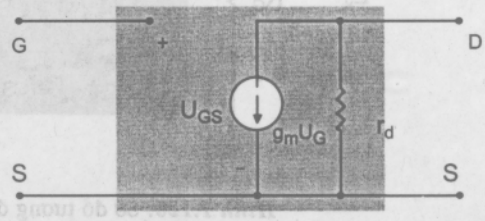
Hình 1.117. Xác định trở kháng ra

$$r_d = \left.\frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D}\right|_{U_{GS}} = \text{constant} \qquad (1.56)$$

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.

1.5.2.6. 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.



Hình 1.118. Sơ đồ tương đương

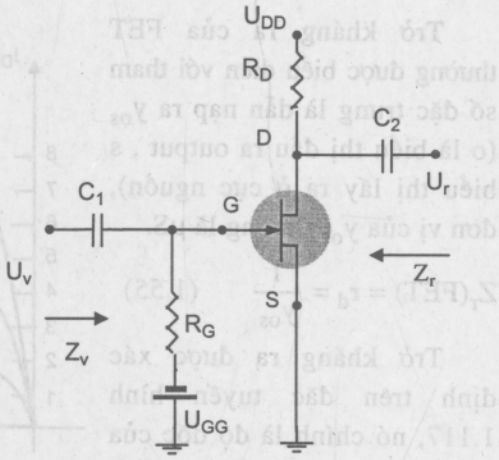
Trở kháng vào được chỉ ra bằng hở mạch ở cửa vào và trở kháng ra chính là điện trở r_d giữa máng và nguồn .

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

Sơ đồ phân cực cố định đối với JFET được biểu diễn trên hình 1.119, sơ đồ tương đương hình 1.120.

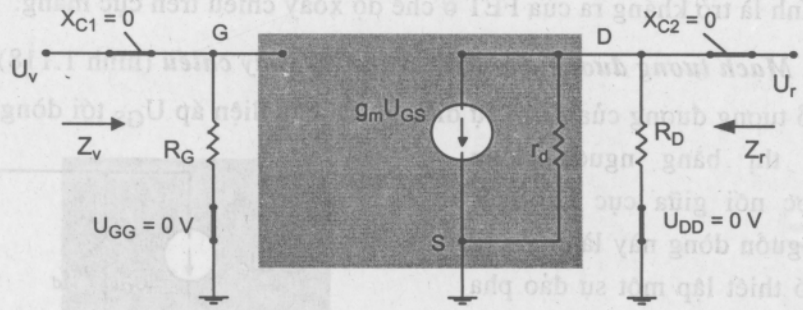
Khi các giá trị g_m và r_d được xác định từ sự phân cực thì mạch thay thế tương đương với ngắn mạch vì điện kháng $X_C = 1/(2\Pi fC)$ là rất nhỏ so với các trở kháng khác của mạch, đồng thời các nguồn một chiều U_{GG} và U_{DD} đều được đặt ở giá trị 0V bằng ngắn mạch tương ứng . Chiều phân cực của U_{GS} 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 là U_r.



Hình 1.119. Sơ đồ phân cực cố định cho JFET

+ Z_v: hình 1.120 đã chỉ rõ rằng: $Z_v = R_G$ (1.57)

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



Hình 1.120. Sơ đồ tương đương của mạch hình 1.119

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.

Trở kháng ra khi này sẽ là :

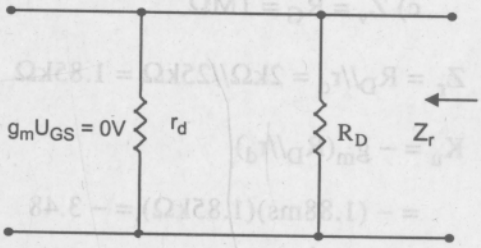
$$Z_r = R_D // r_d \qquad (1.58)$$

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

Khi đó :

$$Z_r = R_D \qquad (1.59)$$

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



Hình 1.121. Tính Z_o

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

$$\Rightarrow K_u = \frac{U_r}{U_v} = -g_m (r_d // R_D) \qquad (1.60)$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$:

$$K_u = \frac{U_r}{U_v} = -g_m R_D \qquad (1.61)$$

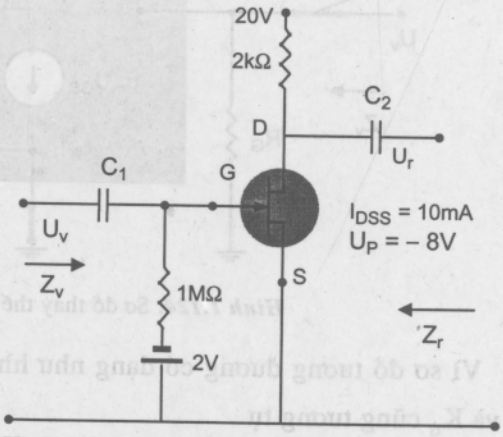
Giá trị âm của biểu thức (1.61) chỉ rõ rằng điện áp vào và ra lệch pha nhau 180°.

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

a) Tính g_m?

b) Tính r_d

c) Tìm Z_v Z_r và K_u



Hình 1.122. Sơ đồ phân cực cố định cho ví dụ 3.3

Giải:

a) $g_{mo} = 2I_{DSS} / U_P = \dfrac{2(10mA)}{8V} = 2,5ms$

$$g_m = g_{mo}\left(1 - \frac{U_{GSQ}}{U_P}\right)$$

$$= 2,5mS\left(1 - \frac{-2V}{-8V}\right) = 1,88ms$$

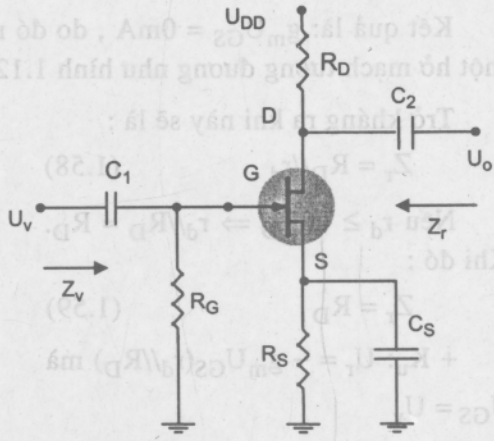
b) $r_d = \dfrac{1}{y_{os}} = \dfrac{1}{4\mu s} = 25k\Omega$

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

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

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

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

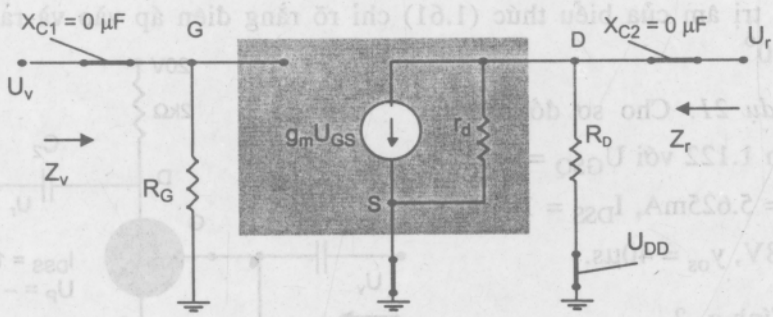


Hình 1.123. Sơ đồ tự phân cực JFET

1.5.4. Sơ đồ tự phân cực JFET

** Trường hợp có mắc tụ C_S (hình 1.123) :*

Sơ đồ phân cực cố định có bất lợi là cần phải có hai nguồn cung cấp một chiều để thiết lập điểm làm việc mong muốn. Ở chế độ xoay chiều, tụ coi như ngắn mạch và R_S xem như được nối đất, do vậy ta có mạch tương đương JFET như hình 1.124 và được vẽ lại chi tiết ở hình 1.125.



Hình 1.124. Sơ đồ thay thế tương đương hình 1.123

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: $Z_v = R_G$ (1.62)

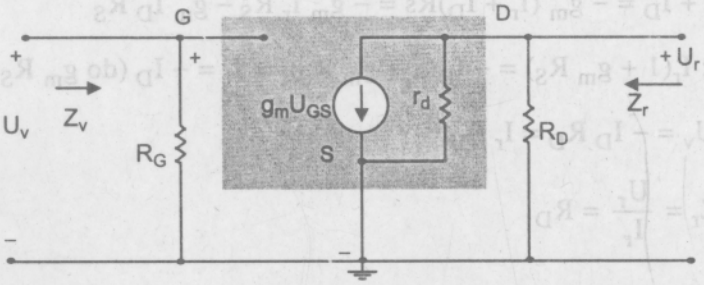
+ Z_r: $Z_r = r_d//R_D$ (1.63)

nếu $r_d \geq 10R_D$ thì : $Z_r \approx R_D$ (1.64)

+ K_u: $K_u = -g_m(r_d//R_D)$ (1.65)

nếu $r_d \geq 10R_D$: $K_u = -g_mR_D$ (1.66)

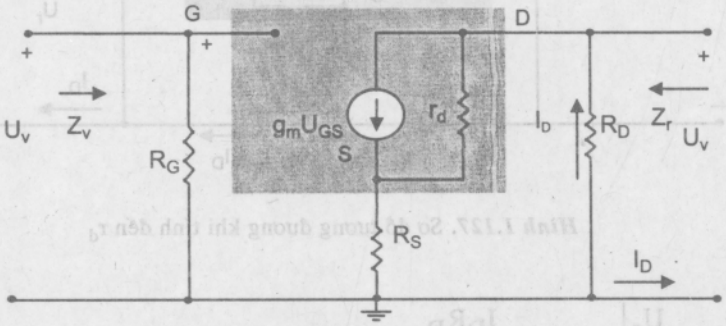
Dấu âm của biểu thức K_u chỉ ra rằng tín hiệu vào U_v và tín hiệu ra U_r lệch pha nhau 180°.



Hình 1.125. Vẽ lại hình 1.130

* 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 1.126. Sơ đồ tương đương khi không có tụ C_S

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.

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

$$Z_v = Z_G \tag{1.67}$$

+ Z_r: trở kháng ra $Z_o = \dfrac{U_r}{U_v\big|_{U_v=0V}}$

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. Áp dụng định luật Kirchhoff về dòng điện: $I_o + I_D = g_mU_{GS}$

Với $U_{GS} = -(I_r + I_D)R_S$

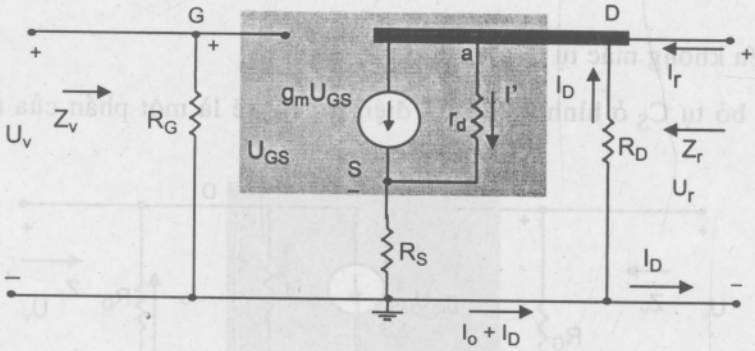
$\Rightarrow I_r + I_D = -g_m(I_r + I_D)Rs = -g_m I_r R_S - g_m I_D R_S$

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

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

$$\Rightarrow Z_r = \frac{U_r}{I_r} = R_D \qquad (1.68)$$

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



Hình 1.127. Sơ đồ tương đương khi tính đến r_d

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

Theo Kirchhoff : $I_r = g_m U_{GS} + Ir_d - I_D$

mà : $Ur_d = U_r + U_{GS}$

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

Với $U_{GS} = -(I_D + I_r)R_S$

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

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

Với $U_{GS} = -(I_D + I_r)R_S$

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

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

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

$$Z_r = \frac{1 + g_m R_S + \frac{R_S}{r_d}}{1 + g_m R_S + \frac{R_D}{r_d}} R_D \qquad (1.69a)$$

nếu $r_d \geq 10R_D \Rightarrow (1 + g_m R_S + R_S/r_d) >> R_S/r_d$

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

khi đó $Z_r = R_D$. (1.69b)

+ K_u : đối với sơ đồ hình 1.127 ứng dụng định luật Kirchhoff ở mạch ra: $U_{GS} = U_v - I_D R_S$

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

$\Rightarrow$ định luật Kirchhoff với dòng điện cho kết quả:

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

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

Mà điện áp đầu ra $U_r = -I_D R_D$

$$\Rightarrow K_u = U_r/U_v = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S + (R_S + R_D)/r_d} \qquad (1.70)$$

nếu $r_d \geq 10(R_D + R_S)$: $K_u = U_r/U_v = \dfrac{-g_m R_D}{1 + g_m R_D}$ (1.71)

$\Rightarrow$ quan hệ về pha : từ 1.70 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 $U_P = -6V$, giá trị y_{os} được lấy là 20μS.

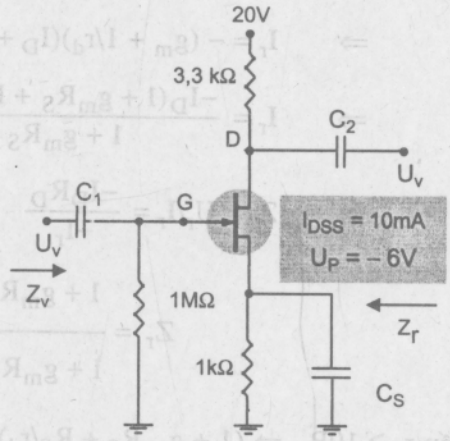
a) Xác định g_m

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.



Hình 1.128. Sơ đồ cho ví dụ 22

Giải:

a) $g_{m0} = 2I_{DSS}/|U_P| = 2.8mA/6V$

$= 2.67mS$

$g_m = g_{m0}(1 - U_{GSQ}/U_P)$

$= 2,67(1 - 2,6/6) = 1.51mS$

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 : $r_d = 50k\Omega > 10R_D = 3,3K\Omega$

$\Rightarrow \quad Z_r = R_D = 3,3K\Omega$

+ Nếu không có r_d: $Z_r = R_D = 3,3K\Omega$

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:

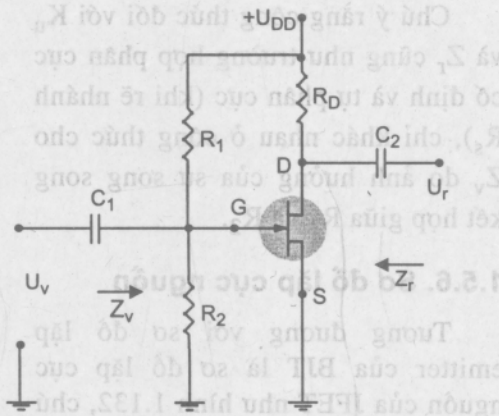
$K_u = -g_m R_D/(1 + g_m R_S) = -1,98$

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

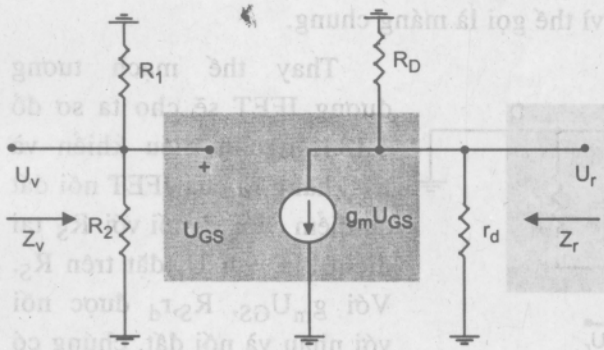
1.5.5. Sơ đồ phân áp JFET

Sơ đồ phân áp phổ biến đối với các loại BJT cũng được áp dụng cho JFET như hình 1.129.

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 1.129. Sơ đồ phân cực phân áp cho JFET



Hình 1.130. Sơ đồ tương đương chế độ xoay chiều hình 1.129

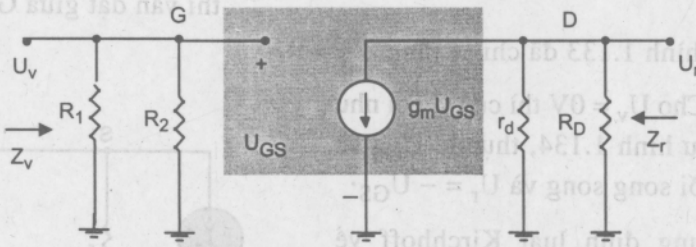
+ Z_v: R_1 và R_2 được mắc song song với hở mạch tương ứng của JFET, kết quả là:

$$Z_v = R_1//R_2 \qquad (1.72)$$

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

$$\Rightarrow Z_r = r_d//R_D \qquad (1.73)$$

nếu $r_d \geq 10R_D$: $Z_r \approx R_D$ (1.74)



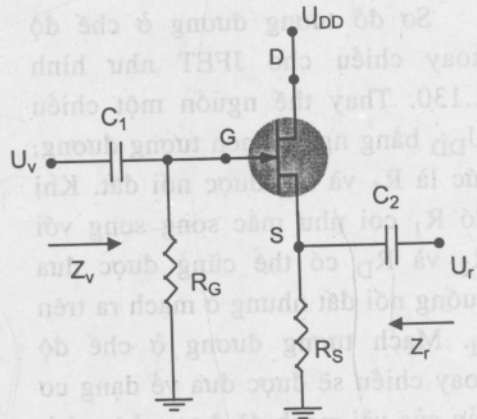
Hình 1.131: Vẽ lại mạch hình 1.130

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

$$\Rightarrow K_u = U_r/U_v = -g_m(r_d//R_D) \qquad (1.75)$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$: $K_u \approx -g_m R_D$ (1.76)

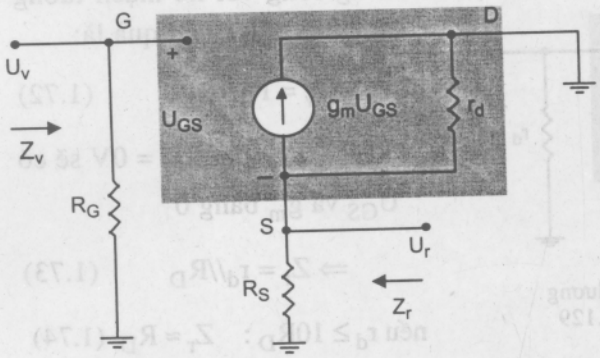
Chú ý rằng công thức đối với K_u và Z_r cũng như trường hợp phân cực cố định và tự phân cực (khi rẽ nhánh R_s), chỉ khác nhau ở công thức cho Z_v do ảnh hưởng của sự song song kết hợp giữa R_1 và R_2.



Hình 1.132. Sơ đồ lặp 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.



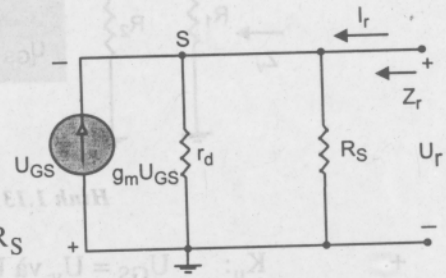
Hình 1.133. Sơ đồ tương đương hình 1.138

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 R_S tại điểm kia, với U_r đặt trên R_S. Với g_mU_{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.

(1.77)

+ Z_v: hình 1.133 đã chỉ ra rằng: $Z_v = R_G$.

+ 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 $U_r = -U_{GS}$.



Hình 1.134. Tính Z_r

Áp dụng định luật Kirchhoff về dòng điện :

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

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

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

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

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

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

$$Z_r = r_d//R_S//1/g_m \qquad (1.78)$$

Nếu $r_d \geq 10R_S$: $\quad Z_r \approx R_S//(1/g_m) \qquad (1.79)$

+ K_u : 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 1.141:

$$U_v = U_{GS} = U_r, \text{ mà: } U_{GS} = U_v - U_r$$

$$\Rightarrow \quad U_r = g_m(U_v - U_r)(R_D//R_S),$$

hay: $\quad U_r = g_m.U_v(r_d//R_S) - g_m.U_v(r_d//R_S)$

$$\Rightarrow \quad K_u = U_r/U_v = \frac{g_m(r_d//R_S)}{1 + (r_d//R_S)} \qquad (1.80)$$

Nếu $r_d \geq 10R_S$: $\quad K_u = U_r/U_v = \dfrac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \qquad (1.81)$

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 $U_r < U_v$.

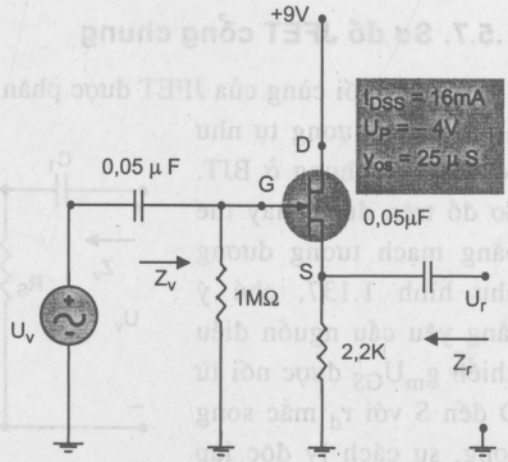
Ví dụ 23: Cho hình 1.135 với $U_{GS} = -2{,}86V$ và $I_{DQ} = 4{,}56mA$.

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.

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

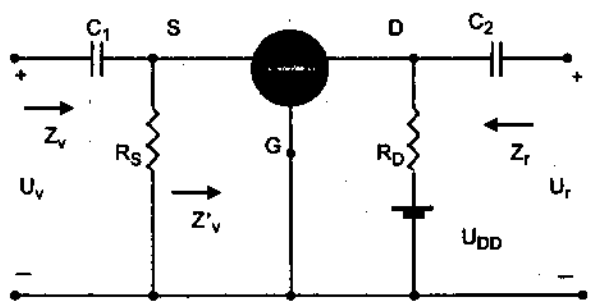
giá trị này nhỏ hơn 1 như đã dự đoán ở trên.

+ Không có r_d : $K_u = \dfrac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \dfrac{(2,28mS)(2,2k\Omega)}{1 + (2,28mS)(2,2k\Omega)} = 0,83$

Điều này chứng tỏ r_d có ảnh hưởng rất nhỏ đến độ lợi (hệ số khuếch đại) của sơ đồ.

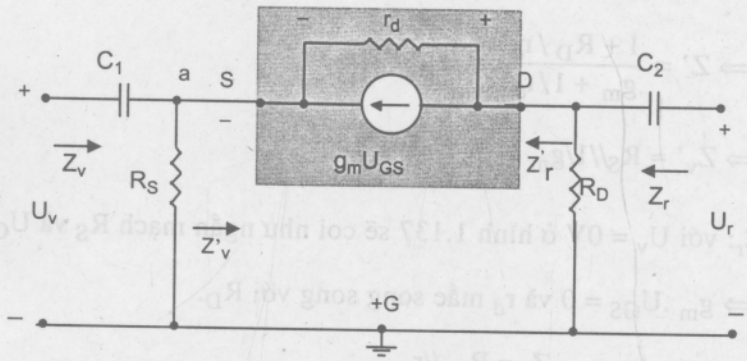
1.5.7. Sơ đồ JFET cổng chung

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. Sơ đồ trên được thay thế bằng mạch tương đương như hình 1.137, chú ý rằng yêu cầu nguồn điều khiển g_mU_{GS} được nối từ D đến S với r_d mắc song song, sự cách ly độc lập giữa mạch vào và mạch ra



Hình 1.136. **Sơ đồ cổng chung JFET**

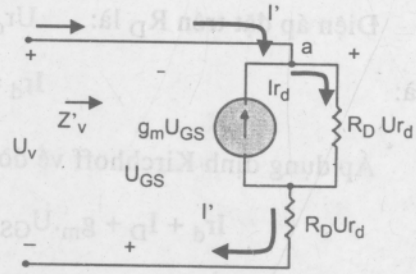
rõ ràng đã bị mất đi khi cực G được nối đất. Hơn nữa, điện trở được nối giữa cực vào không còn là R_G nhưng là điện trở R_S gữa cực S và đất. Cho rằng vị trí của điện áp điều khiển U_{GS} thực sự đã xuất hiện trực tiếp đặt trên R_S.



Hình 1.137. Sơ đồ thay thế tương đương JFET

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



Hình 1.138. Tính Z_v' cho hình 1.136

Theo Kirchoff: $U' - Ur_d - I'.r_d = 0$

$$\Rightarrow Ur_d = U' - I'.\,r_d.$$

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

$$I' + g_m.U_{GS} = Ir_d$$

$$\Rightarrow I' = Ir_d - g_m\,.U_{GS} = (U' - I'.R_D\,)/r_d - g_m.U_{GS}$$

hay: $I' = U'/r_d - I'R_D/r_d - g_m[-U']$

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

$$\Rightarrow Z'_v = U'/I' = [1 + R_D/r_d] / [g_m + 1/r_d] \qquad (1.82)$$

hay: $Z_v' = U'/U = r_d + R_D/1 + g_m.r_d$

Do đó: $Z_v' = R_S//Z_v'$

$$\Rightarrow Z_v = R_S // \left[\frac{r_d + R_D}{1 + g_m r_d}\right] \qquad (1.83)$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$:

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

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

$$\Rightarrow Z_v' \approx R_S//1/g_m \qquad (1.84)$$

+ Z_r: với $U_v = 0V$ ở hình 1.137 sẽ coi như ngắn mạch R_S và U_{GS} nối đất

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

$$Z_r = R_D //r_d \qquad (1.85)$$

Nếu $r_d \geq 10R_D$: $\Rightarrow Z_r \approx R_D$ (1.86)

+ 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: $Ir_d = (U_r - U_v)/r_d$

Áp dụng định Kirchhoff về dòng điện ở nút b hình 1.137:

$$Ir_d + I_D + g_m.U_{GS} = 0 \Rightarrow U_r = U_v$$

$$\Rightarrow \quad I_D = (U_v - U_r)/ r_d + g_m .U_v \text{ mà } U_r = I_D.R_D$$

$$\Rightarrow \quad K_u = U_r / U_v = [g_m.R_D + R_D/r_d]/[1 + R_D/r_d] \qquad (1.87)$$

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

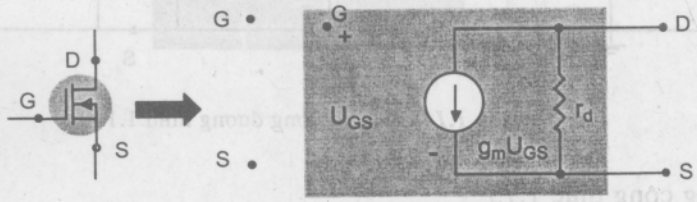
$$\Rightarrow K_u = g_m.R_D \qquad (1.88)$$

$\Rightarrow$ 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)

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 1.139. Sự khác nhau duy nhất tạo ra ở D – MOSFET là U_{GSQ} có thể dương cho loại kênh N và âm cho loại kênh P.



Hình 1.139. Mạch tương đương MOSFET kênh đặt sẵn

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 1.139 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_{m0}

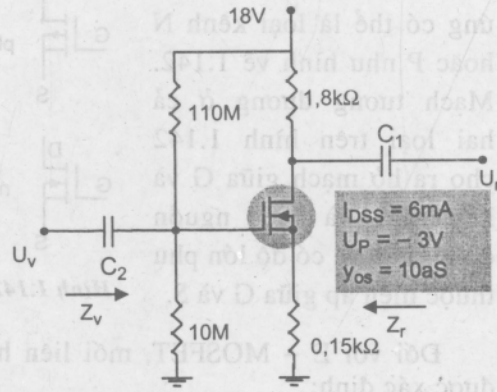
b) Tìm r_d

c) Phác hoạ sơ đồ tương đương chế độ xoay chiều của hình 1.140

d) Tìm Z_v

e) Tính Z_r

f) Tìm K_u.



Hình 1.140. Hình cho ví dụ 24

Giải:

a) $g_{m0} = 2I_{DSS}/|U_P| = 2(6mA)/3V$

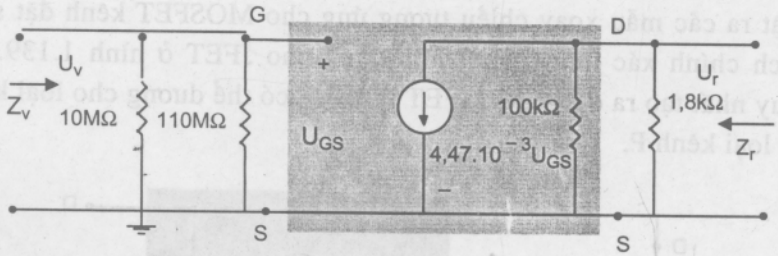
$= 4ms[1 - (0.35V/(-8V)] = 4.47ms.$

b) $r_d = 1/y_{os} = 1/10\mu s = 100k\Omega$

c) Sơ đồ tương đương như hình 1.141.

d) $Z_v = R_1//R_2 = 10\ M\Omega//110M\Omega = 9,17M\Omega$

(áp dụng công thức 1.72).



Hình 1.141. Mạch tương đương hình 1.140

e) Áp dụng công thức 1.73

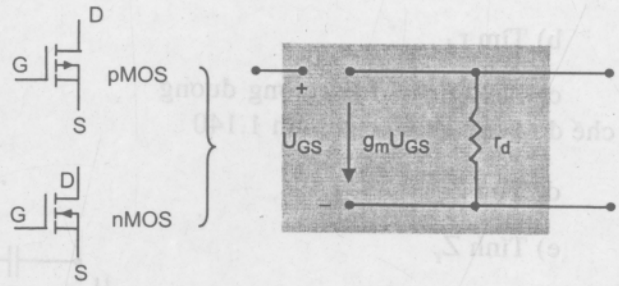
$$Z_r = r_d//R_D = 100k\Omega//1,8k\Omega \approx 9,17\ h\Omega$$

f) Áp dụng công thức 1.56

$$K_u = -\ g_m.R_D = -\ (4,47ms)(1,8k\Omega) = 8,05.$$

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

MOSFET kênh cảm ứng có thể là loại kênh N hoặc P như hình vẽ 1.142. Mạch tương đương ở cả hai loại trên hình 1.142 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 1.142. MOSFET kênh cảm ứng chế độ tín hiệu nhỏ

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 lấy nguồn từ phương trình truyền dẫn để tính g_m cũng như điểm làm việc:

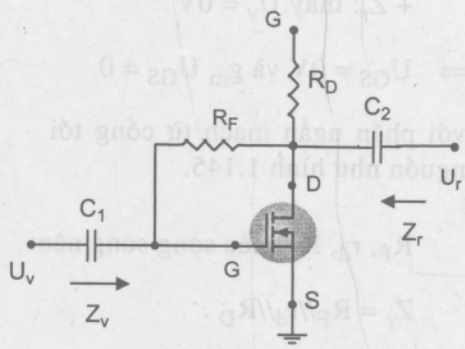
$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \frac{d}{dU_{GS}} k(U_{GS} - U_{GS\,(Th)})^2 = k.\frac{d}{dU_{GS}}\ (U_{GS} - U_{GS(Th)})^2$$

$$\Rightarrow g_m = 2k(U_{GS} - U_{GS\,(th)}) \qquad (1.89)$$

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.

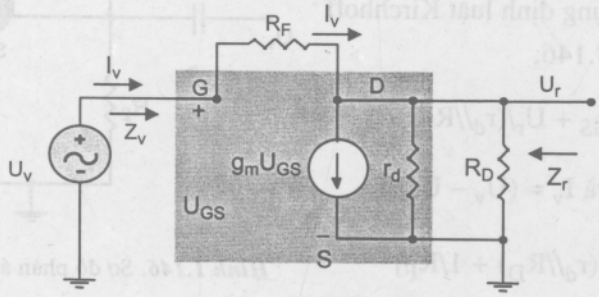
1.5.10. Sơ đồ hồi tiếp cực máng MOSFET kênh cảm ứng

Sơ đồ hồi tiếp cực máng E – MOSFET được chỉ ra ở hình 1.143. 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 $U_r = U_v$.



Hình 1.143. Sơ đồ hồi tiếp cực máng E – MOSFET

Sơ đồ tương đương được vẽ lại ở hình 1.144.



Hình 1.144. Sơ đồ tương đương của hình 1.143

+ Z_v: áp dụng Kirchhoff về dòng điện tại nút D hình 1.144

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

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

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

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

$$\Rightarrow \quad U_v[1 + g_m(r_d//R_D)] = I_v(R_F + r_d//R_D)$$

$$\Rightarrow \quad Z_v = U_v / I_v = (R_F + r_d//R_D)/[1 + g_m(r_d//R_D)]$$

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

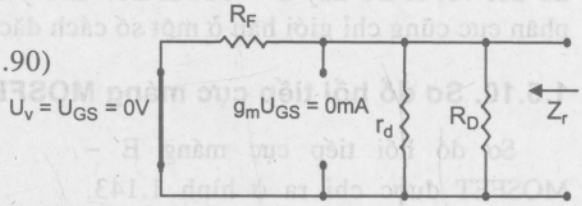
Nếu $r_d \geq 10R_D$:

$Z_v \approx R_F/(1 + g_m R_D)$ (1.90)

+ Z_r: thay $U_v = 0V$

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

với phần ngắn mạch từ cổng tới nguồn như hình 1.145.



Hình 1.145. Ngắn mạch GS

R_F, r_d, R_D mắc song song nên:

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

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

+ K_u: áp dụng định luật Kirchhoff tại nút D hình 3.146.

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

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

$\Rightarrow U_r = [1/(r_d//R_D) + 1/R_F]$

$= U_v[1/R_F - g_m]$

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

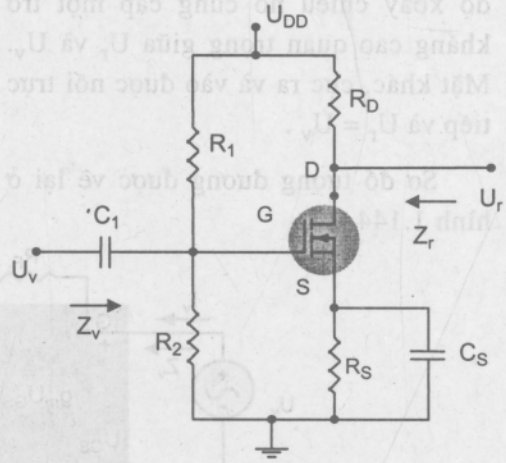
Nhưng $1/(r_d//R_D) + 1/R_F = 1/(r_d//R_D//R_F)$

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

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

$$K_u \approx - g_m R_D$$

$\Rightarrow$ quan hệ về pha: biểu thức K_u là số âm nên U_r và U_v lệch pha nhau 180°.

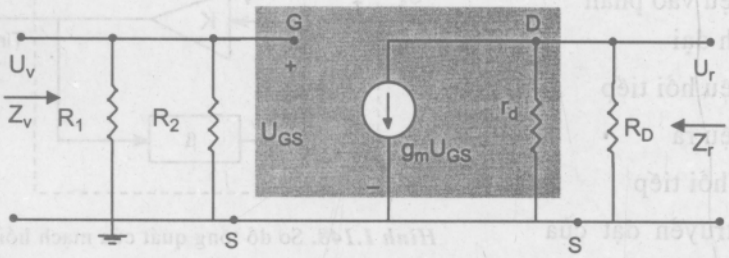


Hình 1.146. Sơ đồ phân áp E – MOSFET

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 1.146. Dạng của nó giống như dạng đã xuất hiện ở phần trước.

Sơ đồ tương đương ở chế độ xoay chiều như hình 1.147.



Hình 1.147. Mạch tương đương hình 1.146

Như vậy, đối với E – MOSFET thì ta có:

+ Z_v: $Z_v = R_1//R_2$ (1.91)

+ Z_r: $Z_r = r_d//R_D$ (1.92)

Nếu $r_d \geq 10R_D$ thì $Z_r \approx R_D$ (1.93)

+ K_u: $K_u = U_r / U_v = - g_m(r_d//R_D)$ (1.94)

Nếu $r_d \geq 10R_D$ thì $K_u \approx - g_m R_D$ (1.95)

1.6. 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 phần này nghiên cứu chủ yếu là hồi tiếp âm. Vậy khi nói đến hồi tiếp ta ngầm định đó là hồi tiếp âm.

Sơ đồ tổng quát của mạch hồi tiếp (hình 1.148)

U_s : Tín hiệu vào

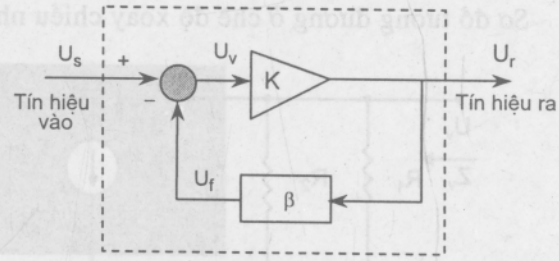
U_v : Tín hiệu vào phần khuếch đại

U_f : Tín hiệu hồi tiếp

U_r : Tín hiệu ra

β : Hệ số hồi tiếp

K : Hàm truyền đạt của khâu khuếch đại



Hình 1.148. Sơ đồ tổng quát của mạch hồi tiếp

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 1.148. Khi có hồi tiếp âm, mạch sẽ có tính chất sau :

– Trở kháng vào lớn.

– Thu được điện áp ổn định hơn.

– Cải thiện đáp ứng tần số.

– Trở kháng ra nhỏ.

– Mở rộng vùng hoạt động tuyến tính.

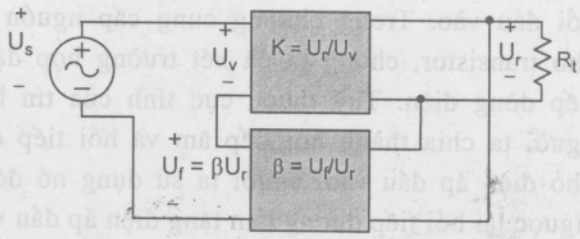
– Giảm được nhiễu.

1.6.2. Phân loại hồi tiếp

Dựa vào cách lấy tín hiệu đầu ra đưa hồi tiếp lại đầu vào mà người ta chia thành : hồi tiếp dòng điện và hồi tiếp điện áp.

Dựa vào cách ghép tín hiệu hồi tiếp về đầu vào mà người ta chia thành : hồi tiếp nối tiếp và hồi tiếp song song. Cụ thể chia thành 4 loại như sau :

1. Hồi tiếp điện áp nối tiếp (hình 1.149): Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.



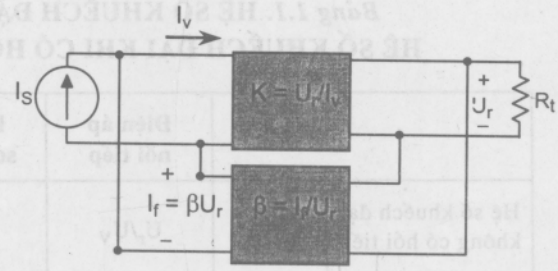
Hình 1.149. Hồi tiếp điện áp nối tiếp

2. Hồi tiếp điện áp song song (hình 1.150) : Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với điện áp đầu ra và song song với tín hiệu vào.

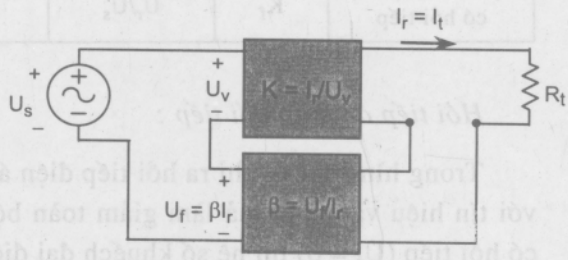
3. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp (hình 1.151) : Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và nối tiếp với tín hiệu vào.

4. Hồi tiếp dòng điện song song (hình 1.152) : Tín hiệu hồi tiếp tỷ lệ với dòng điện đầu ra và song song với tín hiệu vào.

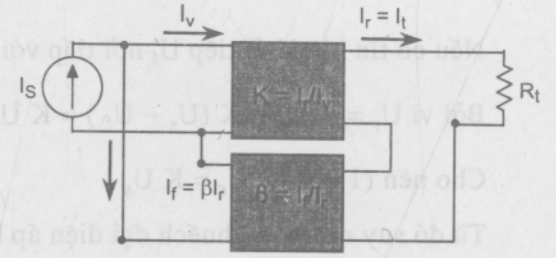
Hồi tiếp nối tiếp làm tăng trở kháng vào, còn hồi tiếp song song làm giảm trở kháng vào. Hồi tiếp điện áp làm giảm trở kháng ra, còn hồi tiếp dòng điện làm tăng trở kháng ra. Trở kháng vào lớn và trở kháng đầu ra nhỏ đó là mong muốn của hầu hết các tầng khuếch đại. Cả hai yêu cầu được đáp ứng trong hồi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



Hình1.150. Hồi tiếp điện áp song song



Hình1.151. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp



Hình1.152. 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 hệ số 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 THEO HÌNH 1.148**

		Điện áp nối tiếp	Điện áp song song	Dòng điện nối tiếp	Dòng điện song song
Hệ số khuếch đại không có hồi tiếp	K	U_r/U_V	U_r/I_V	I_r/U_V	I_r/I_V
Hệ số hồi tiếp	β	U_f/U_r	I_f/U_r	U_f/I_r	I_f/I_r
Hệ số khuếch đại có hồi tiếp	K_f	U_r/U_s	U_r/I_s	I_r/U_s	I_r/I_s

Hồi tiếp điệp áp nối tiếp :

Trong hình 1.149 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 :

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

Theo công thức trên, hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp sẽ giảm đi $(1 + \beta K)$ 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.

$g = (1 + \beta K)$ được gọi là độ sâu hồi tiếp.

Hồi tiếp điện áp song song :

Hệ số khuếch đại theo hình 1.150 là :

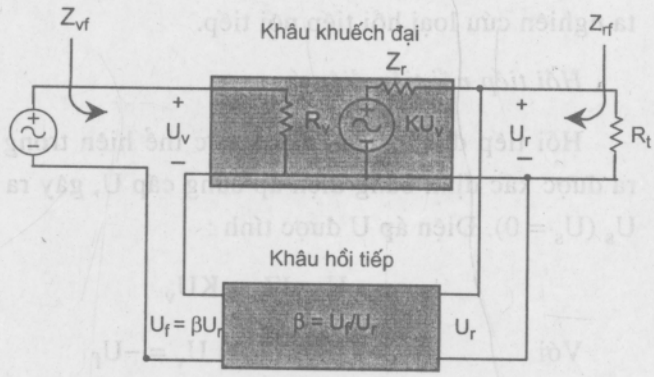
$$K_f = \frac{U_r}{I_s} = \frac{KI_v}{I_v + I_f} = \frac{KI_v}{I_v + \beta U_r} = \frac{KI_v}{I_v + \beta KI_v}$$

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

Hồi tiếp điện áp nối tiếp được thể hiện chi tiết trong hình 1.153. Trở kháng vào có thể được tính như sau :



Hình 1.153. Hồi tiếp điện áp nối tiếp

$$I_v = \frac{U_v}{Z_v} = \frac{U_s - U_f}{Z_v}$$

$$= \frac{U_s - \beta U_r}{Z_v} = \frac{U_s - \beta K U_v}{Z_v}$$

$$I_v Z_v = U_s - \beta K U_v$$

$$U_s = I_v Z_v + \beta K U_v = I_v Z_v + \beta K I_v Z_v$$

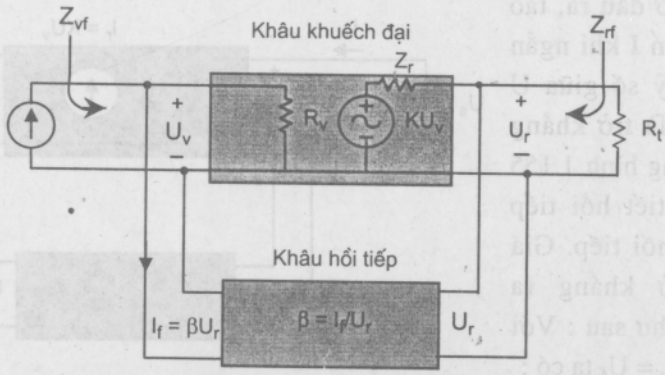
$$Z_{vf} = \frac{U_s}{I_v} = Z_v + (\beta K) Z_v = Z_v(1+\beta A)$$

Kết luận : Khi có hồi tiếp trở kháng vào sẽ tăng lên (1 + βK) lần so với khi không có hồi tiếp, điều này đúng cho cả hồi tiếp điện áp nối tiếp và hồi tiếp dòng điện nối tiếp.

– Hồi tiếp điện áp song song :

Hồi tiếp điện áp song song được thể hiện chi tiết trong hình 1.154. Trở kháng vào được tính theo công thức :

$$Z_{vf} = \frac{U_v}{I_s} = \frac{U_v}{I_v + I_f} = \frac{U_v}{I_v + \beta U_r} = \frac{U_v / I_v}{I_v / I_v + \beta U_r / I_v} = \frac{Z_v}{1+\beta K}$$



Hình 1.154. Hồi tiếp điện áp song song

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.

Hồi tiếp nối tiếp điện áp :

Hồi tiếp điện áp nối tiếp được thể hiện trong hình 1.153. Trở kháng đầu ra được xác định bằng điện áp cung cấp U, gây ra dòng điện I, khi ngắn mạch U_s ($U_s = 0$). Điện áp U được tính :

$$U = IZ_r + KU_v$$

Với $U_s = 0$, thì $U_v = -U_f$

vì vậy $U = IZ_r - KU_f = IZ_r - K(\beta U)$

Viết lại công thức như sau : $U + \beta KU = IZ_r$

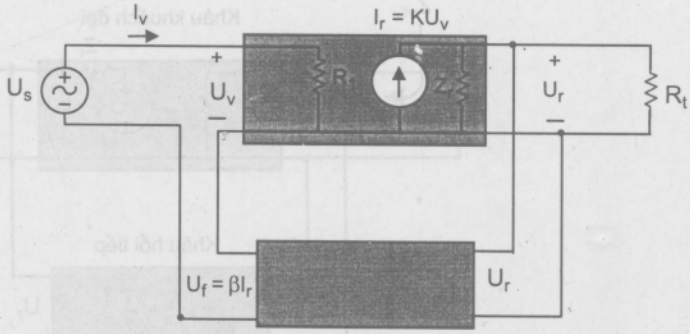
Vây ta có trở kháng đầu ra khi có hồi tiếp :

$$Z_{rf} = \frac{U}{I} = \frac{Z_r}{1 + \beta K}$$

Từ đó ta thấy rằng hồi tiếp điện áp nối tiếp sẽ làm trở kháng ra giảm đi (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 U ở đầu ra, tạo ra dòng điện I khi ngắn mạch U_s, tỷ số giữa U và I chính là trở kháng đầu ra. Trong hình 1.155 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 :



Hình 1.155. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

$$I = \frac{U}{Z_r} - KU_v = \frac{U}{Z_r} - KU_f = \frac{U}{Z_r} - K\beta I$$

$$Z_r(1 + \beta K)I = U$$

$$Z_{rf} = \frac{U}{I} = Z_r(1 + K\beta)$$

Như vậy, hồi tiếp dòng điện nối tiếp làm trở kháng ra tăng $1 + K_\beta$ lần.

Bảng 1.2 : **TỔNG KẾT ẢNH HƯỞNG CỦA HỒI TIẾP ĐẾN TRỞ KHÁNG VÀO, RA**

	Điện áp nối tiếp	**Dòng điện nối tiếp**	**Điện áp song song**	**Dòng điện nối tiếp**
Z_{vf}	$Z_v(1 + \beta K)$ Tăng	$Z_v(1 + \beta K)$ Tăng	$Z_v/(1 + \beta K)$ Giảm	$Z_v/(1 + \beta K)$ Giảm
Z_{rf}	$Z_r/(1 + \beta K)$ Giảm	$Z_r(1 + \beta K)$ Tăng	$Z_r/(1 + \beta K)$ Giảm	$Z_r(1 + K\beta)$ Tăng

Ví dụ 25 : Xác định hệ số khuếch đại điện áp, trở kháng vào và ra của mạch có hồi tiếp điện áp nối tiếp. Với : $K = -100$, $Z_v = 10\ k\Omega$, $Z_r = 20\ k\Omega$, hệ số hồi tiếp : a. $\beta = -0,1$ và b. $\beta = -0,5$.

Giải : Sử dụng công thức trên ta có :

a) $$K_f = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-100}{1 + (-0.1)(-100)} = \frac{-100}{11} = -9,09$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1 + \beta K} = \frac{20x10^3}{11} = 1,82k\Omega$$

$$Z_{vf} = Z_v(1 + \beta K) = 10\ k\Omega(11) = 110k\Omega$$

b) $$K_f = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-100}{1 + (0,5)(100)} = \frac{-100}{51} = -1,96$$

$$Z_{vf} = Z_v(1 + \beta K) = 10\ k\Omega(51) = 510k\Omega$$

$$Z_{rf} = \frac{Z_r}{1 + \beta K} = \frac{20x10^3}{51} = 392,16\Omega$$

Ví dụ 25 cho ta thấy khi hệ số hồi tiếp thay đổi sẽ làm thay đổi hệ số khuếch đại, trở kháng vào, ra của mạch có hồi tiếp. Hệ số khuếch đại giảm đi 11 lần (từ 100 còn 9,09), trở kháng vào giảm đi 11 lần, trở kháng ra tăng lên 11 lần. Tương tự trong trường hợp $\beta = 0,5$ hệ số khuếch đại của mạch có hồi tiếp sẽ giảm đi 51 lần, trở kháng đầu vào tăng lên 51 lần và trở kháng đầu ra giảm đi 51 lần. Vậy có thể dùng hồi tiếp âm để thay đổi các tham số của mạch khuếch đại.

1.6.3.4. Giảm méo tần số

Trong bộ khuếch đại hồi tiếp âm mà có $\beta K >> 1$, 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.

Khi độ méo phi tuyến giảm đi $(1 + K\beta)$ lần thì hệ số khuếch đại cũng giảm đi. Để có thể giảm được độ méo phi tuyến mà vẫn có hệ số khuếch đại cần thiết người ta sử dụng phần tử có hệ số khuếch đại lớn hoặc tăng số tầng khuếch đại lên.

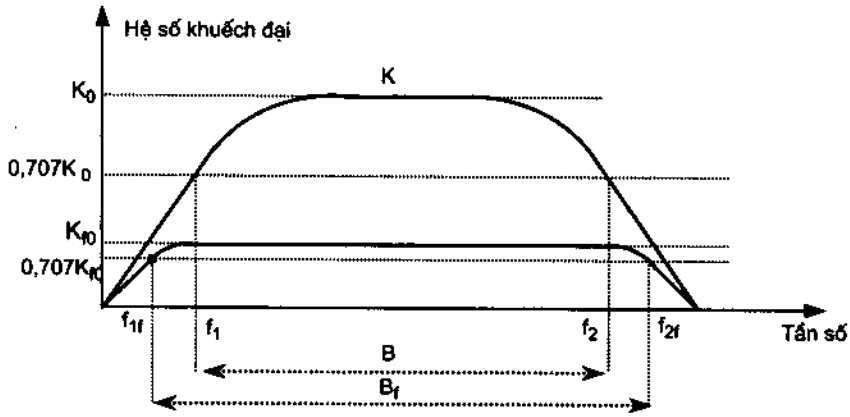
1.6.3.6. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến hệ số khuếch đại và dải tần

Theo công thức tính hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm là :

$$K_f = \frac{K}{1+\beta K} \approx \frac{K}{\beta K} = \frac{1}{\beta} \text{ với } \beta K >> 1$$

Nếu $\beta K >> 1$, hệ số khuếch đại xấp xỉ $1/\beta$. Ở tần số thấp, đặc tuyến có độ dốc lên do dung kháng trong mạch khuếch đại khá lớn, ngược lại ở tần số cao, đặc tuyến dốc xuống, dung kháng trong mạch khuếch đại rất nhỏ. Do vậy hệ số khuếch đại của mạch ở các tần số khác nhau sẽ khác nhau (H. 1.156). Khi mà hệ số khuếch đại giảm xuống thấp đến giá trị mà hệ số $K\beta$ không còn lớn hơn rất nhiều so với 1, thì công thức $K_f \approx 1/\beta$ không còn đúng nữa.

Trong hình 1.156 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 các giới hạn tần số trên và dưới được xác định khi hệ số khuếch đại của mạch giảm đi 3 dB.



Hình 1.156. Ảnh hưởng của hồi tiếp đến hệ số khuyếch đại và dải tần

1.6.3.7. Ảnh hưởng đến độ ổn định hệ số khuếch đại

Ở đây chúng ta chỉ quan tâm đến vấn đề ổn định hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp so với khi không có hồi tiếp. Lấy vi phân hai vế của công thức tính K_f :

$$\left|\frac{dK_f}{K_f}\right| = \frac{1}{|1+\beta K|}\left|\frac{dK}{K}\right| \text{ hay } \left|\frac{dK_f}{K_f}\right| \cong \left|\frac{1}{\beta K}\right|\left|\frac{dK}{K}\right| \text{ khi } \beta K >> 1$$

Nhìn vào công thức trên ta thấy mạch có hồi tiếp, hệ số khuếch đại có độ ổn định hơn mạch khi không có hồi tiếp với hệ số là βK .

Ví dụ 26 :

Một mạch khuếch đại có hệ số khuếch đại bằng - 1000, hệ số khuếch đại thay đổi 20% theo nhiệt độ. Hãy tính sự thay đổi của hệ số khuếch đại khi có hồi tiếp âm với $\beta = -0,1$.

Giải :

Sử dụng công thức

$$\left|\frac{dK_f}{K_f}\right| \cong \left|\frac{1}{\beta K}\right|\left|\frac{dK}{K}\right| = \left|\frac{1}{-0,1(-1000)}20\%\right| = 0,2\%$$

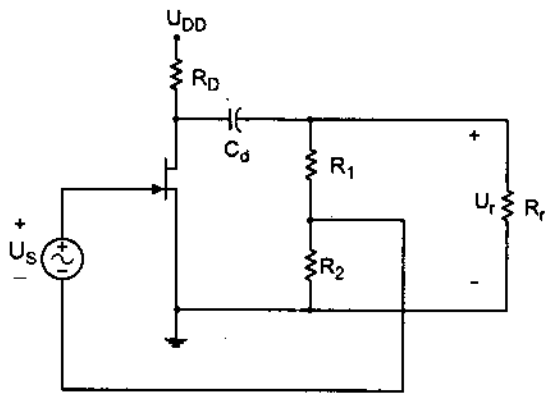
Như vậy độ ổn định của hệ số khuếch đại tăng lên 100 lần so với khi không có hồi tiếp. Hệ số khuếch đại thay đổi từ 1000 sai số 20% xuống còn 10 và sai số chỉ còn 0,2%

1.6.4. Các mạch hồi tiếp thực tế

Các ví dụ về mạch hồi tiếp sẽ giải thích, minh hoạ ảnh hưởng của hồi tiếp với càc kiểu kết nối 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 1.157 là một mạch khuếch đại hồi tiếp điện áp nối tiếp sử dụng FET. Một phần tín hiệu ra (U_r) thông qua các điện trở R_1 và R_2 được đưa trở về đầu vào điện áp này chính là điện áp hồi tiếp U_f nối tiếp với tín hiệu nguồn U_s, tín hiệu vào $U_v = U_s - U_f$.



Hình 1.157. Mạch khuếch đại hồi tiếp nối tiếp điện áp dùng FET

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 :

$$\beta = \frac{U_f}{U_r} = \frac{-R_2}{R_1 + R_2}$$

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 27 :

Hãy tính hệ số khuếch đại khi không có hồi tiếp và khi có hồi tiếp trong mạch sử dụng FET ở hình 1.157. Theo các giá trị như sau : $R_1 = 80k\Omega$, $R_2 = 20\ k\Omega$, $R_r = 10\ k\Omega$, $R_D = 10\ k\Omega$, và $g_m = 4000\mu S$.

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 điện trở 100kΩ do R_1 và R_2 mắc nối tiếp, hệ số khuếch đại khi chưa có hồi tiếp :

$$K = -g_m R_L = -(4000 \times 10^{-6}\ S)(5\ k\Omega) = -20$$

Hệ số hồi tiếp là :

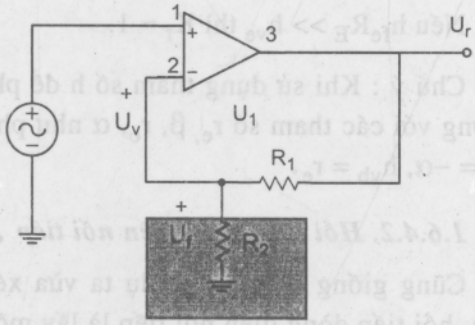
$$\beta = \frac{-R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-20k\Omega}{80k\Omega + 20k\Omega} = -0,2$$

Hệ số khuếch đại có hồi tiếp :

$$K_f = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{-20}{1 + (-20)(0,2)} = \frac{-20}{5} = -4$$

Ví dụ 28 :

Tính hệ số khuếch đại của mạch theo hình 1.158 biết : hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán K = 100.000 và các điện trở R_1 = 1,8MΩ và R_2 = 200 kΩ.



Hình 1.158. Hồi tiếp điện áp nối tiếp sử dụng bộ khuếch đại thuật toán

Giải :

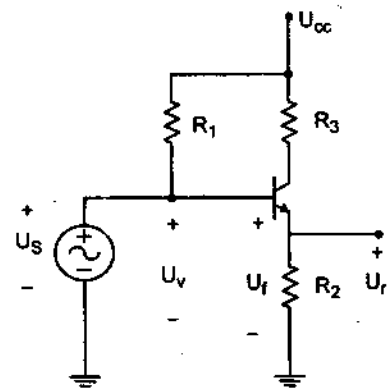
$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{200k\Omega}{200k\Omega + 1,8M\Omega} = 0,1$$

$$K_f = \frac{K}{1 + K\beta} = \frac{100000}{1 + (0,1)(100.000)} = \frac{100.000}{10.001} = 9,9999$$

Chú ý, nếu $\beta K >> 1$ thì ta có :

$$K_f = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,1} = 10$$

Theo mạch trong hình 1.159 hồi tiếp điện áp nối tiếp. Tín hiệu điện áp nguồn là U_s, điện áp vào là U_v, điện áp ra là U_r, U_r cũng là điện áp hồi tiếp nối tiếp với điện áp vào. Khi không có hồi tiếp thì $U_f = 0$ ta có :



*Hình 1.159.*Mạch hồi tiếp điện áp nối tiếp

$$K = \frac{U_r}{U_s} = \frac{h_{fe}I_bR_E}{U_s} = \frac{h_{fe}R_E(U_s/h_{ve})}{U_s} = \frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}}$$

Và $$\beta = \frac{U_f}{U_r} = 1$$

Khi có hồi tiếp thì

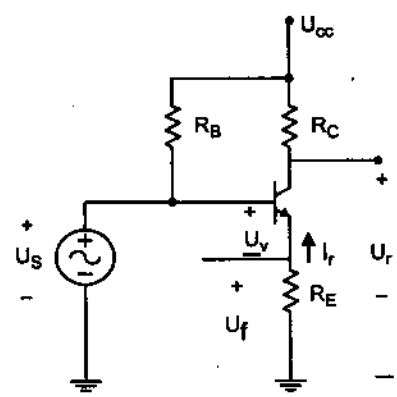
$$K_f = \frac{U_r}{U_S} = \frac{K}{1+\beta K} = \frac{h_{fe}R_E/h_{ve}}{1+(1)(h_{fe}R_E/h_{ie})} = \frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}+h_{fe}R_E}$$

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 1.3.2 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

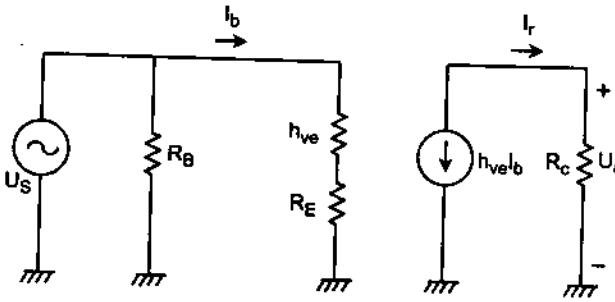
Cũng giống như các ví dụ ta vừa xét trên, hồi tiếp dòng điện nối tiếp là lấy một phần dòng điện ở đầu ra đưa trở lại nối tiếp với tín hiệu đầu vào. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp ổn định hệ số khuếch đại và làm tăng trở kháng đầu vào.



Hình 1.160a. Hồi tiếp dòng điện nối tiếp

Hình 1.160a cho ta một mạch khuếch đại dùng transistor, 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 chỉ cần bỏ điện trở emiter hoặc mắc thêm một tụ điện song song với nó.



Hình 1.160b. Sơ đồ tương đương

Xét khi không có hồi tiếp :

Dựa vào hình 1.160b và bảng 1.2, ta có :

$$K = \frac{I_r}{U_v} = \frac{-I_b h_{fe}}{I_b(h_{ve} + R_E)} = \frac{-h_{fe}}{h_{ve} + R_E}$$

$$\beta = \frac{U_f}{I_r} = \frac{-I_r R_E}{I_r} = -R_E$$

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 :

$$K_{vf} = \frac{I_r}{U_S} = \frac{K}{1 + \beta K} = \frac{-h_{fe}/h_{ve}}{1 + (-R_E)\left(\frac{-h_{fe}}{h_{ve} + R_E}\right)} \approx \frac{-h_{fe}}{h_{ve} + h_{fe}R_E}$$

Trở kháng vào và trở kháng ra có thể được tính theo bảng 1.2

$$Z_{rf} = Z_r(1 + \beta K) = R_C\left(1 + \frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}}\right)$$

$$Z_{vf} = Z_v(1 + \beta K) \cong h_{ve} + \left(1 + \frac{h_{fe}R_E}{h_{ve}}\right) = h_{ve} + h_{fe}R_E$$

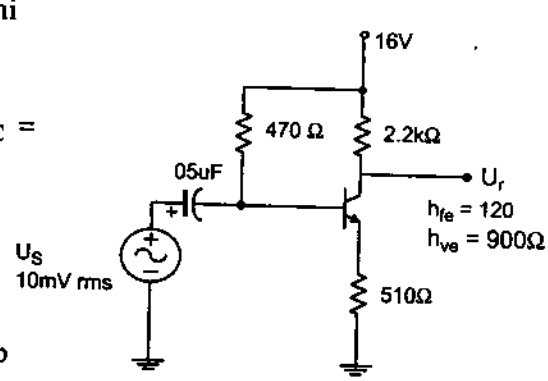
Hệ số khuếch đại điện áp K_f khi có hồi tiếp được xác định :

$$K_f = \frac{U_r}{U_S} = \frac{I_r R_C}{U_S} = \left(\frac{I_r}{U_S}\right)R_C =$$

$$= K_f R_C \cong \frac{-h_{fe}R_C}{h_{ve} + h_{fe}R_E}$$

Ví dụ 29 :

Tính hệ số khuếch đại điện áp của mạch sau với các số liệu cho trên sơ đồ (H. 1.161).



Hình 1.161. Mạch khuếch đại BJT 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 :

$$K_{uf} = \frac{U_r}{U_S} = K_f R_C = (-1,92x10^{-3})(2,2x10^3) = -4,2$$

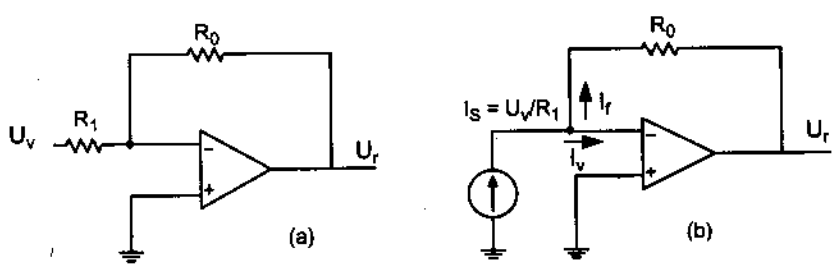
Hệ số khuếch đại điện áp khi không có hồi tiếp (tức khi đó $R_E = 0$)

$$K_u = -\frac{R_c}{r_e} = \frac{-2,2.10^3}{7,5} = -293,3$$

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 hình 1.162. Theo hình 1.162 và bảng 1 áp dụng 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 :

$$K = \frac{U_r}{I_v} = \infty, \ \beta = \frac{I_f}{U_r} = -\frac{1}{R_0}$$



Hình 1.162. **Bộ khuếch đại hồi tiếp âm điện áp dùng OA**

a) Sơ đồ mạch ; b) Sơ đồ tương đương

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 .

$$K_{uf} = \frac{U_r}{I_s}.\frac{I_s}{U_v} = (-R_0)\frac{1}{R_1} = -\frac{R_0}{R_1}$$

Đối với mạch điện hình 1.163 mạch khuếch đại hồi tiếp điện áp song song sử dụng FET, khi không có hồi tiếp , $U_f = 0$

$$K = \frac{U_r}{I_v} \approx -g_m R_D R_s$$

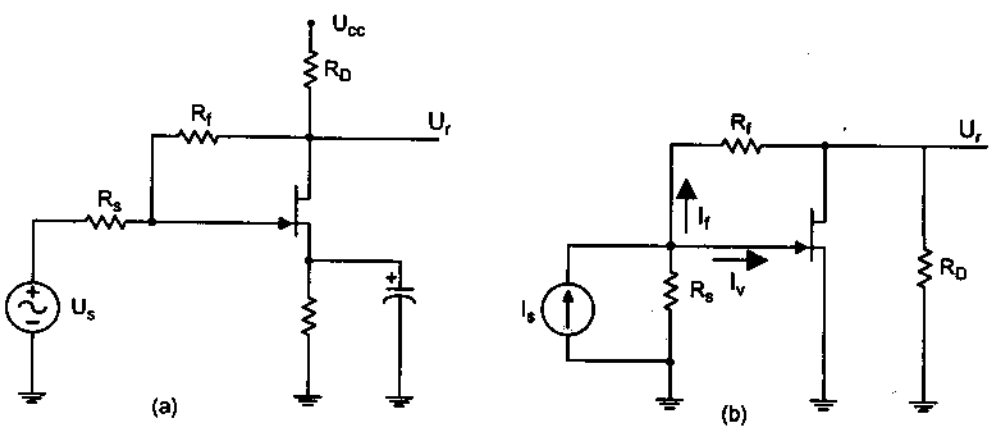
Hệ số hồi tiếp $\beta = \frac{I_f}{U_r} = -\frac{1}{R_F}$

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

$$K_{uf} = \frac{U_r}{I_s}.\frac{I_s}{U_s} = \frac{-g_m R_D R_s R_F}{R_F + g_m R_D R_s}\left(-\frac{1}{R_s}\right) = (-g_m R_D).\frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_s}$$



Hình 1.163. Bộ khuếch đại hồi tiếp điện áp song song sử dụng FET ;
a) Sơ đồ mạch ; b) Sơ đồ tương đương

Ví dụ 30 :

Tính hệ số khuếch đại điện áp khi có hồi tiếp và khi không có hồi tiếp cho mạch 1.163a, biết các giá trị $g_m = 5$ mS, $R_D = 5{,}1k\Omega$, $R_S = 1k\Omega$ 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 :

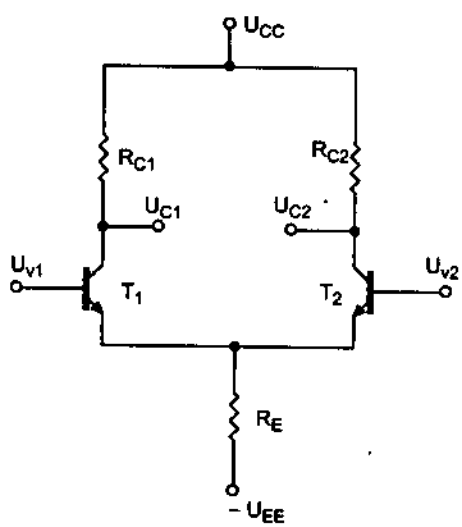
$$K_{uf} = (-g_m R_D)\frac{R_F}{R_F + g_m R_D R_S} = (-25{,}5)\frac{20x10^3}{(20x10^3) + (5x10^3)(5{,}1x10^3)(1x10^3)}$$

$$= -25{,}5(0{,}44) = -11{,}2$$

1.7. KHUẾCH ĐẠI VI SAI

Sơ đồ mạch khuếch đại vi sai được cho trên hình 1.164.

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 1.164. 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 1.165.

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 T_1 và T_2 :

$$I_E = \frac{U_E - (-U_{EE})}{R_E} = \frac{U_{EE} - 0,7V}{R_E}$$

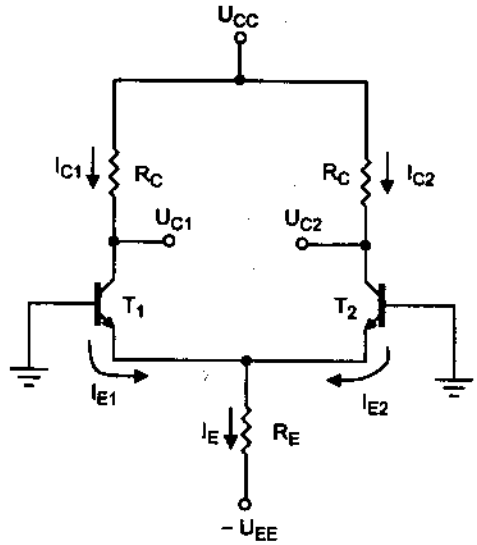
Nếu T_1, T_2 hoàn toàn giống nhau thì :

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2}$$

Và $$I_{C1} = I_{C2} = I_C \approx \frac{I_E}{2}$$

Điện áp trên mỗi colector sẽ là :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_{CC} - I_C R_C$$

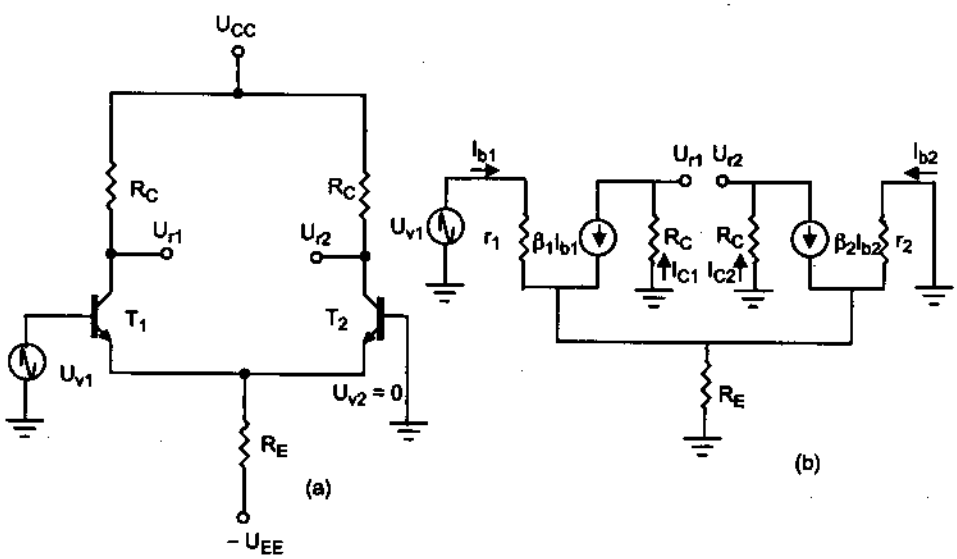


Hình 1.165. Phân cực cho mạch vi sai

1.7.2. Chế độ xoay chiều

1.7.2.1.Chế độ đơn

Sơ đồ mạch như hình 1.166



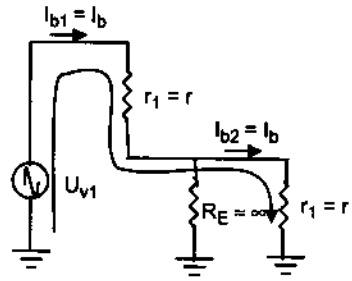
Hình 1.166. a) Chế độ đơn ; b) Sơ đồ tương đương

Nếu hai transistor hoàn toàn như nhau thì :

$$I_{b1} = I_{b2} = I_b$$

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta$$

$$r_1 = r_2 = r = \beta r_e$$



Hình 1.167. Xác định I_b

Vì R_E thường rất lớn, nên áp dụng định luật Kirchhoff (hình 1.167) :

$$U_{v1} - I_b r - I_b r = 0$$

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 :

$$U_r = I_C R_C = \beta \frac{R_c}{2r} U_{v1} = \beta \frac{R_c}{2\beta r_e} U_{v1} = \frac{R_c}{2r_e} U_{v1}$$

Hệ số khuếch đại điện áp :

$$K_u = \frac{U_r}{U_{v1}} = \frac{R_c}{2r_e}$$

Ví dụ 31 : Cho mạch điện như hình 1.168. Hãy xác định điện áp ra U_{r1}.

Giải :

Dòng I_E được tính :

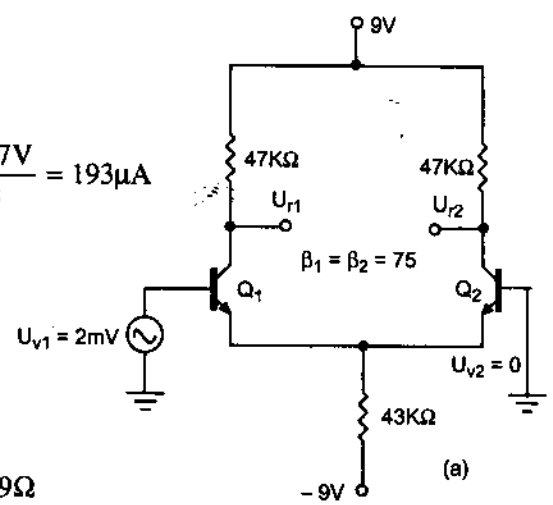
$$I_E = \frac{U_{EE} - 0,7V}{R_E} = \frac{9V - 0,7V}{43k\Omega} = 193\mu A$$

Dòng tại cực emitter :

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_E}{2} = 96,5\mu A$$

Giá trị điện trở r_e :

$$r_e = \frac{26mV}{96,5\mu A} \approx 269\Omega$$



Hình 1.168

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 :

$$U_{r1} = K_u.\ U_{v1} = 87,4.2mV = 0,175\ V$$

1.7.2.2. Chế độ vi sai

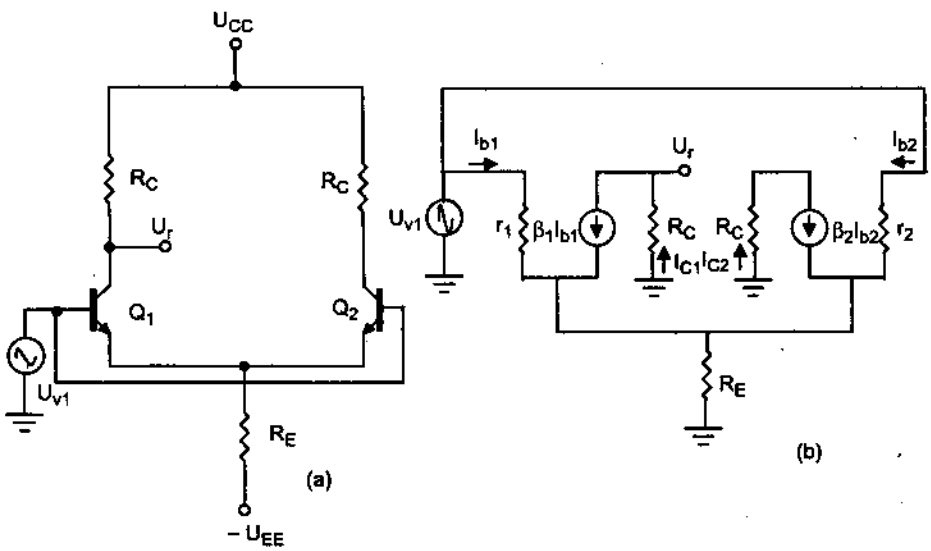
Khi đưa tín hiệu khác nhau vào hai đầu vào của mạch vi sai, mạch sẽ làm việc trong chế độ vi sai. Tương tự chế độ đơn, dễ dàng tính được hệ số khuếch đại vi sai :

$$K_{vs} = \frac{U_r}{U_{vs}} = \frac{R_c}{2r_e}$$

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 cho trên hình 1.169.



Hình 1.169. a) Chế độ đồng pha ; b) Sơ đồ tương đương

Theo sơ đồ tương đương ta viết được :

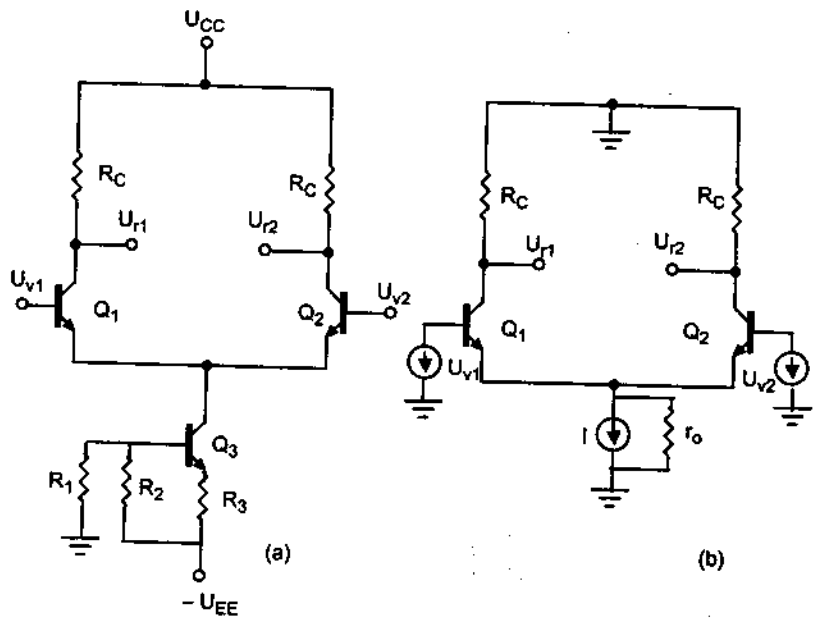
$$I_b = \frac{U_v - 2(\beta + 1)I_bR_E}{r}$$

Suy ra : $$I_b = \frac{Uv}{r + 2(\beta + 1)R_E}$$

Điện áp ra : $U_r = I_C.R_C = \beta I_b R_C = \dfrac{\beta U_v R_C}{r + 2(\beta + 1)R_E}$

Hệ số khuếch đại đồng pha : $K_{dp} = \dfrac{\beta R_C}{r + 2(\beta + 1)R_E}$

Một mạch khuếch đại vi sai tốt khi hệ số khuếch đại vi sai K_{vs} lớn, hệ số khuếch đại đồng pha nhỏ, $K_{dp} \to 0$. 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 1.170a. 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 1.170b.



Hình 1.170. a) Mạch khuếch đại vi sai dùng nguồn dòng ; b) Sơ đồ tương đương xoay chiều

CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 1

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.

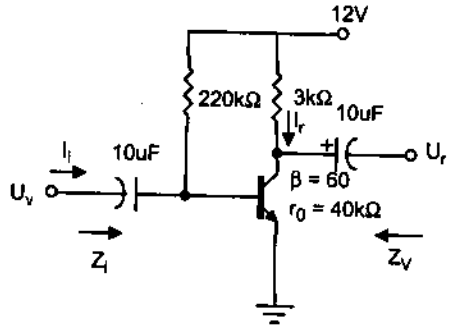
3. Cho mạch điện như hình 1

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 $K_u = -200$.



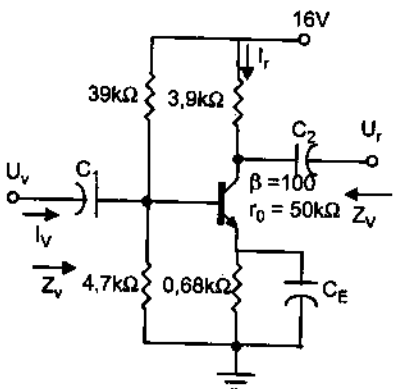
Hình 1

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

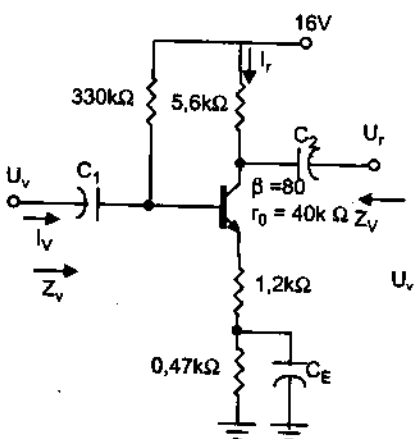
5. Cho mạch điện như hình 3

a) Xác định điểm làm việc tĩnh Q của transistor.

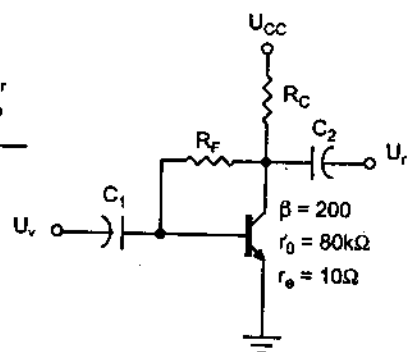
b) Tính Z_v, Z_r .

c) Tính K_u, K_i

d) Làm lại các phần trên khi ngắt bỏ tụ C_E.



Hình 3



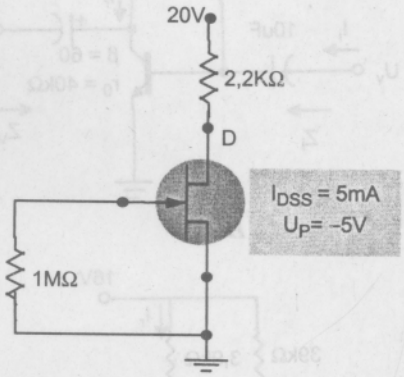
Hình 4

6. Cho mạch điện như hình 4

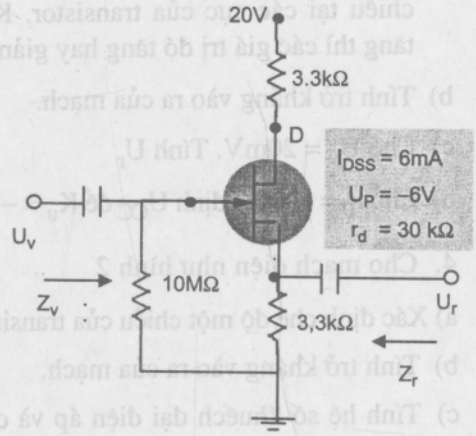
Biết K_u = -160 và K_i = 19 . Hãy xác định U_{CC}, R_C, R_F.

7. Trình bày cấu tạo và nguyên lý hoạt động của các loại FET kênh P.

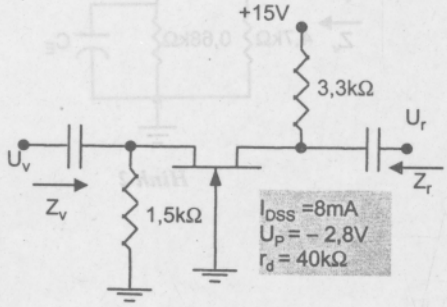
8. Tính U_D ở sơ đồ phân cực hình 5.



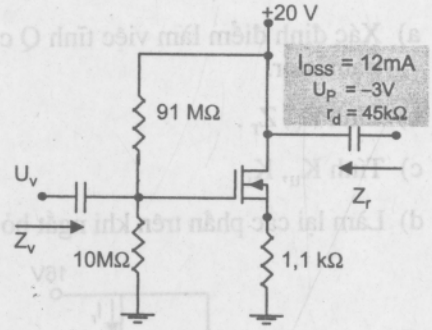
Hình 5



Hình 6



Hình 7



Hình 8

9. Cho sơ đồ hình 6.

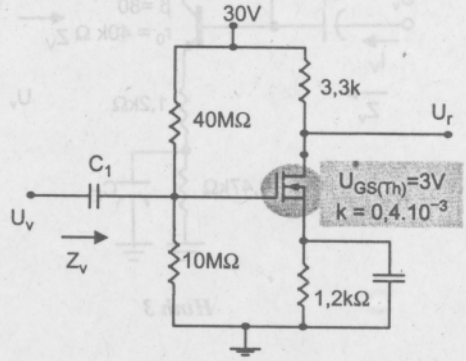
a) Tính toán các giá trị phân cực

b) Tính Z_v, Z_r , và K_u

10. Tính trở kháng vào, ra và hệ số khuếch đại điện áp trên hình 7, nếu r_d = 33kΩ.

11. Tính các giá trị phân cực và tính trở kháng vào, ra, hệ số khuếch đại điện áp của sơ đồ hình 8.

12. Tính điện áp đầu ra của sơ đồ hình 9 nếu điện áp vào U_v=0,8mV và r_d = 40kΩ.

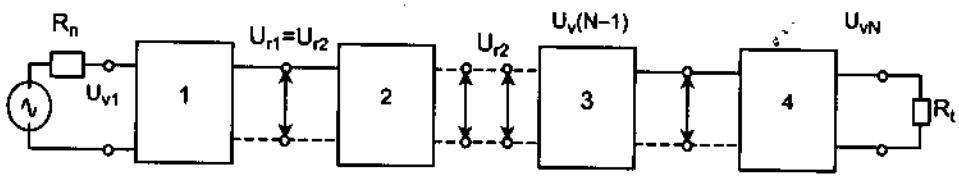


Hình 9

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 trước là tín hiệu vào của tầng sau.



Hình 2.1. Sơ đồ khối mạch khuếch đại ghép nhiều tầng

Theo hình 2.1, hệ số khuếch đại của toàn mạch là:

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

Tính theo đơn vị dB ta có:

$$K_u\,(dB) = K_{u1}(dB) + K_{u2}(dB) + \ldots + K_{uN}(dB)$$

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

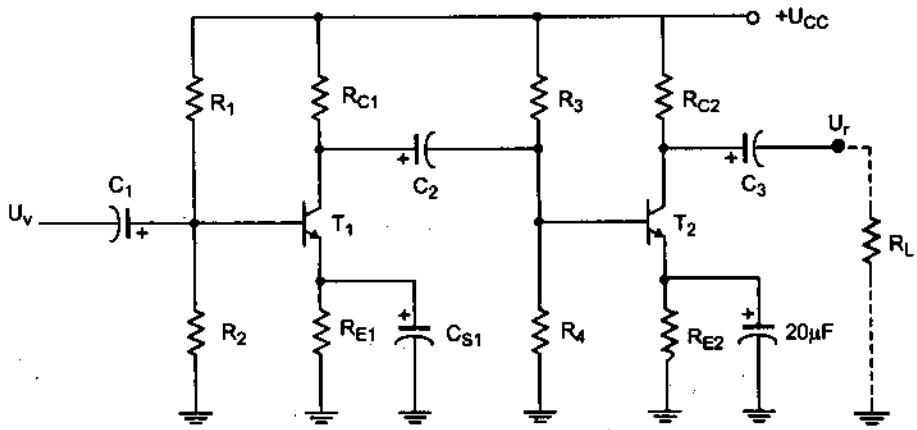
Hình 2.2 là mạch khuếch đại gồm 2 tầng ghép với nhau bằng RC.

Hệ số khuếch đại điện áp ở mỗi tầng :

$$K_u = \frac{-R_C // R_L}{r_e}$$

Trở kháng vào của mạch

$$Z_v = R_1 // R_2 // \beta r_e$$

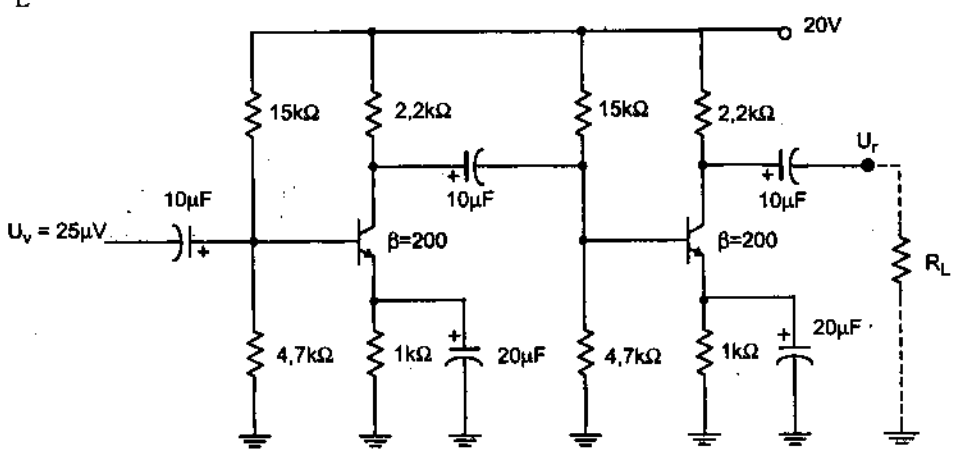


Hình2.2. Mạch ghép tầng RC

Trở kháng ra của mạch

$$Z_r = R_C//r_o$$

Ví dụ 1 : Tính hệ số khuếch đại điện áp, điện áp ra, trở kháng vào và trở kháng ra của mạch khuếch đại ghép tầng bằng RC (hình 2.3). Biết điện trở tải $R_L = 10k\Omega$.



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:

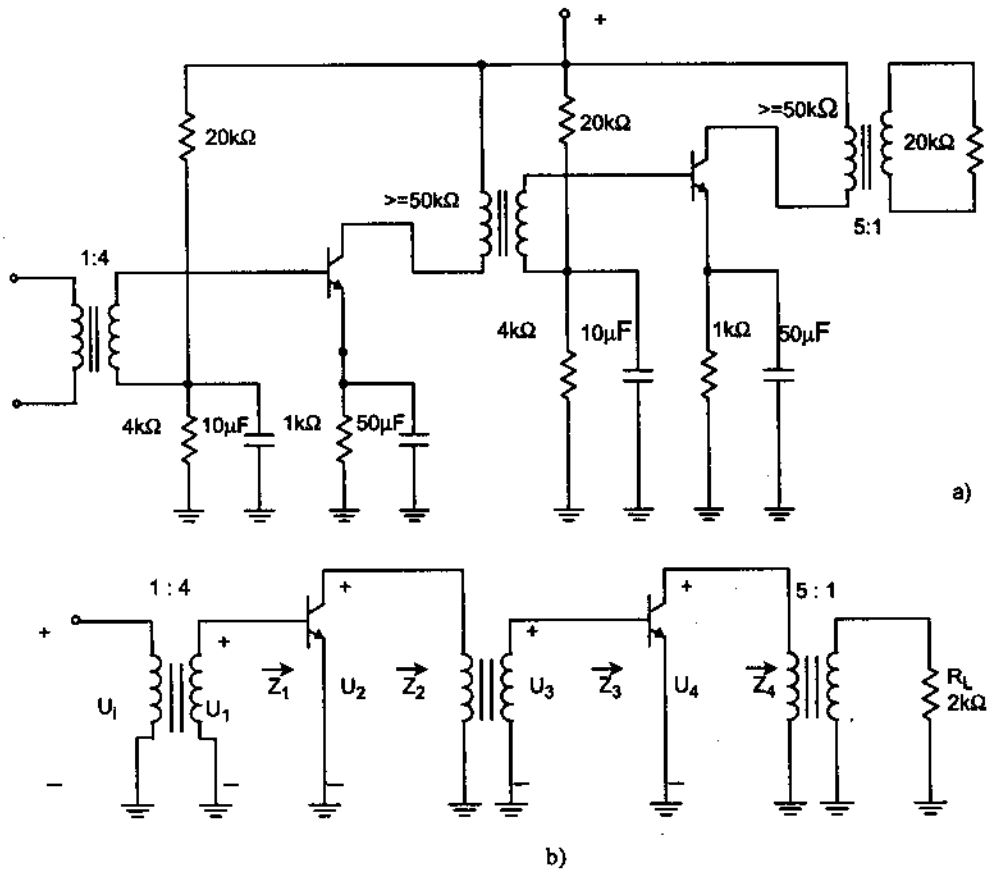
$$U_L = \frac{R_L}{Z_r + R_L}.U_r = \frac{10k\Omega}{2.2k\Omega + 10k\Omega}(0,866V) = 0,71V$$

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 cồng kềnh. 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 méo và tăng công suất ra cực đại, nhờ ưu điểm này nên mạch ghép biến áp có thể vừa dùng làm mạch khuếch đại tín hiệu nhỏ, nhất là để khuếch đại công suất.

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



Hình 2.4. a) Mạch khuếch đại ghép biến áp ($\beta = 50$, $\beta r_e = 2K\Omega$)
b) Mạch tương đương AC

Từ mạch tương đương b, ta có:

$$U_1 = \frac{N_2}{N_1} U_v = 4.U_v$$

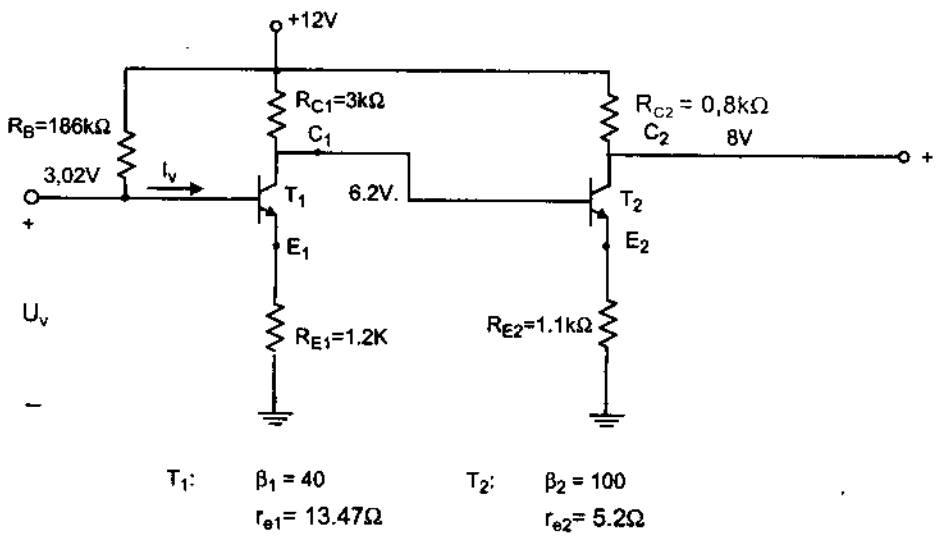
$$K_{u1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\beta Z_L}{\beta r_e}$$

2.3. MẠCH KHUẾCH ĐẠI GHÉP TRỰC TIẾP

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

Do vậy cần phải có mạch ổn định chế độ làm việc và ổn nhiệt bằng hồi tiếp âm emitter hoặc từ đầu ra và đầu vào. Nếu như dùng 3 tầng trở lên thì dễ gây tự kích, thông thường là mắc thêm tụ có giá trị hàng chục pF ở 2 cực C–B của transistor. Loại mạch này có độ khuếch đại không lớn.

Một mạch khuếch đại ghép trực tiếp như ví dụ sau: (hình 2.5).



Hình 2.5. Mạch ghép tầng trực tiếp

* *Xác định phân cực DC*

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

$$I_{(0,8k\Omega)} = \frac{12-8}{0.8k\Omega} = 5mA$$

Như vậy: $I_{C2} \approx I_{E2} = 5mA$

Và: $U_{E2} = (5mA)(1.1k\Omega) = 5,5V$

Từ: $U_{BE2} = 0,7V$, ta có: $U_{B2} = U_{C1} = 5,5 + 0,7 = 6,2V$

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 T_1:

$$I_{(3k\Omega)} = \frac{12-6.2}{3k\Omega} = 1,93mA$$

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:

$$Z_{v1} = \beta_1 R_{E1} = 40(1.2k\Omega) = 48k\Omega$$

$$Z_{v2} = \beta_2 R_{E2} = 100(1.1k\Omega) = 110k\Omega$$

$$K_{u1} = \frac{-R_{L1}}{R_{E1}} = \frac{-R_{C1} // \beta R_{E2}}{R_{E1}} = \frac{-3K // 110K}{1,2K} \approx \frac{-3K}{1,2K} = -2,5$$

$$K_{u2} = \frac{-R_{L2}}{R_{E2}} = \frac{-R_{C2}}{R_{E1}} = \frac{-0,8K}{1,1K} = -0.7273$$

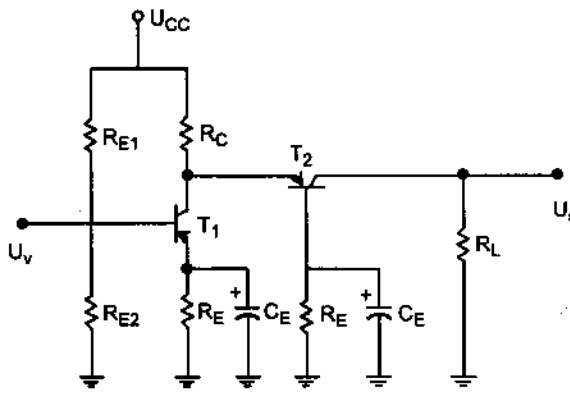
$$K_u = K_{u1}K_{u2} = (-2.5)(-0.7273) = 1.818$$

$$|K_i| = |K_u| \cdot |Z_{v1} / Z| = \frac{(1,818)(48k\Omega)}{0,8k\Omega} = 109,08$$

$$|K_P| = |K_u| \cdot |K_i| = (1,818)(109,08) = 198.3$$

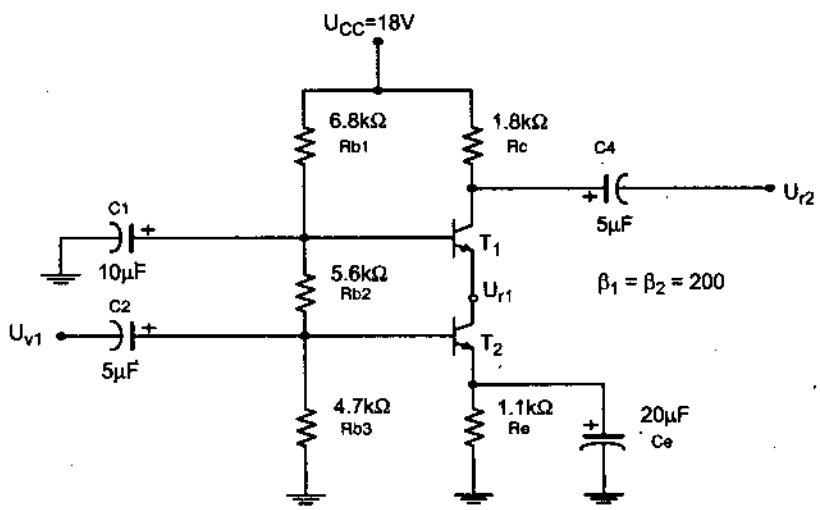
2.4. MẠCH KHUẾCH ĐẠI CASCODE

Đặc điểm của mạch khuếch đại Cascode là dùng 2 tầng khuếch đại mắc nối tiếp (hình 2.6). Tầng thứ hai mắc kiểu BC để tăng tần số cắt, giảm tạp nhiễm (vì nội vào của tầng thứ nhất mắc kiểu EC nhỏ nên hệ số khuếch đại của tầng này nhỏ), giảm thiểu hiệu ứng miller ở tần số cao. Tầng thứ nhất mắc kiểu EC, làm việc ở điện áp thấp, hệ số khuếch đại điện áp nhỏ (cũng nhằm giảm hiệu ứng miller của tụ ở tần số cao). Song hệ số khuếch đại điện áp toàn mạch lại lớn (khoảng vài trăm lần).



Hình 2.6

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:

$$U_{B1} = \frac{R_{B3}(U_{CC})}{R_{B3} + R_{B2} + R_{B1}} = \frac{4.7k\Omega(18)}{4,7k\Omega + 5,6k\Omega + 6,8k\Omega} = \frac{84,6}{17,1} = 4,95\ V$$

Và $$I_{E1} = \frac{U_{E1}}{R_E} = \frac{U_{B1} - U_{CE}}{R_E} = \frac{4.95 - 0.7}{1k} = 4,25mA$$

Điện trở tiếp giáp BE của T_1 là:

$$U_{e1} = \frac{26mV}{I_{E1}} = \frac{26mV}{4,25mA} = 6,12\Omega$$

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 T_1 là trở vào của T_2 tức là trở tiếp giáp EB của nó, nên: $R_{L1} = r_{e2}$

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

Và $$K_{u2} = \frac{R_L}{R_{e2}} = \frac{R_C}{r_{e2}} = \frac{1.8k\Omega}{6.12} \approx 294.1$$

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.

Hai transistor sẽ tương đương với 1 transistor có $\beta_D = \beta_1.\beta_2$ và $U_{BE} = 1,6V$, khi đó dòng cực gốc được tính :

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

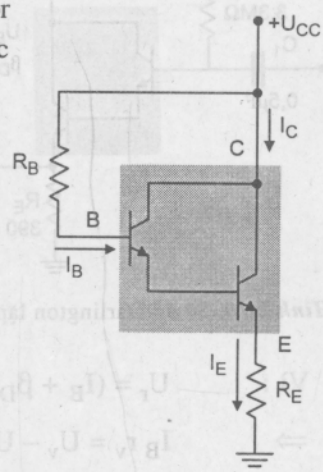
Do β_D rất lớn nên :

$$I_E = (\beta_D + 1)I_B \approx \beta_D.I_B$$

Điện áp phân cực là :

$$U_E = I_E R_E$$

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



Hình 2.8. Sơ đồ Darlington cơ bản

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

Giải :

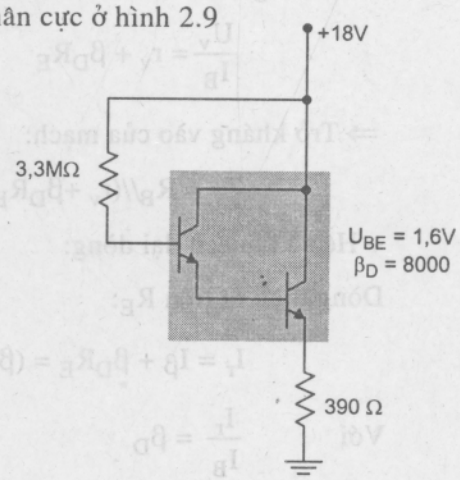
$$I_B = \frac{18V - 1,6V}{3,3M\Omega + 8000.(390\Omega)} \approx 2,56\ \mu A$$

$$I_E = 8000(2,56\mu A) = 20,48\ mA \approx I_C$$

$$U_E = 20,48mA(390\Omega) \approx 8V$$

$$U_B = 8V + 1,6V = 9,6V$$

Với : $U_C = 18V$



Hình 2.9. Mạch ví dụ 2

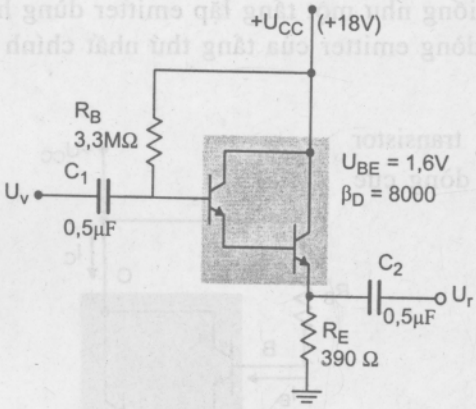
* *Mạch tương đương xoay chiều*

Một mạch Darlington lặp emitter như hình 2.10. Tín hiệu được đưa vào qua tụ C_1, tín hiệu V_r được đưa ra qua tụ C_2.

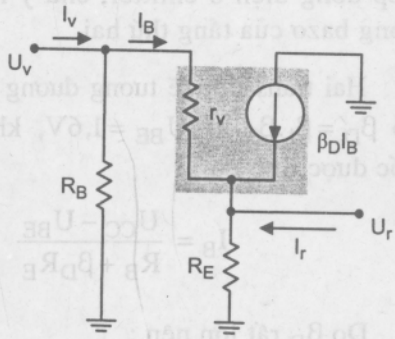
Mạch tương đương như hình 2.11.

+ Tính trở kháng vào AC :

Dòng bazơ chạy qua r_v là : $I_B = \dfrac{U_v - U_r}{r_v}$



Hình 2.10. Sơ đồ Darlington lặp emitter



Hình 2.11. Sơ đồ Darlington lặp emitter tương đương

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 $\dfrac{I_r}{I_B} = \beta_D$

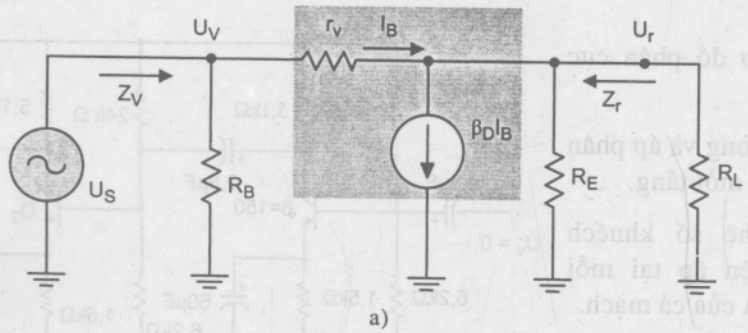
$\Rightarrow$ Hệ số khuếch đại dòng của mạch là:

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

Với $I_B = \dfrac{R_B}{(r_v + \beta_D R_E) + R_B}.I_v \approx \dfrac{R_B}{\beta_D R_E + R_B}.I_v$

$\Rightarrow$ $K_i = \beta_D.\dfrac{R_B}{\beta_D R_E + R_B} = \dfrac{\beta_D R_B}{\beta_D R_E + R_B}$

+ Trở kháng ra AC : (Hình 2.12a,b).

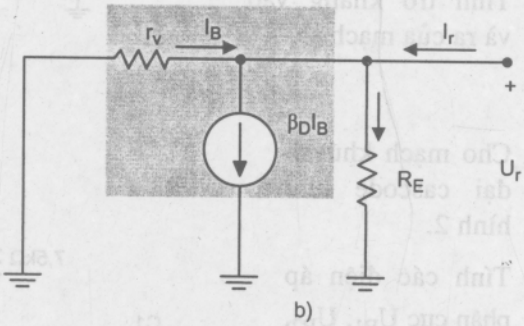


Ta có:

$$I_r = \frac{U_r}{R_E} + \frac{U_r}{r_v} - \beta_D I_B =$$

$$= \frac{U_r}{R_E} + \frac{U_r}{r_v} - \beta_D\left(\frac{U_r}{r_v}\right)$$

$$= \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_v} + \frac{\beta_D}{r_v}\right).U_r$$



Hình 2.12. Sơ đồ tương đương AC để tính Z_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:

$$U_r = (I_B + \beta_D I_B)R_E =$$

$$= I_B (R_E + \beta_D R_E)$$

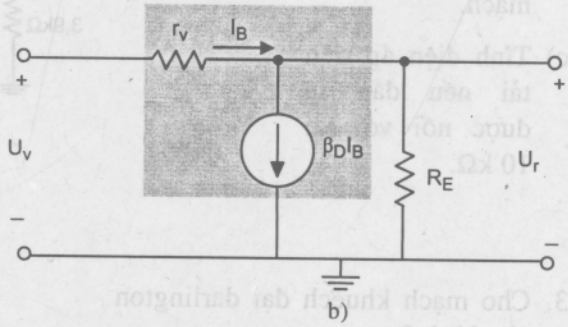
$$U_v = I_B r_v + (I_B + \beta_D I_B)R_E$$

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

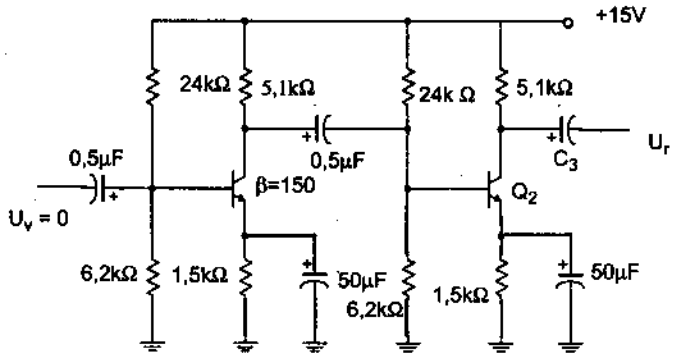
BÀI TẬP CHƯƠNG 2

1. Cho sơ đồ phân cực hình 1.

a) Tính dòng và áp phân cực tại mỗi tầng.

b) Tính hệ số khuếch đại điện áp tại mỗi tầng và của cả mạch.

c) Tính trở kháng vào và ra của mạch.



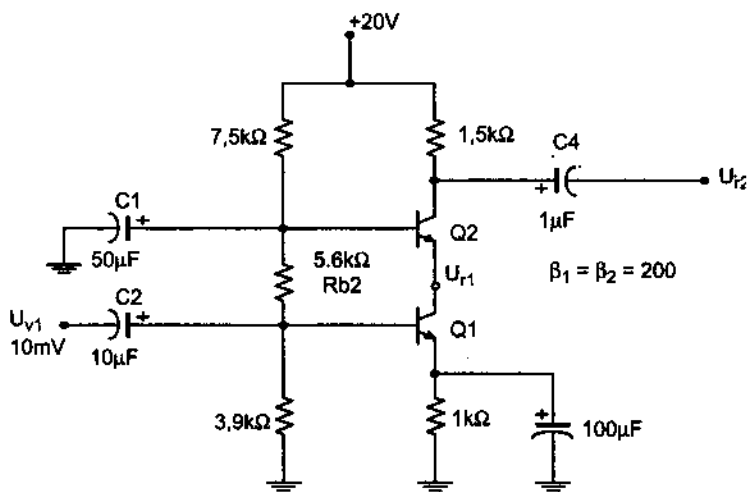
Hình 1

2. Cho mạch khuếch đại cascode như hình 2.

a) Tính các điện áp phân cực U_{B1}, U_{B2}, và U_{C2}.

b) Tính hệ số khuếch đại điện áp và tính điện áp ra của mạch.

c) Tính điện áp trên tải nếu đầu ra được nối với tải 10 kΩ.

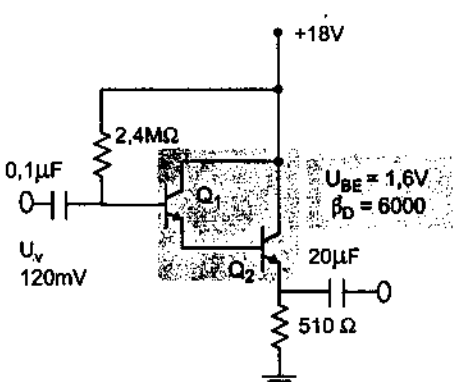


Hình 2

3. Cho mạch khuếch đại darlington như hình 3.

a) Tính điện áp phân cực U_{E2} và dòng phân cực I_{E2}.

b) Tính hệ số khuếch đại điện áp của mạch.



Hình 3

CHƯƠNG 3

KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

3.1. ĐỊNH NGHĨA – PHÂN LOẠI

3.1.1. Định nghĩa

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

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

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

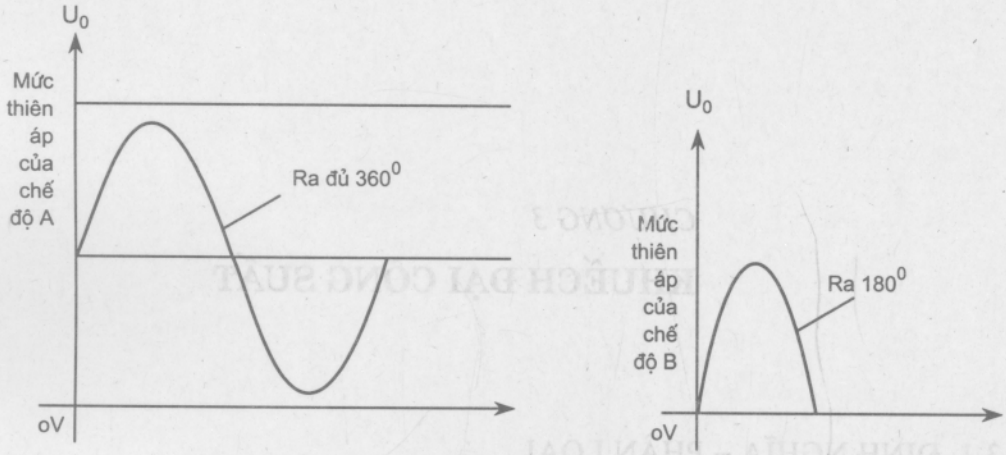
3.1.2. Phân loại

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

* Chế độ B : là chế độ khuếch đại nửa 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 (hình 3.1b).

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



Hình 3.1

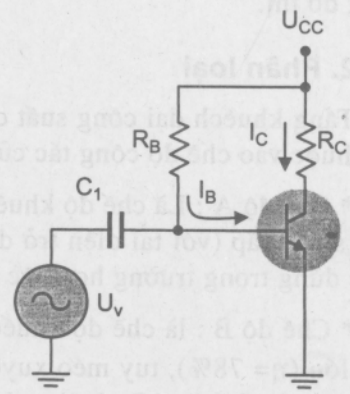
* Chế độ C : Khuếch đại tín hiệu ra bé hơn nửa hình sin, có hiệu suất khá cao (>78%) nhưng méo rất lớn. Nó được dùng trong các mạch khuếch đại cao tần có tải là khung cộng hưởng để chọn lọc sóng đài mong muốn và để có hiệu suất cao.

* 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.



Hình 3.2. Sơ đồ khuếch đại chế độ A dùng tải điện trở

* *Chế độ tĩnh :*

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

$$I_B = \frac{U_{CC} - 0,7V}{R_B}$$

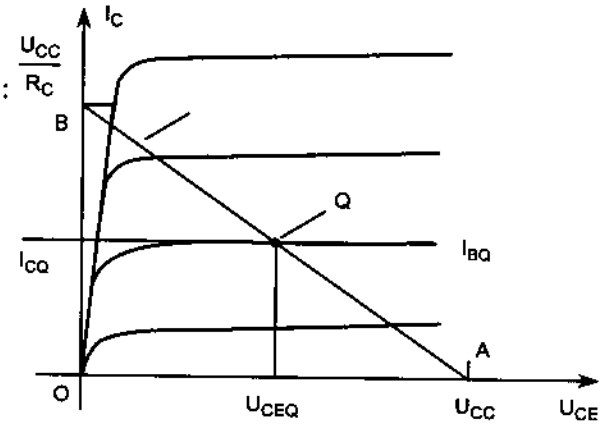
Tương ứng với dòng collector sẽ là :

$$I_C = \beta.I_B$$

Điện áp collector – emiter :

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

Từ giá trị U_{CC} ta vẽ được đường tải một chiều AB. Từ đó sẽ xác định được điểm làm việc Q tương ứng với I_{BQ} trên đặc tuyến ra. Hạ đường chiếu từ điểm Q đến hai trục tọa độ sẽ có I_{CQ} và U_{CEQ} như hình 3.3.



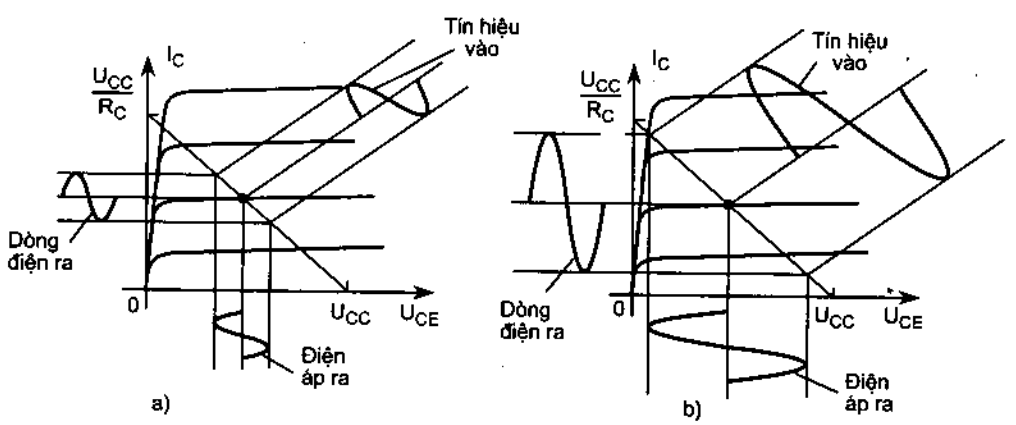
Hình 3.3

* *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.

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}.



Hình 3.4. Quan hệ giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra.

** Công suất cung cấp từ nguồn 1 chiều :*

$$P_v(dc) = U_{CC}.I_{C_Q}$$

** 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 công 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.

$$U_{CE\ max(p-p)} = U_{CC}$$

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

$$\left[P_{r\,max}(ac) = \frac{\frac{U_{CC}.U_{CC}}{R_C}}{8} \right]$$

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 :

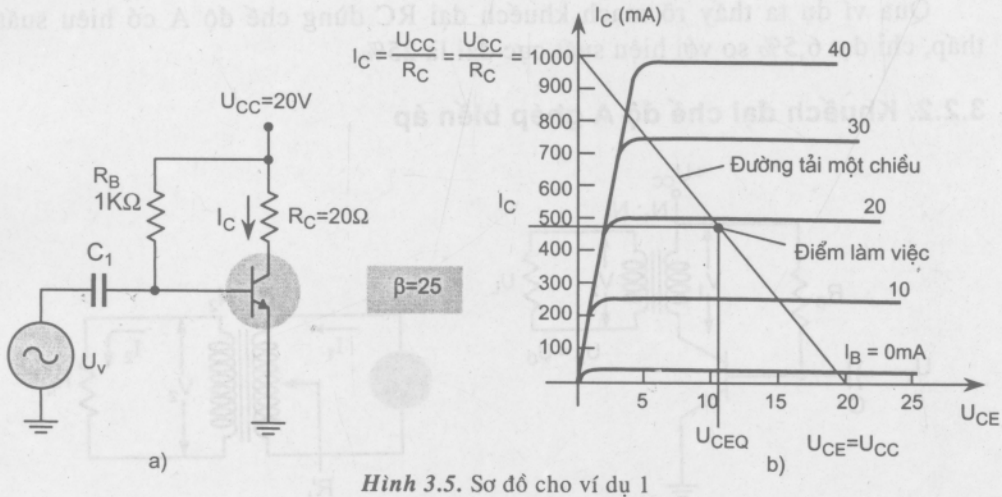
$$P_{V\,max}(dc) = U_{CC} \cdot I_{C\,max} = U_{CC} \cdot \frac{\frac{U_{CC}}{R_C}}{2} = \frac{U_{CC}^2}{2.R_C}$$

ta tính được hiệu suất cực đại :

$$\eta_{max} = \frac{P_{r\,max}(ac)}{P_{v\,max}(dc)}.100\% = \frac{\frac{U_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{U_{CC}^2}{2R_C}}.100\% = 25\%$$

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 ví dụ 1

Giải : Tính các giá trị để xác định điểm Q :

$$I_B = U_{CC} - 0,7\ (V)] / R_B = (20 - 0,7) / 1(k\Omega) = 19,3\ mA$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 25\ .\ 19,3 = 482,5\ mA$$

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

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

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

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

Khi tín hiệu vào với dòng base $I_{B(p)} = 10mA$ thì biên độ dòng collector trên đặc tuyến sẽ là :

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

$$P_r(ac) = \frac{I_C^2(p)}{2} . R_C = \frac{(250x10^{-3}\,A)^2}{2} . (20\Omega) = 0.625W$$

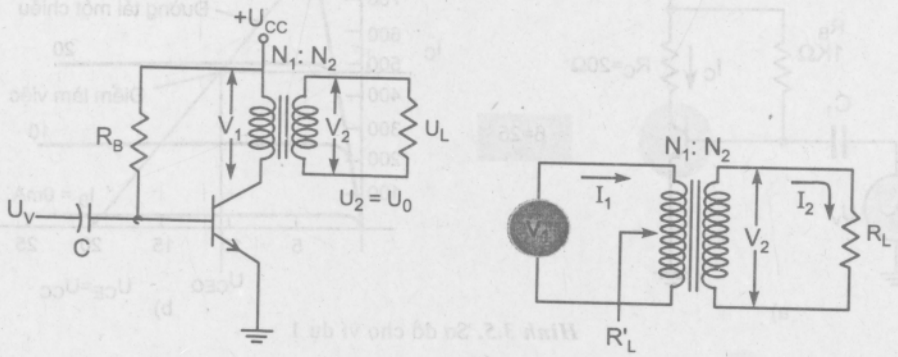
$$P_{V\,(DC)} = U_{CC} \cdot I_C = 20 \cdot 482,5 \cdot 10^{-3} = 9,65\ W$$

$$\eta(\%) = P_r(ac) / P_V(dc) \cdot 100\% = (0,625 / 9.65) \cdot 100\% = 6,48\%$$

$$P_Q = P_V - P_r = 9,65 - 0,625 = 9,025\ W$$

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%.

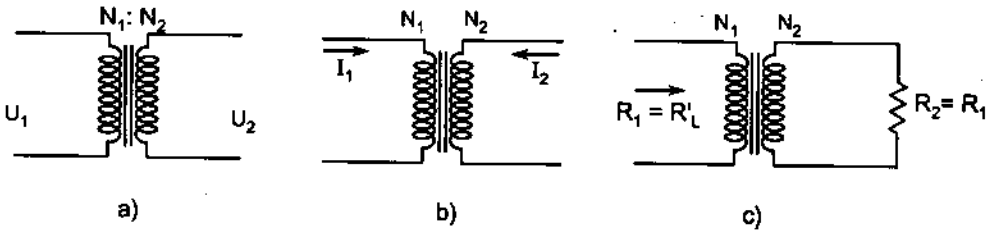
3.2.2. Khuếch đại chế độ A ghép biến áp



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 lấy tín hiệu đầu ra đến tải như hình 3.6.

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



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 : $U_1/U_2 = N_2/N_1$

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 nhỏ hơn dòng điện ở cuộn sơ cấp.

3.2.2.3. Tải của biến áp có biến đổi trở kháng

Khi biến áp thay đổi điện áp và dòng điện thì trở kháng ở cả 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 : $U_1/U_2 = N_2/N_1$ và $I_2/I_1 = N_1/N_2$

Hệ số phản ánh từ tải qua sơ cấp biến áp biểu thị tỷ số giữa tải phản ánh R'_L và tải R_L qua tỷ số biến áp :

$$R'_L/R_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = a^2$$

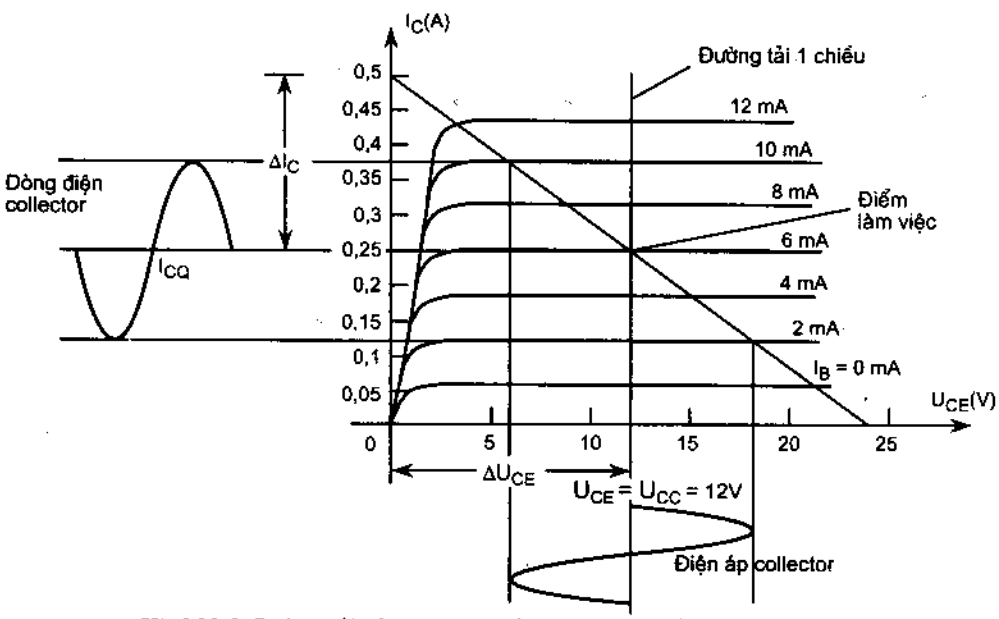
Ví dụ 2 : + Tính R'_L biết $R_L = 8\Omega$ và tỷ số vòng của biến áp a = 15/1

$$R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 . R_L = 15^2 . 8 = 1{,}8k\Omega$$

+ Tính tỷ số vòng của biến áp khi cho $R_L = 16\Omega$, $R'_L = 10k\Omega$

$$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 = \frac{R'_L}{R_L} = \frac{10000}{16} = 625 \text{ , suy ra : } \frac{N1}{N2} = \sqrt{625} = 25/1$$

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 :

$$\Delta I_C = \Delta U_{CE} / R'_L$$

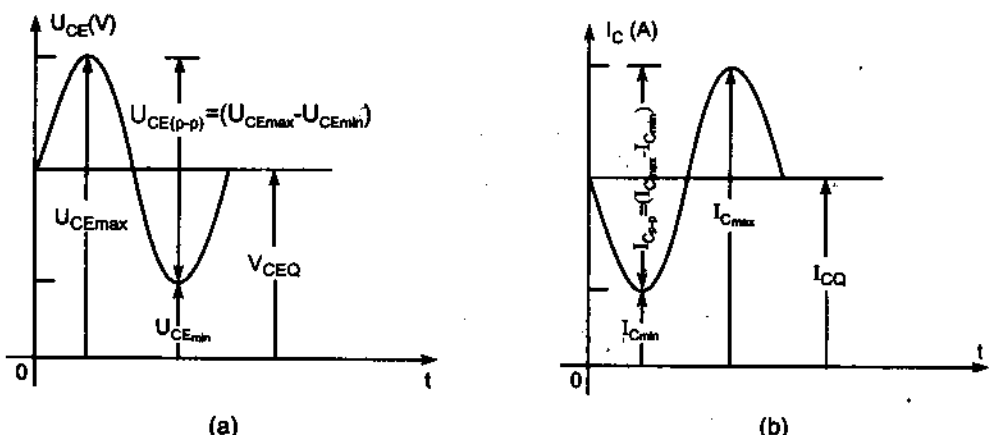
Từ giá trị ΔI_C trên trục I_C , kéo đường thẳng đến điểm Q tới trục U_{CE} sẽ có đặc tuyến tải R_{AC}.

3.2.2.5. Dạng tín hiệu ra và công suất ra

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

$$U_{CE(p-p)} = U_{CEmax} - U_{CEmin}$$

$$I_{C(p-p)} = I_{Cmax} - I_{Cmin}$$



Hình 3.9

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 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

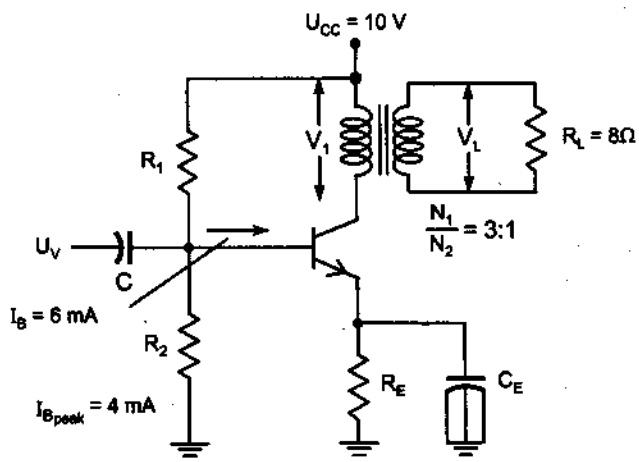
$U_{CEQ} = U.U_{CC} = 10V$

+ 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 :



Hình 3.10. Sơ đồ cho ví dụ 3

$$R'_L = (N_1/N_2)^2.R_L = 3^2.8 = 72\ \Omega$$

+ Xác định đường tải xoay chiều như sau :

Giá trị biến đổi của dòng I_C kể từ điểm Q :

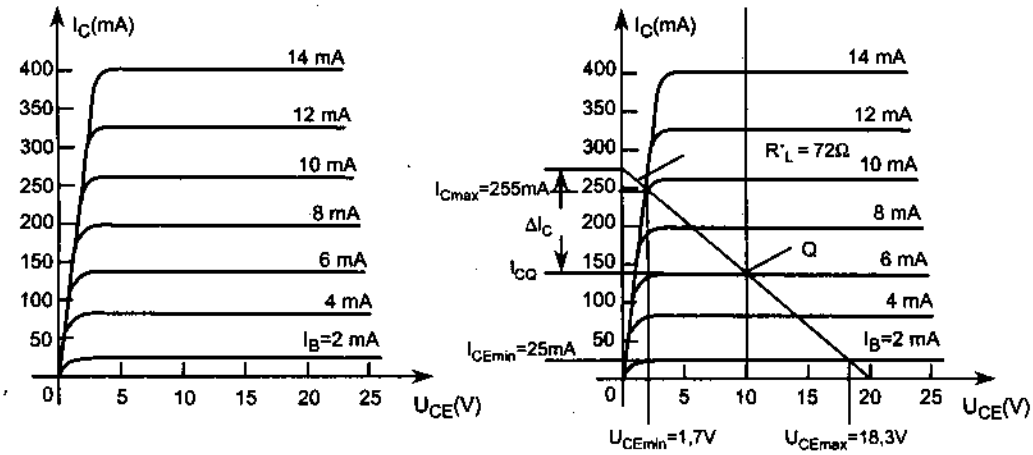
$$I_C = U_E / R'_L = 10/72 = 139\ mA$$

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

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

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 : Đường đặc tuyến tải R_{AC} cắt đặc tuyến ra tại đường có $I_B = 2$ và đường có $I_B = 10$. Tại đường có $I_B = 2$ xác định được $I_{Cmin} = 25mA$ và $U_{CEmax} = 18,3V$. Tại đường có $I_B = 1,7V$ xác định được $U_{REmin} = 1,7V$ và $I_{Cmax} = 255A$.



Hình 3.11

$U_{CE\,(min)} = 1,7$ V; $I_{C\,min} = 25$ mA

$U_{E\,(max)} = 18,3$ V; $I_{C\,max} = 255$ mA

+ Công suất ra trên cuộn sơ cấp biến áp :

$$P_r(ac) = \frac{(U_{CEmax} - U_{CEmin}).(I_{Cmax} - I_{Cmin})}{8} = \frac{(18.3 - 1.7)(255 - 25)}{8}$$

$$= 0,477 \text{ W.}$$

+ Giá trị điện áp hiệu dụng trên cuộn sơ cấp :

$$U_{(rms)} = U_{(p-p)}/2 = (U_{CEmax} - U_{CEmin})/2\sqrt{2} = 16,6/2,828 = 5,87V$$

+ Giá trị điện áp hiệu dụng trên tải :

$$U_{(rms)} = (N_2/N_1) \,.\, U_{(rms)} = 1/3 \,.\, 5,87 = 1,96 \text{ V}$$

+ 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

$$I_{L\,(rms)} = \frac{N_1}{N_2} \,.\, I_{C(rms)} = \frac{N_1}{N_2}\left[(I_{Cmax} - I_{Cmin})\frac{1}{\sqrt{2}}\right]$$

$$= 3.\ 230mA/2,828 = 244mA$$

+ Công suất ra tính theo dòng I_L

$$P_{L\,(AC)} = I^2_L \cdot R_L = (244 \cdot 10^{-3})^2 = 0{,}476\ W$$

3.2.2.6. Tính công suất 1 chiều và hiệu suất

Công suất của nguồn cung cấp DC

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

Công suất tiêu tán trên transistor ở chế độ tĩnh

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

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

$$P_{V\,(DC)} = U_{CC} \cdot I_{CQ} = 10 \cdot (140.10^{-3}) = 1{,}4\ W$$

$$P_Q = P_{V(DC)} - P_{r(AC)} = 1{,}4 - 0{,}48 = 0{,}92\ W$$

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

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

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

+ Đối với mạch ghép RC :

$$\eta = 25\ [(U_{CE\,max} - U_{CE\,min})^2 / U_{CC}\,(U_{CE\,max} + U_{CE\,min})].\%$$

+ 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 :

a) $U_{CE\,max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 12 = 24\ V$

$U_{CE\,min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 12 = 0$ V

$\eta = 25\,[(U_{CE\,max} - U_{CE\,min})^2 / U_{CC}\,(U_{CE\,max} + U_{CE\,min})].\%$

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

$U_{CE\,max} = U_{CEQ} + U_p = 12 + 6 = 18$ V

$U_{CE\,min} = U_{CEQ} - U_p = 12 - 6 = 6$ V

$\eta = 25\,[(U_{CE\,max} - U_{CE\,min})^2 / U_{CC}\,(U_{CE\,max} + U_{CE\,min})].\%$

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

$U_{CE\,max} = U_{CEQ} + U_p = 18 + 6 = 24$ V

$U_{CE\,min} = U_{CEQ} - U_p = 18 - 6 = 12$ V

$\eta = 25\,[(U_{CE\,max} - U_{CE\,min})^2 / U_{CC}\,(U_{CE\,max} + U_{CE\,min})].\%$

$= 25\,[(24 - 12)^2/24.(24 + 12)].\% = 4{,}17\%$

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

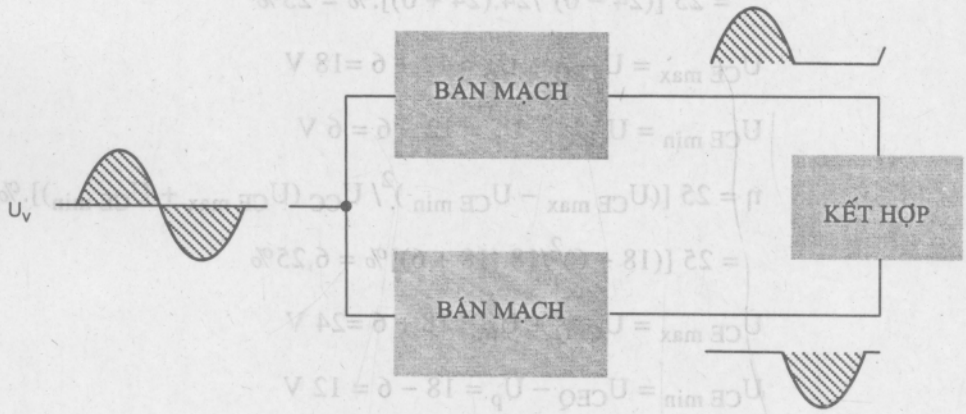
Độ méo sóng hài của mạch khuếch đại chế độ A tương đối nhỏ. Trong trường hợp ghép biến áp, do có dòng một chiều chạy trong cuộn dây khá lớn làm tăng dòng từ hoá của lõi sắt biến áp dẫn đến trạng thái bão hoà. Điều này sẽ gây méo dạng tín hiệu ra. Để giảm méo do bão hoà từ, người ta tăng từ trở của lõi sắt bằng vật liệu 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

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.



Hình 3.12

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

3.3.1. Công suất và hiệu suất

Công suất vào DC (công suất nguồn cung cấp)

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

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

Biên độ hay dòng đỉnh $I_{C(p)} = \sqrt{2}\,.I_C$, 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

$$P_{DC} = U_{cc}I_{DC} = \sqrt{2}\, U_C \,.\, 2\sqrt{2}\, I_C/\pi = 4U_CI_C/\pi$$

Công suất trên tải R_L của 1 transistor là :

$$P'_L = U_C I_C$$

Nên : $$P_{DC} = \frac{4.P'_L}{\pi}$$

Công suất trên tải R_L sẽ tính theo các giá trị sau :

$$P_{r\,(AC)} = U^2_{L(p-p)}/8R_L = U^2_{L(p)}/2R_L = U^2_{L(rms)}/R_L$$

Hiệu suất :

$$\eta = P_r/P_V .100\% = \pi/4 .100\% = 78,5\%$$

Ví dụ 1.5 :

Xác định công suất cung cấp, công suất ra và hiệu suất ở chế độ B trong trường hợp cho điện áp tín hiệu ra trên tải 16Ω là $20_{L(p)}$ và U_{cc}= 30V.

Giải :

Dòng đỉnh trên tải 16Ω :

$$I_p = U_{L(p)}/R_L = 20/16 = 1,25A$$

Dòng chạy qua nguồn U_{cc} :

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi} I_p = 0,796\ A$$

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 :

$$P_{r(AC)} = U^2_{L(p)}/2R_L = (20V)^2/\ (2.16) = 12,5W$$

Hiệu suất :

$$\eta = P_{r(AC)}/P_{V(DC)} .100\% = 12,5W/23,9W \times 100\% = 52,3\%$$

Công suất tổn hao trên 2 transistor và 1 transistor :

$$P_{2T} = P_V - P_r \qquad P_T = P_{2T}/2$$

3.3.2. Giá trị cực đại

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

$$P_{r\,(AC)\,max} = U^2_{cc}/2R_L$$

Dòng trung bình qua nguồn cung cấp

$$I_{DC} = \frac{2}{\pi}.I_p = \frac{2}{\pi}.\frac{U_{cc}}{R_L}$$

Công suất nguồn cung cấp cực đại

$$P_{V(DC)\,max} = U_{cc}I_{DC} = U_{cc}(\frac{2}{\pi}.\frac{U_{cc}}{R_L}) = 2U^2_{cc} / \pi R_L$$

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 :

$$P_{2Q\,max} = \frac{2}{\pi^2}.\frac{U^2_{cc}}{R_L}$$

Tải của 2 transistor trên cuộn sơ cấp biến áp :

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

Ví dụ 6 : Xác định công suất cực đại ở chế độ B khi cho $U_{cc} = 30V$, tải $R_L = 16\Omega$.

Giải :

$$P_{R(AC)\,max} = U^2_{cc}/2R_L = 28{,}125W$$

$$P_{Vmax(DC)} = 2U^2_{cc} / \pi R_L = 35{,}81W$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{Ra}}{P_V}.100\% = 78{,}54\%$$

$$P_{r\,max} = P_{2T\,max} / 2 = 5{,}7W$$

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

$$P_{r\,(AC)} = \frac{U^2_p}{2R_L}$$

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

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

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

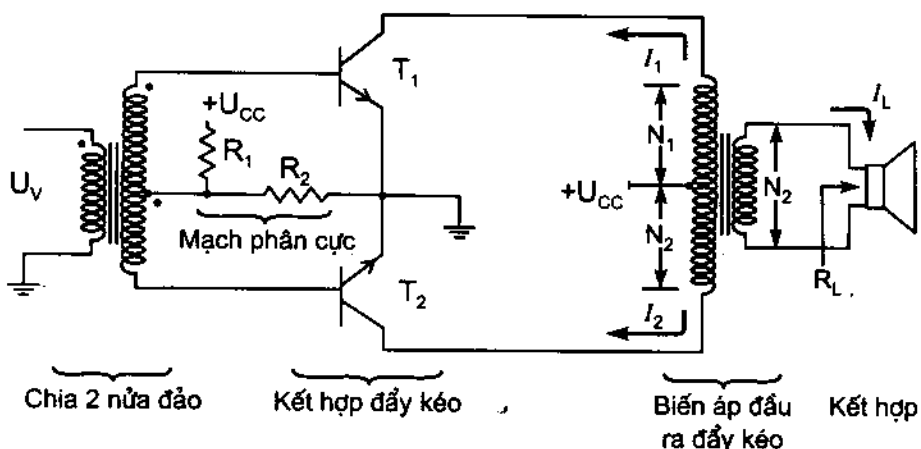
3.3.3. Các mạch khuếch đại chế độ B

Mạch điện khuếch đại chế độ B phải dùng ít nhất là 2 transistor có cùng cực tính hay khác cực tính (P hoặc N). Khi cần tăng công suất ra, ở mỗi tầng công suất cuối thường 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, T_1 phân cực nghịch nên không dẫn, T_2 phân cực thuận nên dẫn. Ở nửa chu kỳ âm thì quá trình xảy ra ngược lại. Lúc chưa có tín hiệu ($U_S = 0$) thì T_1, T_2 đều tắt, sẽ không có dòng nguồn U_{CC} chạy qua biến áp mà chỉ có dòng ngược I_{CE} rất nhỏ chảy qua.

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

3.3.3.2. Mạch bù đối xứng

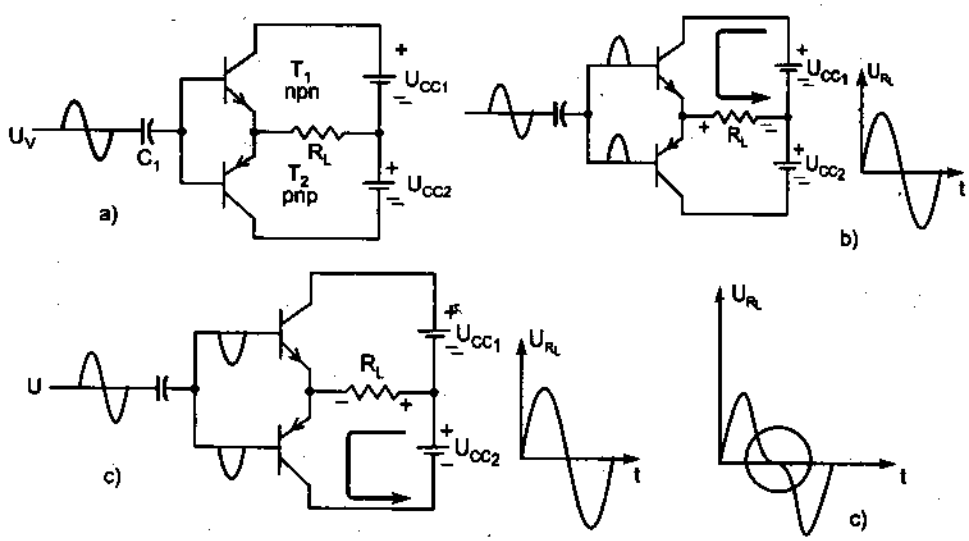
Dùng các transistor (khác cực tính) mắc như hình 3.14a, 2 transistor sẽ làm việc thay phiên trong hai nửa chu kỳ cung cấp dòng ra trên tải. Hai nửa tín hiệu ra sẽ được tổng hợp thành tín hiệu hoàn chỉnh trên tải. Ở hình 3.14b là transistor npn làm việc, PNP tắt, còn hình 3.14c mô tả ở bán kỳ âm của tín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

Một sự bất lợi của mạch này là cần phải có hai nguồn cung cấp riêng biệt. Và hạn chế nữa của mạch bù là méo xuyên tâm (hình 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.

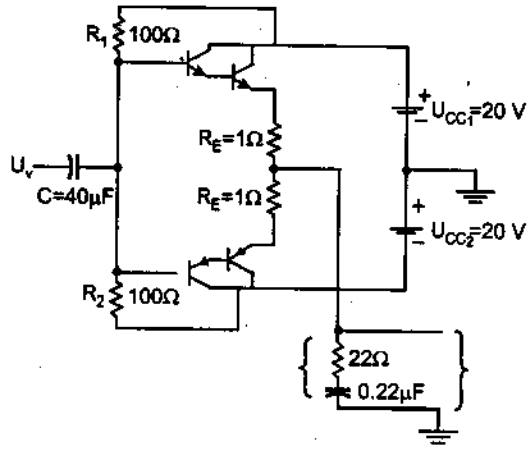
Một dạng mạch đẩy kéo dùng các transistor bù được trình bầy ở hình 3.15. Mạch này ở mỗi vế là một cặp transistor cùng tính đồng thời khác tính với cặp transistor cùng tính kia, gọi là mạch Darlington bù đối xứng. Ở mạch này thì dòng điện đầu ra sẽ cao hơn, còn trở kháng thì thấp hơn.

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.

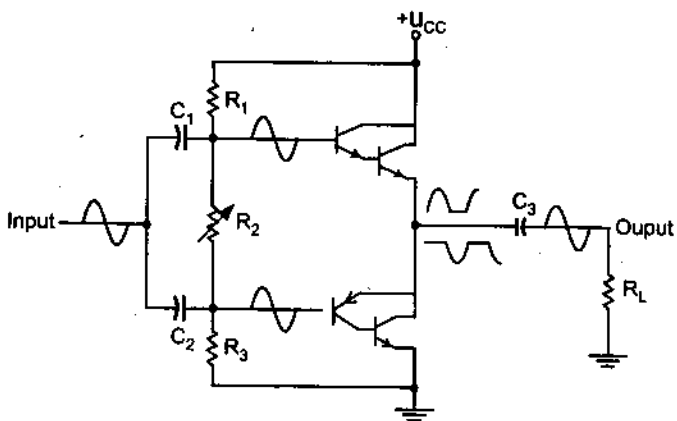


Hình 3.14



Hình 3.15

c) Mạch đẩy kéo giả bù



Hình 3.16

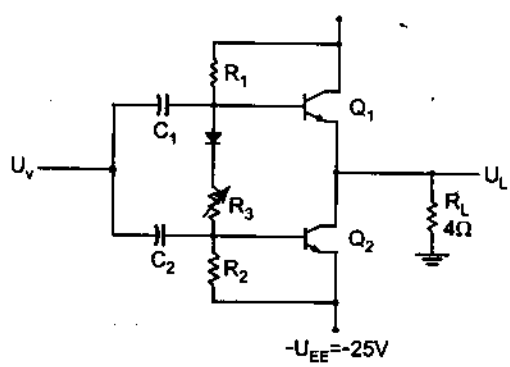
Ví dụ 7 :

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

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

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

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



Hình 3.17

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 :

$$P_{r\,(AC)} = U^2_{L\,(p)} / 2.R_L = 17^2 / 2.4 = 36,125 \text{ W}$$

$$I_{L\,(p)} = U_{L\,(p)} / R_L = 17/4 = 4,25 \text{ A}$$

Dòng DC chạy qua nguồn lưỡng cực :

$$I_{DC} = 2.I_{L\,(p)} / \pi = 2.\ 4,25 / \pi = 2,71 \text{ A}$$

Công suất nguồn :

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

Hiệu suất (với $U_v = 12V_{rms}$) :

$$\eta = (\ P_{Ra}/P_v\ ).\ 100\% = (36,125 / 67,75).100\% = 53,3\%$$

Công suất tiêu tán trên mỗi transistor :

$$P_T = P_{2T} / 2 = (P_V - P_{rA})/2 = (67,75 - 36,125)/2 = 15.8 \text{ W}$$

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 :

$$P_{r\,max} = U^2_{CC} /2.R_L = 25^2/ 2.4 = 78,125 \text{ W}$$

$$P_{V\,max} = (2/\pi\ ).(U^2_{CC} /R_L\ ) = (2/\ \pi)\ .\ (25^2\ /4) = 99,47 \text{ W}$$

$$\eta_{max} = (\ P_r/P_V\ ).\ 100\% = (78,125 / 99,47).100\% = 78,54\%$$

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

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

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

$$P_{2Tmax} = (2/\ \pi^2).\ (U^2_{CC} / R_L) = (2/\pi^2).\ (25^2/4) = 31,66 \text{ W}$$

$$P_T = \frac{P_{2T}}{2} = 31.66\ /2 = 15,83 \text{ W}$$

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 1kHz sau khi bị méo, nó có thành phần tần số là 1kHz và thành phần điều hoà là 2kHz ...Tần số gốc của 1kHz được gọi là tần số cơ bản, những tần số ở bội nguyên là các sóng hài. Thành phần 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 :

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

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 :

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

(THD là méo hài tổng)

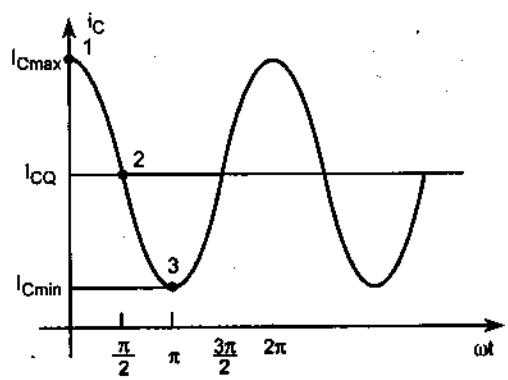
Một công cụ như máy phân tích quang phổ thừa nhận sự đo lường của sóng hài trong tín hiệu bằng cách đưa ra thành phần cơ bản của tín hiệu và 1 số lượng các hài của nó trên màn hình. Tương tự như vậy, 1 máy phân tích sóng cho phép thừa nhận mức đo lường chính xác hơn của những thành phần hài của tín hiệu 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 các thành phần hài là tiện dụng và hữu ích, trong đó thành phần hài bậc hai là lớn nhất. Vì vậy, mặc dù tín hiệu méo về lý thuyết là chứa tất cả các thành phần hài từ bậc 2 trở lên, thành phần quan trọng nhất trên phương diện độ méo ở các chế độ ở trên chính là méo hài bậc 2.

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 :

$$I_C \cong I_{CQ} + I_0 + I_{1\ \cos\omega t} + I_{2\cos\ \omega t}$$



Hình 3.18

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 :

+ Tại thời điểm thứ nhất : $\omega t = 0$

$$i_C = I_{Cmax} = I_{CQ} + I_0 + I_{1\cos 0} + I_{2\,cps\,0}.$$

$$I_{Cmax} = I_{CQ} + I_0 + I_1 + I_2$$

+ Thời điểm thứ hai : $\omega t = \pi/2$

$$i_C = I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 + I_{1\cos\pi/2} + I_{2\,cps\,2\pi/2}.$$

$$I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 - I_2$$

+ Thời điểm thứ ba : $\omega t = \pi$

$$i_C = I_{Cmin} = I_{CQ} + I_0 + I_{1\cos\pi} + I_{2cps\,2\pi}.$$

$$I_{Cmin} = I_{CQ} + I_0 - I_1 - I_2$$

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 :

$$D_2 = |I_2/I_1|.100\%$$

Thay I_1, I_2 vào :

$$D_2 = |1/2.(I_{Cmax} + I_{Cmin}) - I_{CQ}/(I_{Cmax} - I_{Cmin})|.100\%$$

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 :

$$P_1 = I^2_1.R.C/2$$

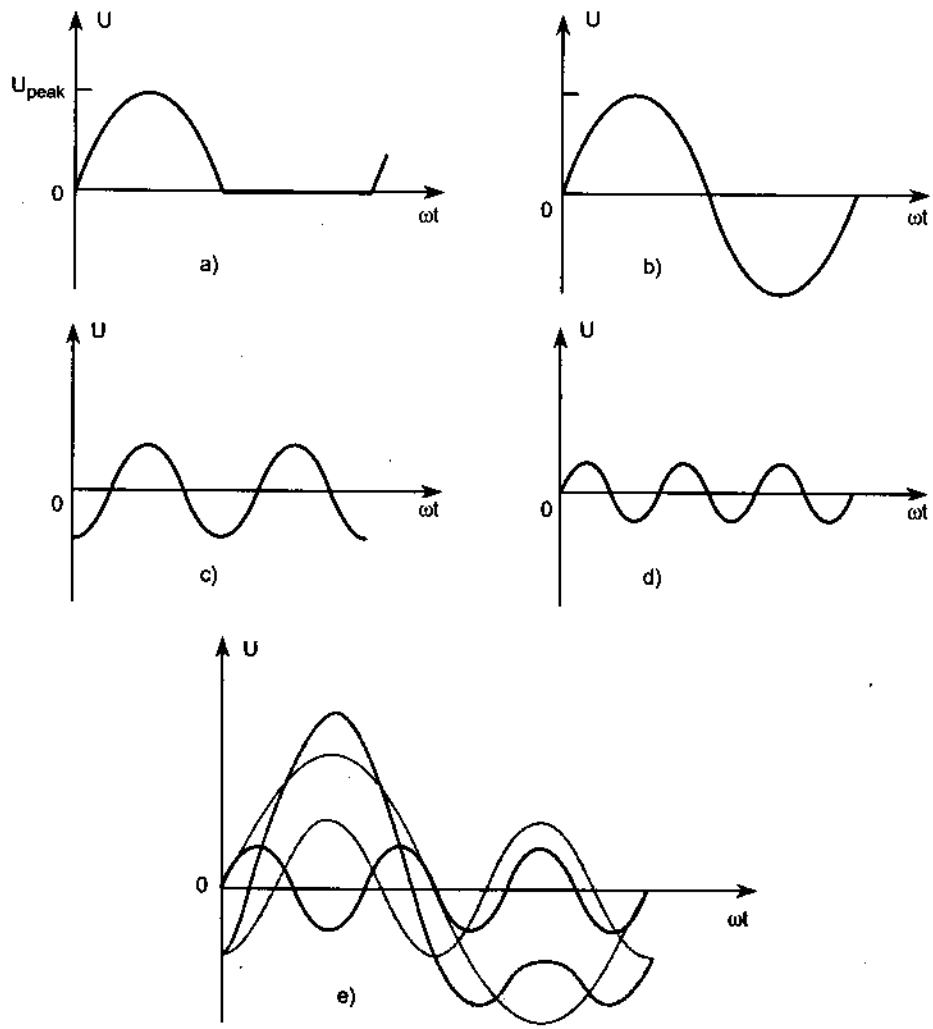
Công suất tổng :

$$P = (I^2_1 + I^2_2 + I^2_3 + \ldots).R.C/2$$

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

$$P = (1 + D^2_2 + D^2_3 + \ldots).I^2_1 \,.\, RC/2 = (1 + THD^2).P_1$$

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.



Hình 3.19

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.

3.5. KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ C VÀ D

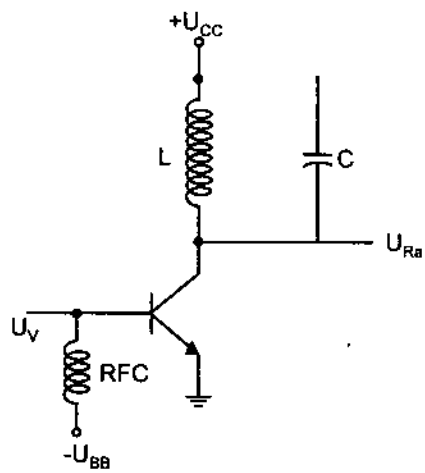
Mặc dù các bộ khuếch đại chế độ A, AB và B thường được dùng trong khuếch đại công suất, khuếch đại chế độ D cũng được ứng dụng khá phổ biến vì có hiệu suất cao. Các mạch khuếch đại chế độ C lại ít được sử dụng trong khuếch đại âm thanh mà chỉ dùng trong các mạch khuếch đại cao tần để chọn lọc sóng hài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

3.5.1. Khuếch đại chế độ C

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

3.5.2. Khuếch đại chế độ D

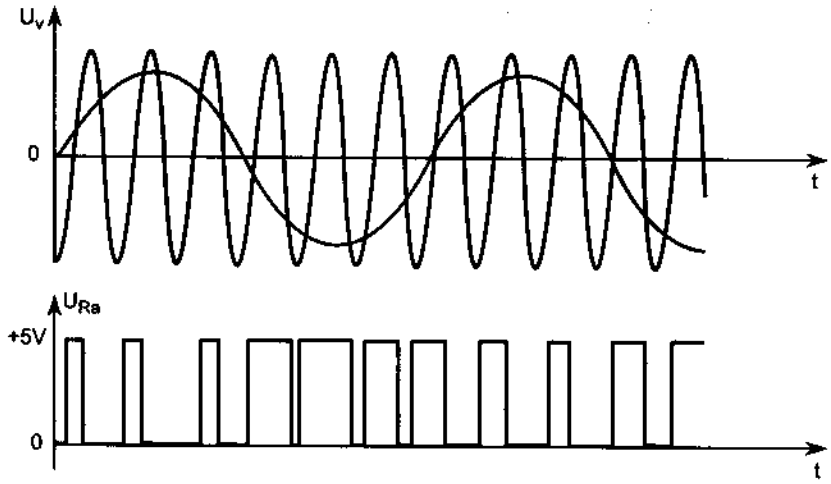
Khuếch đại chế độ D được thiết kế để làm việc với các tín hiệu xung hoặc số. Với hiệu suất trên 90% của nó sẽ làm tăng thêm hiệu quả trong khuếch đại công suất. Người ta thường chuyển tín hiệu đầu vào bất kỳ thành dạng xung trước khi sử dụng nó để truyền một lượng tải công suất lớn và sẽ chuyển ngược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



Hình 3.20

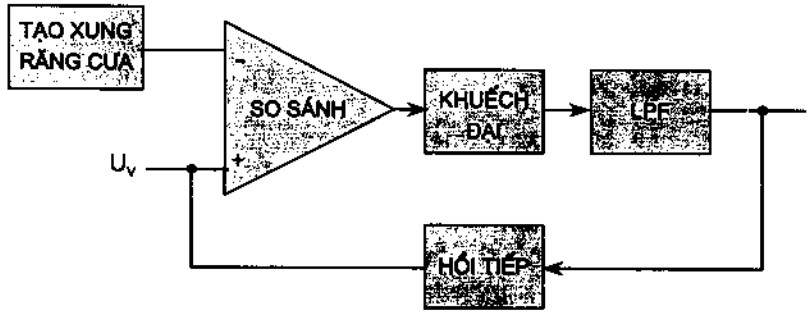
Hình 3.21 chỉ ra cách để tín hiệu hình sin được chuyển dạng răng cưa hay dạng sóng cắt để đưa đến đầu vào của mạch khuếch đại (loại máy so mẫu). Do đó một tín hiệu xung đặc trưng sẽ được tạo ra.

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

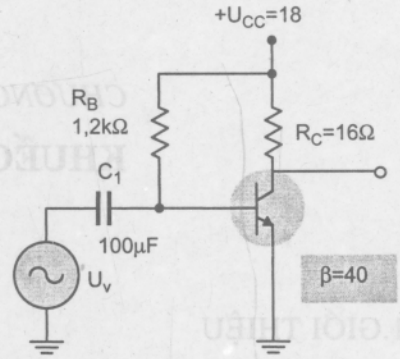
Hình 3.21 chỉ ra sơ đồ khối của mạch khuếch đại chế độ D và biến đổi lại thành dạng sin thông qua một mạch lọc thông thấp (LPF). Transistor của bộ khuếch đại được sử dụng để tạo ra tín hiệu cơ bản khi chúng tắt hoặc mở, tạo ra dòng điện chỉ khi chúng được bật lên với một tổn hao công suất ít .



Hình 3.21

BÀI TẬP CHƯƠNG 3

1. Cho sơ đồ như hình 1. Tính công suất vào và ra nếu cường độ tín hiệu vào hiệu dụng là 5mA.
2. Tính công suất vào tổn hao trên sơ đồ hình 1, nếu $R_B = 1,5k\Omega$.
3. Tính công suất cực đại có thể nhận được trên hình 1 khi $R_B=1,5k\Omega$.
4. Hãy vẽ sơ đồ của một mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp dùng transistor nghịch NPN.



Hình 1

5. Một mạch khuếch đại công suất chế độ A ghép biến áp được nối với tải 16Ω qua 1 máy biến áp hạ áp 3,87:1. Dùng nguồn cung cấp 36V, nhận được công suất 2W trên tải. Tính:

a) P_{ac} qua cuộn sơ cấp biến áp.

b) $U_{L(ac)}$.

c) U_{ac} ở sơ cấp biến áp.

d) Giá trị hiệu dụng của dòng điện ở sơ cấp và trên tải.

e) Tính hiệu suất của mạch nếu dòng phân cực $I_{CQ} = 150mA$.

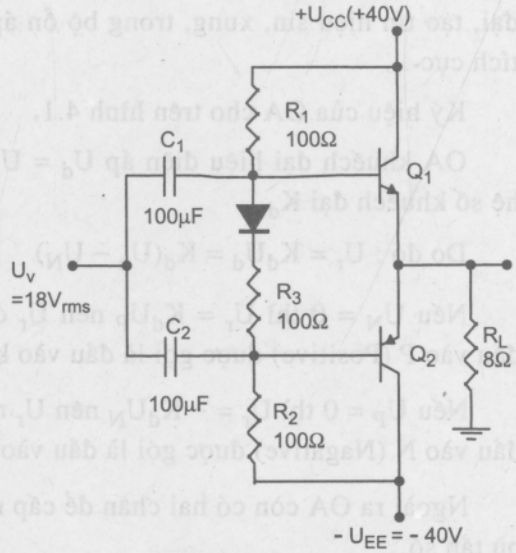
6. Vẽ 1 mạch khuếch đại chế độ B đẩy kéo ghép biến áp ở đầu vào.
7. Cho 1 mạch khuếch đại chế độ B với $U_{CC} = 25V$nối với tải 8Ω. Tính: công suất vào cực đại, công suất ra cực đại và hiệu suất cực đại của mạch.
8. Cho mạch khuếch đại công suất hình 2. Tính:

a) $P_{r(ac)}$

b) $P_{v(dc)}$

c) η

d) Công suất tổn hao trên cả 2 transistor.



Hình 2

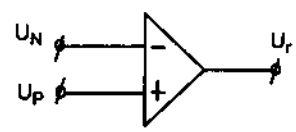
CHƯƠNG 4

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 ...



Hình 4.1. Ký hiệu OA

Ký hiệu của OA cho trên hình 4.1.

OA khuếch đại hiệu điện áp $U_d = U_P - U_N$ với hệ số khuếch đại 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 U_r đồng pha với tín hiệu vào U_P, vì vậy đầu vào P (Positive) được gọi là đầu vào không đảo và ký hiệu bởi dấu (+).

Nếu $U_P = 0$ thì $U_r = -K_dU_N$ 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...

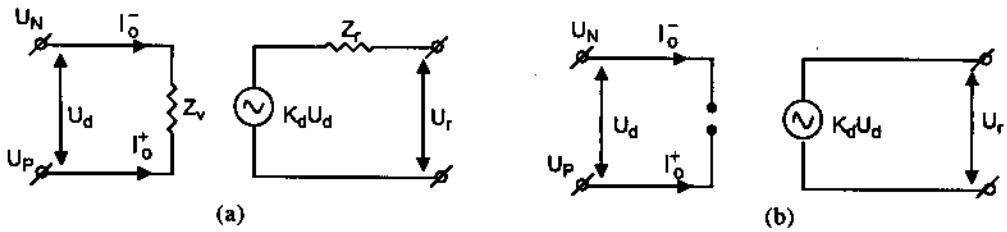
Một bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng có các tính chất sau :

– 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, $I_o^+ = I_o^- = 0$.



Hình 4.2. (a)Sơ đồ tương tương OA, (b) Sơ đồ tương đương OA lý tưởng

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 Ω tới hàng vài chục Ω, K_d khoảng từ vài trăm tới hàng triệu lần.

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 $K_c = 0$.

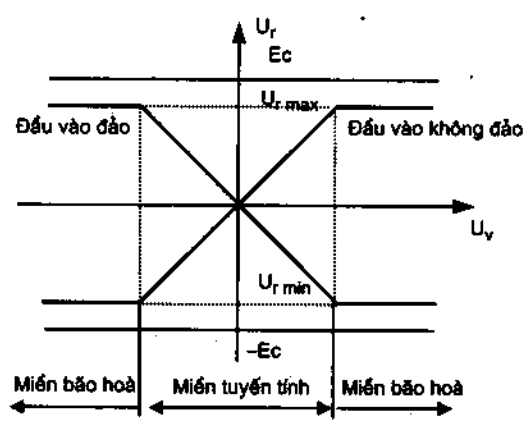
Để đánh giá khả năng làm việc của OA thực so với OA lý tưởng người ta dùng hệ số nén đồng pha CMRR (Common Mode Rejection Ratio).

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c}$$

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



Hình 4.3. Đặc tuyến truyền đạt của OA

($U_{rmin} - U_{rmax}$) 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 U_{rmin}, U_{rmax} gọi là điện áp bão hoà, giá trị điện áp này không phụ thuộc vào điện áp vào và gần bằng trị số nguồn cung cấp (điện áp bão hoà này thường thấp hơn trị số nguồn từ 1V đến 3 V về giá trị).

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.

$$I_t = \frac{I_0^+ + I_0^-}{2} \text{ Với } U_p = U_N$$

Dòng vào lệch không là hiệu dòng vào tĩnh ở hai đầu vào

$$I_0 = I^+{}_0 - I_0^-$$

Thông thường $I_0 = 0,1I_t$.

Dòng vào lệch không phụ thuộc nhiệt độ, do đó khi nhiệt độ thay đổi trị số dòng vào lệch không cũng thay đổi theo.

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 $U_r = 0$.

$U_0 = U_P - U_N$ khi $U_r = 0$

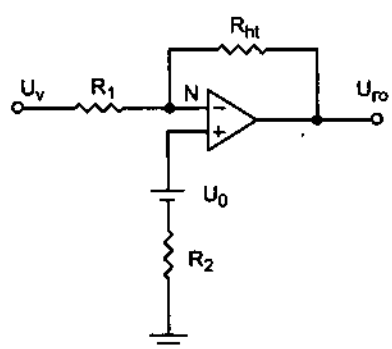
Điện áp lệch không U_0 sẽ bù tới đầu ra một điện áp U_{r_0}

$$U_{r_0} = K_d U_d = K_d (U_P - U_N)$$

Theo hình 4.4 ta có thể tính được :

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_{r_0}$$

$$U_P = U_0$$



Hình 4.4. Điện áp lệch không

Do đó :

$$U_{r_0} = K_d (U_0 - \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}} U_{r_0})$$

Từ đó ta rút ra được :

$$U_{r_0} = U_0 \frac{K_d}{1 + K_d(\frac{R_1}{R_1 + R_{ht}})} \approx U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}}$$

4.2.CÁC ỨNG DỤNG CỦA OA

4.2.1.Bộ khuếch đại đảo

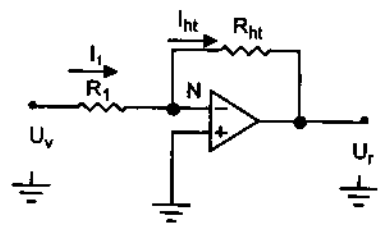
Bộ khuếch đại đảo cho trên hình 4.5, có thực hiện hồi tiếp âm song song điện áp qua R_{ht}.

Nếu coi OA lý tưởng, dòng vào OA, $I_0 = 0$

Tại nút N ta có :

$$I_1 = I_{ht}$$

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_{ht}}$$



Hình 4.5. Bộ khuếch đại đảo

Ta đã biết, với OA lý tưởng $U_d = 0$ nên $U_N = U_P$ mà $U_p = 0$ nên $U_N = 0$

Do đó :

$$\frac{U_v}{R_1} = -\frac{U_r}{R_{ht}}$$

Hệ số khuếch đại điện áp : $K_u = \frac{U_r}{U_v} = -\frac{R_{ht}}{R_1}$

Dấu (–) thể hiện tín hiệu ra ngược pha với tín hiệu vào.

Nếu $R_{ht} = R_1$ thì $K_u = -1$, sơ đồ hình 4.5 có tính chất lặp lại đảo tín hiệu.

Nếu $R_1 = 0$, từ phương trình $I_1 = I_{ht}$, ta có

$I_1 = -\frac{U_r}{R_{ht}}$ hay $U_r = -I_1 R_{ht}$, tức là điện áp ra tỷ lệ với dòng điện vào. Đây chính là mạch biến đổi dòng thành áp.

Trở kháng vào : $Z_v = \frac{U_v}{I_1} = \frac{U_v}{\frac{U_v}{R_1}} = R_1$

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

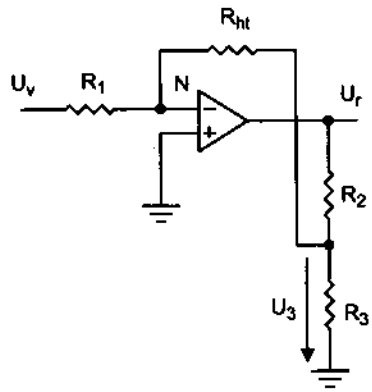
$$\frac{U_v}{R_1} = -\frac{U_3}{R_{ht}}$$

Mặt khác : $U_3 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} U_r$ (công thức phân áp).

Vì vậy : $U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)U_v$

Trị số hệ số khuếch đại :

$$K_u = \frac{R_{ht}}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$



Hình 4.6. Khuếch đại đảo có trở kháng vào lớn

Nếu ta chọn $R_1 = R_2$, thì K_u chỉ phụ thuộc vào tỷ số R_{ht}/R_3, có thể tăng tỷ số này 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 : $U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1}U_v = -\frac{500k\Omega}{100k\Omega}2V = -10V$

4.2.2.Mạch khuếch đại không đảo

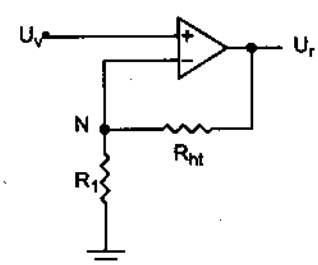
Bộ khuếch đại không đảo có mạch hồi tiếp âm điện áp đặt vào đầu vào đảo, còn tín hiệu đặt vào đầu vào không đảo, như sơ đồ hình 4.7.

Vì $U_N = U_P$. Trong trường hợp này $U_P = U_V$ nên $U_N = U_V$.

Mặt khác ta có :

$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}}U_r$ (theo công thức phân áp)

Vì vậy : $U_V = \frac{R_1}{R_1 + R_{ht}}U_r$



Hình 4.7. Bộ khuếch đại không đảo

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.

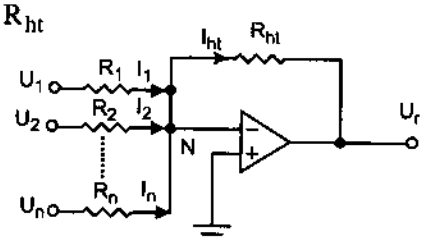
$I_1 + I_2 + \ldots + I_n = I_{ht}$

$$\frac{U_1 - U_N}{R_1} + \frac{U_2 - U_N}{R_3} + \ldots + \frac{U_n - U_N}{R_n} = \frac{U_N - U_r}{R_{ht}}$$

$U_N = 0$ nên :

$$U_r = -\left(\frac{R_{ht}}{R_1}U_1 + \frac{R_{ht}}{R_1}U_2 + \ldots + \frac{R_{ht}}{R_n}U_n\right)$$

hay $U_r = -\sum_{i=1}^{n}\alpha_i U_i$ với $\alpha_i = \frac{R_{ht}}{R_i}$



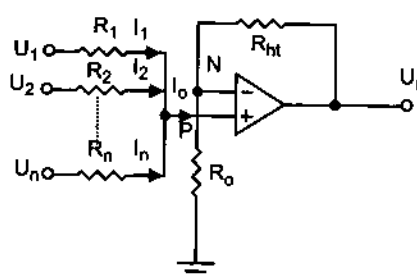
Hình 4.8. Mạch cộng đảo

4.2.3.2.Mạch cộng không đảo

Sơ đồ mạch cộng khuếch đại không đảo như hình 4.9.

Tại nút N :

$$U_N = \frac{R_0}{R_0 + R_{ht}}U_r$$



Hình4.9. Mạch cộng không đảo

Tại nút P : $I_0 = 0$ nên

$$I_1 + I_2 + \ldots + I_n = 0$$

$$\frac{U_1 - U_P}{R_1} + \frac{U_2 - U_P}{R_2} + \ldots + \frac{U_n - U_P}{R_n} = 0$$

$$U_P\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots + \frac{1}{R_n}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n}$$

Thay $U_N = U_P$ ta có :

$$\frac{R_0}{R_0 + R_{ht}} U_r\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots + \frac{1}{R_n}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \ldots + \frac{U_n}{R_n}$$

Nếu chọn : $R_1 = R_2 = \ldots = R_n = R$ thì :

$$U_r = \frac{R_0 + R_{ht}}{n\ R_o} \sum_{i=1}^{n} U_i$$

Ví dụ 4.3 : Cho mạch điện như hình 4.10 $R_{ht} = 1M\Omega$ biết :

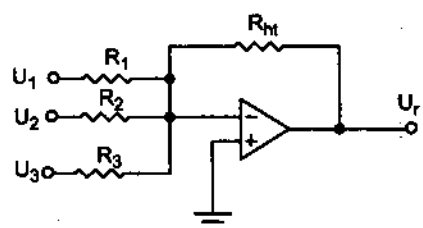
a) $U_1 = 1V$; $U_2 = 2\ V$; $U_3 = 3V$;

$R_1 = 500k\Omega$; $R_2 = 1M\Omega$; $R_3 = 1M\Omega$

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.

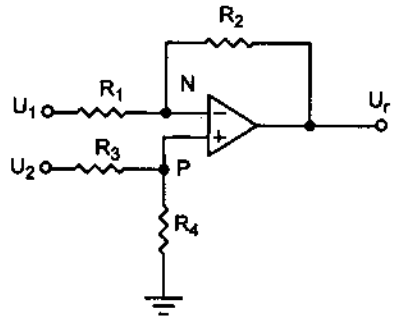
Tại nút N :

$$\frac{U_1 - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_2}$$

$$U_N\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_r}{R_2}$$

Tại nút P :

$$U_P = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_2$$



Hình 4.11. Sơ đồ mạch trừ

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 :

$$U_r = \frac{1 + \alpha_1}{1 + \alpha_2} \alpha_2.U_2 - \alpha_1 U_1$$

Nếu $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ thì

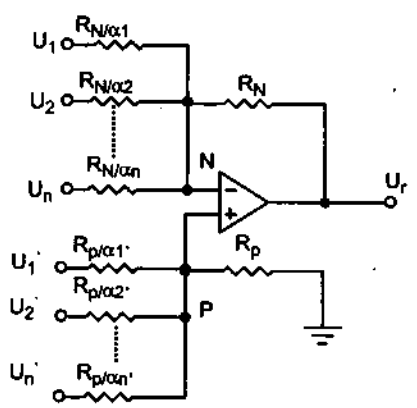
$$U_r = \alpha(U_2 - U_1)$$

Khi muốn trừ nhiều thành phần điện áp người ta sử dụng mạch 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 :

$$\sum_{i=1}^{n} \frac{U_i - U_N}{R_N / \alpha_i} + \frac{Ur - U_N}{R_N} = 0$$



Hình 4.12. Mạch trừ nhiều thành phần

$$\sum_{i=1}^{n}\alpha_i(U_i - U_N) + U_r - U_N = 0$$

$$\sum_{i=1}^{n}\alpha_i U_i + U_r - U_N\left(\sum_{i=1}^{n}\alpha_i + 1\right) = 0$$

Tương tự tại nút P ta có :

$$\sum_{i=1}^{m}\alpha_i' U_i' - U_P\left(\sum_{i=1}^{m}\alpha_i' + 1\right) = 0$$

Thay $U_N = U_P$ ta sẽ tính được :

$$U_r = \frac{\sum_{i=1}^{m}\alpha_i' U_i'\left[1 + \sum_{1=1}^{n}\alpha_i\right]}{1 + \sum_{i=1}^{m}\alpha_i'} - \sum_{i=1}^{n}\alpha_i U_i$$

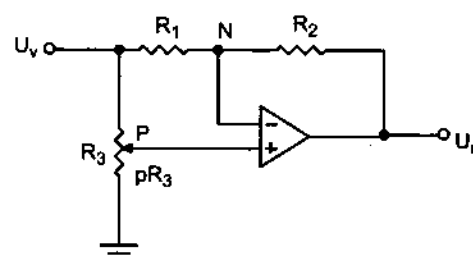
4.2.5. Mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi

Sơ đồ mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi được cho trên hình 4.13.

Tại nút N :

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_r}{R_2}$$

$$U_N\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_r}{R_2}$$



Hình 4.13. Mạch tạo điện áp có cực tính thay đổi

Tại nút P :

$$U_P = \frac{pR_3}{R_3}U_v = pU_v \text{ (với } 0 \le p \le 1)$$

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.

$$U_r = k\int_0^t U_v dt$$

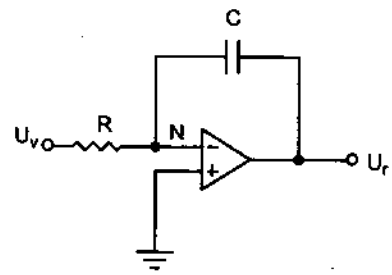
Người ta có thể dùng OA để làm mạch tích phân như hình 4.14.

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 :

$$\frac{U_v}{R} = -C\frac{dU_r}{dt}$$

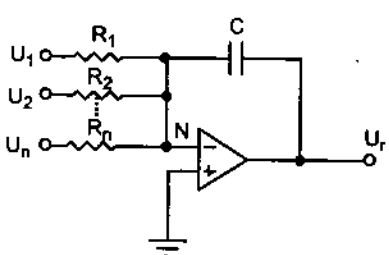
$$U_r = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_v dt + U_{r0}$$

U_{r0} là điện áp trên tụ C tại thời điểm t = 0, thông thường $U_{r0} = 0$, khi t = 0. Vì vậy :

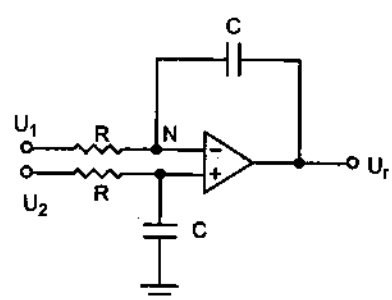
$$U_r = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_v dt = -\frac{1}{\tau}\int_0^t U_v dt$$

Với $\tau = RC$ được gọi là hằng số tích phân.

Khi muốn cộng hoặc trừ các tích phân, người ta dùng mạch tích phân tổng và tích phân hiệu như hình 4.15 và 4.16.



Hình 4.15. Mạch tích phân tổng



Hình 4.16. Mạch tích phân hiệu

Bằng cách tính tương tự như mạch cộng, mạch trừ và mạch tích phân ta có thể tính được :

Với mạch tích phân tổng :

$$U_r = \int_0^t \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + ... + \frac{U_n}{R_n} \right) dt$$

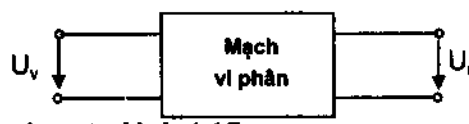
Với mạch tích phân hiệu :

$$U_r = \frac{1}{RC} \int_0^t (U_2 - U_1) dt$$

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.

$$U_r = k \frac{dU_v}{dt}$$

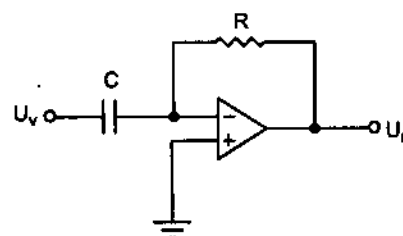


Sơ đồ mạch vi phân dùng OA được cho trên hình 4.17.

Tính toán tương tự mạch tích phân ta có :

$$U_r = -RC \frac{dU_v}{dt} = -\tau \frac{dU_v}{dt}$$

Với $\tau = RC$ được gọi là hằng số vi phân.



Hình 4.17. Mạch vi phân

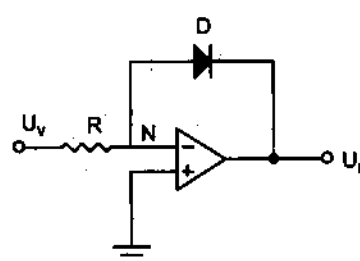
Khi tín hiệu vào là hình sin, mạch vi phân làm việc như một bộ lọc tần cao, hệ số khuếch đại của nó tỷ lệ thuận với tần số tín hiệu vào và làm quay pha tín hiệu vào một góc 90°. Thường mạch vi phân làm việc kém ổn định ở tần cao vì khi đó $Z_C = \frac{1}{\omega C} \to 0$, làm hệ số hồi tiếp âm giảm.

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 :

$$I_D = I_S \exp\left(\frac{U_{ak}}{mU_T}\right)$$

Trong đó :

I_S – dòng ngược tĩnh ;

U_T – điện thế nhiệt, $U_T = KT/q$ với $K = 1{,}38.10^{-23}$ J/K (hằng số Boltzman)

$q = 1{,}6.10^{-19}$ C, ở T= 300 K thì $U_T = 25{,}5$mV ;

m – hệ số điều chỉnh giữa lý thuyết và thực tế ;

U_{ak}– điện áp trên diode. Trong trường hợp này $U_{ak} = U_N - U_r$

Thay $I_R = I_D$, với $U_N = 0$ ta có :

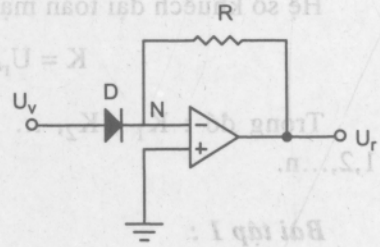
$$\frac{U_v}{R} = I_S \exp\left(\frac{-U_r}{mU_T}\right) ; \quad U_r = -mU_T \ln\frac{U_v}{I_S R}$$

4.2.9. Mạch đối loga

Sơ đồ mạch đối loga được cho trên hình 4.19.

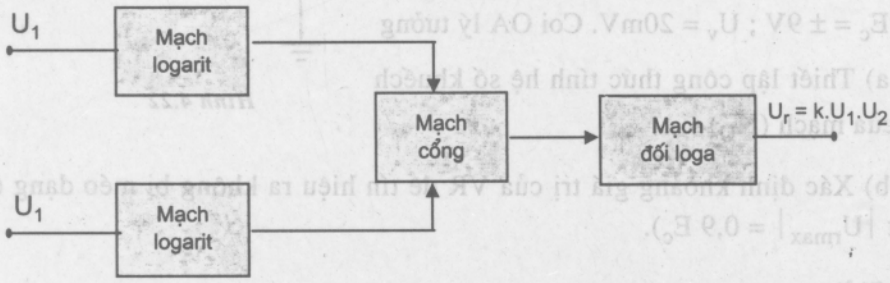
Tính toán tương tự như mạch logarit ta tính được.

$$U_r = -RI_S \exp\frac{U_v}{mU_T}$$



Hình 4.19. Mạch đối loga

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

4.3. PHẦN BÀI TẬP

4.3.1. Các bài tập giải mẫu

Đối với các bài tập về OA, khi coi OA lý tưởng thì nguyên tắc chung để giải các bài tập là :

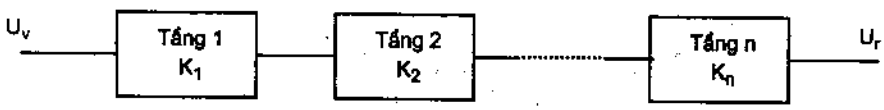
– Viết dòng điện tại các nút (nút N, P ...với dòng vào OA, $I_0 = 0$)

– Tính U_N, U_P

– Lập quan hệ $U_N = U_P$

– Từ quan hệ đó xác định các yêu cầu của bài toán.

Chú ý : Khi gặp bài toán ghép nhiều tầng thì ta xét riêng từng tầng với quy tắc nêu trên.



Hình 4.21

Hệ số khuếch đại toàn mạch :

$$K = U_r/U_v = K_1.K_2...K_n$$

Trong đó : K_1 , K_2, ... ,K_n lần lượt là hệ số khuếch đại của các tầng 1,2,...n.

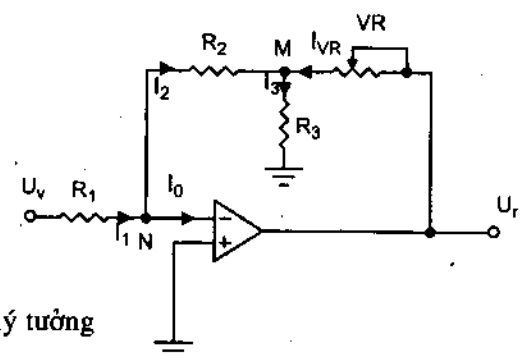
Bài tập 1 :

Cho mạch điện như hình 4.22

Cho : R_1 =20kΩ ; R_2 = 250kΩ ;

R_3 = 25 kΩ ; VR = 1MΩ ;

E_c = ± 9V ; U_v = 20mV. Coi OA lý tưởng



Hình 4.22

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 $|U_{rmax}| = 0,9\ E_c$).

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 : $$I_1 = \frac{U_v - U_N}{R_1},\ I_2 = \frac{U_N - U_M}{R_2}$$

Thay vào ta có :

$$\frac{U_v - U_N}{R_1} = \frac{U_N - U_M}{R_2}$$

Vì $U_P = 0$ mà $U_N = U_p$ nên $U_N = 0$ vì thế

$$\frac{U_v}{R_1} = \frac{-U_M}{R_2} \qquad (1)$$

Tại nút M : $I_2 + I_{VR} = I_3$

$$\frac{-U_M}{R_2} + \frac{U_r - U_M}{VR} = \frac{U_M}{R_3}$$

$$\frac{U_r}{VR} = U_M\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR}\right) \qquad (2)$$

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 : $|Ur_{max}| = 0,9\ E_c = 0,9.9 = 8,1$ V

Để tín hiệu ra không bị méo dạng thì $|U_r| \le |U_{rmax}|$ vì thế :

$$\left|-\frac{R_2}{R_1}VR.U_v\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{VR}\right)\right| \le 8,1$$

Thay số vào ta tính được :

$$VR \le 713,64k\Omega$$

Như vậy, để tín hiệu ra không méo thì ta điều chỉnh VR trong khoảng $0 \le VR \le 713{,}64k\Omega$.

Bài tập 2 :

Cho mạch điện như hình 23 với :

R1 = 100kΩ

R2 = 100kΩ

R3 = 100kΩ

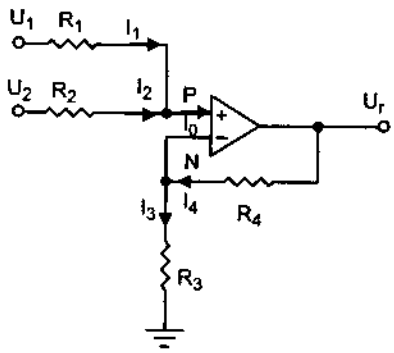
R4 = 500kΩ

$U_1 = 25mV$

$U_2 = 35$ mV

OA lý tưởng

Tính U_r.



Hình 4.23

Giải :

Tại nút P : $I_1 + I_2 = I_o$

Theo giả thiết OA lý tưởng nên $I_0 = 0$ nên

$$I_1 + I_2 = 0$$

$$\frac{U_1 - U_P}{R_1} + \frac{U_2 - U_P}{R_2} = 0$$

$$U_P\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \qquad (1)$$

Tại nút N : $U_N = \dfrac{R_3}{R_3 + R_4} U_r$ (công thức phân áp)

Hoặc ta có thể tính theo cách sau :

Tại nút N : $I_3 = I_4$

$$\frac{U_N}{R_3} = \frac{U_r - U_N}{R_4} \text{ nên } U_N = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_r \qquad (2)$$

Vì $U_N = U_P$ nên thay (2) vào (1) ta có :

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} U_r\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}$$

$$U_r = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)\frac{R_2U_1 + R_1U_2}{R_1 + R_2}$$

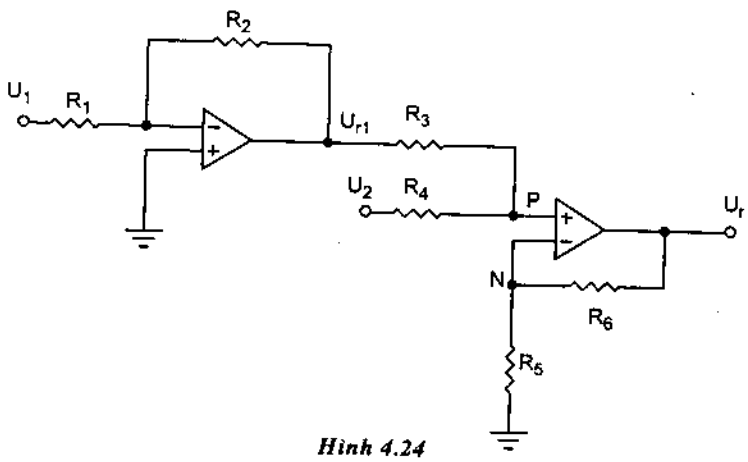
Thay số ta có :

$$U_r = \left(1 + \frac{500}{100}\right)\frac{100.25 + 100.35}{100 + 100} = 180mV$$

Bài tập 3 :

Cho mạch điện như hình 4.24

Thiết lập biểu thức tính điện áp U_r.



Hình 4.24

Giải :

Đây là mạch hai tầng. Tầng 1 là bộ khuếch đại đảo, tầng 2 là bộ cộng.

Tầng 1 :

$$U_{r1} = -\frac{R_2}{R_1}U_{r1}$$

Tầng 2 :

$$U_{r2} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)\frac{R_4U_{r1} + R_3U_2}{R_4 + R_3} \text{ (áp dụng bài 2)}$$

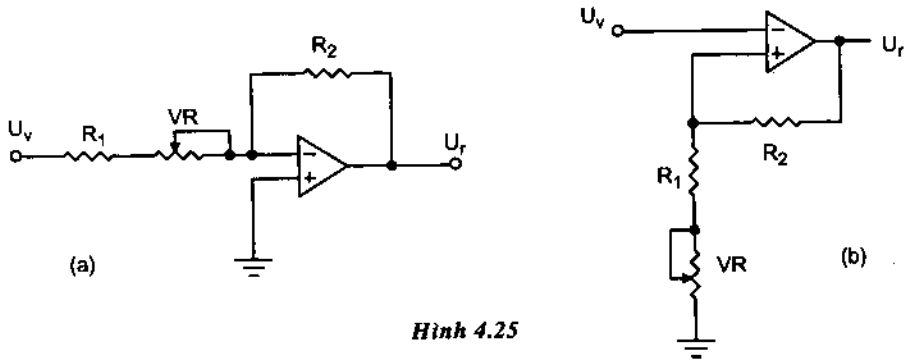
Với

$$U_{r1} = -\frac{R_2}{R_1}U_1$$

nên $$U_r = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right)\frac{R_1R_3U_2 - R_4R_2U_1}{R_1(R_4 + R_3)}$$

4.3.2. Các bài tập tự giải

Bài 1 : Cho hai mạch điện như hình 4.25.

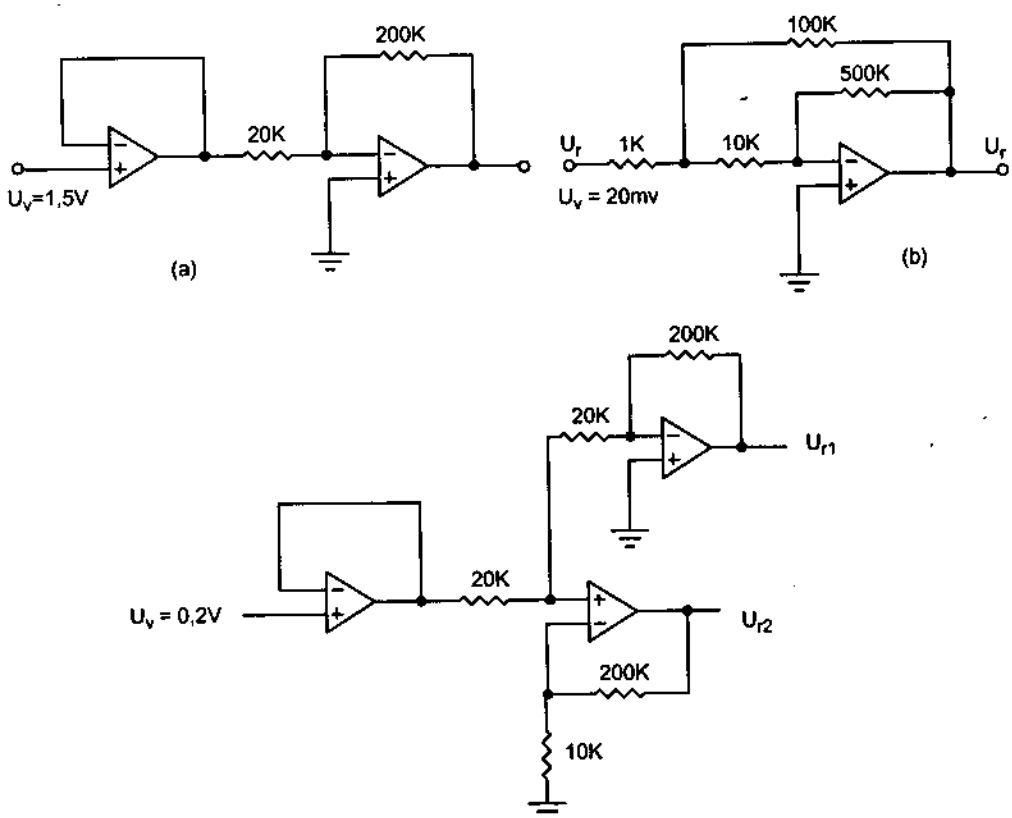


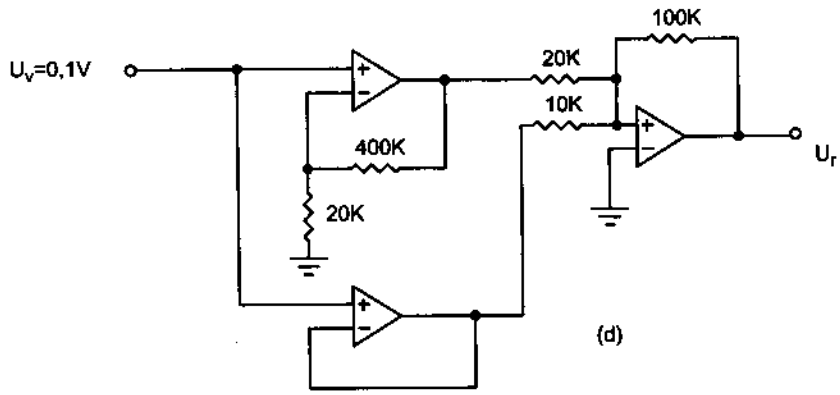
Hình 4.25

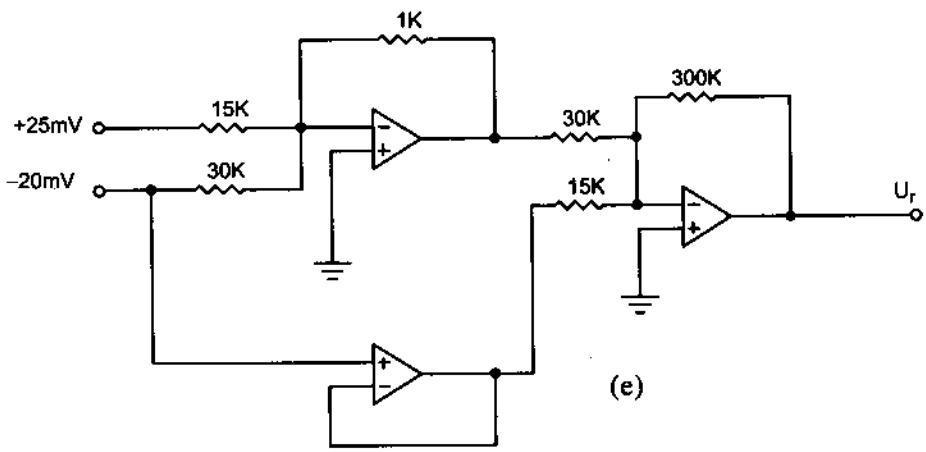
$R_1 = 10k\Omega$; $R_2 = 500k\Omega$; $VR = 10k\Omega$; $U_v = 1,5V$.

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 4.26 (giả thiết OA lý tưởng, các trị số cho trên hình vẽ).







Hình 4.26

Bài 3 : Cho mạch điện như hình 4.27.

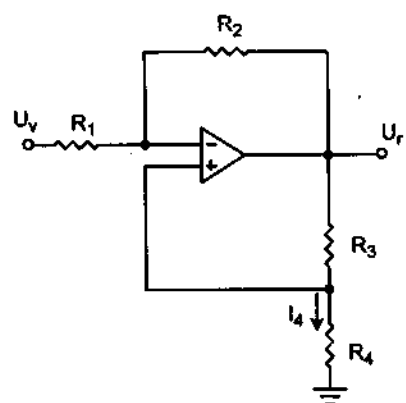
Thiết lập biểu thức tính I_4. Với điều kiện nào thì $I_4 = U_v$.

Bài 4 : Thiết kế các mạch thực hiện các phép toán sau :

a) $U_r = 5\,U_1 - 2\,U_2 + 3\,U_2$

b) $U_r = k.\,U_1.U_2$

(với U_1, U_2, U_3 là các điện áp đầu vào, k là một hằng số).

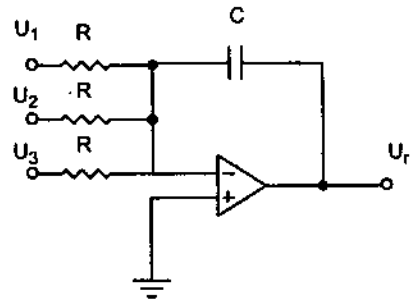


Hình 4.27

Bài 5 : Cho mạch điện như hình 4.28. Biết tại thời điểm t = 0 điện áp ra Ur_0 = 0,5 V, OA lý tưởng, C = 4,7μF, R = 10kΩ.

a) Xác định biểu thức tính U_r theo các tham số của mạch.

b) Cho $U_1 = U_2 = U_3 = U$ với U là xung có biên độ 5V xuất hiện trong khoảng thời gian $0 \le t \le t_1$ = 5ms. Tính biên độ điện áp ra tại thời điểm t_1.



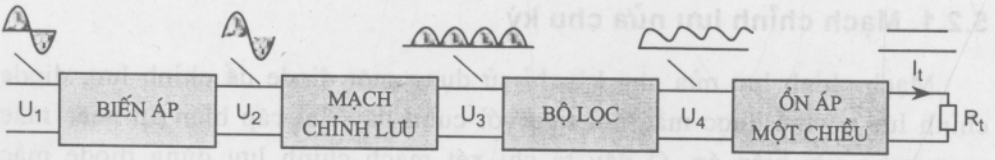
Hình 4.26

CHƯƠNG 5

NGUỒN ĐIỆN

5.1. GIỚI THIỆU CHUNG

Nguồn điện có nhiệm vụ cung cấp năng lượng một chiều cho các mạch và thiết bị điện tử hoạt động. Năng lượng một chiều đó được lấy từ nguồn xoay chiều của lưới điện thông qua một số quá trình biến đổi được thực hiện trong hình 5.1.



Hình 5.1. Sơ đồ khối nguồn điện

– Biến áp để biến đổi điện áp xoay chiều U_1 thành điện áp xoay chiều U_2 có giá trị thích hợp với yêu cầu. Trong một số trường hợp có thể dùng trực tiếp U_1 không cần biến áp.

– Mạch chỉnh lưu có nhiệm vụ chuyển điện áp xoay chiều U_2 thành điện áp một chiều không bằng phẳng U_3 (có giá trị thay đổi nhấp nhô). Sự thay đổi này phụ thuộc vào từng dạng mạch chỉnh lưu.

– Bộ lọc có nhiệm vụ san bằng điện áp một chiều U_3 thành điện áp một chiều U_4 ít nhấp nhô hơn.

– Bộ ổn áp một chiều (ổn dòng) có nhiệm vụ ổn định điện áp (dòng điện) ở đầu ra của nó U_5 (I_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 diode chỉnh lưu khác nhau.

5.2. BIẾN ÁP NGUỒN VÀ MẠCH CHỈNH LƯU

Biến áp nguồn là 1 máy biến áp có nhiệm vụ biến đổi điện áp xoay chiều đặt vào cuộn sơ cấp thành điện áp theo yêu cầu lấy ra ở cuộn thứ cấp. Muốn tìm hiểu sâu hơn về máy biến áp các bạn có thể tìm đọc cuốn giáo trình Máy điện.

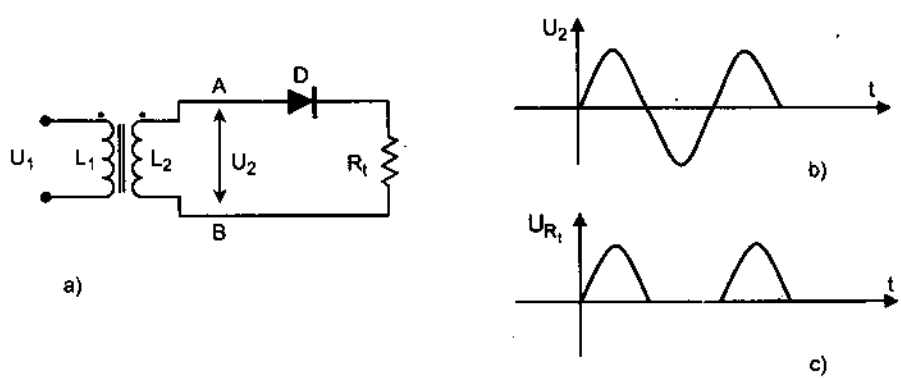
Hầu hết các thiết bị điện tử hiện nay đều dùng linh kiện bán dẫn với mức điện áp một chiều cung cấp thấp do đó biến áp thường dùng là biến áp hạ áp. Các sơ đồ chỉnh lưu thường dùng là sơ đồ chỉnh lưu nửa chu kỳ, chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng diode.

Yêu cầu đối với mạch chỉnh lưu là đạt được hiệu suất cao, ít phụ thuộc vào tải và độ gợn sóng của điện áp ra nhỏ.

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 5.2a



Hình 5.2. Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ

Nguyên lý hoạt động

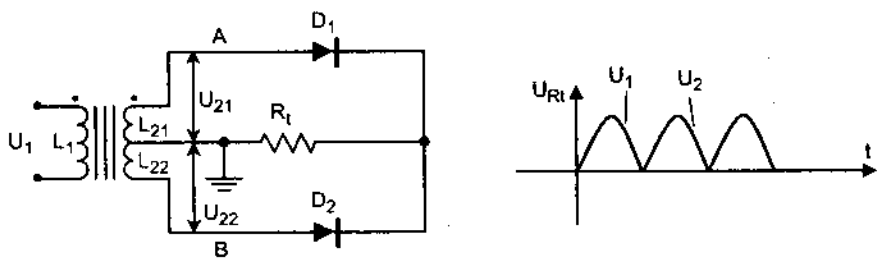
Khi cấp điện áp xoay chiều U_1 vào hai đầu cuộn L_1 thì ở hai đầu cuộn L_2 xuất hiện một điện áp cảm ứng xoay chiều U_2 (hình 5.2b).

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.

5.2.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ

5.2.2.1.Chỉnh lưu hai nửa chu kì sử dụng diode



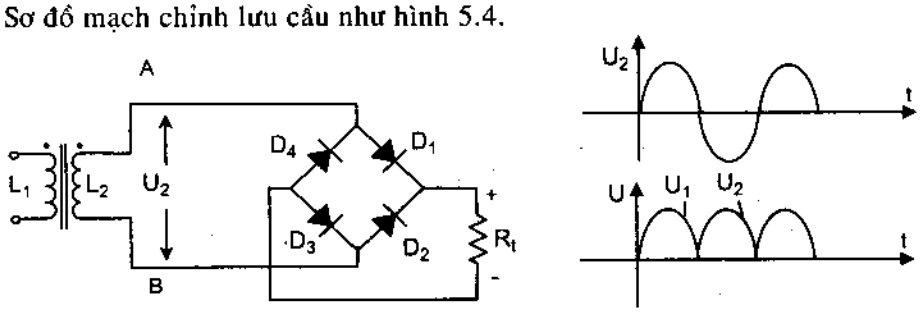
Hình 5.3. Mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ dùng 2 diode

Nguyên lý hoạt động

Đặc điểm của mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ là trong cả hai nửa chu kỳ của điện áp xoay chiều đều có dòng điện qua tải. Sơ đồ mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng 2 diode chính là 2 sơ đồ chỉnh lưu một nửa chu kỳ mắc song song có tải chung.

5.2.2.2.Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng mạch chỉnh lưu cầu

Sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu như hình 5.4.



Hình 5.4. Sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu

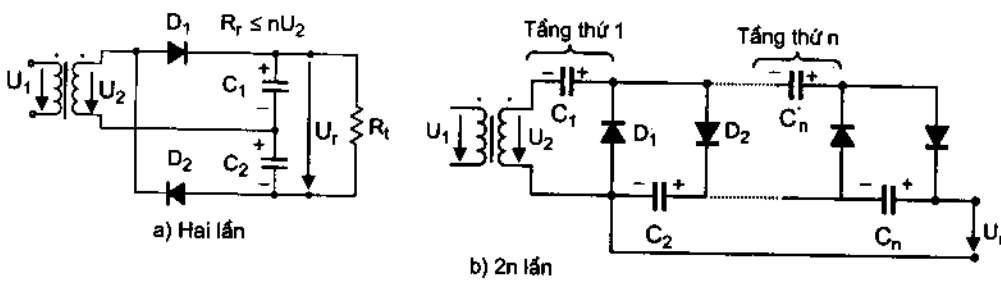
Đặc điểm của mạch chỉnh lưu cầu là chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ của điện áp đầu ra của cuộn thứ cấp và điện áp ngược đặt lên diode trong trường hợp này chỉ bằng một nửa điện áp ngược đặt lên diode trong sơ đồ mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ sử dụng 2 diode.

Trong sơ đồ mạch chỉnh lưu cầu nếu nối đất điểm giữa cuộn thứ cấp và mắc thêm tải sẽ được mạch chỉnh lưu có điện áp ra hai cực tính.

5.2.2.3. Mạch bội áp

Sơ đồ bộ chỉnh lưu bội áp như hình 5.5.

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 5.5a) thì điện áp một chiều ở đầu ra gấp đôi trị số đỉnh của điện áp xoay chiều ở đầu vào, vì C_1 và C_2 được nạp đến giá trị đỉnh của điện áp vào qua D_1 và D_2 trong hai nửa chu kỳ (−) và (+). Trên hình 5.5b trong nửa chu kỳ (−) của điện áp U_2, C_1 được nạp đến giá trị đỉnh U_2 thông qua D_1. Trong nửa chu kỳ tiếp theo C_1 được nạp thông qua C_2 và D_2 với giá trị $U_{C_2} = U_{C_1} + U_2 = 2U_2$. Nếu có n tầng như vậy thì điện áp ra tải $U_r \leq nU_2$. Thường chọn $n \leq 10$.



Hình 5.5. Mạch bội áp

a) Mạch nhân 2 điện áp ngoài ; b) Mạch nhân n lần điện áp vào

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 voltmeter) và vôn mét xoay chiều (AC voltmeter). DC voltmeter cho ta giá trị trung bình hoặc giá trị của điện áp một chiều U_{dc}, AC voltmeter cho ta giá trị thành phần thay đổi $U_{r(rms)}$, độ gợn sóng được tính theo công thức :

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}} 100\%$$

Ví dụ 5.1 : Sử dụng vôn mét 1 chiều và vôn mét xoay chiều đo tín hiệu ra của một mạch lọc ta đọc được từ vôn mét một chiều là 25V và vôn mét xoay chiều là 1,5V. Độ gợn sóng ở đầu ra của bộ lọc khi đó sẽ là :

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

Sự ổn định điện áp : Một nhân tố quan trọng khác trong bộ nguồn cung cấp 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 ΔU_R, 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.

Giải :

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

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

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

+ Đối với tín hiệu chỉnh lưu nửa chu kỳ, điện áp một chiều đầu ra là :

$$U_{dc} = 0,318U_m$$

Giá trị của điện áp gợn sóng là :

$$U_{rms} = 0,385\ U_m$$

Độ gợn sóng r của mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ được tính :

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\% = \frac{0,385U_m}{0,318U_m}.100\% = 121\%$$

+ Đối với mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ, điện áp một chiều đầu ra là :

$$U_{dc} = 0,636\ U_m$$

Giá trị của điện áp gợn sóng là :

$$U_{r(rms)} = 0,308\ U_m$$

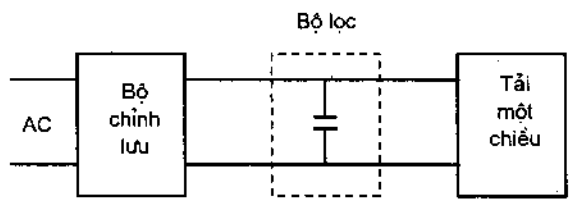
Độ gợn sóng r của tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ được tính :

$$r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\% = \frac{0,308U_m}{0,636U_m}.100\% = 48\%$$

Tóm lại : Tín hiệu chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có độ gợn sóng nhỏ hơn tín hiệu chỉnh lưu nửa chu kỳ.

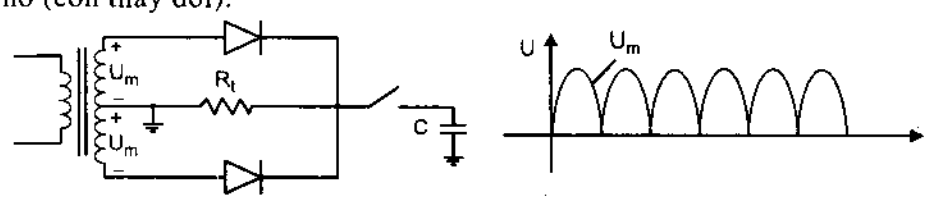
5.3.1. Bộ lọc dùng tụ điện

Mạch lọc thông dụng nhất hiện nay là mạch lọc tụ điện, bao gồm một tụ điện được nối vào đầu ra của bộ chỉnh lưu, điện áp một chiều được lấy ra giữa hai đầu tụ điện (hình 5.6).

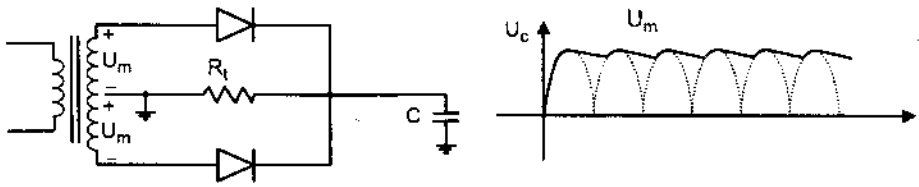


Hình 5.6. Sơ đồ khối bộ lọc dùng tụ điện

Hình 5.7a chỉ ra dạng điện áp của bộ chỉnh lưu cả hai nửa chu kỳ trước khi lọc. Hình 5.7b là dạng điện áp ra của bộ chỉnh lưu sau khi đã được nối với tụ điện. Dạng điện áp sau khi đã lọc là điện áp một chiều nhưng vẫn còn nhấp nhô (còn thay đổi).

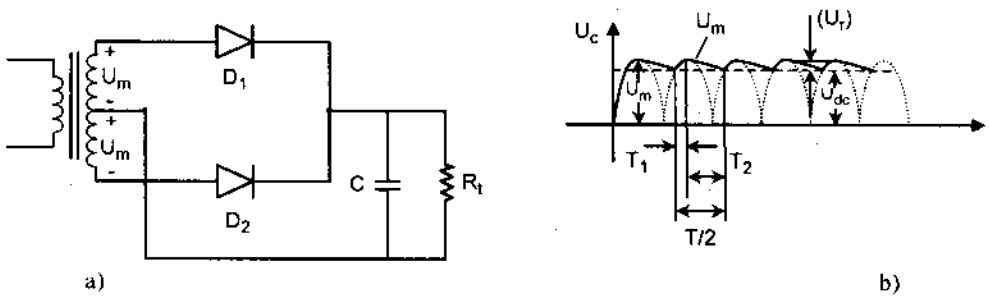


Hình 5.7a. Mạch chỉnh lưu khi chưa có tụ



Hình 5.7b. Mạch chỉnh lưu khi có tụ

Hình 5.8b 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 đầu ra bộ chỉnh lưu U_m, T_2 là khoảng thời gian tụ điện phóng điện vào tải.



Hình 5-8. Bộ lọc dùng tụ điện
a) Sơ đồ mạch ; b) Dạng sóng đầu ra.

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

Điện áp gợn sóng $U_{(rms)}$: được tính theo công thức :

$$U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4U_{dc}}{R_1C}$$

Trong đó : I_{dc}[mA] dòng điện 1 chiều qua tải tính bằng mA, C[μF] điện dung của tụ lọc tính bằng μF, R_t[kΩ] là điện trở tải tính bằng kΩ, f là tần số của điện áp đưa vào bộ chỉnh lưu tính bằng kHz.

Ví dụ 5.3 : Tính toán điện áp gợn sóng của bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ với tụ C = 100μF nối với tải tiêu thụ dòng 50[mA].

Giải :

Ta có :

$$U_{r(rms)} = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fC} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4U_{dc}}{R_1C}$$

Thay số vào ta có

$$U_{r(rms)} = \frac{2,4.50}{100} = 1,2V$$

Điện áp một chiều U_{dc}

Điện áp một chiều ở đầu ra bộ lọc dùng tụ điện được tính theo công thức:

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

Trong đó :

U_m : Biên độ điện áp sau bộ chỉnh lưu

I_{dc} : Dòng điện tải tính mA

C : Điện dung tụ lọc tính μF.

f : Tần số tín hiệu vào, tính bằng kHz.

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.

Giải :

Ta có :

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

Thay số vào ta tính được U_{dc} :

$$U_{dc} = U_m - \frac{4,17I_{dc}}{C} = 30 - \frac{4,17.50}{100} = 27,9V$$

Ví dụ 5.5 : Tính toán độ gợn sóng của bộ lọc tụ điện với biên độ điện áp chỉnh lưu là 30V, tụ điện có điện dung 50 μF, dòng trên tải là 50[mA].

Giải :

Ta có :

$$r = \frac{2,4I_{dc}}{C.U_{dc}}.100\%$$

$$= \frac{2,4.50}{100.27,9}.100\% = 4,3\% \text{ } (U_{dc} = 27,9V \text{ theo ví dụ 5.4})$$

Cũng có thể tính theo cách khác.

Biết : $U_{dc} = U_m - \frac{4,17I_{dc}}{C} = 30 - \frac{4,17.50}{100} = 27,9V$

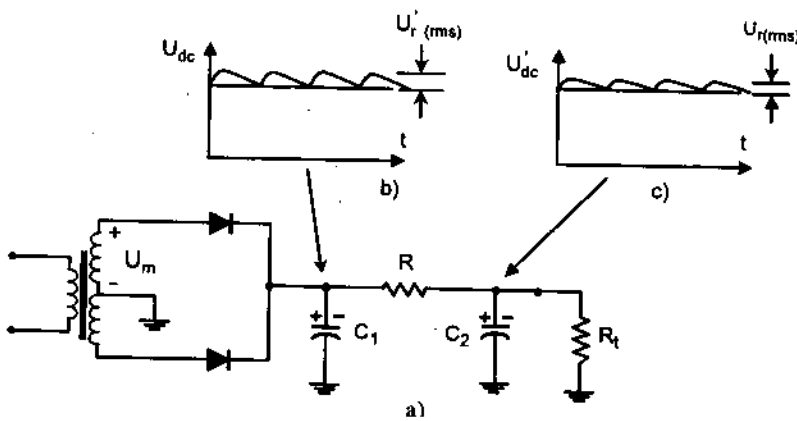
mà $r = \frac{U_{r(rms)}}{U_{dc}}.100\%$

trong đó $U_{r(rms)} = \frac{2,4I_{dc}}{C} = \frac{2,4.50}{100} = 1,2V$

vậy : $r = \frac{1,2V}{27,9V}.100\% = 4,3\%$

5.3.2. Bộ lọc RC

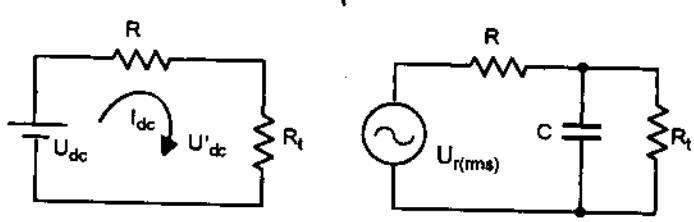
Để giảm nhỏ độ gợn sóng ở đầu ra bộ lọc tụ điện ta mắc thêm khâu lọc RC (xem hình 5.9a). Tín hiệu đầu ra của khâu lọc được chỉ ra trên hình 5.9b, 5.9c.



Hình 5.9. Mạch lọc RC và dạng sóng đầu ra

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

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



Hình 5.10. Sơ đồ tương đương của mạch lọc RC

Ví dụ 5.6 : 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 5.9b.

Khi đó điện áp gợn sóng đầu ra được xác định như sau :

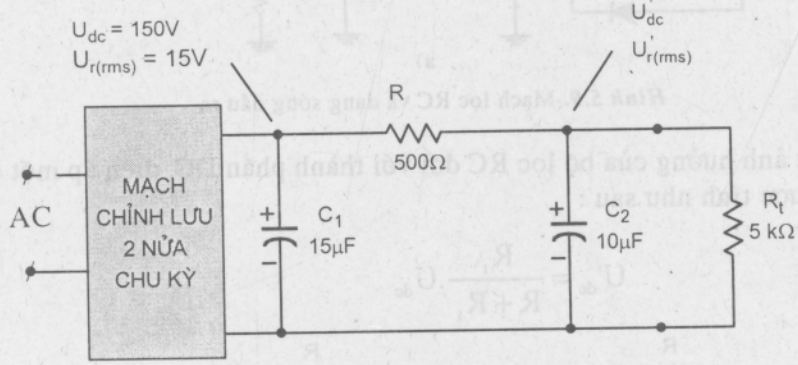
$$U'_{r(rms)} \approx \frac{X_C}{R}.U_{r(rms)}$$

Đối với 1 bộ chỉnh lưu cả chu kỳ, nếu tín hiệu vào có f = 60Hz thì dung kháng của tụ điện được tính theo công thức.

$$X_C = \frac{1,3}{C}$$

với đơn vị của C là μF, X_c là kΩ

Ví dụ 5.7 : Tính toán các thành phần một chiều và xoay chiều của tín hiệu ra tải R_t của mạch sau :



Hình 5.11. Mạch lọc RC

Giải :

Tính toán thành phần DC

$$U'_{dc} = \frac{R_t}{R + R_t}.U_{dc} = \frac{5k\Omega}{500\Omega + 5k\Omega}.150V = 136,4V$$

Tính toán thành phần AC :

$$X_C = \frac{1,3}{C} = \frac{1,3}{10} = 0,13k\Omega = 130\Omega$$

Điện áp gợn sóng đầu ra :

$$U'_{r(rms)} \approx \frac{X_C}{R}.U_{r(rms)} = \frac{130}{500}.(15V) = 3,9V$$

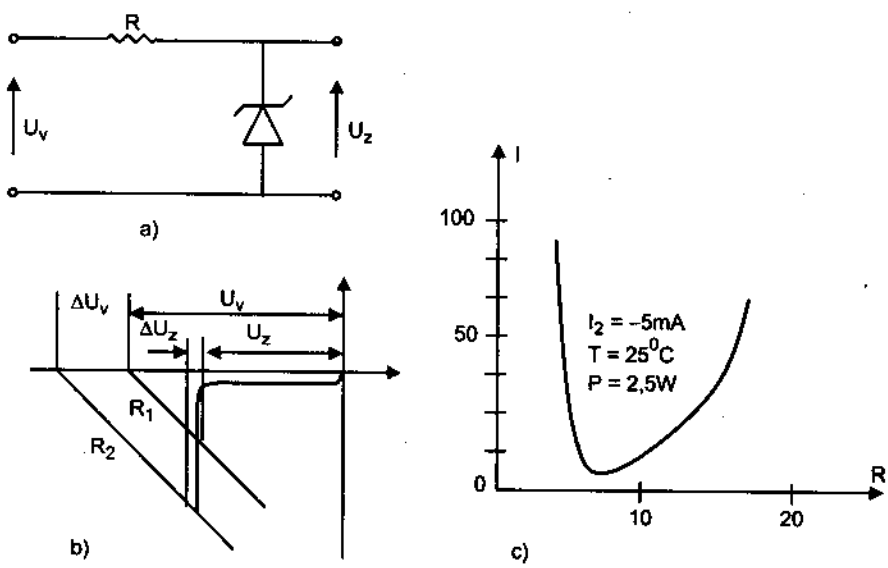
Độ gợn sóng đầu ra : $r = \frac{U'_{r(rms)}}{U'_{dc}}.100\% = \frac{3.9V}{136,4V}.100\% = 2,86\%$

5.4. MẠCH ỔN ÁP

5.4.1. Mạch ổn áp dùng diode zener

Sơ đồ mạch ổn áp dùng diode zener như hình vẽ 5.12a.

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



Hình 5.12. a) : Mạch ổn áp dùng diode zener ; b) Đồ thị đặc tính ổn định ; c) Sự phụ thuộc của điện trở động vào điện áp ổn định

Điện áp ổn định U_z (điện áp zener) : là điện áp ngược đặt lên diode làm 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.

$$r_{dz} = \frac{dU_2}{dI_z}$$

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

Điện trở tĩnh R_t được tính bằng tỉ số giữa điện áp đặt vào và dòng điện 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 :

$$\theta_t = (1/U_z)(du_z/dt)|\ I_z = conts$$

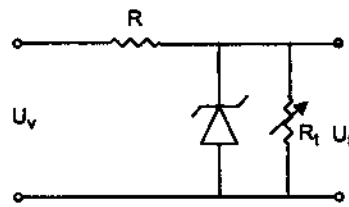
Hệ số này xác định bởi hệ số nhiệt độ của điện áp đánh thủng chuyển tiếp p–n. Sự phụ thuộc của điện áp ổn định vào nhiệt độ có dạng :

$$U_z = U_{z0}\,[1 + \theta_t\,(T - T_0)]$$

Trong đó U_{z0} là điện áp ổn định của diode zener ở nhiệt độ T_0.

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 5.8 : Cho mạch điện như hình 5.13 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.



Hình 5.13. Mạch ổn áp dùng diode zener

Giải :

Khi $R_t = R_{tmin}$ thì dòng qua diode zener là $I_z = I_{zmin} \approx 0$.

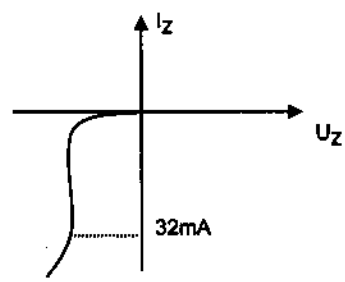
Theo công thức phân áp :

$$U_t = U_z = \frac{R_{tmin}}{R + R_{tmin}} U_v \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \qquad R_{t\,min} = \frac{U_z R}{U_v - U_z}$$

thay số tính được :

$$R_{tmin} = 250\Omega$$



Hình 5.14. Đặc tuyến ra của diode zener

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 : $\quad I_t = I_{tmin} = I_R - I_{zmax} = 40mA - 32mA = 8mA$

Suy ra : $\quad R_t = R_{tmax} = U_z/I_{tmin} = 10V/8mA = 1{,}25k\Omega$.

Vậy, khi R_t biến đổi trong dải (250Ω – 1,25kΩ) thì mạch làm việc trong dải ổn áp.

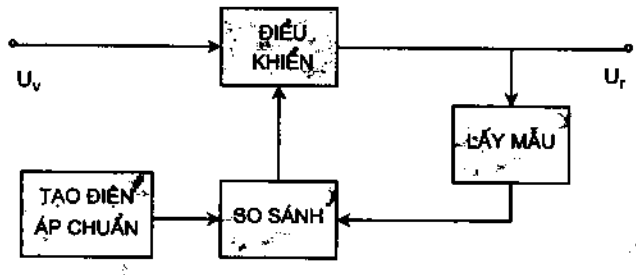
5.4.2. Mạch ổn áp dùng transistor

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 5.15.

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



Hình 5.15. 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 sẽ làm tăng điện áp đầu ra.

Trên hình 5.16 là một mạch ổn áp nối tiếp đơn giản dùng một transistor và một diode zener. Trong sơ đồ T_1 đóng vai trò phần tử điều khiển, diode zener đóng vai trò nguồn điện áp chuẩn, hoạt động của mạch như sau :

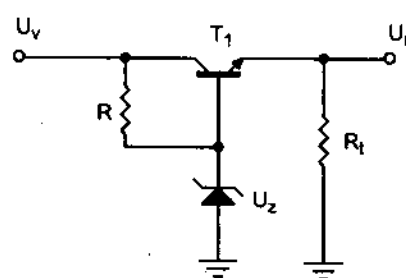
Nếu điện áp đầu ra giảm → làm U_E giảm → U_{BET1} tăng làm cho T_1 dẫn mạnh hơn. Vì vậy tăng được điện áp đầu ra → duy trì được điện áp đầu ra ổn định.

Nếu điện áp đầu ra tăng, U_E tăng → U_{BET1} giảm → T_1 dẫn yếu đi → vì vậy làm giảm điện áp đầu ra → duy trì điện áp đầu ra ổn định.

Ví dụ 5.9 : Tính toán điện áp đầu ra và dòng qua diode zener mạch ổn áp hình 5.16, cho $R_t = 1k\Omega$, $U_Z = 12V$, $R = 220\Omega$, $\beta = 50$, $U_v = 20V$, $U_{BE} = 0,7V$.

Giải :

$U_r = U_Z - U_{BE} = 12V - 0,7V = 11,3V.$



Hình 5.16. Mạch ổn áp đơn giản

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

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

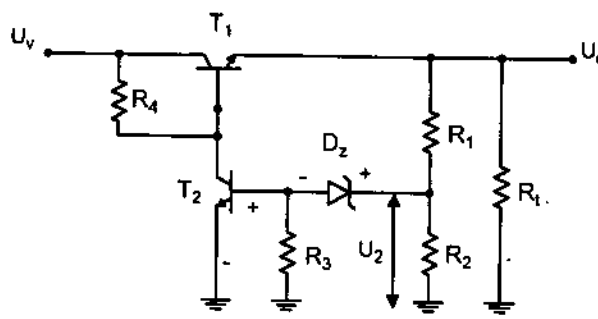
Dòng chạy qua R_t : $I_t = \frac{U_r}{R_t} = \frac{11,3V}{1k\Omega} = 11,3mA = I_E \approx I_C$

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

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

a) Mạch ổn áp bù

Sơ đồ mạch được biểu diễn trên hình 5.17. Hai điện trở R_1 và R_2 đóng vai trò như một mạch lấy mẫu, diode zener D_Z cung cấp điện áp chuẩn và transistor T_2 điều khiển dòng bazơ của transistor T_1 để thay đổi dòng qua transistor T_1 duy trì được điện áp ở đầu ra.



Hình 5.17. 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 T_2 tăng (điện áp U_Z không đổi), làm dòng qua T_2 tăng dẫn đến dòng I_B của T_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 T_2 và U_Z và được tính :

$$U_2 = U_{BE2} + U_Z = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_r$$

Do đó điện áp đầu ra U_r được xác định

$$U_r = \frac{R_1 + R_2}{R_2}(U_z + U_{BE2})$$

Ví dụ 5.10 : Cho mạch điện như hình vẽ 5.17

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 :

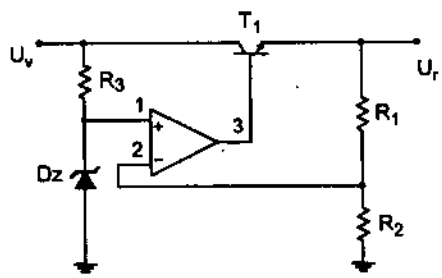
$$U_r = \frac{20k\Omega + 30k\Omega}{30k\Omega}(8,3V + 0,7V) = 15V$$

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 5.18 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 T_1 sẽ điều chỉnh để điện áp ra này không thay đổi. Điện áp ra được tính theo công thức :

$$U_r = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)U_z$$

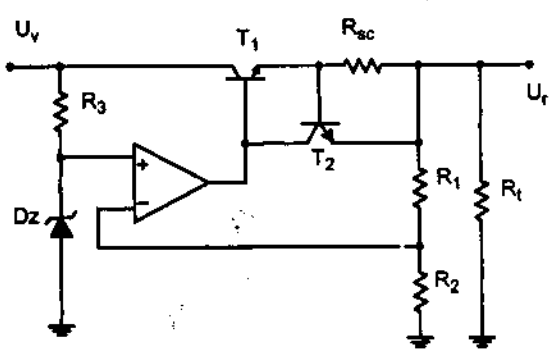


Hình 5.18. Mạch ổn áp nối tiếp dùng OA

c) Mạch hạn chế dòng điện

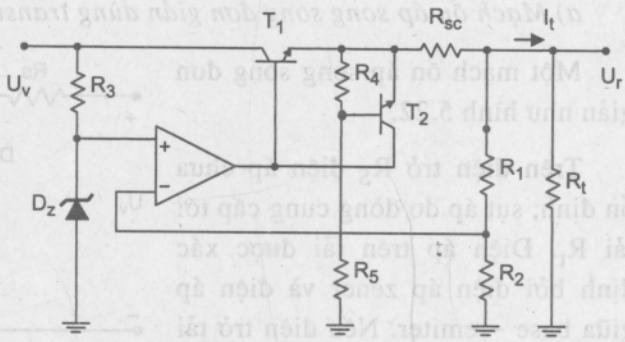
Để bảo vệ mạch ổn áp khi bị quá tải hoặc ngắn mạch thì sơ đồ ổn áp được vẽ lại như hình 5.19.

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 T_2 mở, T_2 mở làm dòng cực base của transistor T_1 giảm, và làm giảm dòng tải qua transistor T_1, tránh cho R_t quá tải. Như vậy hoạt động của R_{sc} và T_2 làm hạn chế dòng tải cực đại.



Hình 5.19. Mạch hạn chế dòng

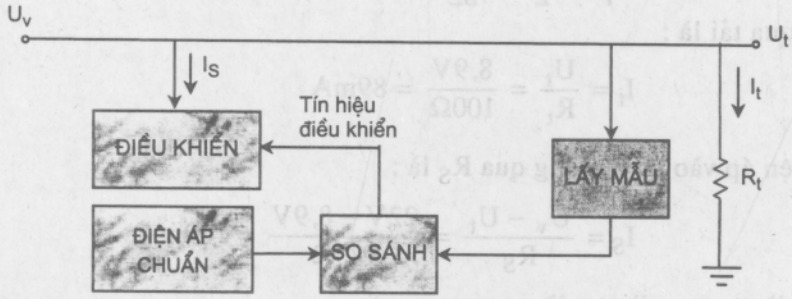
Mạch hạn chế dòng (hình 5.19) chỉ làm giảm điện áp tải khi dòng điện vượt quá giá trị giới hạn. Hình 5.20 là mạch hạn chế dòng cải tiến. Mạch này sẽ làm giảm cả điện áp ra và dòng điện ra bảo vệ tải khỏi quá dòng. Trong sơ đồ này có thêm bộ phân áp R_4 và R_5, bộ phân áp sẽ lấy một phần điện áp tại đầu ra của T_1. Khi dòng I_t tăng lên đến giá trị cực đại, điện áp rơi trên R_{sc} đủ lớn mở T_2 để hạn chế dòng. Nếu điện trở tải nhỏ, điện áp điều khiển T_2 mở nhỏ. Khi điện trở tải trở lại giá trị của nó, mạch điện trở lại hoạt động ổn áp.



Hình 5.20. Mạch hạn chế dòng cải tiến

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 5.21 là sơ đồ khối của mạch ổn áp đó.

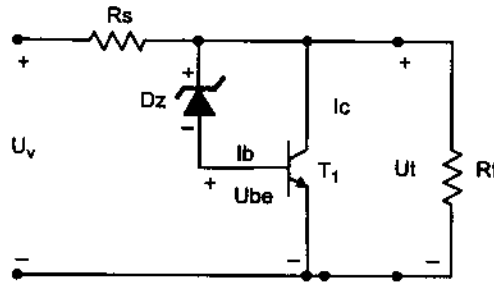


Hình 5.21. Sơ đồ khối mạch ổn áp song song

Điện áp đầu vào không ổn định cung cấp dòng cho tải. Một phần dòng điện bị mất đi do phần tử điều khiển để bảo đảm cho điện áp ra được ổn định đưa đến tải. Mạch lấy mẫu cung cấp tín hiệu hồi tiếp tới bộ so sánh, sau đó lấy ra một tín hiệu điều khiển để làm thay đổi dòng điện chảy qua phần tử điều khiển. Ví dụ khi điện áp đầu ra tăng, mạch lấy mẫu cung cấp tín hiệu hồi tiếp tới mạch so sánh, đầu ra mạch so sánh đưa tín hiệu điều khiển làm tăng dòng điện song song qua phần tử điều khiển, làm cho dòng tải giảm xuống giữ điện áp ổn định.

a) Mạch ổn áp song song đơn giản dùng transistor

Một mạch ổn áp song song đơn giản như hình 5.22.



Hình 5.22. 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 T_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 5.11 : Cho mạch điện như hình 5.22 với $R_s = 120\Omega$, $R_t = 100\Omega$, $U_z = 8{,}2V$, $U_v = 22V$. Xác định điện áp ổn áp ra, dòng I_C, I_t, I_S ?

Giải :

Điện áp ổn áp trên tải là :

$$U_t = U_Z + U_{BE} = 8{,}2V + 0{,}7V = 8{,}9V$$

Dòng qua tải là :

$$I_t = \frac{U_t}{R_t} = \frac{8{,}9V}{100\Omega} = 89mA$$

Với điện áp vào 22V, dòng qua R_S là :

$$I_S = \frac{U_v - U_t}{R_S} = \frac{22V - 8{,}9V}{120\Omega} = 109mA$$

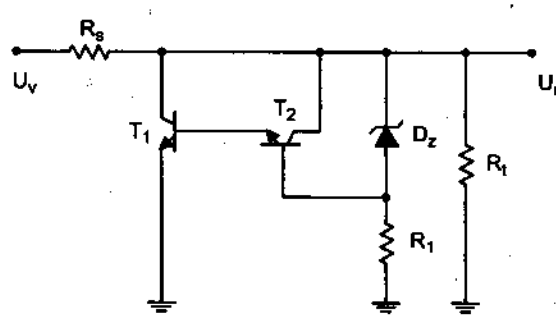
Do đó dòng qua collector là :

$$I_C = I_S - I_t =$$

$$= 109mA - 89mA = 20mA$$

b) Mạch ổn áp song song dùng 2 transistor

Mạch điện như hình vẽ 5.23.



Hình 5.23. Ổn áp song song dùng transistor

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

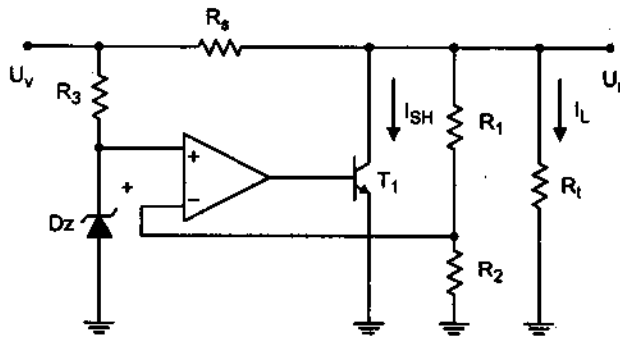
Khi điện áp ra thay đổi, làm dòng song song qua T_1 cũng thay đổi để giữ cho điện áp ra ổn định. Transistor T_2 làm cho dòng cực base của T_1 lớn hơn mạch dùng một transistor vì vậy ổn định dòng qua tải lớn hơn. Điện áp ra được xác định như sau :

$$U_r = U_t = U_Z + U_{BE1} + U_{BE2}$$

c) Mạch ổn áp song song dùng OP–AMP

Hình 5.24 là mạch ổn áp song song dùng OP–AMP như là bộ so sánh điện áp.

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



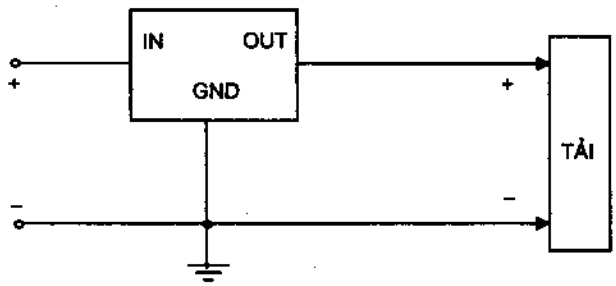
Hình 5.24. Mạch ổn áp song song dùng OA

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

Hình 5.25 cho thấy sự ghép nối IC ổn áp 3 chân với mạch.

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



Hình 5.25. Sơ đồ khối bộ ổn áp dùng IC

5.4.3.1. Ổn áp cố định dùng IC

Họ IC 78xx cung cấp điện áp ra cố định từ (+)5V đến (+)24V. Ký hiệu xx để chỉ điện áp ra, ví dụ 7805 là ổn áp 5V, 7824 là ổn áp 24V. Sơ đồ mạch mắc trong thực tế như hình 5.26.

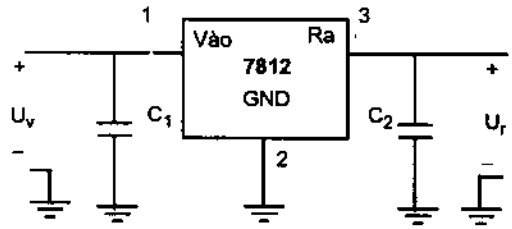
Trong đó :

– 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.



Hình 5.26. Mạch ổn áp dùng 7812

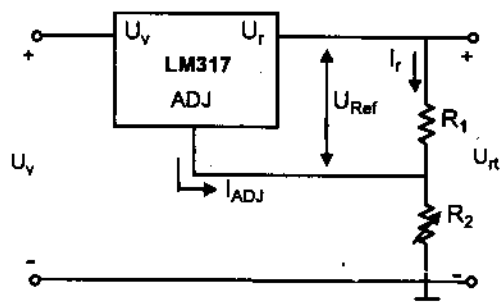
Dòng điện đưa ra của họ 78xx thường ≤1A.

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. LM317 (hình 5.27) là một ví dụ.

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



Hình 5.27. Mạch ổn áp dùng LM317

Điện áp ra được tính theo công thức sau :

$$U_r = U_{Ref}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{adj} R_2 \qquad (*)$$

Trong đó U_{Ref} = 1,25V và I_{adj} = 100μA

Ví dụ 5.12 : Xác định điện áp ra của IC LM317 với R_1 = 240Ω và R_2 = 2,4kΩ.

Giải : Theo công thức (*) ta có :

$$U_r = 1{,}25V\left(1 + \frac{2{,}4k\Omega}{240\Omega}\right) + (100\mu A)(2{,}4k\Omega)$$

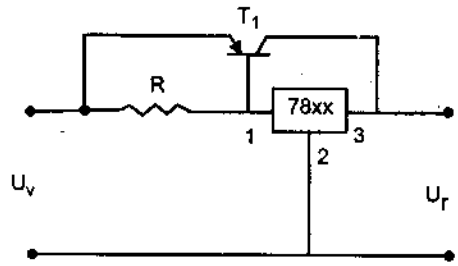
$$= 13{,}75V + 0{,}24V = 13{,}99V$$

IC LM318 cũng tương tự như vậy nhưng điện áp ra là điện áp (–).

5.4.4. Một số mạch ổn áp khác dùng IC

5.4.4.1. Mạch tăng dòng ra

IC họ 78xx hay 79xx thường có dòng ra không lớn, do đó để tăng dòng ra có thể kết hợp với transistor như hình 5.28.



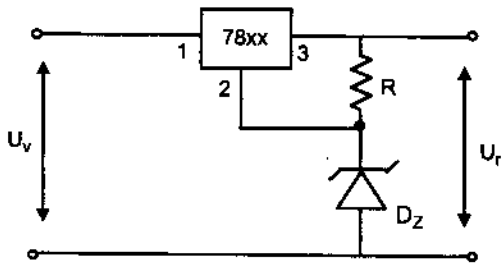
Hình 5.28. Mạch tăng dòng ra

5.4.4.2. Mạch tăng điện áp ra

Để tăng điện áp ra đấu thêm diode zener vào chân 2 của IC như hình 5.29.

Khi đó điện áp ra sẽ là :

$$U_r = U_Z + U_{r\ 78xx}$$



Hình 5.29. Mạch tăng điện áp ra

CÂU HỎI VÀ BÀI 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.

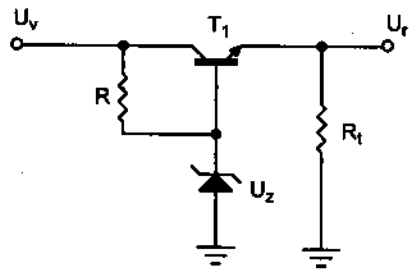
   b) Bộ chỉnh lưu hai chu kỳ.

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 = 50 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).



Hình 5.30

5. Cho mạch điện như hình 5.30.

Biết R = 1,8kΩ, U_z = 8,3 V,

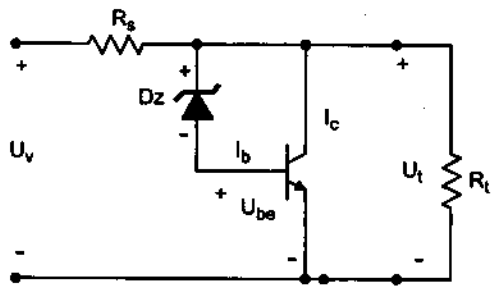
R_t = 2kΩ.

U_V = 20V, transistor có β = 99

Hãy tính điện áp ra U_r và dòng điện chạy qua zener.

6. Cho mạch điện như hình 5.31.

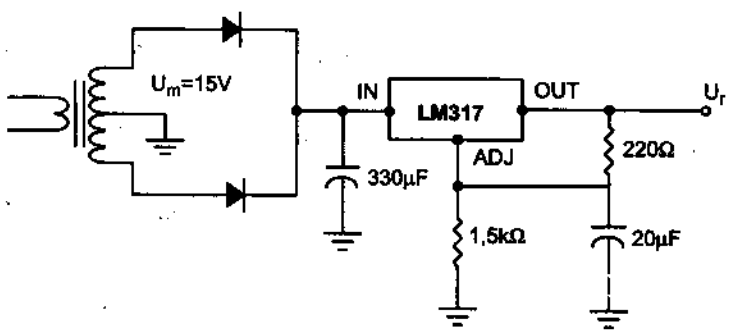
Biết R_S = 33Ω, U_z = 10V, β= 50, R_t = 100Ω. Hãy tính điện áp ổn áp đầu ra và các dòng điện tại các cực của transistor.



Hình 5.31

7. Cho mạch ổn áp như hình 5.32.

Hãy xác định điện áp ra.



Hình 5.32

CHƯƠNG 6

DAO ĐỘNG ĐIỀU HOÀ

6.1. CÁC VẤN ĐỀ CHUNG VỀ TẠO DAO ĐỘNG

Các mạch tạo dao động điều hoà được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin, trong các máy đo, máy kiểm tra, thiết bị y tế...

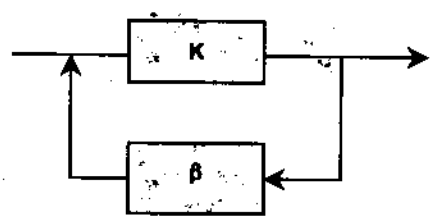
Các mạch tạo dao động có thể làm việc trong khoảng tần số từ vài Hz cho đến vài nghìn MHz. Để tạo ra dao động ta dùng các thành phần tích cực như đèn điện tử, transistor, diode ...

Xét một mạch dao động điều hoà có sơ đồ khối như sau :

– Điều kiện để tồn tại dao động là :

$$K.\beta = 1$$

$$\varphi_A + \varphi\beta = 2n\pi$$



Hình 6.1

Trong đó : K – hệ số khuếch đại.

β – hệ số hồi tiếp .

φ_K – góc di pha của bộ khuếch đại.

$\varphi\beta$ – 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.

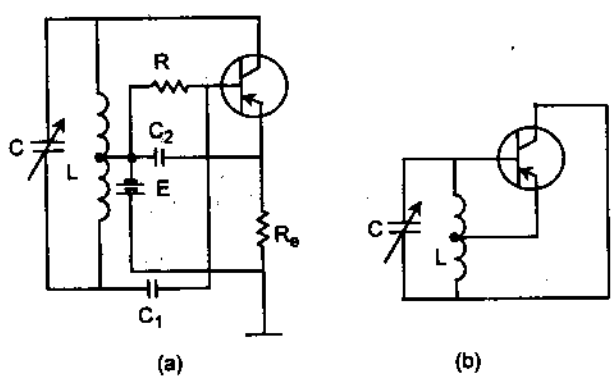
– Mạch dao động cộng hưởng.

Ngoài ra còn có các mạch tạo dao động dùng thạch anh.

6.2. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG BA ĐIỂM

6.2.1. Mạch tạo 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. L và C tạo thành mạch dao động được mắc giữa collector – 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 emitter – 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

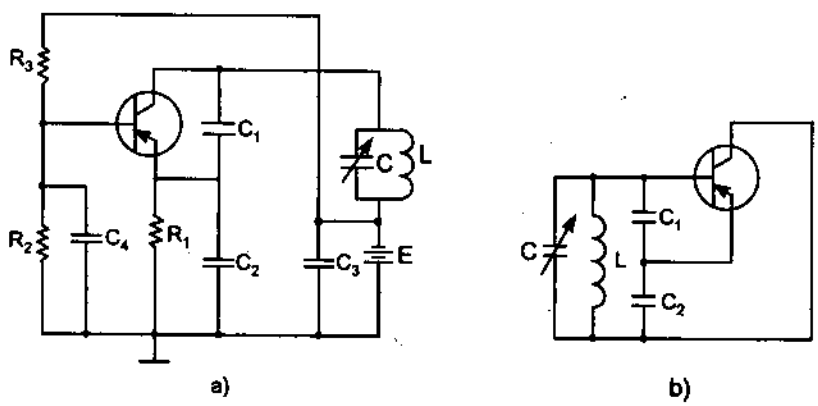


Hình 6.2. Sơ đồ nguyên lý mạch tạo dao động ba điểm điện cảm

emitter cũng tăng, điện áp sụt trên R_e sẽ tăng làm cho biên độ dao động giảm xuống. Ngược lại, nếu biên độ dao động giảm nhỏ, sụt áp trên R_e cũng giảm nhỏ, làm cho biên độ dao động tăng lên. Như vậy mạch đã thực hiện được tự động ổn định. Điện trở R_b khoảng 50kΩ.

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 emitter – base của transistor, như vậy điện áp ở colecter và base sẽ lệch pha nhau 180^0 thoả mãn điều kiện về pha để có thể dao động. Các điện trở $R_1 = 500\Omega$, $R_2 = 50k\Omega$, $R_3 = 100k\Omega$ 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.

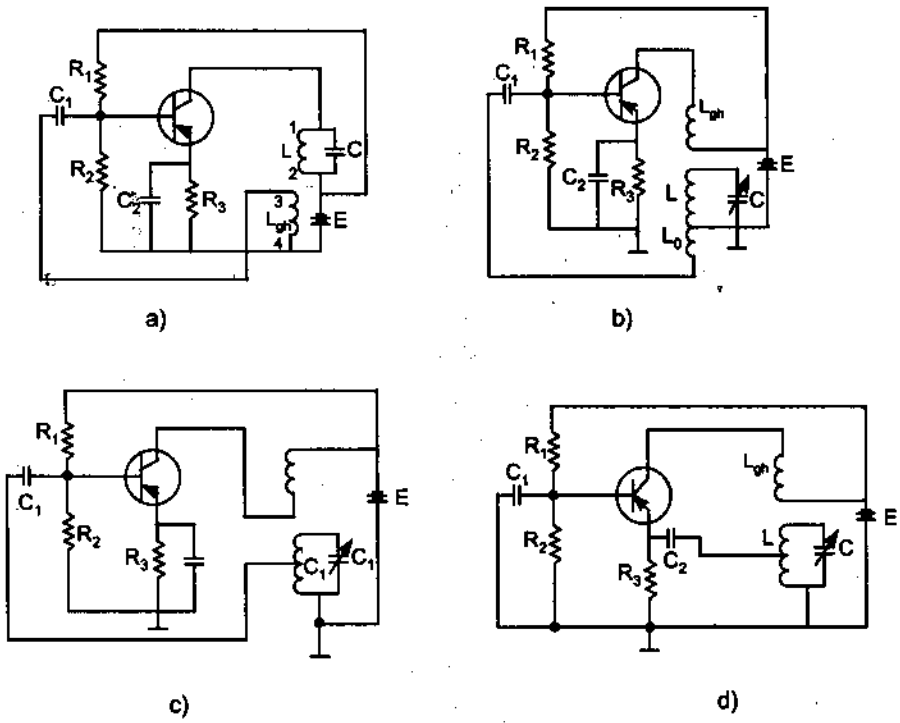


Hình 6.3. Mạch tạo dao động ba điểm điện dung

6.3. MẠCH DAO ĐỘNG GHÉP BIẾN ÁP

Mạch dao động kiểu ghép biến áp (hình 6.4a). Điện áp trên mạch dao động LC được hồi tiếp một phần qua cuộn ghép L_{gh} đưa về base. Nếu các cuộn L và L_{gh} đều được quấn cùng chiều và khi đầu của cuộn L_{gh} nối vào colecter, cuối của cuộn L_{gh} nối vào base thì điện áp hồi tiếp về base sẽ lệch pha với điện áp ở colecter 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 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.



Hình 6-4. Mạch dao động ghép biến áp

Mạch dao động LC không chỉ được mắc ở mạch collector mà còn có thể mắc ở mạch base như các hình 6.4b, c 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. Điện áp hồi tiếp lấy trên cuộn cảm L để đưa điện áp hồi tiếp về base.

+ Các cuộn dây L_{gh} trong mạch colecter của hai mạch điện này phải mắc đảo ngược đầu nhau như trên hình vẽ thì mới có thể dao động được.

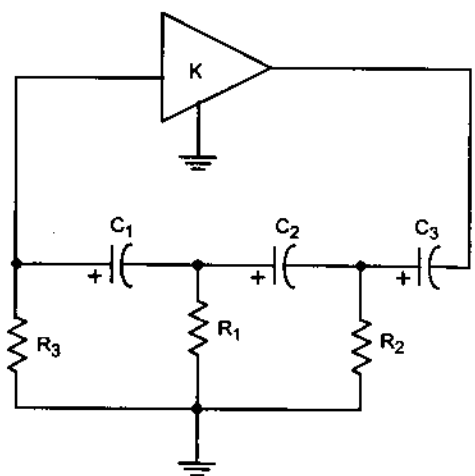
Mặt khác vì trở kháng vào của transistor rất nhỏ, nên mắc toàn bộ mạch dao động LC song song với mạch vào của transistor thì hệ số phẩm chất Q của mạch dao động sẽ giảm nhiều, khó duy trì được dao động. Bởi vậy chỉ được

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 colecter của transistor dao động ngoại sai vào khoảng 0,2 ÷ 0,5 mA. Nếu transistor có tần số cắt thấp thì dòng collecter 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. Để tồn tại dao động thì yêu cầu $\beta K = 1$, 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). Khi điều kiện lý tưởng như trên được thực hiện ta xem xét và tính toán mạch đổi pha sau :



Hình 6.5. Bộ dao động đổi pha

Tần số mà tại đó pha thay đổi đúng 180^0 là :

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

$$\beta = \frac{1}{29}.$$

lúc này sự thay đổi pha là 180^0.

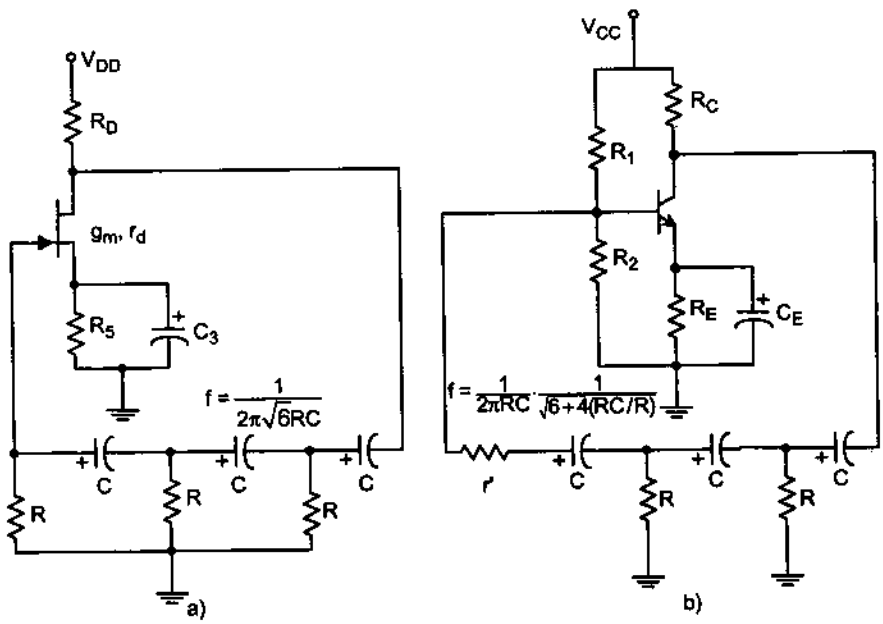
Để cho hệ số khuếch đại vòng β.K lớn hơn 1, thì hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại phải lớn hơn 1/β hoặc 29 :

$$K > 29$$

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 sẽ dịch pha là 60^0.

6.4.1. Mạch dao động đổi pha dùng FET

Hình 6.6a cho ta thấy một mạch dao động đổi 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 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, 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 (hình 7.6a) sử dụng FET có $g_m = 5000\ \mu S$, $r_d = 40\ k\Omega$, 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

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi R_f\sqrt{6}} = \frac{1}{(6,28)(10\times10^3)(1\times10^3)(2.45)} = 6,5nF$$

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) :

$$|A| = g_m.R_L$$

$$R_L = \frac{|A|}{g_m} = \frac{40}{5000\times10^{-6}} = 8k\Omega$$

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 6.6b). 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 :

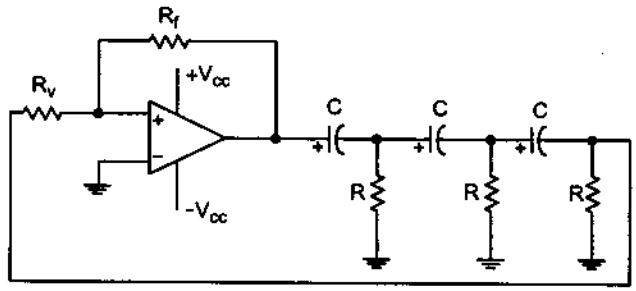
$$f = \frac{1}{2\pi RC}\frac{1}{\sqrt{6+4\left(\frac{R_C}{R}\right)}}$$

Để tồn tại dao động thì hệ số khuếch đại dòng tìm được :

$$h_{fe} > 23 + 29\frac{R}{R_C} + \frac{R_C}{R}$$

6.4.3. Mạch dao động đổi pha dùng IC

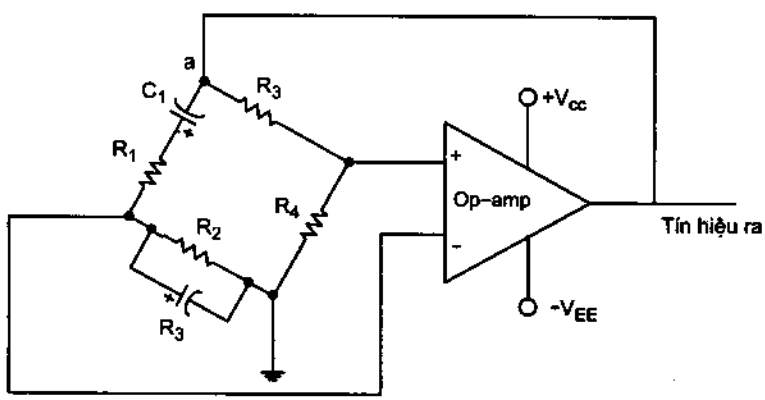
Ngày nay mạch điện dùng IC đã trở nên khá phổ biến, nó rất thích hợp để điều khiển mạch tạo dao động. Chỉ cần một bộ khuếch đại Op–amp ta đã có hệ số khuếch đại ổn định kết hợp với một vài phương pháp hồi tiếp ta sẽ có một mạch tạo dao động . Hình 6.7 là một mạch dao động đảo pha dùng IC. Mạch này dùng 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 $f = \dfrac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$.



Hình 6.7. Tạo dao động đổi pha dùng IC

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.



Hình 6.8. 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 $C_1 = C_2 = C$ thì 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

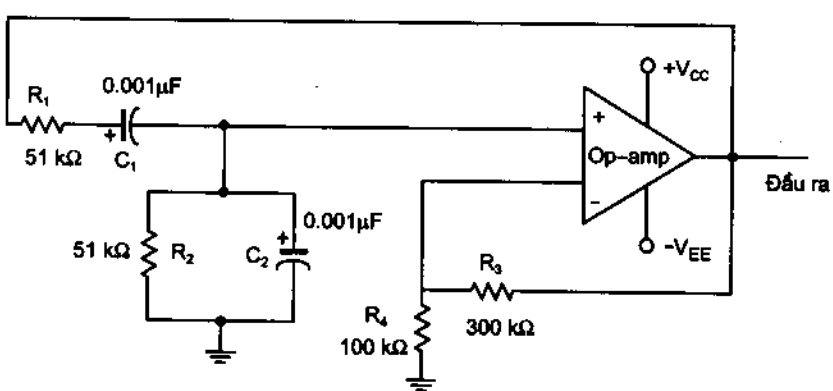
* Tính toán tần số cộng hưởng của mạch cầu Wien sau hình 6.9 :

Giải :

Sử dụng công thức trên ta có :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi(51\times10^3)(0,001\times10^{-6})} = 3120,7\text{kHz}$$

* 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 = 100kΩ và tính toán giá trị C theo công thức trên ta có :

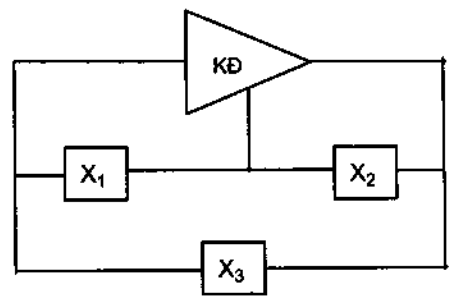
$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R} = \frac{1}{6,28(10\times10^3)(100\times10^3)} = \frac{10^{-9}}{6,28} = 159nF$$

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.

6.6. 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 6.10 bằng việc cung cấp khung cộng hưởng ở cả đầu vào và ra của mạch điện. Phân tích mạch điện hình 6.10 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

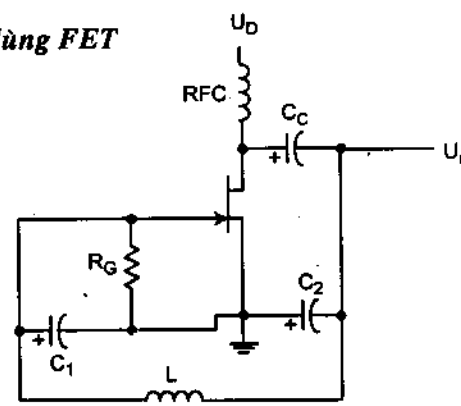
6.6.1. Bộ tạo dao động Colpitts

6.6.1.1. 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 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$$

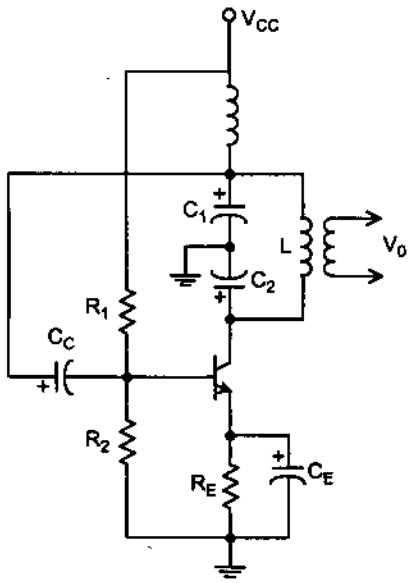
$$C_{td} = \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$$



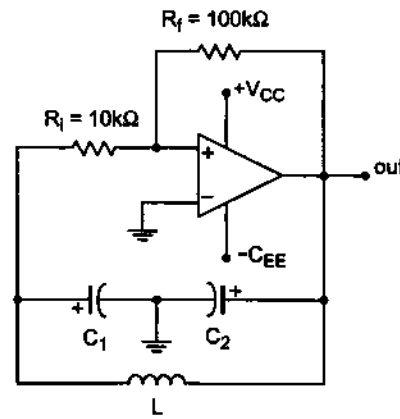
Hình 6.11. Mạch tạo dao động Colpitt dùng FET

6.6.1.2. 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.



Hình 6.12. Mạch tạo dao động Copittsl dùng transistor



Hình 6.13. Mạch tạo dao động Colpitts dùng IC

6.6.1.3. Bộ tạo dao động Colpitts dùng IC

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 1.

6.6.2. Bộ tạo dao động Hartley

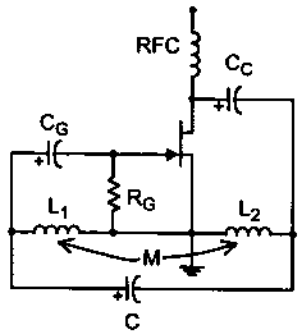
Mạch tạo dao động Hartley là mạch ba điểm điện cảm theo hình 6.10 thì X_1 và X_2 là cảm kháng còn X_3 là dung kháng.

6.6.2.1. Bộ tạo dao động Hartley dùng FET

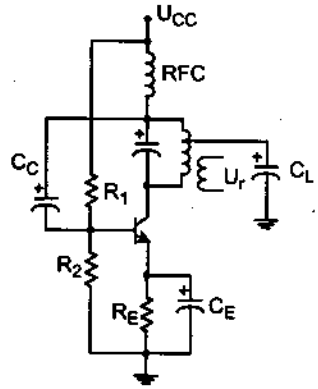
Bộ tạo dao động Hartley dùng FET như hình 6.14. Mạch điện có mắt hồi tiếp như mạch cộng hưởng hình 6.10. Chú ý rằng điện cảm L_1, L_2 được nối chung, cảm ứng từ giữa chúng là M. Tần số dao động của mạch này được tính theo công thức sau :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{td}C}}$$

$$L_{td} = L_1 + L_2 + 2M$$



Hình 6.14. Mạch dao động Hartley dùng FET



Hình 6.15. Mạch dao động Hartley dùng transistor

6.6.2.2. Bộ tạo dao động Hartley dùng transistor

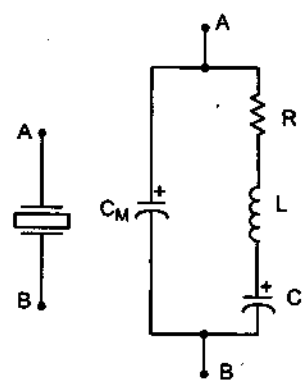
Hình 6.15 là bộ tạo dao động Hartley dùng transistor với tần số dao động được tính theo công thức :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{td}C}}$$

6.7. CÁC MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH

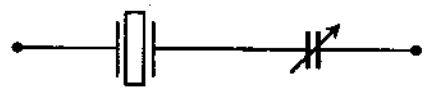
Khi yêu cầu mạch tạo dao động có tần số ổn định cao mà dùng các biện pháp bình thường như ổn định nguồn cung cấp, ổn định tải,... vẫn không đảm bảo được độ ổn định tần số thì dùng mạch thạch anh để ổn định tần số, vì thạch anh có tính chất rất đáng quý là độ bền cơ học cao, ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ, độ ẩm và các tác dụng hoá học.

Thạch anh có tính chất áp điện, nghĩa là dưới tác dụng của điện trường thì sinh ra dao động cơ học và ngược lại khi có dao động cơ học thì sinh ra điện tích, do đó có thể dùng thạch anh như một khung cộng hưởng. Tính chất dao động của thạch anh được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương sau :



Hình 6.16. Sơ đồ quy ước và sơ đồ tương đương của thạch anh

Thạch anh có kích thước càng nhỏ thì L, C, R càng nhỏ nghĩa là tần số cộng hưởng riêng của nó càng cao.



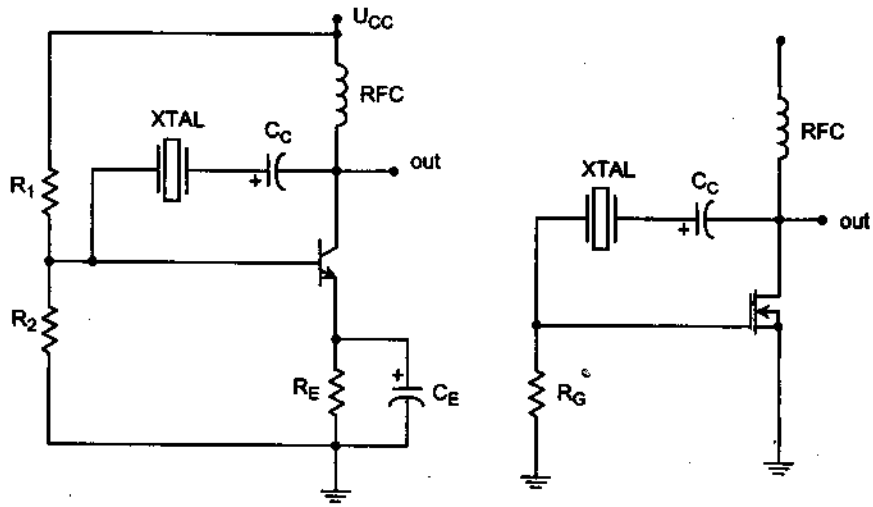
Hình 6.17. Một biện pháp để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh

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.

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.



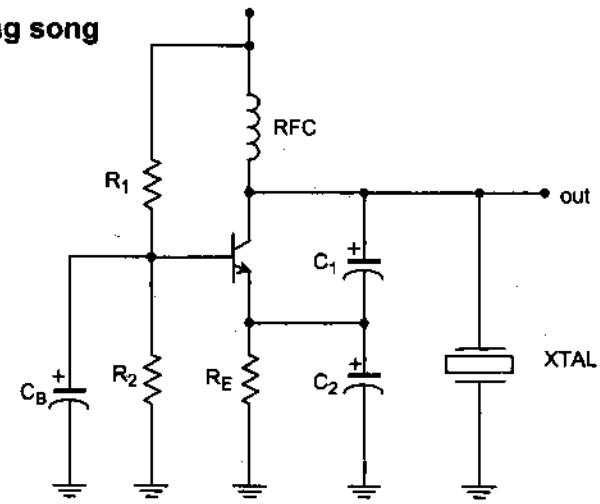
Hình 6.18. Bộ tạo dao động thạch anh điều khiển bằng hồi tiếp nối tiếp
a) Sử dụng BJT ; b) Sử dụng FET

Cuộn RFC cấp điện áp một chiều, ngăn không cho tín hiệu xoay chiều trên đường công suất ảnh hưởng tới tín hiệu ra. Hồi tiếp dương từ cực collector về cực base là lớn nhất khi trở kháng của thạch anh là nhỏ nhất (khi cộng hưởng nối tiếp), trở kháng tụ C_c tại tần số dao động là không đáng kể nhưng nó ngăn không cho dòng một chiều đi từ cực collector đến cực base.

Kết quả là tần số cộng hưởng của mạch dao động đã được xác định bằng tần số cộng hưởng nối tiếp của thạch anh. Thay đổi điện áp cung cấp, thông số của transistor thay đổi nhưng không ảnh hưởng đến tần số dao động, tần số dao động được giữ ổn định nhờ phần tử thạch anh.

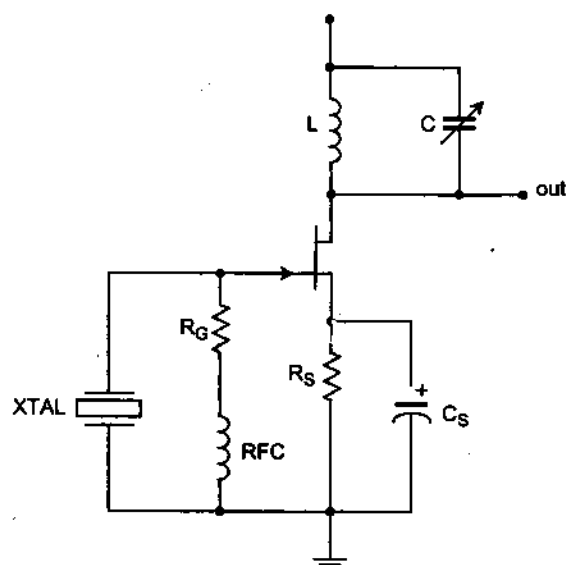
6.7.2. Mạch cộng hưởng song song

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

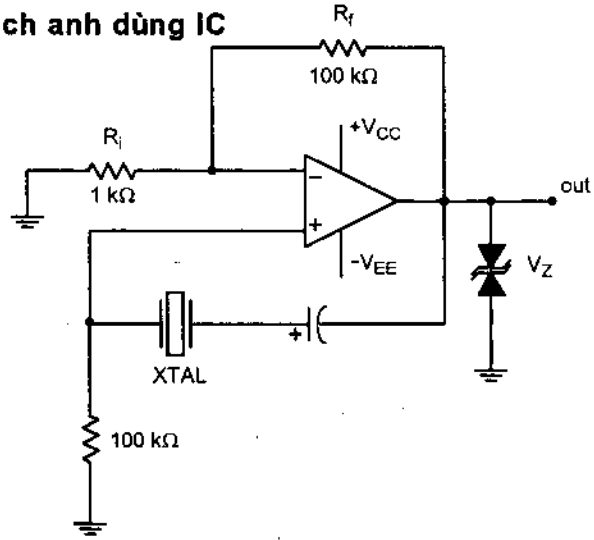
Bộ tạo dao động Miller dùng phần tử thạch anh như hình 6.20. Khung cộng hưởng LC được điều chỉnh gần tần số cộng hưởng song song của thạnh anh.



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 6.21. 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

CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP CHƯƠNG 6

1. Nguyên tắc để tồn tại dao động là gì ?
2. Nêu nguyên lý hoạt động của mạch tạo dao động ba điểm điện cảm điện dung ?
3. Nêu cấu tạo và nguyên lý hoạt động của mạch dao động ghép biến áp ?
4. Một mạch dao động đổi pha dùng FET có $g_m = 6000\mu s$, $r_d = 300k\Omega$ và điện trở nối tiếp R = 12kΩ để dao động tại tần số 2,5kHz. Hãy tìm giá trị tụ C ?
5. Tính toán tần số dao động của bộ tạo dao động đổi pha dùng BJT với R = 6kΩ, C = 1500pF và $R_C = 18k\Omega$?
6. Tính toán tần số của bộ tạo dao động cầu Wien khi R = 10kΩ và C = 2400pF ?
7. Một bộ tạo dao động Colpitts như hình 6.11. Hãy tính tần số dao động biết rằng : $C_1 = 750pF$, $C_2 = 2500pF$ và L = 40μH ?
8. Cho bộ tạo dao động Colpitts dùng transistor như hình 6.12. Hãy tính tần số dao động biết rằng : L = 100μH, $L_{RFC} = 0,5\mu H$; $C_1 = 0,005\mu F$; $C_2 = 0,01\mu F$ và $C_C = 10\mu F$.
9. Tính toán tần số dao động của bộ tạo dao động Hartley dùng FET như hình 7.14 với các giá trị được cho như sau : C = 250pF ; $L_1 = 15,mH$; $L_2 = 15,mH$ và M = 0,5mH ?
10. Tính toán tần số dao động của bộ tạo dao động Hartley dùng transistor như hình 6.15 với các giá trị sau : $L_{RFC} = 0,5mH$; $L_1 = 750\mu H$; $L_2 = 750mH$; M = 150μH và C = 150pF.
11. Vẽ sơ đồ và nêu nguyên lý hoạt động của mạch tạo dao động dùng thạch anh ?

CHƯƠNG 7

ĐIỀU CHẾ

7.1. ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ VÀ ĐIỀU CHẾ ĐƠN BIÊN

Mục đích :

Xác định tín hiệu AM trong phạm vi thời gian (hiển thị trên oscilloscope) và tần số (hiển thị phổ) hoặc là đồ thị hình học (dưới dạng biểu đồ hình học).

Tính toán tỉ lệ điều chế của tín hiệu theo các số đo dưới dạng sóng.

Tính toán biên tần trên hoặc dưới của tín hiệu AM theo sóng mang và tần số tín hiệu điều biên.

Tính toán công suất băng tần của sóng AM theo công suất sóng mang và tỉ lệ điều chế.

Định nghĩa thuật ngữ DSB, SSB và lợi ích của SSB thông qua tín hiệu AM.

Một trong những nguyên tắc kỹ thuật được sử dụng trong điện tử viễn thông đó là điều chế. Điều chế là quá trình chuyển đổi tin tức sang dạng tín hiệu cao hơn tần số cao hơn sao cho có thể truyền tin tức tới mọi nơi dưới dạng sóng điện từ thông qua sóng vô tuyến, dây dẫn hoặc cáp quang. Ngày nay như chúng ta đã biết là nếu không có điều chế, thông tin không thể truyền đi được.

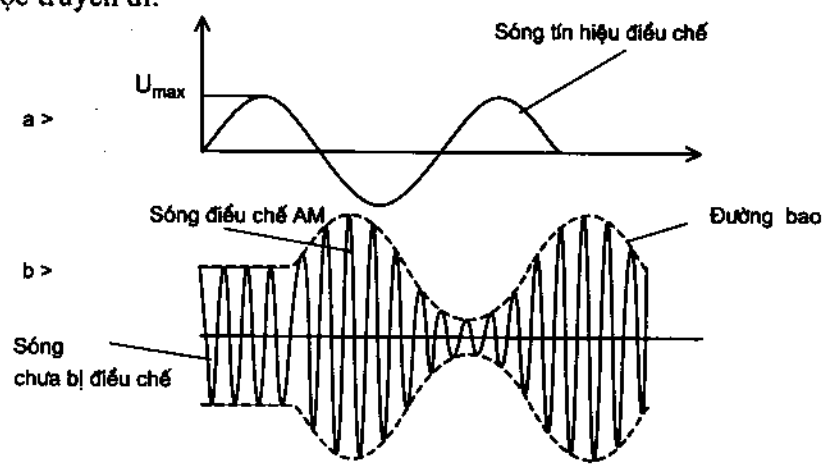
Có 3 nguyên lý cơ bản của truyền thông là điều biên, điều tần và điều pha. Kiểu điều chế đơn giản và lâu đời nhất là điều biên AM.

7.1.1. Phương pháp điều chế biên độ (AM)

Tín hiệu mang tin tức như giọng nói, hình ảnh, dữ liệu nhị phân được truyền từ nơi này tới nơi khác thông qua hệ thống thông tin trung gian. Ví dụ tín hiệu âm tần dùng dây dẫn để truyền đi xa. Cáp đồng trục truyền tín hiệu video giữa hai điểm và cáp xoắn đôi dùng để truyền tải dữ liệu nhị phân. Tuy nhiên khi khoảng cách truyền tải lớn việc dùng cáp không thực hiện được. Trong trường hợp này người ta dùng thông tin vô tuyến.

Để truyền thông tin vô tuyến đi xa một cách tin cậy thì phải sử dụng tín hiệu tần số cao. Nếu tín hiệu tin tức được truyền thẳng đi thì cần phải có anten dài và không truyền đi xa được. Phương pháp điều chế tạo ra tần số tín hiệu cao hơn chứa đựng thông tin ban đầu (thông tin nguyên thuỷ) để có thể truyền đi xa được.

Điều chế được định nghĩa là phương thức biến đổi đặc điểm của một tín hiệu theo đặc điểm của một tín hiệu khác. Tín hiệu thông tin là giọng nói, hình ảnh, dữ liệu nhị phân hay là tin tức khác được sử dụng để biến đổi thành tín hiệu cao tần để truyền đi. Tín hiệu mang thông tin được gọi là tín hiệu điều chế và tín hiệu cao tần bị điều chế được gọi là sóng mang hay sóng bị điều chế. Sóng mang thường là sóng hình sin, tín hiệu thông tin dù là tín hiệu tương tự hay tín hiệu số cho phép giữ nguyên hình dạng khi truyền đi. Trong hầu hết các trường hợp thì tần số sóng mang lớn hơn rất nhiều so với tần số thông tin lớn nhất được truyền đi.

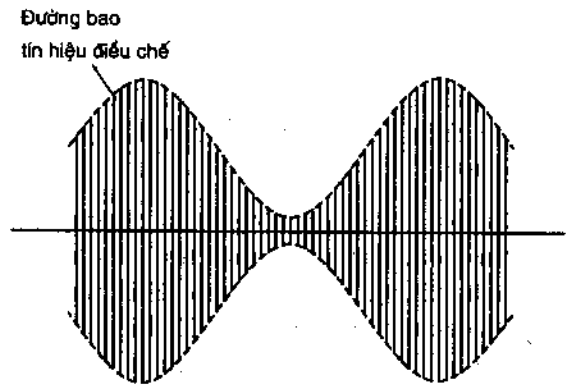


Hình 7.1. Quá trình điều chế sóng hình sin

Trong điều chế biên độ, biên độ sóng mang... biến đổi theo tín hiệu tin tức. Nói cách khác, giá trị tức thời của biên độ sóng mang thay đổi phù hợp với sự biến đổi biên độ và tần số của tín hiệu điều chế. Hình 7.1 cho thấy sóng hình sin điều chế thành tín hiệu sóng mang có tần số cao hơn (khi tiến hành điều chế thì tần số sóng mang là không thay đổi nhưng biên độ của nó biến đổi theo tín hiệu tin tức – tín hiệu điều chế), biên độ của tín hiệu điều chế tăng thì biên độ sóng mang cũng tăng. Cả hai đỉnh dương và âm của sóng mang đều biến đổi theo tín hiệu điều chế.

Nếu đem nối liền các đỉnh của sóng mang ở cực tính dương và cực tính âm như một đường nét liền (xem hình 7.1). Ta sẽ tái tạo lại được chính xác hình dạng tín hiệu điều chế. Đường tưởng tượng này trên dạng sóng mang được biết như một đường bao và nó giống như tín hiệu điều chế.

Bởi dạng sóng phức tạp như hình 7.1 rất khó vẽ nên người ta thường đơn giản bằng cách mô tả sóng mang cao tần bằng những đoạn thẳng có độ dài biến đổi cách đều nhau thể hiện cho biên độ biến đổi theo tín hiệu điều chế. Hình 7.2 cho thấy tín hiệu âm thanh hình sin được sóng cao tần truyền đi. Chúng ta sẽ sử dụng phương pháp biểu diễn này xuyên suốt theo cuốn sách này.



Hình 7.2. **Phương pháp đơn giản biểu diễn sóng hình sin cao tần**

Như chúng ta đã biết tín hiệu xoay chiều có thể được biểu diễn toán học bởi một hàm lượng giác. Sóng mang hình sin được biểu diễn bằng một biểu thức đơn giản :

$$u_c = U_c.\sin 2\pi f_c.t$$

Trong biểu thức này u_c biểu diễn giá trị điện áp hình sin tức thời trong một chu kỳ.

U_c – biên độ đỉnh (đo từ điểm 0 đến điểm có biên độ lớn nhất) ;

f_c – tần số sóng mang ;

t – thời gian.

Tương tự, một sóng điều chế hình sin có thể được biểu diễn với một công thức đơn giản.

$$u_m = U_m.\sin 2\pi f_m.t$$

Trong đó :

f_m – tần số của tín hiệu điều chế.

Trên hình 7.1 ta thấy rằng tín hiệu điều chế dùng giá trị đỉnh của sóng mang lớn hơn không giống như sự liên quan giữa các đỉnh. Đường bao của tín hiệu điều chế biến đổi theo đỉnh trên hoặc đỉnh dưới của biên độ sóng mang. Bởi vậy đường biểu diễn mức 0 của tín hiệu điều chế trùng khớp với giá trị đỉnh của sóng mang không bị điều chế. Vì lý do này mối quan hệ giữa biên độ sóng mang và tín hiệu điều chế là rất quan trọng. Nhìn chung biên độ của tín hiệu điều chế nên nhỏ hơn biên độ sóng mang. Nếu biên độ của tín hiệu điều

chế lớn hơn biên độ tín hiệu sóng mang thì méo sẽ xuất hiện. Méo gây ra sự mất chính xác của thông tin được truyền. Một điều quan trọng trong việc điều chế biên độ là giá trị đỉnh của tín hiệu điều chế phải nhỏ hơn giá trị đỉnh của sóng mang.

Sử dụng phương trình toán học cho sóng mang và tín hiệu điều chế chúng ta sẽ thiết lập được phương trình toán học cho sóng đã bị điều chế. Trước hết phải lưu ý rằng giá trị đỉnh của sóng mang biến đổi từng điểm theo tín hiệu điều chế. Giá trị của tín hiệu điều chế cộng hoặc trừ giá trị đỉnh của sóng mang. Giá trị tức thời của đường bao điện áp trên hoặc dưới có thể được biểu diễn bằng một phương trình đơn giản :

$$u_1 = U_c + u_m$$

Thay u_m bằng biểu thức lượng giác ta có :

$$u_1 = U_c + U_m.\sin 2\pi f_m.t$$

Từ các biểu thức trên cho thấy giá trị tức thời của tín hiệu điều chế được cộng với giá trị đỉnh của sóng mang. Có thể thấy giá trị của u_1 thực chất là đường bao của sóng mang. Giá trị tức thời của sóng đã điều chế u_2 như sau :

$$u_2 = u_1.\sin 2\pi f_c$$

Trong biểu thức này giá trị đỉnh của sóng mang U_c được thay thế bởi u_1.

Thay biểu thức vào U_1 và khai triển ta được :

$$u_2 = (U_c + U_m.\sin 2\pi f_m.t).\sin 2\pi f_c.t = U_c.\sin 2\pi f_c.t + (U_m.\sin 2\pi f_m.t).\sin 2\pi f_c.t$$

Trong đó :

$U_c.\sin 2\pi f_c.t$ – sóng mang

$U_m.\sin 2\pi f_m.t$ – sóng điều chế

Biểu thức này gồm hai phần, phần thứ nhất là sóng mang bình thường (không mang tin) và phần thứ hai là sóng mang đã bị điều chế bởi tín hiệu điều chế. Phần thứ hai của biểu thức là đặc điểm của điều chế biên độ. Mạch điện sẽ phải tạo ra phép nhân toán học của các tín hiệu tương tự thích hợp để làm xuất hiện tín hiệu điều biên.

Mạch điện sử dụng để tạo tín hiệu AM được gọi là bộ điều chế. Nó có hai đầu vào cho sóng mang và tín hiệu điều chế, kết quả nhận được ở đầu ra (hình 7.3).

Bộ điều chế biên độ tính tích số của sóng mang và tín hiệu điều chế :

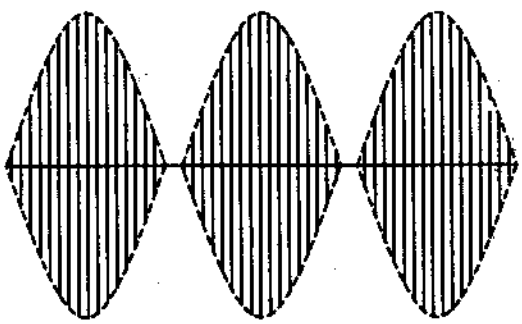
Hình 7.3. Đầu vào và ra của bộ điều chế AM

7.1.2. Chỉ số điều chế và tỉ lệ điều chế

Nguyên tắc để điều chế biên độ (AM) là điện áp tín hiệu điều chế U_m phải nhỏ hơn điện áp sóng mang U_c. Bởi vậy quan hệ giữa biên độ của tín hiệu sóng mang là rất quan trọng. Mối quan hệ này thể hiện trong giới hạn của tỉ số được biết như chỉ số điều chế m mà còn được gọi là hệ số điều chế hoặc mức độ điều chế, m là tỉ số giữa điện áp tín hiệu điều chế và điện áp tín hiệu sóng mang :

$$m = \frac{U_m}{U_c}.$$

Chỉ số điều chế phải nằm trong khoảng từ 0 ÷ 1. Nếu biên độ điện áp điều chế lớn hơn biên độ điện áp sóng mang thì m sẽ lớn hơn 1. Đó là nguyên nhân gây méo dạng sóng bị điều chế. Điều này được minh hoạ trong hình 7.4.

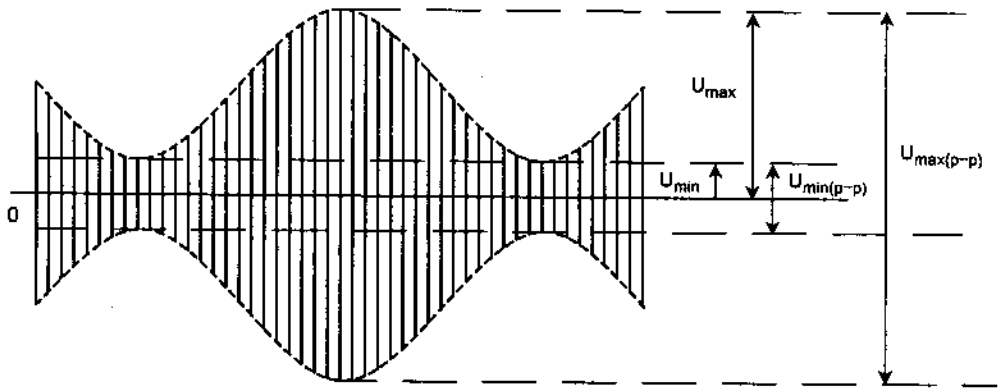


Hình 7.4. Méo dạng khi xảy ra hiện tượng quá điều chế (Xảy ra khi biên độ tín hiệu lớn hơn biên độ sóng mang)

Ở đây tín hiệu hình sin điều chế bởi sóng mang hình sin nhưng điện áp điều chế lớn hơn điện áp sóng mang rất nhiều. Điều này được gọi là quá trình điều chế. Nhưng có thể thấy dạng sóng bị dàn mỏng gần với đường 0 hơn. Đường bao của dạng sóng tín hiệu ở đầu ra sẽ bị cắt cụt. Nếu như giữ cho biên độ tín hiệu điều chế nhỏ hơn biên độ sóng mang thì méo sẽ không xuất hiện. Điều kiện lý tưởng cho điều chế biên độ là $U_m = U_c$ hoặc m = 1, điều này làm cho đầu ra lý tưởng nhất và không có méo dạng tín hiệu.

Chỉ số điều chế có thể được xác định bằng việc đo giá trị thực tế của điện áp điều chế, điện áp sóng mang và tính tỉ số (hệ số truyền). Tuy nhiên thường

tính toán chỉ số điều chế thông qua các giá trị sóng đã điều chế. Bất cứ lúc nào tín hiệu điều chế biên độ cũng được hiển thị trên máy hiện sóng, chỉ số điều chế có thể được tính như trong hình 7.5.



Hình 7.5. Tính toán chỉ số điều chế

Giá trị đỉnh của tín hiệu điều chế U_m bằng giá trị từ đỉnh đến điểm thấp nhất của đường bao tín hiệu đã điều chế, được tính toán bằng công thức :

$$U_m = \frac{U_{max} - U_{min}}{2}$$

Qua hình 7.5 có thể thấy rằng U_{max} là giá trị đỉnh của tín hiệu đang điều chế, trong khi đó U_{min} là giá trị thấp nhất hoặc đoạn thấp nhất của sóng đã điều chế. U_{max} bằng giá trị từ đỉnh tới đỉnh của tín hiệu AM hoặc bằng $\frac{U_{max(p-p)}}{2}$.

Thực hiện phép trừ U_{max} cho U_{min} ta nhận được giá trị đỉnh tới đỉnh của tín hiệu điều chế, giá trị này là giá trị đỉnh.

Giá trị đỉnh của tín hiệu sóng mang U_c là giá trị trung bình của U_{max} và U_{min} đồng thời được tính toán bằng công thức :

$$U_c = \frac{U_{max} + U_{min}}{2}$$

Thay thế các giá trị này vào công thức đầu tiên cho chỉ số điều chế ta sẽ nhận được kết quả :

$$m = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}}$$

Giá trị U_{max} và U_{min} có thể đọc thẳng từ màn hình máy hiện sóng và đưa thẳng vào công thức tính chỉ số điều chế.

Trong thực tế chỉ số điều chế càng gần 100% càng lý tưởng. Bằng cách này biên độ tín hiệu lớn nhất sẽ được truyền đi, công suất tín hiệu lớn hơn được truyền đi nhờ đó tín hiệu đưa ra được khoẻ hơn, dễ nhận hơn. Khi biên độ của tín hiệu biến đổi không theo nguyên tắc và cách quá xa phạm vi cho phép thì khó có thể duy trì 100% điều chế. Tín hiệu âm thanh, chẳng hạn như sự thay đổi biên độ của một người nói. Chỉ có đỉnh của tín hiệu mới có 100% điều chế.

Bất cứ lúc nào sóng mang cũng được điều chế bởi tín hiệu, những tín hiệu mới tại các tần số khác nhau được sinh ra như là một phần của quá trình điều chế. Những tần số mới này được gọi là tần số biên hay dải biên, được xuất hiện trực tiếp phía trên và dưới của dải tần số sóng mang (hoặc phổ tần số sóng mang). Đặc biệt hơn là dải biên xuất hiện tại các tần số là tổng và hiệu của tần số sóng mang và tần số sóng điều chế. Giả thiết tần số sóng mang là f_c, tần số điều chế là f_m, dải biên trên là f_{USB} và dải biên dưới f_{LSB} được tính như sau :

$$f_{USB} = f_c + f_m$$

$$f_{LSB} = f_c - f_m$$

Sự tồn tại của những tín hiệu bổ sung là kết quả từ phương thức điều chế, điều này có thể được chứng minh bằng toán học. Có thể bắt đầu với phương trình cho một tín hiệu AM, u_2 đã được mô tả trước đây.

$$u_2 = U_c.\sin 2\pi f_c.t + (U_m.\sin 2\pi f_m.t)(\sin 2\pi f_c.t)$$

Biến đổi lượng giác tích của hai sóng hình sin cho ta kết quả :

$$\sin A.\sin B = \frac{\cos(A - B)}{2} - \frac{\cos(A + B)}{2}$$

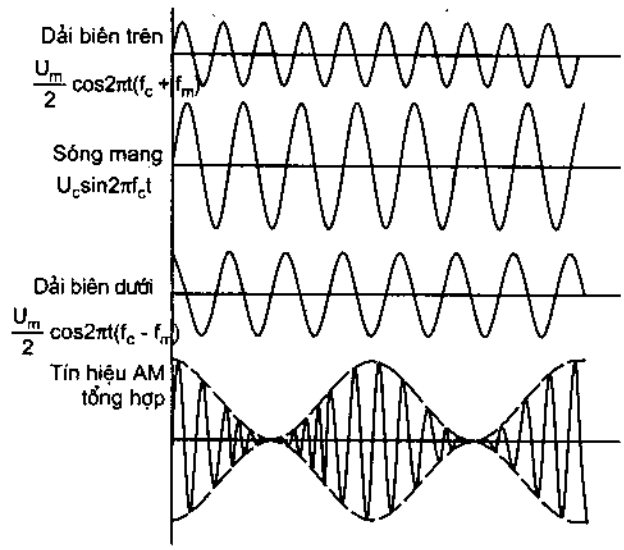
Áp dụng công thức này vào phương trình sóng đã điều chế biên độ tức thời của tín hiệu ta có :

$$E_2 = U_c.\sin 2\pi f_c.t + \frac{U_m}{2}.\cos 2\pi t(f_c - f_m) - \frac{U_m}{2}.\cos 2\pi t(f_c + f_m)$$

Sóng mang LSB USB

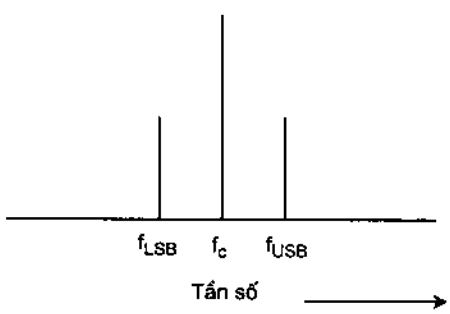
Có thể thấy số hạng thứ 2 và 3 của biểu thức trên chứa tổng ($f_c + f_m$) và hiệu ($f_c - f_m$) của tần số sóng mang và tần số tín hiệu điều chế. Phần tử đầu tiên trong biểu thức trên chỉ là sóng mang được cộng thêm vào thành phần có tổng và hiệu tần số.

Theo phương pháp đại số ta cộng sóng mang và hai tín hiệu dải biên với nhau qua sự mô tả dạng sóng AM tiêu chuẩn đã thu được trước đó. Điều này được minh hoạ trong hình 7.6.



Hình 7.6. Tín hiệu AM là phép cộng đại số của sóng mang và các dải biên

Vấn đề này chỉ rõ rằng một sóng AM không chỉ chứa nguyên sóng mang mà còn chứa cả các tần số biên. Quan sát một số tín hiệu AM trên hiện sóng ta có thể thấy sự thay đổi biên độ của sóng mang theo thời gian. Đây gọi là hiển thị trong phạm vi thời gian. Điều đó không đưa ra chỉ số thực tế của dải biên mặc dù nó đã được tạo ra trong quá trình điều chế.



Hình 7.7. Hiển thị phạm vi tần số của tín hiệu AM

Có thể thấy được tín hiệu dải biên bằng cách vẽ đồ thị sóng mang và biên độ dải biên theo tần số. Điều này được minh hoạ trong hình 7.7.

Ở đây trục hoành biểu thị tần số, trục tung biểu thị biên độ của tín hiệu. Sườn của biên độ tín hiệu ngược với tần số được thay đổi nhằm biểu thị cho phạm vi của tần số. Thiết bị kiểm tra như máy phân tích phổ sẽ hiển thị phạm vi tần số của tín hiệu.

Tuy nhiên tín hiệu điều chế phức tạp hơn tín hiệu hình sin đơn giản nhiều, sẽ phát sinh dải biên tần phía trên và phía dưới phức tạp hơn. Chẳng hạn như tín hiệu giọng nói bao gồm rất nhiều sóng hình sin được trộn với nhau tạo

thành. Ta biết rằng tần số giọng nói ở trong khoảng 300 ÷ 3000 Hz. Vì vậy tín hiệu giọng nói nằm trong phạm vi của giá trị phía trên và dưới của tần số sóng mang như hình 7.8. Các dải biên này chiếm một khoảng phổ. Có thể tính toán tổng độ rộng băng của tín hiệu AM bằng cách tính dải biên tần lớn nhất và nhỏ nhất. Điều này được thực hiện bằng việc tính tổng và hiệu của tần số sóng mang với tần số điều chế lớn nhất. Tần số giọng nói lớn nhất như ở trên là 3000 Hz hay 3 kHz. Nếu tần số sóng mang là 2,8 MHz hay 2800 kHz thì dải biên tần lớn nhất và nhỏ nhất là :

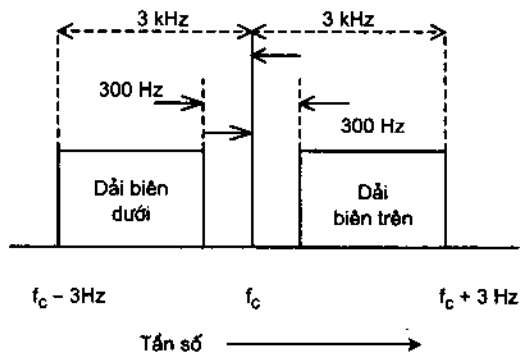
$f_{USB} = 2800 + 3 = 2803$ kHz.

$f_{LSB} = 2800 - 3 = 2797$ kHz.

Tổng độ rộng băng là hiệu của biên tần trên và dưới :

$BW = f_{USB} - f_{LSB} = 6$ kHz.

Từ công thức trên ta có độ rộng băng của tín hiệu AM gấp đôi tần số lớn nhất của tín hiệu điều chế. Với tín hiệu giọng nói có tần số lớn nhất là 3kHz, tổng độ rộng băng có giá trị gấp đôi là 6kHz.



Hình 7.8. Dải biên trên và dưới của tín hiệu AM

7.1.3. Phân bố công suất điều chế biên độ

Việc truyền thông tin bằng sóng vô tuyến điều biên tín hiệu được cấp cho anten với trở kháng riêng R. Toàn bộ công suất truyền đi được chia ra thành công suất sóng mang, công suất dải biên trên và dải biên dưới. Công suất truyền đi P_T bằng tổng của công suất sóng mang P_C và công suất của hai dải biên P_{USB} và P_{LSB}.

$$P_T = P_C + P_{USB} + P_{LSB}$$

Công suất của các dải biên phụ thuộc vào giá trị chỉ số điều chế. Tỉ lệ điều chế lớn sẽ cho công suất dải biên cao hơn. Tất nhiên công suất của dải biên đạt giá trị cực đại khi điều chế sóng mang đạt 100%. Công suất của mỗi dải biên P_S được tính theo công thức sau :

$$P_S = P_{LSB} = P_{USB} = \frac{P_c m^2}{4}$$

Giả sử điều chế đạt 100% khi hệ số điều chế m = 1 thì công suất ở mỗi dải biên có giá trị bằng 25% công suất sóng mang. Với hai dải biên thì công suất

sẽ bằng 50% công suất sóng mang. Ví dụ, công suất sóng mang là 100W, điều chế đạt 100% thì ở dải biên sẽ là 50W với 25W cho mỗi dải. Toàn bộ công suất được truyền đi là tổng của công suất sóng mang và công suất của 2 dải biên và có giá trị là 150W.

Có thể thấy rằng công suất sóng mang bằng 2/3 toàn bộ công suất truyền đi (giả sử công suất truyền được điều chế 100%). Với công suất sóng mang là 100W, tổng công suất là 150W thì % công suất sóng mang được tính như sau :

$$P_C\% = \frac{100}{150}.100\% = 66,7\%$$

% công suất ở các dải biên cũng được tính toán tương tự :

$$P_S\% = \frac{50}{150}.100\% = 33,3\%$$

Bản thân sóng mang thì không mang thông tin. Có thể truyền và nhận sóng mang nhưng nếu không điều chế thì thông tin sẽ không được truyền đi. Khi điều chế thì sẽ có các dải biên, điều này giúp cho toàn bộ thông tin sẽ được truyền đi bên trong các dải biên. Các dải biên chỉ sử dụng 1/3 công suất truyền tải trong khi đó 2/3 công suất dùng cho sóng mang. Mặc dù vậy ta có thể thấy rằng nó khá hiệu quả và vẫn được sử dụng rộng rãi, thực tế AM là phương pháp không hiệu quả lắm.

Với các tỉ lệ điều chế thấp hơn thì công suất của các dải biên còn lớn hơn. Có thể tính tổng công suất của mỗi dải biên theo các công thức ở trên. Giả sử công suất sóng mang là 500W, tỉ lệ điều chế là 70% thì công suất của mỗi dải biên sẽ là :

$$P_S = \frac{P_C m^2}{4} = \frac{500.(0.7)^2}{4} = 61,25W$$

Khi điều chế đạt 70% thì mỗi dải biên chỉ có 61,25 W, công suất cho toàn dải biên là 122,5W. Công suất sóng mang sẽ là phần còn lại trong số 500W.

Một cách khác để tính toàn bộ công suất của AM là công thức sau :

$$P_T = P_C.\left(1 + \frac{m^2}{4}\right)$$

Trong đó :

P_C – công suất sóng mang không được điều chế ;

m – hệ số điều chế.

Trong nhiều trường hợp, công suất đầu ra không được đo trực tiếp ở máy phát AM mà được đo từ dòng ra trên anten. Toàn bộ dòng đã điều chế I_T được xác định bằng dòng sóng mang không điều chế I_C và chỉ số điều chế :

$$I_T = I_C.\sqrt{\left(1 + \frac{m^2}{2}\right)}$$

Nếu dòng sóng mang chưa điều chế là 4A, tỉ lệ điều chế là 70% thì toàn bộ dòng ra là :

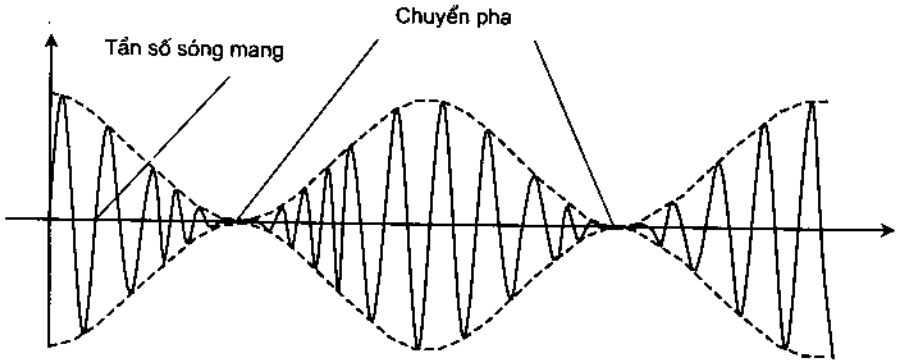
$$I_T = 4.\sqrt{\left(1 + \frac{0.7^2}{2}\right)} = 4.\sqrt{1,245} = 4,46A.$$

Trong thực tế việc điều chế rất khó đạt được tỉ lệ 100%. Nguyên nhân là do đặc thù của tín hiệu thông tin như giọng nói và hình ảnh không có tính ổn định. Sự phức tạp của tín hiệu giọng nói và hình ảnh là nó biến đổi trong một khoảng tần số khá rộng, vì vậy việc điều chế chỉ đạt 100% ở tại đỉnh của tín hiệu điều chế. Do điều này nên công suất dải biên trung bình có giá trị nhỏ hơn nhiều so với 50% khi điều chế lý tưởng đạt 100%. Với việc truyền công suất dải biên nhỏ hơn thì tín hiệu nhận được sẽ yếu hơn và thông tin kém trung thực hơn.

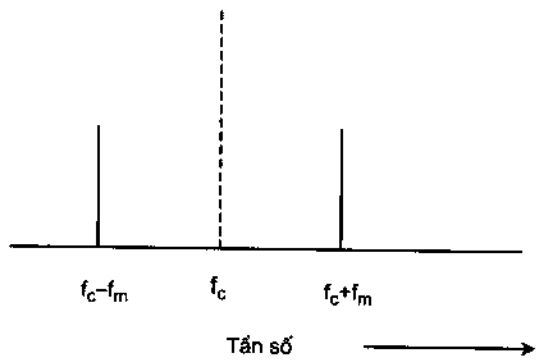
Mặc dù không cho hiệu suất cao nhưng AM vẫn được sử dụng rộng rãi vì nó đơn giản. Nó được sử dụng ở hệ thống phát thanh radio AM, radio CB, phát thanh truyền hình và trong một vài hệ thống của máy bay, khí cầu và thông tin đường biển.

7.1.4.Thông tin dải đơn biên

Như đã trình bày ở trên, AM là một phương thức truyền tin lãng phí và không hiệu quả. 2/3 công suất được sử dụng để truyền sóng mang mà sóng mang thì không chứa thông tin. Thông tin thực chất chỉ được chứa đựng ở trong các dải biên. Cách để khắc phục vấn đề này là nén sóng mang. Vì sóng mang không chứa đựng thông tin có ích nên không có lý do gì để phải truyền nó. Bằng cách nén sóng mang thì kết quả nhận được chỉ là dải biên trên và dải biên dưới. Tín hiệu chỉ như là tín hiệu có hai dải biên và sóng mang đã bị nén (DSSC hoặc DSB). Lợi ích của nó là không mất mát công suất trên sóng mang và toàn bộ công suất được sử dụng cho các dải biên. Điều chế nén sóng mang dải biên đôi là một phương thức đơn giản của điều chế biên độ không có sóng mang. Hình 7.9 mô tả một tín hiệu DSB điển hình.



Hình 7.9. Hiển thị theo phạm vi thời gian của tín hiệu DSB AM



Hình 7.10. Hiển thị phạm vi tần số của tín hiệu DSB

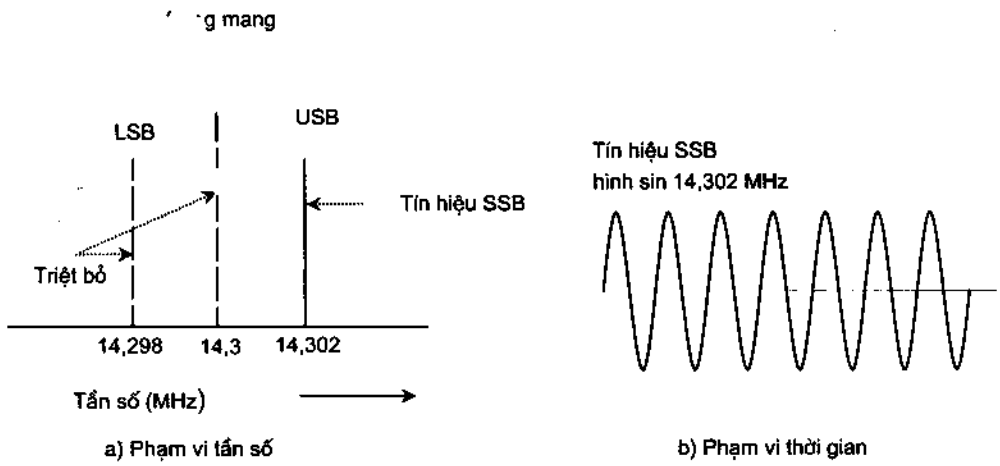
Trong đó tín hiệu chỉ đơn giản là một phép cộng đại số của hai dải biên hình sin. Đây là kết quả của việc điều chế sóng mang bằng tín hiệu âm thanh đơn lẻ hình sin. Trong quá trình điều chế sóng mang bị nén nhưng hai tín hiệu dải biên được giữ lại. Mặc dù sóng mang bị nén theo thời gian nhưng tín hiệu DSB là một sóng hình sin có tần số sóng mang và biên độ biến đổi được mô tả như hình 7.9. Lưu ý rằng đường bao của dạng sóng không giống tín hiệu điều chế như ở phương pháp điều biên thuần tuý.

Hình 7.10 mô tả một tín hiệu DSB biến đổi theo tần số. Lưu ý rằng khoảng cách phổ tạo ra do tín hiệu DSB giống quy ước của tín hiệu AM.

Mạch điện tạo ra tín hiệu DSB gọi là bộ điều chế cân bằng. Mục đích của bộ điều chế cân bằng là thực hiện việc cộng và trừ tần số nhưng loại bỏ thành phần sóng mang.

Bằng việc sử dụng DSB AM thì một lượng công suất đáng kể được dành cho DSB nhờ sóng mang đã được khử. Công suất này được sử dụng cho các dải biên để chúng có tín hiệu mạnh hơn và truyền được xa hơn. Xét kỹ ta thấy tín hiệu DSB khá phức tạp vì thông tin gốc được truyền trên cả hai dải biên. Do các dải biên là cộng hoặc trừ giữa tín hiệu sóng mang và tín hiệu điều chế nên thông tin phải chứa trong cả hai. Vì vậy không có lý do gì mà ta lại phải sử

dụng cả hai dải biên để truyền thông tin. Một dải biên có thể sẽ được nén và dải biên còn lại được gọi là dải biên đơn có sóng mang bị nén (SSSC hay SSB). Hình 7.11 cho thấy hiển thị phạm vi tần số và thời gian của tín hiệu SSB khi tần số tín hiệu là 2 KHz và tần số mang 14,3MHz.



Hình 7.11. Tín hiệu SSB có được từ tín hiệu 2kHz và sóng mang 14,3 MHz

Sử dụng tín hiệu SSB có 4 ưu điểm sau :

1. Tín hiệu SSB sử dụng độ rộng phổ chỉ bằng một nửa so với tín hiệu AM và DSB. Điều này tiết kiệm phần lớn băng phổ và cho phép truyền nhiều tín hiệu hơn trong cùng một vùng tần số và làm giảm sự ảnh hưởng giữa các tín hiệu.

2. Toàn bộ công suất sử dụng cho sóng mang và một dải biên dành hết cho dải biên đơn còn lại, tín hiệu sẽ khoẻ hơn và truyền được xa hơn, nhận được thông tin trung thực ở khoảng cách xa hơn.

3. Có rất ít tín hiệu nhiễu. Tín hiệu nhiễu sinh ra trên đường truyền trung gian hoặc ngay tại đầu thu. Nhiễu là các điện áp ngẫu nhiên tạo thành từ rất nhiều tần số. Nếu độ rộng băng của tín hiệu được giới hạn mạch của máy thu có độ rộng băng hẹp hơn thì sẽ lọc được một lượng nhiễu lớn. Do tín hiệu SSB có độ rộng băng nhỏ hơn tín hiệu AM hay DSB nên ít nhiễu hơn. Đây là ưu điểm chính trong việc truyền các tín hiệu yếu với khoảng cách lớn.

4. Ít bị ảnh hưởng của hiện tượng pha đinh hơn tín hiệu AM. Pha đinh là hiện tượng tăng hay giảm cường độ tín hiệu mà máy thu được. Điều này là do có thể sóng mang và dải biên cùng một thời điểm giống nhau nhưng về pha thì khác nhau. Sóng mang và dải biên có các tần số riêng biệt và phản xạ qua tầng

điện li theo các cách khác nhau. Góc phản xạ của sóng mang và dải biên tín hiệu cũng khác nhau và truyền tới máy thu bằng cách đó. Các tín hiệu này có thể cộng hưởng hoặc khử nhau gây ra hiện tượng Pha đinh. Với SSB, do chỉ có một dải biên nên sẽ không có hiện tượng pha đinh như trên.

Một số đặc điểm riêng của tín hiệu SSB :

Khi không có thông tin hay không có tín hiệu điều chế thì sẽ không truyền tín hiệu cao tần đi. Ở một máy phát AM chuẩn, nó vẫn truyền sóng mang đi mặc dù không điều chế. Đây là một hiện tượng có thể xuất hiện trong khi đã ngắt dòng ở trạm phát AM. Nhưng với hệ thống SSB thì sóng mang không được truyền, sẽ không có tín hiệu nào được truyền đi nếu không có tín hiệu mang thông tin. Dải biên chỉ được sinh ra thông qua quá trình điều biên (tức là chỉ khi có tín hiệu điều chế).

Hình 7.11 mô tả phạm vi tần số và thời gian của một tín hiệu SSB.

Khi một sóng âm thanh hình sin có tần số không đổi là 2 kHz, tần số sóng mang là 14,3 MHz. Điều chế AM sẽ cho kết quả các dải biên là14,298 và 14,302 MHz. Đối với tín hiệu SSB thì chỉ sử dụng một dải biên. Hình 7.11a cho thấy chỉ xuất hiện dải biên trên. Tín hiệu cao tần chỉ đơn giản là công suất không đổi của sóng hình sin có tần số 14,302 MHz. Hình 7.11b mô tả phạm vi thời gian tín hiệu SSB.

Phần lớn tín hiệu mà SSB truyền tải không chỉ là sóng hình sin thuần tuý, thông thường tín hiệu điều chế là giọng nói với nhiều loại tần số và biên độ khác nhau. Tín hiệu âm thanh gây phức tạp cho tín hiệu cao tần SSB, nó làm cho tần số và biên độ biến đổi vượt ra ngoài vùng phổ đã quy định cho khoảng băng của tín hiệu âm thanh.

Khi không có âm thanh hoặc tín hiệu điều chế thì không có SSB nào cả (tín hiệu cao tần SSB chỉ được sinh ra trong quá trình điều chế). Với AM, khi không có tín hiệu điều chế sóng mang vẫn truyền đi do đó SSB lại hiệu quả hơn AM.

Theo cách điều chế biên độ (AM), công suất truyền đi được chia cho sóng mang và hai dải biên. Nếu ta giả sử rằng công suất sóng mang là 100W, m = 100% thì mỗi dải biên sẽ chiếm một công suất là 25W và toàn bộ công suất truyền đi sẽ là 150W. Hiệu quả truyền của máy phát AM kiểu cũ đã được thiết lập bằng cách kết hợp công suất ở các dải biên là 50W như ví dụ trên.

Tại một máy phát SSB, do không truyền sóng mang nên công suất sóng mang bằng 0. Nếu hai máy phát có hiệu quả truyền như nhau thì máy phát AM sẽ tiêu tốn nhiều công suất hơn. Một máy phát SSB 50W sẽ có hiệu quả bằng

một máy phát AM có tổng công suất là 150W mặc dù cả hai đều có toàn bộ công suất dải biên là 50W.

Lợi về công suất của SSB so với AM là 3 :1.

Cả hai phương pháp truyền thông tin DSB và SSB đều được sử dụng rộng rãi. Tín hiệu SSB thuần tuý được sử dụng trong hệ thống điện thoại cũng như hai đường truyền SSB cho radio. Hai đường truyền SSB sử dụng trong thông tin đường biển, quân đội và những người thích sử dụng radio.

Tín hiệu DSB được sử dụng trong FM và TV để truyền hai kênh tín hiệu stereo. Người ta cũng sử dụng một vài loại mã vòng khóa pha để truyền dữ liệu nhị phân.

7.1.5. Các bộ điều chế biên độ

Có hai cách cơ bản để thực hiện điều chế biên độ.

Cách thứ nhất đó là nhân sóng mang với hệ số tăng hoặc giảm biến đổi theo tín hiệu điều chế.

Cách thứ hai trộn trực tiếp hoặc cộng đại số sóng mang với tín hiệu điều chế, sau đó ghép tín hiệu tổng vào thiết bị phi tuyến hoặc mạch phi tuyến. Tất cả các bộ điều chế biên độ đều tuân theo một trong hai phương pháp trên.

Có thể khảo sát hiệu quả của phương pháp thứ nhất bằng cách tham khảo phương trình cơ bản :

$$U_{AM} = U_c.\sin 2\pi f_c.t + (U_m.\sin 2\pi f_m.t).\sin 2\pi f_c.t$$

Ta có chỉ số điều chế là :

$$m = \frac{U_m}{U_C} \Rightarrow U_m = m.U_C$$

Biến đổi phương trình trên và phân tích thành thừa số ta có :

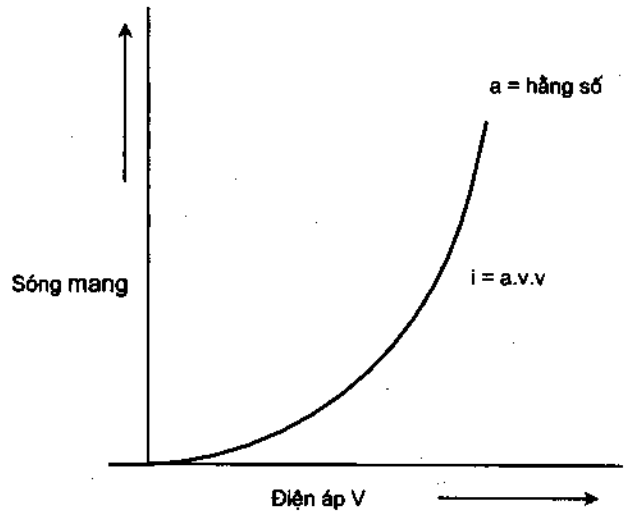
$$U_{AM} = \sin 2\pi f_c.t\ (U_c + m.\ U_c.\sin 2\pi f_m.t) = U_c.\sin 2\pi f_c.t\ (1 + m.\sin 2\pi f_m.t)$$

Từ phương trình trên ta thấy điều chế biên độ đã thực hiện được việc nhân sóng mang với tổng của 1 và sóng điều chế hình sin. Vậy ta có thể tạo ra một mạch điện tăng hay giảm theo tín hiệu điều chế AM được tạo ra khi cho sóng mang đi qua mạch này.

Ở phương pháp thứ hai, ta trộn trực tiếp sóng mang với tín hiệu điều chế sau đó dùng các điện áp này tích hợp theo dòng điện trong thiết bị phi tuyến.

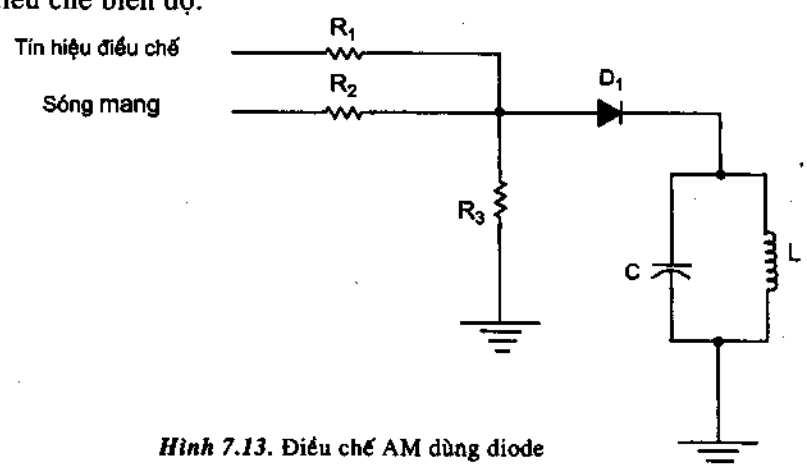
Thiết bị phi tuyến là transistor trường (FET) có đường đáp ứng là đường parabol. Ta thấy rằng dòng điện trong thiết bị này tỉ lệ bình phương với điện

áp đầu vào (hình 7.12). Khi đó ta nói rằng thiết bị hay mạch điện đó có đáp ứng tuân theo luật bình phương. Việc nâng lên luỹ thừa bậc 2 là do cộng sóng mang và tín hiệu điều chế theo phương trình AM. Các tín hiệu không có ích khác như sóng hài bậc hai (gọi là sản phẩm bậc hai) được tạo ra bằng mạch này. Sử dụng các bộ lọc hoặc mạch điều chỉnh ở đầu ra để loại những thành phần ngoài ý muốn này và chỉ đưa ra sóng mang cùng với các dải biên. Mối tương quan theo hàm mũ này là cơ sở cho việc điều chế biên độ, trộn và bộ tạo khác.



Hình 7.12. Tỉ lệ giữa dòng điện và điện áp của FET

Diode và transistor lưỡng cực là các thiết bị phi tuyến. Các đặc tuyến của chúng không theo quy luật bậc hai nhưng chúng cũng có khả năng thực hiện điều chế biên độ. Đặc điểm của việc sử dụng thiết bị có quy luật bậc hai (như FET) là tạo ra các thành phần bậc hai (hay các sóng hài bậc hai). Các thiết bị phi tuyến khác như diode, BJT lại có sản phẩm sóng hài bậc 3. Khi đó bộ lọc có thể loại bỏ được thành phần hài bậc cao. Vì vậy diode và BJT rất hữu ích cho bộ điều chế biên độ.

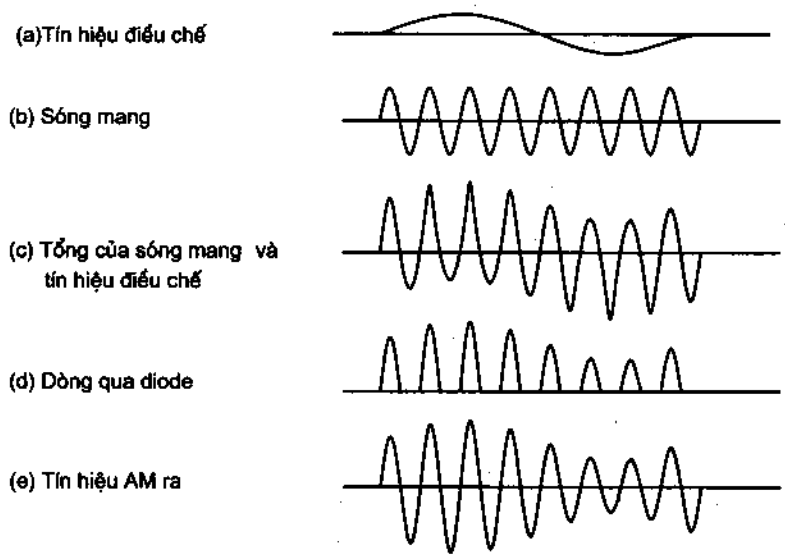


Hình 7.13. Điều chế AM dùng diode

Bộ điều chế lâu đời và đơn giản nhất được mô tả ở hình 7.13. Nó bao gồm hệ thống điện trở trộn, diode chỉnh lưu và một mạch lọc LC. Sóng mang được

ghép với điện trở vào và tín hiệu điều chế được đưa vào thông qua một điện trở khác. Tín hiệu đã được trộn xuất hiện qua R_3.

Hệ thống này cho phép hai tín hiệu trộn với nhau một cách tuyến tính, nghĩa là được cộng đại số. Nếu cả sóng mang và tín hiệu điều chế đều là sóng hình sin thì sẽ có kết quả dạng sóng nhận được tại điểm nối hai điện trở như trong hình 7.14. Cuối cùng sóng mang sẽ tải tín hiệu điều chế nhưng tín hiệu này không phải là điều chế biên độ mà là hai tín hiệu được cộng với nhau một cách đơn giản hay trộn với nhau một cách tuyến tính. Điều chế là quá trình nhân chứ không phải cộng.



Hình 7.14. Dạng sóng qua bộ điều chế dùng diode

Tổng hợp các dạng sóng để cung cấp cho diode chỉnh lưu có đặc tuyến theo quy luật hàm mũ. Diode chỉ thông qua trong một nửa chu kỳ sóng vào còn trong nửa chu kỳ âm thì sóng của diode sẽ cắt đi và không cho tín hiệu đi qua. Dòng qua diode là một chuỗi xung dương mà biên độ biến đổi tỉ lệ với biên độ của tín hiệu điều chế (hình 7.14d).

Các xung dương này được đưa vào mạch cộng hưởng song song LC. Mạch LC cộng hưởng tại tần số sóng mang.

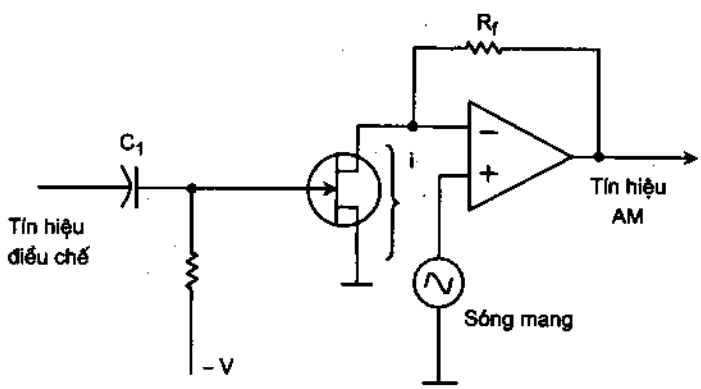
Nguyên lí làm việc của mạch cộng hưởng như sau : ở nửa chu kì dương của sóng mang diode dẫn, ở nửa chu kì âm, diode khóa. Khi diode dẫn, dòng điện nạp cho tụ điện, khi diode khóa, tụ phóng qua cuộn cảm, do mạch LC được điều chỉnh cộng hưởng với tần số sóng mang nên quá trình phóng - nạp năng lượng trên LC tạo ra sự "dao động" trong mạch với tần số và biên độ

tương ứng với tần số sóng mang. Kết quả là dạng sóng sau khi qua mạch điều hưởng là AM (hình 7.14e). Hệ số Q của mạch điều hưởng đủ lớn để tạo ra một sóng hình sin cân đối nhưng cũng không quá lớn để dải băng của nó còn chứa được dải xung được phát ra. Coi mạch LC như một bộ lọc dải thông, có nghĩa là cho thành phần sóng mang và các dải biên đi qua và loại bỏ các thành phần không cần thiết.

Một phương pháp điều chế đơn giản khác như hình 7.15. Nó bao gồm một bộ khuếch đại thuật toán và 1 transistor trường (FET) được sử dụng như một biến trở. Bộ khuếch đại thuật toán được kết nối như một phần tử không khuếch đại đối với tín hiệu sóng mang. Hệ số khuếch đại K của mạch đối với tín hiệu tạo dao động được tính theo công thức :

$$K = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

Điện trở hồi tiếp R_f là một giá trị được định trước trong khi đó R_i là trở kháng của JFET kênh N. Thế hiệu dịch âm đặt vào cổng (B^-), thế hiệu dịch dương được đặt vào cổng (B^+). Tín hiệu điều chế được đưa vào cực cổng thông qua tụ C_1 đầu không đảo (+) của bộ khuếch đại thuật toán. Bằng việc thay đổi hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại theo tín hiệu điều chế ta sẽ có tín hiệu điều biên AM.



Hình 7.15. Sử dụng JFET biến đổi và khuếch đại để tạo ra tín hiệu AM

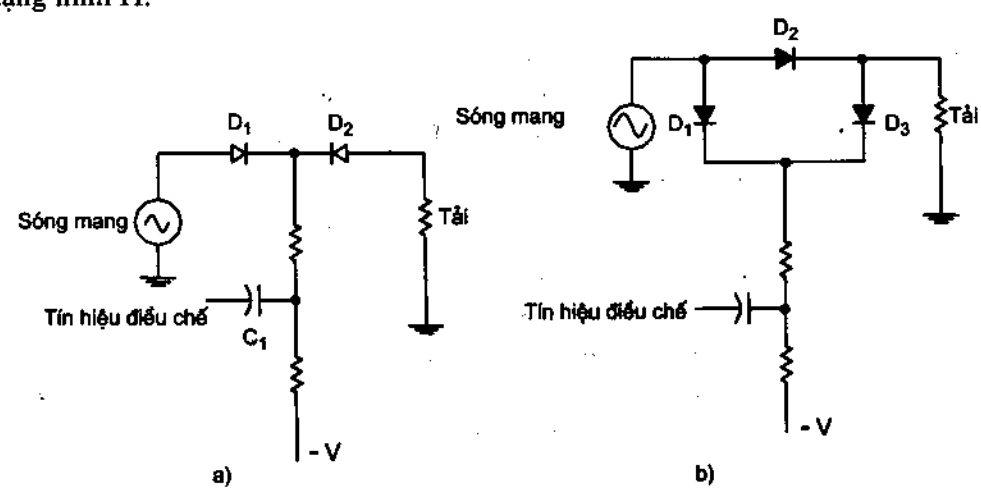
Khi không có tín hiệu điều chế, trở kháng của FET đã được cố định do đó biên độ sóng mang ở đây là hằng số. Khi đưa tín hiệu điều chế hình sin vào, trở kháng FET sẽ biến đổi. Tín hiệu điều chế đầu vào là dương tính sẽ làm cho điện trở của FET giảm, ngược lại khi tín hiệu vào là âm tính thì sẽ làm điện trở của FET tăng. Việc tăng điện trở của FET dẫn đến giảm hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán và ngược lại. Kết quả là ở đầu ra của bộ khuếch đại có tín hiệu AM.

Linh kiện tới hạn trong mạch điện này là FET. Nên phân cực FET sao cho trở kháng từ cực máng tới cực nguồn càng tuyến tính càng tốt, qua đó giới hạn càng rộng. Điểm tốt nhất của đường tuyến tính có thể tính trước được trên đoạn đường cong của FET. Phân cực sao cho cực của G có thể ở trong khoảng giữa của tuyến tính.

Một mạch điện khác cho ta tín hiệu FM là sử dụng linh kiện có trở kháng như hình 7.16. Các mạch điện này sử dụng diode PIN để tạo ra tín hiệu AM tại tần số VHF, UHF và tần số cực ngắn. PIN diode là một loại diode silic được thiết kế để sử dụng tại các tần số lớn khoảng 100 MHz. Khi phân cực thuận, những diode này hoạt động như những điện trở biến đổi. Trở kháng của diode biến đổi tuyến tính với cường độ dòng điện chảy qua nó. Một dòng điện lớn cho trở kháng thấp, ngược lại một dòng điện nhỏ cho trở kháng cao. Bằng cách dùng tín hiệu điều chế biến đổi theo dòng phân cực thuận qua diode PIN, AM sẽ được tạo ra.

Trong hình 7.16a, 2 diode PIN được đấu lưng với nhau và được phân cực thuận bởi điện áp âm một chiều cố định. Tín hiệu điều chế được ghép vào diode thông qua C_1. Tín hiệu điều chế xoay chiều này xếp chồng lên điện áp phân cực một chiều, do đó nó cộng hoặc trừ đi dòng một chiều. Trong khi đó, nó cũng làm biến đổi trở kháng của diode. Khi tín hiệu điều chế vào là dương (> 0) đặt trên cực của diode làm cho điện trở của nó tăng làm cho biên độ sóng mang qua tải giảm. Khi tín hiệu điều chế là âm (< 0) làm cho diode phân cực thuận nên điện trở của nó giảm do đó làm tăng biên độ sóng mang.

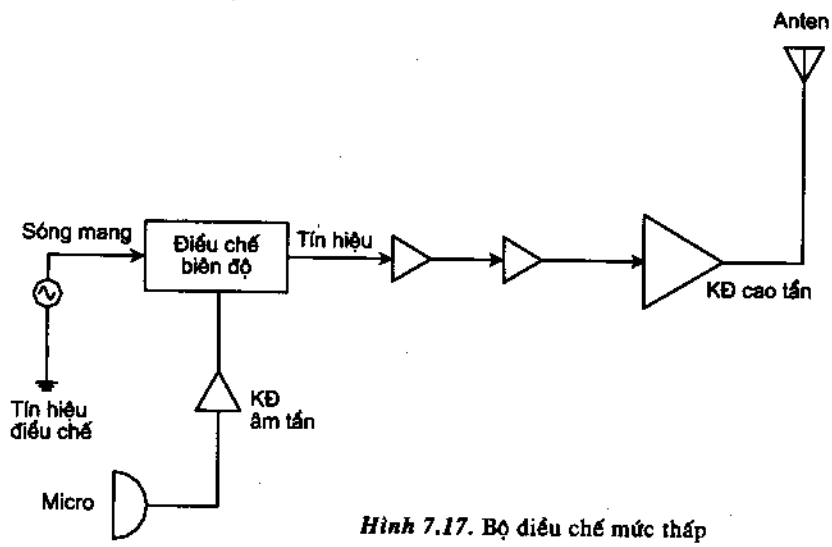
Mạch điều chế dùng diode PIN như hình 7.16b các diode được nối theo dạng hình Π.



Hình 7.16. Bộ điều chế biên độ dùng diode PIN

Trong cả hai mạch điện của hình 7.16 diode tạo thành mạch suy giảm biến đổi ; mà sự suy giảm biến đổi cùng với biên độ của tín hiệu điều chế. Như vậy mạch điều chế làm giảm đáng kể lượng tín hiệu, do đó cần phải có bộ khuếch đại để khuếch đại tín hiệu AM tới mức thích hợp. Mặc dù bất lợi như vậy song bộ điều chế PIN vẫn được sử dụng rộng rãi vì đấy là phương pháp tạo ra tần số sóng AM cực ngắn.

Các mạch điện của bộ điều chế vừa trình bày ở trên được biết như một bộ điều chế mức thấp. "Mức thấp" được xem như là tín hiệu xuất hiện với mức điện áp và công suất khá thấp. Trước khi truyền tín hiệu AM phải nâng công suất lên. Trong một hệ thống sử dụng bộ điều chế mức thấp, tín hiệu AM được ghép qua một hoặc hai tầng khuếch đại tuyến tính như hình 7.17. Có thể là mạch khuếch đại chế độ A, AB, B. Để tăng công suất mạch điện tới mức lý tưởng trước khi đưa tới anten phát, thì bộ khuếch đại phải là bộ khuếch đại không gây méo tín hiệu AM.

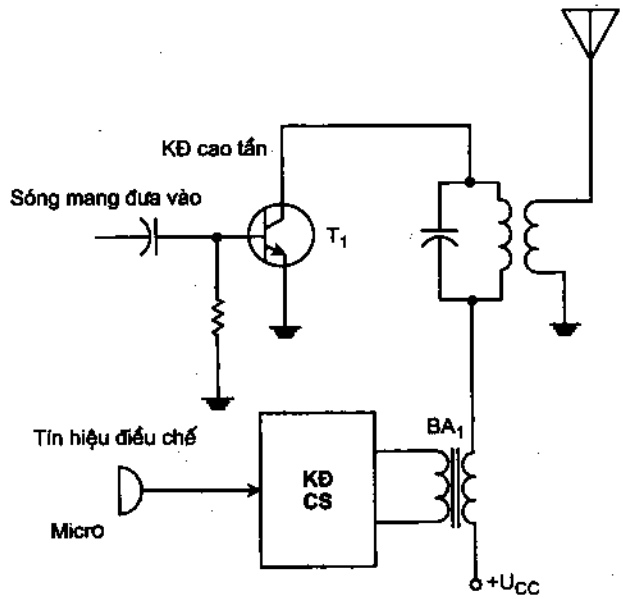


Hình 7.17. Bộ điều chế mức thấp

Điều chế ở mức cao cũng có thể thực hiện được. Khi điều chế mức cao, bộ điều chế biến đổi điện áp và công suất ở tầng khuếch đại RF cuối cùng của máy phát. Một ví dụ về mạch điều chế mức cao là bộ điều chế collector như hình 7.18.

Tầng ra của máy phát là bộ khuếch đại công suất cao làm việc ở chế độ C chỉ cần nửa chu kỳ dương của tín hiệu vào. Dòng xung ra ở collector gây ra dao động cho mạch cộng hưởng tại tần số ra lý tưởng. Mạch cộng hưởng do đó tái tạo lại được thành phần cực tính âm của tín hiệu sóng mang.

Bộ điều chế là một bộ khuếch đại công suất thẳng, dẫn tín hiệu điều chế ở mức thấp và khuếch đại nó tới mức cao hơn. Tín hiệu điều chế đầu ra được ghép qua biến áp điều chế T_1 tới bộ khuếch đại làm việc ở chế độ C. Điện áp C_{cc} cấp nguồn cho mạch. Khi không có tín hiệu đầu vào thì sẽ không có điện áp đi qua cuộn thứ cấp của T_1 do đó collector được cung cấp điện áp 1 chiều cho bộ khuếch đại làm việc, sóng mang ở đầu ra là sóng hình sin không đổi. Khi có tín hiệu điều chế thành phần điện áp qua cuộn thứ cấp T_1 bị cộng hoặc trừ đi trước khi cấp cho cực collector của T_1. Sự biến đổi điện áp cấp này được đưa tới bộ khuếch đại chế độ C. Tất nhiên biên độ của xung chạy qua T_1 sẽ biến đổi. Kết quả là biên độ sóng mang biến đổi theo tín hiệu được điều chế. Khi tín hiệu điều chế ở nửa chu kỳ dương thì nó sẽ cộng thêm vào điện áp cấp cho collector làm dòng chạy qua T_1 sẽ lớn hơn do vậy có biên độ sóng mang lớn hơn. Khi tín hiệu điều chế ở nửa chu kỳ âm thì nó sẽ triệt tiêu bớt nguồn cấp cho collector nên dòng qua T_1 nhỏ làm cho biên độ sóng mang nhỏ hơn.



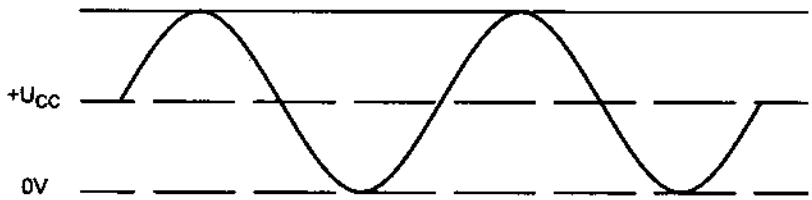
Hình 7.18. Bộ điều chế mức cao

Với điều chế 100%, mạch điều chế mức cao nên nửa chu kỳ dương của tín hiệu điều chế cộng với điện áp nguồn làm cho điện áp thông qua BA_1 đặt vào T_1 tăng lên (giả thiết biên độ đỉnh của tín hiệu bằng U_{cc} thì biên độ đỉnh của sóng mang bằng 2 U_{cc}), ở nửa chu kì âm của tín hiệu điều chế, thông qua BA_1 làm cho điện áp trên T_1 giảm xuống (như giả thiết trên biên độ đỉnh của sóng mang bằng 0 khi ở mức chu kì âm, tín hiệu đạt biên độ đỉnh).

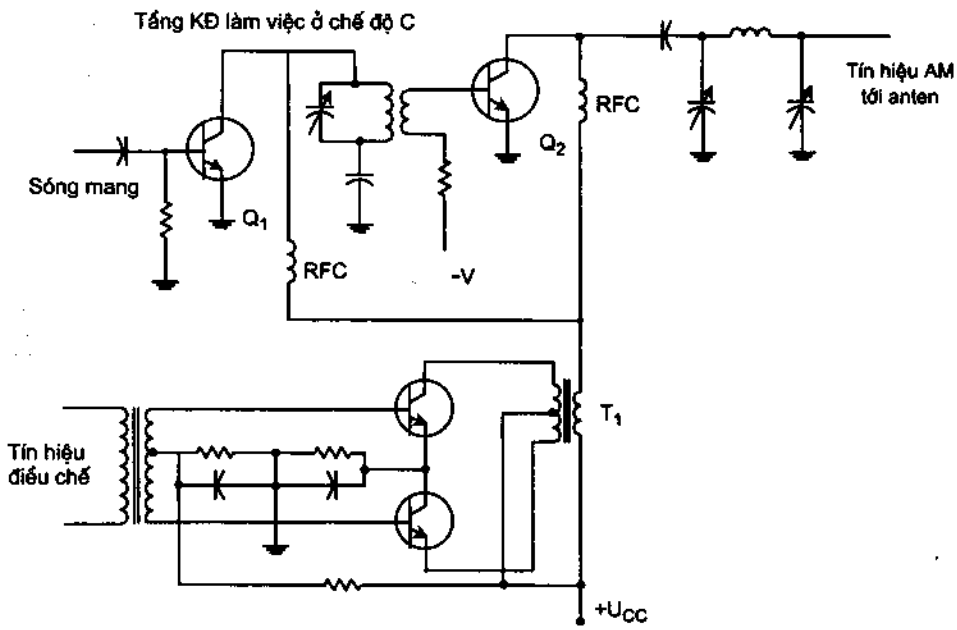
Điều này được minh hoạ ở hình 7.19.

Trong thực tế không thể đạt được 100% với bộ điều chế collector mức cao như hình 7.18. Để khắc phục được điều này đồng thời điều khiển tầng khuếch đại kích hoạt và tầng khuếch đại cuối cùng là bộ điều chế collector. Phương pháp này được mô tả trong hình 7.20.

Đầu ra của biến thế điều chế được mắc nối tiếp với điện áp cấp cho collector của hai transistor điều khiển T_1 và T_2, với cách mắc này khả năng đạt được 100% điều chế là có thể. Kỹ thuật này được sử dụng rộng rãi trong máy phát công suất thấp.



Hình 7.19. Để có hệ số điều chế là 100% đỉnh của tín hiệu điều chế phải bằng U_{CC}

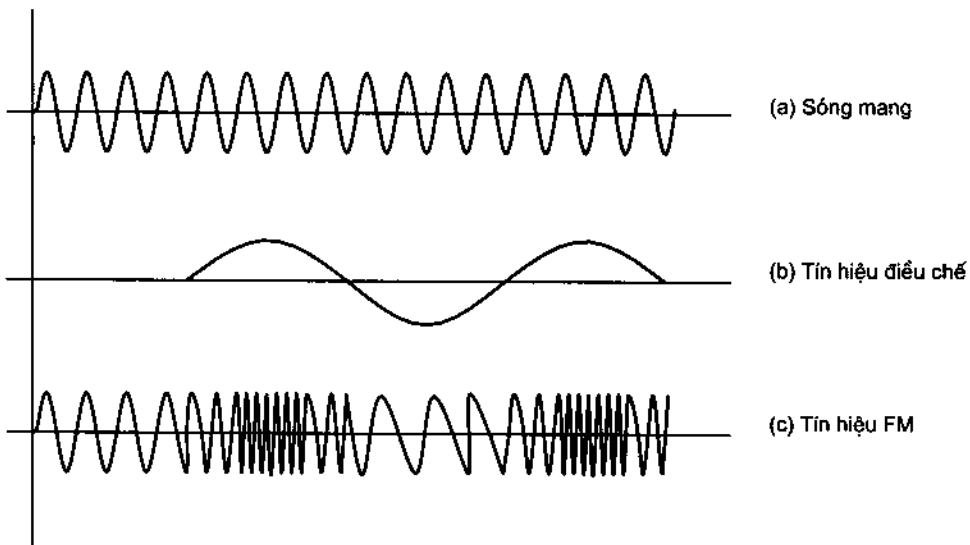


Hình 7.20. Bộ điều chế Collector

Điều chế mức cao tốt hơn cho tín hiệu AM, nhưng lại yêu cầu một mạch điện điều chế có công suất rất cao. Thực tế công suất của bộ điều chế phải bằng tổng công suất của bộ khuếch đại chế độ C với hệ số 100%. Nếu bộ khuếch đại chế độ C có công suất là 1000W, thì bộ điều chế có công suất là 500W.

7.2. ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ (FM)

Trong FM, biên độ sóng mang không thay đổi trong khi đó tần số bị thay đổi do tín hiệu điều chế. Khi biên độ tín hiệu thông tin thay đổi, tần số sóng mang thay đổi chuyên tương ứng, khi biên độ tín hiệu điều chế tăng, tần số sóng mang tăng, nếu biên độ tín hiệu điều chế giảm, tần số sóng mang giảm. Mối quan hệ ngược lại cũng có thể được thực hiện. Khi biên độ tín hiệu điều chế thay đổi làm tần số sóng mang thay đổi lên xuống xung quanh tần số trung tâm (tần số trung tâm là tần số sóng mang khi không bị điều chế). Sự thay đổi tần số sóng mang được tạo ra do tín hiệu điều chế, coi như sự sai lệch tần số. Sự sai lệch tần số cực đại xuất hiện khi biên độ tín hiệu điều chế cực đại.



Hình 7.21. Điều chế tần số

Tín hiệu thông tin điều chế hình 7.21 là một sóng hình sin tần số thấp. Ở mức chu kì dương, khi biên độ của tín hiệu tăng lên, tần số của sóng mang cũng tăng lên. Tần số cao nhất xuất hiện tại đỉnh biên độ tín hiệu điều chế. Khi biên độ tín hiệu điều chế giảm, tần số sóng mang giảm. Khi tín hiệu điều chế biên độ bằng 0, tần số sóng mang ứng với điểm này gọi là điểm tần số trung tâm của nó. Khi tín hiệu điều chế chuyển sang bán kỳ âm, tần số sóng mang giảm, tới đỉnh của nửa chu kỳ âm, sau đó tín hiệu điều chế tăng đến 0, tần số lại tăng lên.

Giả sử tần số sóng mang là 50MHz nếu đỉnh biên độ của tín hiệu điều chế làm cho tần số dịch chuyển 200kHz, tần số sóng mang sẽ thay đổi tăng tới 50,2MHz và giảm tới 49,8MHz. Toàn bộ biến đổi là :

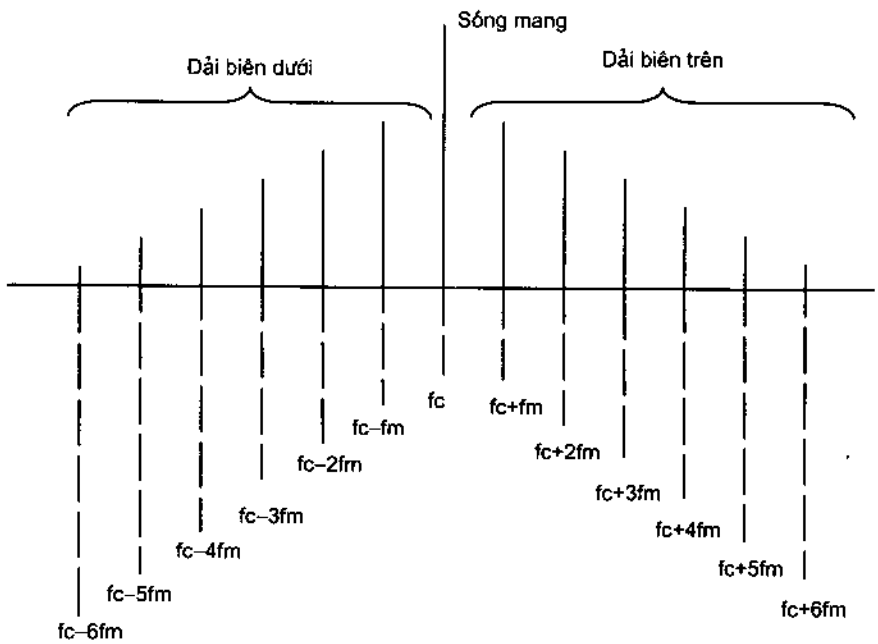
$$50,2 - 49,8 = 0,4 \text{ MHz}.$$

Trong thực tế sự biến đổi tần số cho thấy sự dịch chuyển tần số sóng mang lên xuống xung quanh tần số trung tâm. Tần số của tín hiệu điều chế xác định tỉ lệ biến đổi tần số mà không ảnh hưởng tới sự biến đổi biên độ của tín hiệu điều chế.

7.2.1. Các dải biên và các tham số điều chế

Bất cứ quy trình điều chế nào cũng tạo ra dải biên tần như trong AM, khi một sóng hình sin tần số không đổi điều chế với sóng mang sẽ có hai dải biên được tạo ra. Các biên tần là tổng và sai lệch của sóng mang và tín hiệu điều chế. Với FM cũng vậy, các cặp biên tần trên và dưới được tạo ra. Phổ của tín hiệu FM rộng hơn AM. Hình 7.22 cho một ví dụ về phổ của một tín hiệu FM sau khi điều chế sóng mang với một sóng hình sin tần số đơn. dải biên được tạo ra từ sóng mang f_c và từ một tần số khác.

Nếu tần số điều chế là 500Hz thì cặp dải biên đầu tiên là trên và dưới sóng mang 500 Hz. Cặp dải biên thứ hai là trên và dưới sóng mang 500 x 2 = 1000Hz và tiếp tục như thế.



Hình 7.22

Lưu ý : Dải biên có thể được mở rộng từ tần số sóng mang ra hai phía bằng cách cộng thêm hoặc trừ đi liên tiếp các khoảng cách bằng tần số tín hiệu điều chế. Nếu mỗi dải biên được giả sử là một sóng hình sin với tần số và biên độ như hình 7.22 thì tất cả các sóng hình sin này được cộng với nhau để tạo ra tín hiệu hình sin.

Khi biên độ của tín hiệu điều chế biến đổi, độ lệch tần số sẽ thay đổi. Lượng dải biên được tạo ra, biên độ và khoảng cách phổ của nó phụ thuộc vào sự chênh lệch tần số và tần số điều chế. Chú ý rằng tín hiệu FM có biên độ không đổi. Nếu tín hiệu FM là sự tổng hợp của các tần số dải biên, có thể thấy rằng độ rộng dải biên bắt buộc phải biến đổi cùng với độ chênh lệch tần số và tần số điều chế. Vì vậy phải cộng chúng lại để cho tín hiệu FM có biên độ không đổi.

Mặc dù FM là cách thức tạo ra số lượng vô hạn dải biên trên và dưới, nhưng chỉ những cái có độ rộng nhất là có ý nghĩa trong việc truyền tin tức. Bất cứ một dải biên tiêu biểu nào có độ rộng nhỏ hơn sóng mang chưa điều chế 1% đều không có ý nghĩa.

Như ta đã biết khối lượng của dải biên quan trọng và độ rộng của chúng phụ thuộc vào tổng độ lệch tần số và tần số điều chế.

Tỉ lệ giữa độ lệch tần số và tần số điều chế là chỉ số điều chế m.

$$m = \frac{f_d}{f_m}$$

f_d – độ lệch tần số.

f_m – tần số điều chế.

Ví dụ : giả sử khoảng chia tần số lớn nhất của sóng mang là ± 25kHz, tần số điều chế là 10kHz. Chỉ số điều chế sẽ là :

$$m = \frac{25}{10} = 2,5$$

Trong phần lớn các hệ thông tin sử dụng FM giá trị lớn nhất được đặt lên cả khoảng chia tần số và tần số điều chế.

Ví dụ : trong hệ thống phát thanh FM giá trị lớn nhất cho phép khoảng chia tần số là 75kHz, khi đó giá trị cho phép lớn nhất của tần số điều chế là 15kHz.

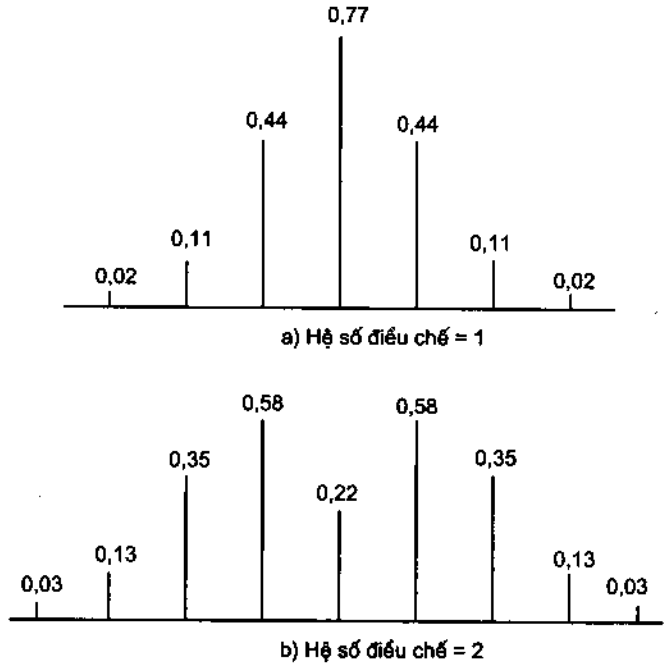
Kết quả ta có chỉ số điều chế là :

$$m = \frac{75}{15} = 5.$$

Tuy nhiên khoảng chia tần số lớn nhất có thể cho phép và tần số điều chế lớn nhất được sử dụng trong tính toán để tính chỉ số điều chế m, m được biết như là tỉ số độ lệch.

Có thể thấy rằng phổ của tín hiệu FM biến đổi theo độ rộng băng phụ thuộc vào chỉ số điều chế trên, chỉ số điều chế càng cao thì cho độ rộng băng càng lớn. Việc bảo toàn phổ là hết sức cần thiết, độ rộng phổ của tín hiệu FM cần được cân nhắc và giới hạn bằng việc đặt giá trị trên của chỉ số điều chỉnh.

Hình 7.23 cho một vài ví dụ về phổ của tín hiệu FM với các chỉ số điều chế khác nhau.



Hình 7.23. Phổ tín hiệu FM

7.2.2. So sánh giữa điều chế tần số và điều chế biên độ

Nhìn chung điều chế tần số có chất lượng cao hơn điều chế biên độ. Mặc dù cả hai phương pháp điều chế đều cho phép truyền thông tin từ nơi này đến nơi khác. Cả hai phương pháp đều có khả năng tương đương, có độ tin cậy như nhau song kiểu truyền tin tức bằng FM mang lại nhiều lợi ích hơn.

+ Ưu điểm của FM so với AM :

– Tính chống nhiễu : Nhiễu do rất nhiều nguồn sinh ra, bộ phận đánh lửa, chuyển mạch và các hệ thống thông tin khác. Nhiễu bám vào tín hiệu và làm mất tính chân thực của tín hiệu và có thể làm mất hoàn toàn tín hiệu. Nhiễu thực chất là sự thay đổi biên độ, nhưng tín hiệu FM có biên độ không đổi. Máy thu FM có mạch hạn chế biên độ tín hiệu nhận được. Mọi sự biến đổi biên độ xuất hiện trên tín hiệu FM đều bị cắt bỏ. Điều này không làm ảnh hưởng đến thông tin chứa đựng trong tín hiệu FM. Vì tín hiệu FM chỉ chứa đựng thông tin trong tần số của nó. Bằng việc sử dụng bộ hạn chế, phần lớn nhiễu sẽ bị cắt bỏ.

– Khả năng loại bỏ nhiễu : Khi có hai hay nhiều tín hiệu FM xuất hiện đồng thời ở cùng tần số : Nếu một biên độ có biên độ gấp đôi các tín hiệu

khác sẽ "bắt giữ" được kênh có tín hiệu khoẻ hơn, và loại bỏ kênh có tín hiệu yếu hơn (chính là tín hiệu nhiễu). Điều này được biết như hiệu ứng bắt giữ trong FM. Khi hai tín hiệu AM xuất hiện ở cùng một tần số, cả hai tín hiệu sẽ được nghe chung mà không để ý đến mối quan hệ về cường độ giữa chúng. Tín hiệu AM có nghĩa sẽ khoẻ hơn các tín hiệu khác, tín hiệu khoẻ hơn sẽ dễ nghe hơn, ngược lại tín hiệu yếu hơn sẽ khó nghe hơn, nó được nghe như là âm thanh nền. Khi cường độ tín hiệu AM gần như nhau, nó sẽ giao thoa với nhau làm rất khó nhận biết đâu là tín hiệu cần thiết. Trong điều chế tần số hiệu ứng bắt giữ cho phép tín hiệu khoẻ hơn vượt cao hơn hẳn trong khi tín hiệu yếu hơn bị loại bỏ đi.

Tuy nhiên khi hai tín hiệu FM "khỏe" gần như nhau hiệu ứng bắt giữ là nguyên nhân gây nên sự bắt giữ luân phiên các tần số. Bạn sẽ gặp hiệu ứng này khi nghe radio FM trên xe ô tô dọc theo một quãng đường dài. Bạn đang nghe tín hiệu FM từ một đài phát riêng biệt, nhưng trong khi xe bạn chạy đi ra xa khỏi đài phát này, đến một lúc nào đó bạn sẽ bắt được tín hiệu từ một đài phát khác ở cùng tần số đó. Khi hai tín hiệu có biên độ gần bằng nhau bạn sẽ nghe tín hiệu từ đài này sau đó lại nghe tín hiệu từ đài khác. Biên độ tín hiệu sẽ thay đổi trong khi bạn lái xe, đến một điểm nào đó sẽ có một tín hiệu khỏe hơn vượt cao hơn hẳn, tín hiệu yếu hơn sẽ bị loại bỏ.

– Hiệu suất truyền tín hiệu : Ta biết rằng tín hiệu AM nhận được bởi hai kỹ thuật điều chế mức thấp và điều chế mức cao. Điều chế mức cao có nhiều hiệu quả hơn cả, ở đây bộ khuếch đại làm việc ở chế độ C giống như một tầng khuếch đại cao tần cuối cùng. Tín hiệu bị điều chế bởi bộ khuếch đại điều chế công suất cao. Như vậy máy phát AM phải tạo ra cả hai tần số cao RF, công suất tín hiệu điều chế. Như vậy dùng một bộ khuếch đại điều chế mức cao là không thực tế, cùng điều kiện như thế người ta sử dụng điều chế mức thấp. Tín hiệu AM được tạo ra ở mức thấp hơn sau đó được khuếch đại và truyền đi. Để giữ nguyên dạng tín hiệu bộ khuếch đại làm việc ở chế độ A hoặc B có hiệu quả cao hơn chế độ C.

Tín hiệu FM có biên độ không đổi, do đó không cần thiết phải sử dụng bộ khuếch đại tuyến tính để nâng công suất. Thực tế tín hiệu FM thường được phát ra ở mức thấp sau đó được khuếch đại bởi bộ khuếch đại làm việc ở chế độ C để nâng công suất. Kết quả ta có công suất cao hơn bởi bộ khuếch đại làm việc ở chế độ C cho hệ số khuếch đại lớn hơn.

+ Nhược điểm của FM so với AM và cách khắc phục :

– Trong thực tế FM loại bỏ được một lượng lớn nhiễu, nhưng nhiễu vẫn ảnh hưởng đến tín hiệu FM. Điều này đặc biệt đúng cho tín hiệu có tần số cao.

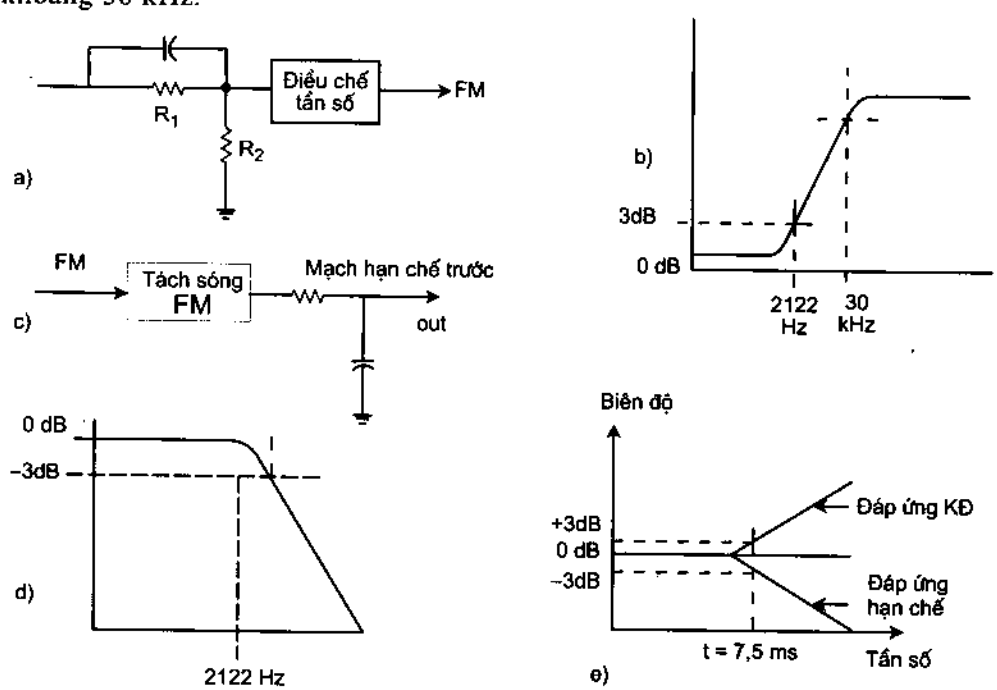
Nhiễu cũng là một dạng năng lượng, nó bao gồm một lượng lớn các sóng hài và thành phần tần số cao hợp thành. Những tần số cao này tại một thời điểm nào đó có biên độ lớn hơn biên độ tần số cao của tín hiệu điều chế. Điều này là nguyên nhân gây méo dạng tín hiệu ở tần số cao.

Để vượt qua vấn đề này, phần lớn hệ thống FM sử dụng kỹ thuật "tiền nhấn" (hay khuếch đại trước – pre–emphasis) để loại bỏ nhiễu ở vùng tần cao. Tại máy phát tín hiệu được đưa qua một hệ thống khuếch đại tần số cao nhiều hơn khuếch đại tần số thấp. Dạng đơn giản nhất của mạch như hình 7.24a. Mạch này cho phép tăng hệ số khuếch đại tại vùng tần cao, làm tín hiệu tại tần số này khoẻ hơn nhiễu, làm tăng tỉ số tín hiệu trên tạp âm, tăng độ chọn lọc và tính trung thực.

Mạch khuếch đại trước cũng có tần số giới hạn trên f_u, tại đó độ tăng tần số là không đổi. Xem hình 7.24b. Tần số giới hạn trên được tính toán bằng biểu thức :

$$f_u = R_1 + \frac{R_2}{2\pi R_1 R_2 C}$$

Tần số này thường được đặt tại một vài giá trị cao hơn tần số âm thanh khoảng 30 kHz.



Hình 7.24. Mạch khuếch đại trước, hạn chế trước và đồ thị

Để tín hiệu thu được ở mức bình thường, mạch "giải tiền nhấn" (hay mạch hạn chế trước – de – emphasis) được sử dụng ở máy thu. Đây là mạch lọc thông thấp với hằng số thời gian là 75 μs (hình 7.24c), nó cắt bỏ bớt tín hiệu tại vùng tần cao, làm giảm tín hiệu tại vùng tần cao khoảng 6 dB. Đường đáp tuyến như hình 7.24d. Như vậy mạch khuếch đại trước tại máy phát và mạch hạn chế trước tại máy thu bù đắp cho nhau cho ta một đường đặc tuyến tần số bình thường. Sự kết hợp đáp ứng giữa bộ khuếch đại trước và hạn chế trước làm tăng tín hiệu tại vùng tần cao trong khi truyền làm tín hiệu khoẻ hơn và có ít nhiễu hơn.

– FM sử dụng quá nhiều khoảng phổ. Khi cần truyền cùng một lượng thông tin độ rộng băng của tín hiệu FM rộng hơn nhiều so với AM, mặc dù có thể chọn chỉ số điều chế sao cho dải băng được sử dụng ở khoảng tần số thấp nhất, nhưng độ rộng băng vẫn lớn hơn tín hiệu AM. Hơn nữa giảm chỉ số điều chế chính là giảm tính chống nhiễu của tín hiệu FM. Trong hệ thống radio FM hai đường, độ lệch tần số cho phép là 5kHz với tần số điều chế lớn nhất là 3 kHz. Ta có tỉ số độ lệch là 5/3 = 1,67. Đây được coi là dải băng FM hẹp (narrow band FM–NBFM).

Do FM chiếm một dải băng rộng nó đặc biệt dùng cho những tần số rất cao. Thực tế nó ít sử dụng trong hệ thống thông tin có tần số nhỏ hơn 30MHz. Phần lớn hệ thống thông tin FM làm việc tại tần số UHF, VHF và tần số sóng cực ngắn là những khoảng phổ được chia cho tín hiệu FM, đó là những phạm vi phổ biến, điều này làm cho phạm vi truyền tin của nó có giá trị hơn.

– Nhược điểm khác của FM là mạch điện dùng để điều chế và tách sóng quá phức tạp so với AM, khó thiết kế hơn làm cho giá cả mạch FM cao hơn.

7.2.3. Bộ điều chế tần số

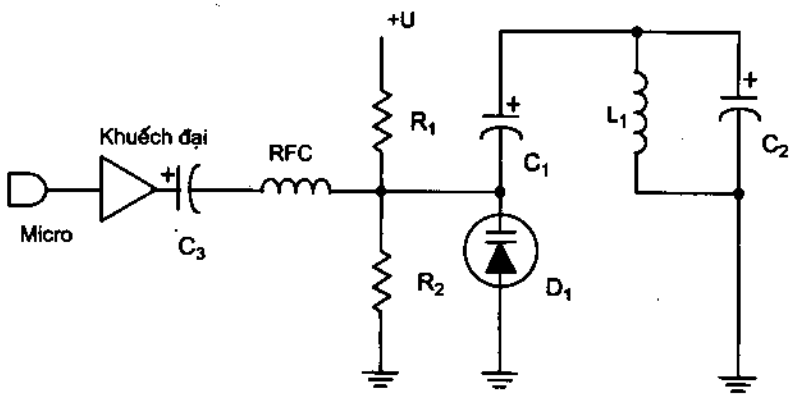
Nguyên tắc cơ bản của FM là biến đổi tần số sóng mang theo tín hiệu điều chế. Mạch dao động LC hoặc mạch dao động thạch anh tạo ra sóng mang. Mục đích tiếp theo là tìm cách thay đổi tần số của bộ tạo dao động. Trong mạch tạo dao động LC, tần số sóng mang được xác định bởi giá trị điện cảm và điện dung của mạch cộng hưởng. Tần số sóng mang thay đổi tuỳ theo sự biến đổi điện dung hoặc điện cảm. Để có tín hiệu điều chế tần số, cần tìm mạch điện có sự biến đổi điện áp theo sự thay đổi giá trị điện dung hoặc điện cảm.

Khi bộ tạo dao động thạch anh tạo ra tần số sóng mang, tinh thể thạch anh xác định tần số dao động. Chú ý rằng mạch điện tương đương của tinh thể

thạch anh là mạch LCR với hai điểm cộng hưởng nối tiếp và song song. Bằng việc kết nối tinh thể thạch anh với tụ bên ngoài ta sẽ thu được tần số hoạt động của tinh thể này hoặc dùng một mạch điện có dung kháng thay đổi theo điện áp đặt vào. Một thành phần hay được sử dụng đó là tụ điện có giá trị biến đổi theo điện áp đặt vào (voltage–variable capacitor – VVC). Thành phần này chính là diode biến dung hay varicap, đây là loại diode có điện dung biến đổi theo điện áp đặt vào.

7.2.3.1. Bộ điều chế dùng diode biến dung

Hình 7.25 cho thấy một bộ điều chế tần số cơ bản sử dụng diode biến dung. Trong đó L_1C_1 là khung cộng hưởng ở tần số sóng mang. Diode D_1 nối tiếp với tụ C_2 ngang qua mạch cộng hưởng. Giá trị tụ C_2 rất lớn tại tần số hoạt động do đó trở kháng của nó rất nhỏ, có thể coi như D_1 được nối ngang qua mạch cộng hưởng. Khi đó tổng dung kháng của mạch sẽ là dung kháng của diode D_1 song song với tụ C_1. Nhờ đó xác định được tần số sóng mang trung tâm.



Hình 7.25. Điều chế tần số với VVC

Có hai nhân tố điều khiển điện dung của diode D_1 là phân cực một chiều và tín hiệu điều chế. Trong hình 7.25 phân cực điện áp cho D_1 cầu phân áp R_1 và R_2. Một trong hai điện trở này tạo nên sự biến đổi do đó tần số sóng mang trung tâm vượt ra ngoài phạm vi hẹp. Tín hiệu điều chế được ghép qua tụ C_3 và RFC. Tụ C_3 là tụ ngăn không cho phân cực một chiều ảnh hưởng tới tín hiệu điều chế. RFC (radio frequency choke) là cuộn chặn, nó có trở kháng cao tại tần số sóng mang ngăn không cho tần số sóng mang ảnh hưởng tới mạch điện tín hiệu điều chế.

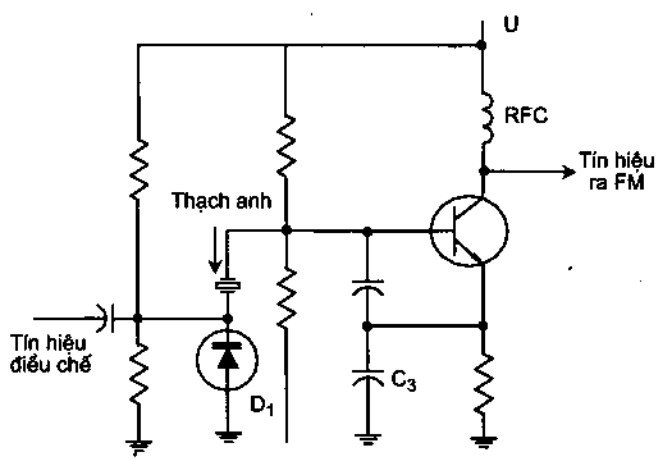
Tín hiệu điều chế xuất phát từ micro được khuếch đại và đưa tới bộ điều chế. Khi tín hiệu điều chế thay đổi nó làm tăng hoặc giảm điện áp phân cực làm điện áp cấp cho diode D_1 biến đổi gây ra sự biến đổi dung kháng của diode D_1. Điều này làm thay đổi tần số sóng mang theo yêu cầu. Giả sử tín hiệu đang ở bán kỳ dương thì điện áp phân cực ở điểm A được cộng thêm vào, làm diode bị phân cực ngược hơn dẫn đến dung kháng của nó bị giảm gây nên sự tăng tần số sóng mang. Ngược lại ở bán kỳ âm của tín hiệu điện áp phân cực ngược cấp cho diode bị giảm làm tăng dung kháng dẫn đến tần số sóng mang bị giảm.

Vấn đề chính với mạch điện hình 7.25 là mạch tạo dao động LC đơn giản và không đủ ổn định để cung cấp tín hiệu sóng mang. Mạch LC phụ thuộc vào chất lượng sản phẩm của nhà thiết kế, tần số dao động của mạch sẽ thay đổi theo nhiệt độ, theo sự biến đổi điện áp, và các nhân tố khác, do đó bộ tạo dao động thạch anh thường được sử dụng để tạo ra tần số sóng mang. Phần tử thạch anh không chỉ cung cấp tần số sóng mang có độ chính xác cao mà tần số của nó còn rất ổn định trong khoảng nhiệt độ rộng.

Có thể biến đổi của bộ tạo dao động thạch anh bằng cách thay đổi giá trị tụ điện nối tiếp hoặc song song với nó.

7.2.3.2. Bộ điều chế dùng tinh thể thạch anh

Hình 7.26 cho thấy một bộ tạo dao động thạch anh tiêu biểu, khi nối nối tiếp tinh thể thạch anh với tụ điện và "kích" để cho phần tử thạch anh dao động với tần số tự nhiên của nó. Bằng việc nối tiếp diode biến dung với tinh thể thạch anh ta thực hiện được điều chế tần số bằng tinh thể thạch anh. Tín hiệu điều chế được ghép vào diode biến dung làm thay đổi tần số dao động.



Hình 7.26. **Điều chế tần số dùng tinh thể thạch anh và diode biến dung**

Một điểm quan trọng cần chú ý trong bộ điều chế tần số dùng phần tử thạch anh là phạm vi biến đổi tần số rất nhỏ. Mạch dùng phần tử tạo dao động

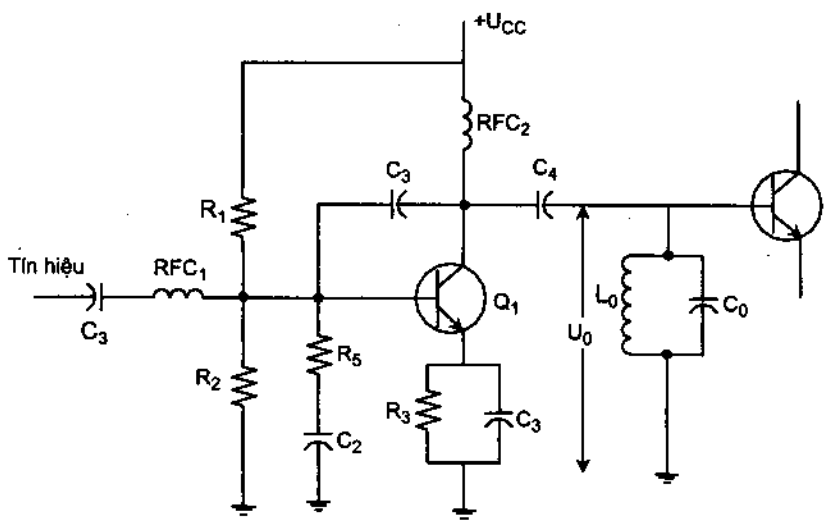
là LC có độ chênh lệch tần số cao hơn. Tần số của bộ tạo dao động thạch anh chỉ thay đổi tối đa là 100 Hz so với giá trị danh định. Độ chênh lệch tần số thực tế có thể còn nhỏ hơn giá trị lý tưởng. Trong hệ thống phát thanh FM phạm vi thay đổi của tần số là 75 kHz, khi đó phải sử dụng kỹ thuật khác. Mạch điều chế sử dụng phần tử thạch anh chỉ được chấp nhận trong hệ thống thông tin hai đường (băng hẹp) – là hệ thống có độ lệch tần số nhỏ hơn.

Mặc dù có độ lệch tần số nhỏ nhưng mạch điều chế dùng phần tử thạch anh vẫn được sử dụng. Bằng cách dùng các mạch nhân tần số để làm tăng độ lệch tần số từ 24 đến 32 lần.

7.2.3.3. Bộ điều chế điện kháng

Một cách khác để tạo ra điều chế tần số là sử dụng bộ điều chế điện kháng. Mạch này sử dụng transistor khuếch đại làm nhiệm vụ như là diode biến dung. Khi mạch điện được kết nối ngang qua khung cộng hưởng của mạch tạo dao động, nhờ bộ khuếch đại tín hiệu biến đổi theo tần số của bộ tạo dao động.

Bộ điều chế điện kháng được minh hoạ ở hình 7.26. Đó là bộ khuếch đại làm việc ở chế độ A. Điện trở R_1, R_2 là cầu phân áp phân cực cho transistor làm việc trong miền tuyến tính, RFC_2 dùng để cung cấp tải có trở kháng cao tại tần số hoạt động.



Hình 7.27. Bộ điều chế dùng điện kháng

Chú ý rằng collector của transistor nối trực tiếp với mạch cộng hưởng tạo dao động, tụ C_4 có dung kháng rất nhỏ tại tần số dao động. Có thể coi như

ngắn mạch cực C của transistor với đất thông qua cuộn L_0. Ta thấy rằng trở kháng của mạch điều chế nối song song với khung cộng hưởng tạo ra tần số dao động.

Tín hiệu dao động từ mạch cộng hưởng được đưa trở lại mạch thay đổi pha R_5 C_5. Tụ C_2 có trở kháng nhỏ tại tần số hoạt động nên nó không làm ảnh hưởng tới sự thay đổi pha nhưng C_2 và R_5 làm ảnh hưởng tới sự phân cực của transistor Q_1. Lựa chọn tụ C_5 sao cho điện kháng của nó tại tần số dao động gấp khoảng 10 lần điện trở R_5. Nếu điện kháng lớn hơn trở kháng quá nhiều thì mạch điện chủ yếu mang tính điện dung, do đó dòng qua R_5 sẽ chậm pha hơn giá trị điện áp 90°. Điều này có nghĩa điện áp cấp cho cực B của Q_1 sớm pha so với điện áp từ bộ tạo dao động.

Do dòng ở cực C cùng pha với dòng cực B, dòng điện ở cực C của Q_1 sớm pha hơn so với điện áp bộ tạo dao động V_0 một góc 90^0 giống như một tụ điện được cấp nguồn áp. Như vậy điện kháng của bộ điều chế giống như một tụ điện trong mạch cộng hưởng tạo dao động.

Tín hiệu điều chế đưa tới cực B của transistor thông qua tụ C_1 và RFC_1, RFC_1 ngăn không cho dòng điện tạo dao động có tần số cao ảnh hưởng tới tín hiệu điều chế. Tín hiệu âm thanh sẽ làm biến đổi điện áp và dòng điện cấp cho cực gốc của Q_1 theo tin tức được truyền. Dòng điện qua cực C cũng biến đổi tương ứng, khi biên độ dòng collector biến đổi, góc pha cũng thay đổi theo điện áp của bộ tạo dao động. Như vậy khi tín hiệu điều chế thay đổi gây ra sự biến đổi dung kháng của toàn mạch và làm tần số của bộ tạo dao động biến đổi theo. Mạch này tạo ra tín hiệu điều tần FM.

Nếu đem đảo vị trí của R_5 và C_5 ở mạch điện hình 7.27 dòng điện vẫn sớm pha hơn điện áp tạo dao động một góc 90^0. Tuy nhiên điện áp đi qua tụ giờ đây lại được ghép trực tiếp vào cực B của Q_1. Với sự sắp xếp này, điện kháng của bộ điều chế giống như là một phần tử điện cảm. Lượng điện cảm thay đổi theo tín hiệu điều chế làm cho tần số của bộ tạo dao động biến đổi theo biên độ tín hiệu.

CÂU HỎI ÔN TẬP

1. Thế nào là điều chế biên độ ? Nêu nguyên tắc điều chế biên độ ?
2. Nêu cấu tạo và nguyên lý hoạt động của một số bộ điều chế biên độ ?
3. Công suất sóng mang ở một máy phát tín hiệu AM là 90W, hệ số điều chế m = 90%. Hãy tính toán công suất tổng và công suất các dải biên được truyền đi ? Tính dòng điện đã điều chế biết rằng dòng sóng mang chưa điều chế là 3A ?
4. Thế nào là điều chế tần số ? Nêu nguyên tắc điều chế tần số ?
5. So sánh hai phương pháp điều chế biên độ và điều chế tần số ?
6. Mạch khuếch đại trước và hạn chế trước có tác dụng gì trong việc thu phát tín hiệu FM ? Giải thích tại sao ?
7. Nêu cấu tạo và nguyên lý hoạt động của một số bộ điều chế tần số ?

CHƯƠNG 8

ĐỔI TẦN

8.1. LÝ THUYẾT CHUNG VỀ ĐỔI TẦN

Đổi tần là quá trình tác động lên hai tín hiệu sao cho trên đầu ra bộ trộn tần nhận được thành phần tổng và hiệu của hai tín hiệu đó.

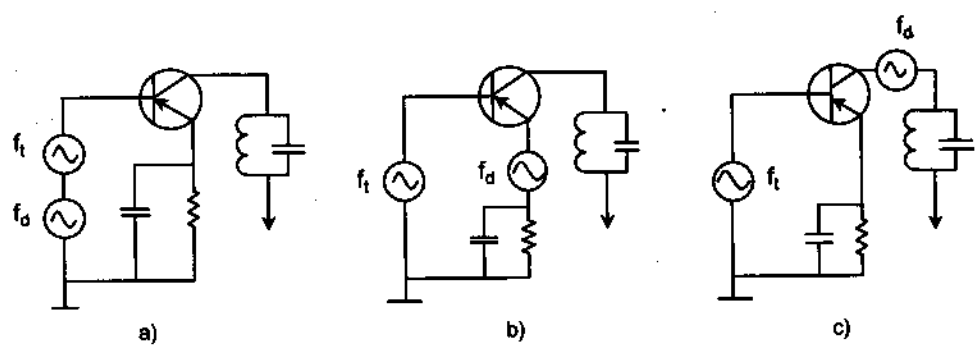
Trộn tần được dùng trong máy thu đổi tần, nhờ bộ trộn tần ta thu được tần số trung tần không đổi.

Nếu đưa điện áp tín hiệu và điện áp ngoại sai vào giữa base và emitter của transistor trộn tần, nhờ đặc tính không đường thẳng của nó chúng ta sẽ thực hiện được việc đổi tần và lấy ra điện áp trung tần trên mạch cộng hưởng chọn lọc (biến áp trung tần) mắc ở mạch collector. Dựa vào cách đưa điện áp ngoại sai vào transistor có thể chia mạch trộn tần ra làm 3 loại mạch điện như sau :

a) Mạch trộn tần điện áp ngoại sai đưa vào base

b) Mạch trộn tần điện áp ngoại sai đưa vào emitter

c) Mạch trộn tần điện áp ngoại sai đưa vào collector



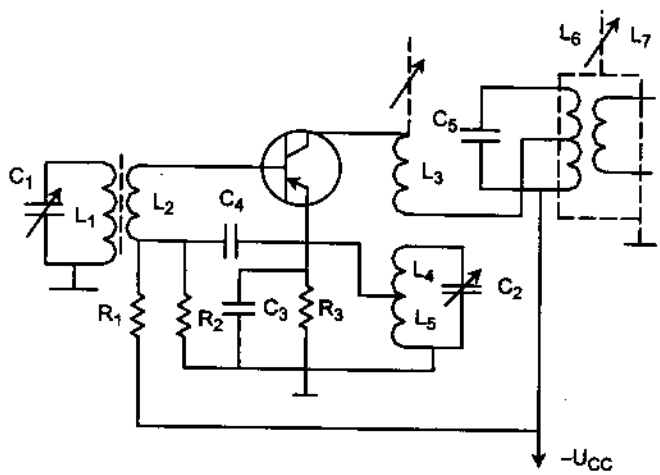
Hình 8.1. Các loại mạch trộn tần

Mạch điện hình 8.1c nói chung không dùng vì điện áp ngoại sai đưa vào cần lớn. Mạch điện hình 8.1a yêu cầu điện áp ngoại sai đưa vào nhỏ, song ảnh hưởng giữa mạch tạo dao động và mạch vào lớn. Mạch điện hình 8.1b tuy điện áp ngoại sai đưa vào cần lớn hơn so với mạch hình 8.1a nhưng mạch điện làm việc ổn định, ảnh hưởng giữa mạch tạo dao động và mạch vào ít hơn do đó nó được dùng rộng rãi.

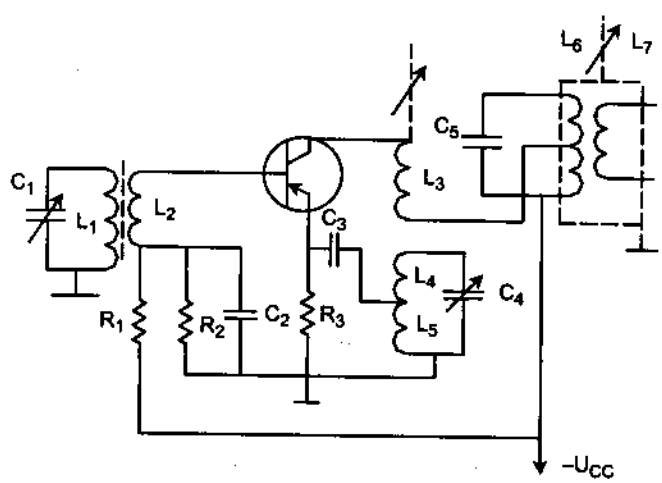
8.2. MỘT SỐ MẠCH ĐỔI TẦN

8.2.1. Mạch đổi tần có bộ tạo dao động ngoại sai chung

Mạch đổi tần dùng một transistor vừa tạo dao động vừa trộn tần còn gọi là mạch đổi tần có bộ ngoại sai chung như hình 8.2 và 8.3. Điều khác nhau giữa hai mạch này chỉ ở phần tạo dao động. Trong hình 8.2 khi xét về phần tạo dao động, transistor mắc emitter chung, tín hiệu cao tần cần thu và điện áp ngoại sai đều được đưa vào base. Ở hình 8.3 xét đối với phần tạo dao động, transistor mắc base chung, tín hiệu cao tần cần thu đưa vào base còn điện áp ngoại sai đưa vào emitter. Phần tạo dao động ở cả hai mạch đều mắc theo kiểu ghép biến áp. Trong hình 8.2 mạch cộng hưởng do L_1 và C_1 tạo thành là mạch vào, nó điều chuẩn với tần số của tín hiệu đài

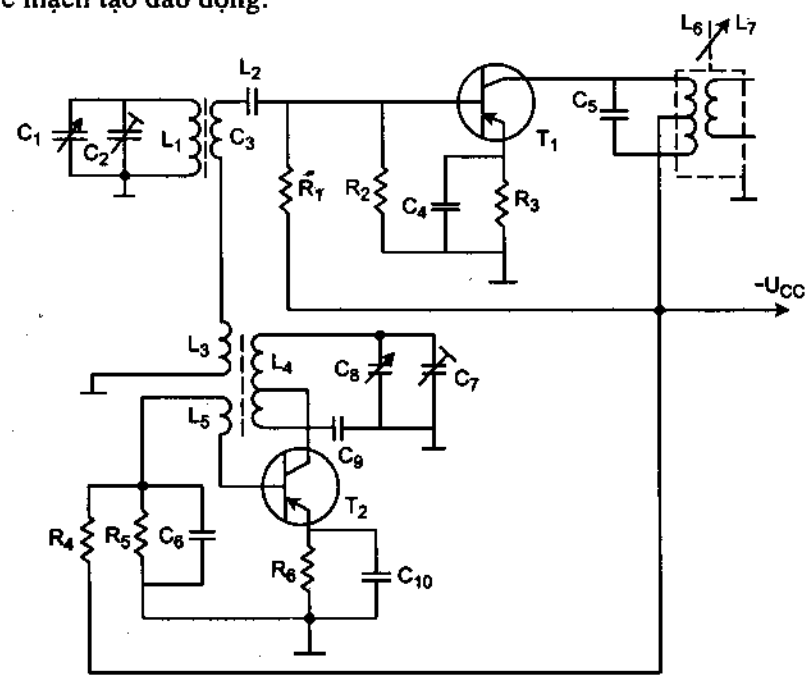


Hình 8.2. Tín hiệu ngoại sai đưa vào base



Hình 8.3. Tín hiệu ngoại sai đưa vào emiter

phát thanh, khi dùng anten từ thì cuộn L_1 được cuốn trên thanh pherit. Nếu máy thu có thêm tầng khuếch đại cao tần thì mạch cộng hưởng L_1C_1 sẽ được thay bằng mạch ra của tầng khuếch đại cao tần. L_2 là cuộn ghép để đưa tín hiệu vào base của transistor, nó thường được cuốn chung trên thanh pherit với L_1. Mạch cộng hưởng L_4C_2 và cuộn ghép hồi tiếp L_3 tạo thành hệ thống dao động, chúng quyết định tần số ngoại sai, tần số này luôn cao hơn tần số tín hiệu một trung tần, vì vậy tụ điện C_1 và C_2 phải là tụ biến đổi đồng trục. Mạch cộng hưởng do L_6C_5 hợp thành, điều chuẩn ở trung tần và chỉ ghép một phần với transistor, do đó đối với tần số ngoại sai (trên 1000kHz) có thể coi gần như ngắn mạch. Nếu bỏ qua mạch cộng hưởng L_6C_5 thì mạch hình 8.3 có thể quy về mạch tạo dao động.



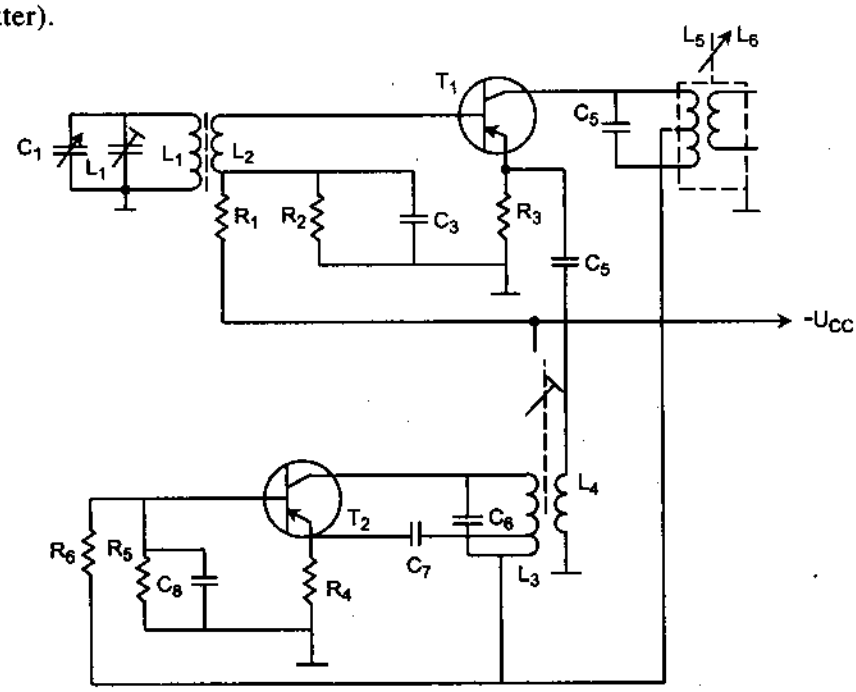
Hình 8.4. **Tín hiệu ngoại sai đưa vào base**

Mạch đổi tần có bộ ngoại sai chung vừa phải làm nhiệm vụ tạo dao động, vừa phải làm nhiệm vụ trộn tần, vì vậy yêu cầu transistor phải có tính năng tốt. Nếu hệ số khuếch đại của tầng đổi tần khoảng 20dB thì tần số cắt của transistor vào khoảng 6 ÷ 7 MHz. Nếu tần số cắt của transistor thấp thì hệ số khuếch đại của tầng đổi tần sẽ bị giảm. Mạch đổi tần dùng 2 transistor, một chuyên làm nhiệm vụ tạo dao động và một chuyên làm nhiệm vụ trộn tần gọi là mạch đổi tần có bộ ngoại sai riêng như hình 8.4 và 8.5. Trong hình 8.4, transistor T_1 làm nhiệm vụ trộn tần, T_2 làm nhiệm vụ tạo dao động. Cả hai

điện áp tín hiệu và điện áp ngoại sai đều cùng đưa vào base của transistor trộn tần T_1 (mạch trộn tần điện áp ngoại sai đưa vào base). Ta thấy tín hiệu cao tần cần thu được chọn lọc bởi mạch cộng hưởng C_1 C_2 L_1, qua cuộn ghép L_2 đưa vào base, còn điện áp ngoại sai từ bộ tạo sóng do T_2 đảm nhiệm qua cuộn ghép L_3, đi qua L_2C_3 rồi cùng đưa vào base của transistor T_1. Tín hiệu trung tần sau khi trộn tần ra, được T_1 khuếch đại lên và qua mạch cộng hưởng C_5 L_6 chọn lọc rồi qua cuộn ghép L_7 ghép sang base của transistor khuếch đại trung tần phía sau.

8.2.2. Bộ đổi tần có mạch tạo dao động ngoại sai riêng

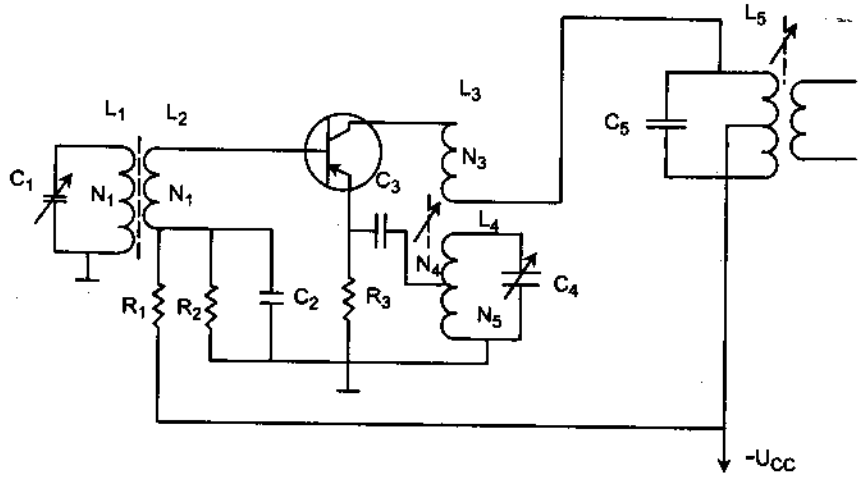
Hình 8.5 có nguyên lý làm việc cũng như hình 8.4 chỉ khác ở chỗ là điện áp tín hiệu cao tần cần thu được đưa vào base, còn điện áp ngoại sai lại đưa vào emitter của transistor trộn tần T_1 (mạch trộn tần điện áp ngoại sai đưa vào emitter).



Hình 8.5. Tín hiệu ngoại sai đưa vào emiter

Đối với bộ trộn tần việc chọn điểm làm việc cho transistor là rất quan trọng vì vừa cần đoạn không đường thẳng của đặc tuyến để trộn tần vừa cần đạt được hệ số khuếch đại lớn nhất. Nếu chọn dòng I_c lớn thì hiệu suất trộn tần rất thấp và thậm chí có thể mất tác dụng trộn tần. Nếu chọn dòng I_c quá nhỏ thì tác dụng khuếch đại đối với thành phần trung tần lại nhỏ. Dòng I_c

thường chọn trong khoảng 0,3 ÷ 0,6 mA và được xác định cụ thể trong quá trình điều chỉnh.



Hình 8.6. Bộ trộn tần

Điện áp collector càng lớn càng tốt nhưng khi quá 4V thì đã gần bão hoà, có nghĩa là hệ số khuếch đại của tầng trộn tần không tăng lên rõ rệt. Hệ số khuếch đại này còn có quan hệ với điện áp dao động ngoại sai ; lúc điện áp ngoại sai từ số 0 tăng dần lên, hệ số khuếch đại của bộ trộn tần cũng từ số 0 tăng lên nhanh chóng, khi điện áp ngoại sai vào khoảng 80 ÷ 150 mV, hệ số khuếch đại của bộ trộn tần sẽ lớn nhất, sau đó điện áp ngoại sai tăng lên thì hệ số khuếch đại của bộ trộn tần lại giảm xuống. Khi điều chỉnh thực tế ta phải chú ý đến độ ghép từ bộ ngoại sai sang bộ trộn tần để có hệ số khuếch đại của bộ trộn tần lớn nhất. Khi thiết kế ta cần biết trở kháng vào và trở kháng ra của bộ trộn tần để quyết định số liệu mạch điện đầu vào và đầu ra, ví dụ như tỉ số của biến áp trung tần. Vì bộ trộn tần làm việc ở đoạn đặc tuyến không đường thẳng, việc tính toán trở kháng vào và trở kháng ra của nó rất phức tạp và dù có dùng những phương pháp phức tạp để xác định thì kết quả cũng không thật chính xác, do đó trong thực tế thường dùng phương pháp thực nghiệm để xác định. Nói chung trở kháng vào của bộ biến tần vào khoảng 500 Ω đến 2 kΩ, trở kháng ra vào khoảng 25 ÷ 100 kΩ. Do đó tỉ số giữa các cuộn dây thường dùng như sau (hình 8.6).

$$\frac{N_1}{N_2} = 5 \div 15; \quad \frac{N_4}{N_5} = 10 \div 25;$$

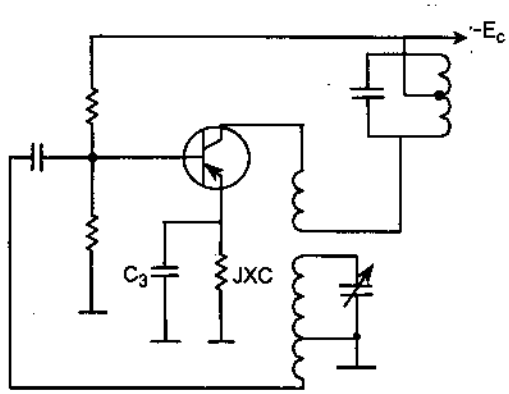
$$\frac{N_4}{N_3} = 7 \div 15$$

Transistor khi làm nhiệm vụ trộn tần, đặc tính tần số của nó chủ yếu quyết định bởi đặc tính của tiếp giáp PN giữa base và emitter, ngoài bộ phận ấy ra mạch collector chỉ gây tác dụng khuếch đại trung tần do đó khi xét về mặt này ta cũng có thể coi nó như một tầng khuếch đại trung tần. Transistor trộn tần cần chọn loại có tần số cắt cao hơn.

Transistor khuếch đại trung tần. Transistor đổi tần yêu cầu tần số cắt lại càng phải cao hơn vì nó vừa phải bảo đảm tạo ra dao động lại vừa phải ghép với mạch vào, tổn hao nhiều hơn. Thí dụ với transistor П401 tần số cắt f_α là 30 MHz, nếu chưa mắc thêm mạch bù tần số thì khi dùng làm đổi tần nó chỉ làm việc được từ 7 ÷ 10 MHz, còn dùng trộn tần thì ít nhất cũng có thể làm việc được đến 20 MHz.

Khi tần số tăng lên, hệ số khuếch đại dòng điện không những giảm mà nó còn biến thành số phức. Nói một cách khác khi làm việc ở tần số thấp, dòng điện vào và dòng điện ra là đồng pha hoặc ngược pha đúng 180^0, nhưng khi làm việc ở tần số cao xấp xỉ với tần số cắt của transistor thì hiện tượng lệch pha xuất hiện làm dạng sóng méo nghiêm trọng và hệ số khuếch đại giảm rất nhiều. Nếu ta mắc thêm mạch bù tần số vào emitter gọi là mạch bù emitter hoặc hiệu ứng số ảo emitter thì có thể nâng cao tần số làm việc của transistor lên.

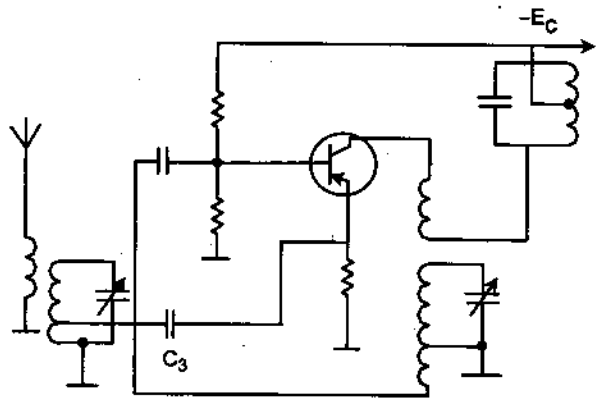
Nguyên lý mạch bù đó như sau : khi tần số làm việc của transistor xấp xỉ với tần số cắt, dòng điện collector chậm pha sau dòng điện base một góc θ (góc θ bằng khoảng 60° khi tần số làm việc bằng tần số cắt), dòng điện trong mạch dao động ngoại sai do dòng collector kích thích vì thế cũng chậm pha so với dòng base, điều đó đưa đến kết quả là không thoả mãn điều kiện dao động. Nếu bây giờ đưa vào mạch emitter một tải dung tính để cho dòng điện chạy qua đó luôn vượt trước điện áp một góc pha và điều chỉnh cho góc pha vượt trước vừa bằng góc pha chậm sau của dòng collector thì điều kiện dao động lại được thoả mãn. Cụ thể trên hình 8.7 là điều chỉnh tụ điện C_3 trong mạch emitter ; hoặc bằng cách khác thuận tiện hơn, ta không nối tụ thoát cao tần C_3 trực tiếp xuống đất mà nối qua điểm rút đầu ra trên cuộn L_1 của mạch vào rồi



Hình 8.7. Mạch bù tần số (C_3 nối đất)

mới xuống đất, như vậy cũng tương đương như đã mắc vào emitter một tải dung tính như hình 8.8.

Trong các máy thu đổi tần, tần số ngoại sai luôn cao hơn tần số tín hiệu cho nên đối với dòng điện ngoại sai mạch cộng hưởng vào L_1C_1 luôn thể hiện là dung tính. Qua việc bù như vậy với transistor π401 ta cũng có thể cho nó làm việc đổi tần đến tần số 15 MHz và có khả năng dùng transistor cao tần với tần số cắt không cao để lắp tầng đổi tần ở băng sóng ngắn.



Hình 8.8. Mạch bù tần số
(C_3 nối qua cuộn dây mạch vào)

CÂU HỎI ÔN TẬP

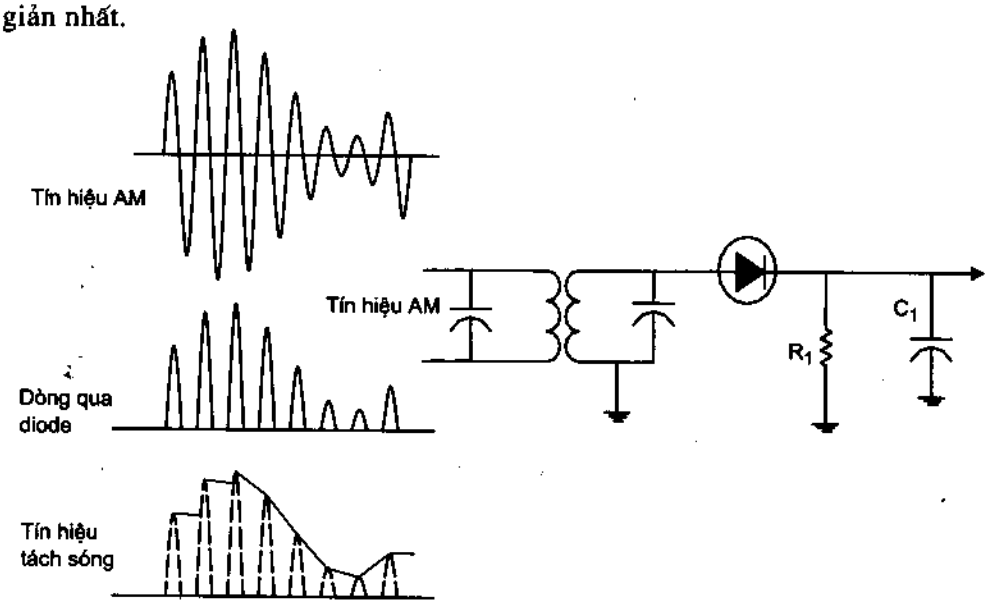
1. Hãy nêu nguyên lý trộn tần và các mạch trộn tần cơ bản ?
2. Nêu cấu tạo và nguyên lý hoạt động của mạch trộn tần có bộ tạo dao động ngoại sai chung ?
3. Nêu cấu tạo và nguyên lý hoạt động của mạch trộn tần có bộ tạo dao động ngoại sai riêng ?
4. Nêu cấu tạo và nguyên lý mạch bù tần số ?

CHƯƠNG 9

TÁCH SÓNG

9.1. TÁCH SÓNG AM

Bộ tách sóng là mạch nhận tín hiệu đã được điều chế và khôi phục lại thông tin nguyên thuỷ ban đầu. Bộ tách sóng là mạch then chốt trong bất kỳ máy thu thanh nào, thực tế nó có thể được sử dụng như một máy thu thanh đơn giản nhất.



Hình 9.1. Mạch tách sóng dùng diode

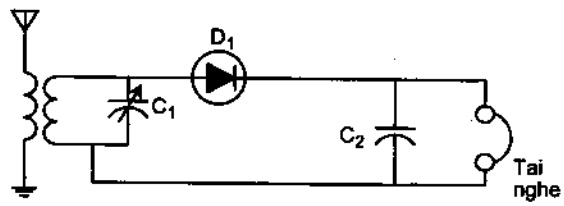
Bộ tách sóng AM đơn giản và rộng rãi nhất sử dụng diode tách sóng như hình 9.1. Tín hiệu AM thường được ghép biến áp tới mạch tách sóng để tách lấy 1/2 thành phần sóng cơ bản. Mạch tách sóng bao gồm D_1 và R_1, sau khi tín hiệu qua diode ta thu được các nửa chu kỳ dương, diode không cho tín hiệu ở bán kỳ âm qua. Kết quả điện áp qua R_1 là một chuỗi xung vuông biến đổi theo tín hiệu điều chế.

Để khôi phục lại tín hiệu ban đầu tụ C_1 mắc song song R_1, phải lựa chọn tụ sao cho nó có trở kháng thấp tại tần số sóng mang, có trở kháng cao hơn tại tần số tín hiệu điều chế. Kết quả là tụ lọc bỏ phần sóng mang và để lại tín hiệu ban đầu.

Hoặc có thể giải thích bằng sự phóng nạp của tụ mà ta có tín hiệu ra biến đổi theo quy luật ban đầu như hình 9.1.

Đầu ra của bộ tách sóng là tín hiệu nguyên thuỷ. Vì diode tách khôi phục lại đường bao của tín hiệu AM chính là tín hiệu điều chế, mạch này đôi khi được gọi là mạch tách sóng đường bao.

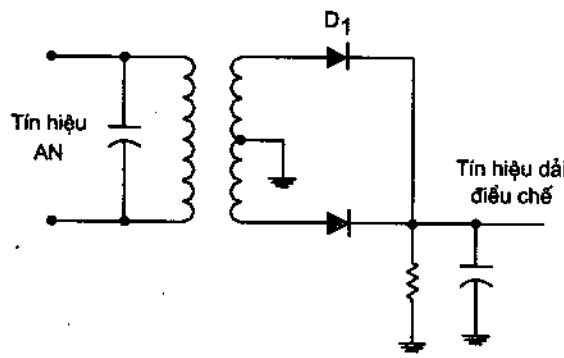
Mạch diode tách sóng cơ bản có thể coi như một máy thu thanh hoàn hảo, thực tế một mạch tương tự như thế đã được sử dụng trong radio crystal trong quá khứ.



Hình 9.2. Một radio đơn giản

Trong hình 9.2 mạch tách sóng dùng diode được vẽ lại.

Để thực hiện việc tách sóng có thể sử dụng mạch chỉnh lưu như hình 9.3, ở đây 2 diode được nối với cuộn thứ cấp của biến áp cao tần tương tự như dạng mạch chỉnh lưu 2 nửa chu kỳ, với cách mắc như trên D_1 sẽ dẫn tín hiệu trong bán chu kỳ dương, D_2 dẫn bán kỳ âm. Diode tách sóng này cho giá trị điện áp trung bình cao hơn và dễ lọc hơn. Giá trị tụ điện cần thiết để loại bỏ thành phần sóng mang là bằng 1/2 giá trị được dùng ở mạch tách sóng dùng 1 diode.



Hình 9.3. Mạch tách sóng hài nửa chu kỳ

Ưu điểm hàng đầu của mạch này là tần số điều chế cao không bị méo do dao động hay suy giảm như mạch tách sóng dùng 1 diode.

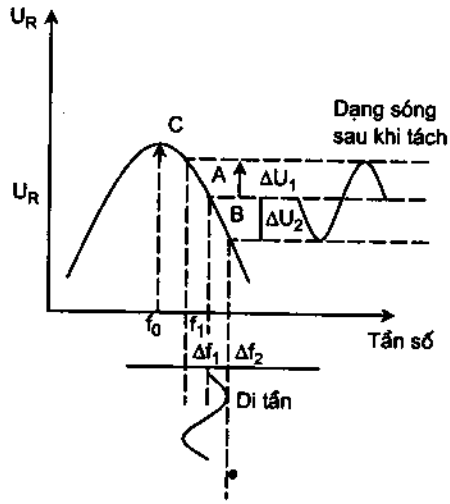
Mặc dù phức tạp hơn nhưng bộ điều chế biên độ dùng transistor cũng đã được chế tạo trong nhiều năm, trong phần lớn các trường hợp người ta không sử dụng nó. Bộ tách sóng diode vẫn được sử dụng hiệu quả và phổ biến.

9.2. TÁCH SÓNG FM

Mạch tách sóng điều tần đầu tiên chuyển sự biến đổi về tần số của tín hiệu sang sự biến đổi về biên độ rồi đưa đến diode để tách sóng biên độ lấy ra tín hiệu âm tần ban đầu. Có mấy loại mạch tách sóng điều tần như sau :

9.2.1. Mạch tách sóng điều tần lệch cộng hưởng

Nếu ta thiết kế cho tần số cộng hưởng tự nhiên f_0 của mạch cộng hưởng song song gồm L và C, lệch về phía cao hơn hoặc thấp hơn so với tần số trung tâm của tín hiệu điều tần (f) thì ta có thể đem tín hiệu điều tần chuyển thành tín hiệu điều biên.

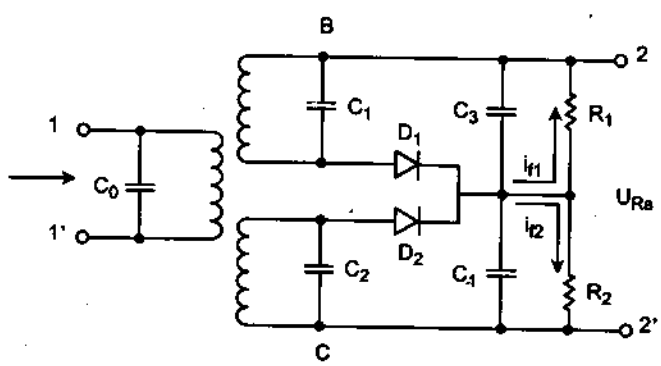


Hình 9.4. Đồ thị mạch tách sóng điều tần lệch cộng hưởng

Trên hình 9.4 ta thấy nếu chọn tần số trung tâm f của tín hiệu điều tần ứng với điểm A là điểm giữa của đoạn thẳng ở về bên sườn của đặc tuyến cộng hưởng thì trên 2 đầu mạch cộng hưởng sẽ có một điện áp tương ứng là U_k. Bây giờ ta đưa vào mạch cộng hưởng một tín hiệu điều tần có độ di tần lớn nhất là Δf thì khi tần số là $f + \Delta f$, tần số càng lệch xa tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch hơn, lúc này điện áp trên 2 đầu mạch cộng hưởng sẽ giảm nhỏ đi, từ điểm A tụt xuống điểm B và có biên độ $U_k - \Delta U_1$, khi tần số là $f - \Delta f$, tần số lại dịch về gần tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch hơn, lúc này điện áp trên 2 đầu mạch cộng hưởng sẽ tăng lên từ điểm A đến điểm C và có biên độ là $U_k + \Delta U_2$. Rõ ràng là mạch điện đã chuyển từ tín hiệu điều tần sang tín hiệu điều biên và nếu dùng diode để tách sóng lấy đường bao, ta sẽ lập lại được tín hiệu âm tần ban đầu. Mạch tách sóng này đơn giản nhưng có nhược điểm là méo không đường thẳng lớn, nó chỉ dùng trong những máy thu điều tần đơn giản kiểu siêu tái sinh.

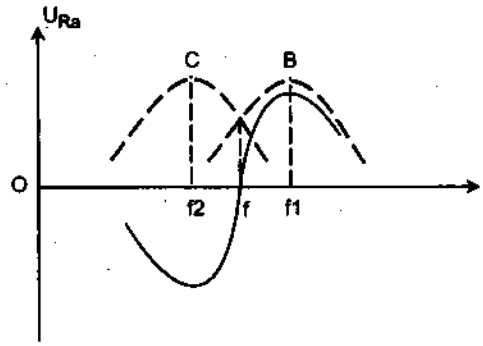
9.2.2. Mạch tách sóng điều tần dùng mạch lệch cộng hưởng kép

Dựa trên nguyên lý làm việc của mạch tách sóng điều tần người ta cải tiến thêm một bước, dùng hai mạch cộng hưởng riêng biệt B và C có tần số cộng hưởng tự nhiên f_1 cao hơn và f_2 thấp hơn tần số trung tâm f của tín hiệu điều tần (hình 9.5). Đặc tuyến



Hình 9.5. Mạch tách sóng điều tần lệch cộng hưởng kép

cộng hưởng của riêng từng mạch cộng hưởng B và C được vẽ bằng đường chấm chấm trên hình 9.6. Dùng diode D_1 và D_2 để tách sóng riêng rẽ, dòng điện tách sóng i_{f1} và i_{f2} chạy qua R_1 và R_2 có chiều ngược nhau, do đó điện áp ở đầu ra 2–2' sẽ là hiệu số của chúng và được biểu diễn bằng đường đậm nét trên hình 9.6. Đường biểu diễn này chính là đường đặc tính S của bộ tách sóng điều tần, nó thể hiện mối quan hệ giữa điện áp ra phụ thuộc vào sự biến đổi của tần số như thế nào. Nếu mạch tách sóng của D_1 và D_2 hoàn toàn đối xứng nhau khi tần số trung tâm của đài phát sóng điều tần không ổn định, ở đầu ra 2–2' sẽ có điện áp một chiều hoặc dương hoặc âm tương ứng. Người ta thường lợi dụng điện áp một chiều này để đưa về khống chế varicap nhằm tự động điều chỉnh lại tần số của bộ tạo dao động ngoại sai trong máy thu cho phù hợp với tần số trung tâm đến máy phát.



Hình 9.6. Đồ thị mạch tách sóng điều tần lệch cộng hưởng kép

9.2.3. Mạch tách sóng điều tần dùng mạch cộng hưởng kép

Mạch điện nguyên lý như hình 9.7. Nếu ở đầu vào 1–1' ta đưa vào một tín hiệu trung tần điều tần có điện áp $E_{11'}$, giữa sơ cấp và thứ cấp thực hiện ghép lỏng thì điện áp $E_{22'}$ ở 2 đầu 2–2' bên thứ cấp được tính như sau :

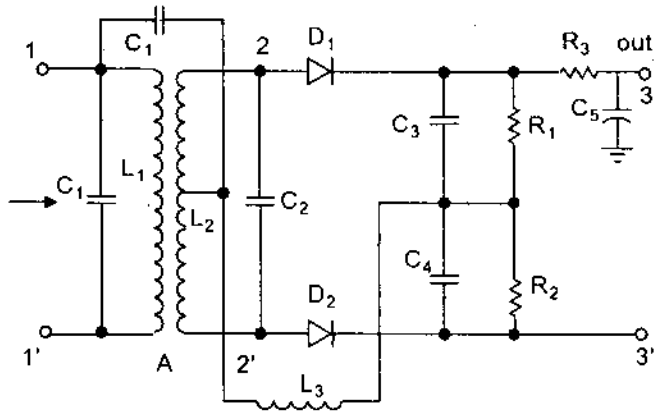
$$E_{22'} = \frac{\dfrac{1}{j\omega C_2}}{r_2 + j\left(\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_2}\right)} \times \frac{M}{L_1} E_{11'}$$

Nếu tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch cộng hưởng bên thứ cấp trùng với tần số của tín hiệu vào thì phương trình trên sẽ biến thành :

$$E_{22'} = -\frac{jM}{\omega C_2 r_2 L_1} E_{11'}$$

Ta thấy ngay lúc này $E_{22'}$ chậm pha bằng một góc 90° so với $E_{11'}$. Cũng từ những phương trình trên ta có thể rút ra nhận xét khi tần số của tín hiệu đưa vào thấp hơn so với tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch cộng hưởng bên thứ

cấp thì $E_{22'}$ sẽ chậm pha một góc nhỏ hơn 90° so với $E_{11'}$ và ngược lại nếu tần số của tín hiệu đưa vào cao hơn so với tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch cộng hưởng bên thứ cấp thì $E_{22'}$ sẽ chậm pha hơn 1 góc lớn hơn 90° so với $E_{11'}$.



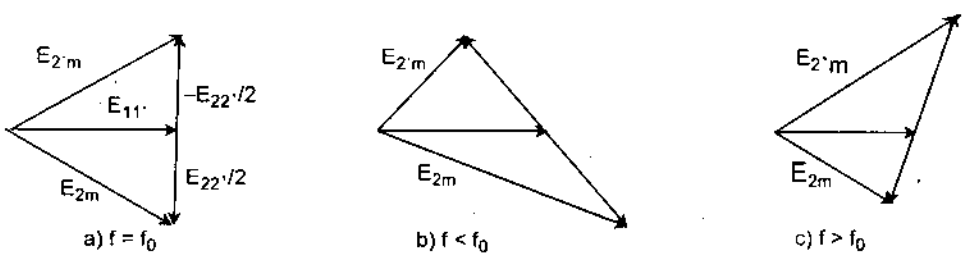
Hình 9.7. Mạch tách sóng điều tần dùng mạch cộng hưởng.

Khi thiết kế thoả mãn điều kiện $\omega L_3 >> \frac{1}{\omega C_k}$, do đó điện áp trên 2 đầu cuộn L_3 có thể coi gần đúng bằng $E_{11'}$. Nếu gọi điện áp tín hiệu trung tần điều tần đặt trên 2 đầu diode D_1 là E_{2m} và trên 2 đầu diode D_2 là $E_{2'm}$ và C_k và L_3 nối vào điểm giữa cuộn dây L_2, ta có thể viết :

$$E_{2m} = \frac{E_{22'}}{2} + E_{11'} = E_{2n} + E_{11'}$$

$$E_{2'm} = \frac{E_{22'}}{2} + E_{11'} = E_{2'n} + R_{11'}$$

Ta có thể dùng hình vẽ véc tơ điện áp để biểu thị như trên hình 9.8.



Hình 9.8. Biểu diễn các véc tơ điện áp

Trong hình 9.8a là trường hợp tần số tín hiệu vào trùng với tần số khung cộng hưởng của mạch ; 9.7b là trường hợp tần số tín hiệu vào thấp hơn tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch ; 9.7c là trường hợp tần số tín hiệu vào cao hơn tần số cộng hưởng tự nhiên của mạch. Lúc này mặc dù tần số tín hiệu vào biến đổi, biên độ của $E_{11'}$, $E_{22'}$ về cơ bản có thể là không đổi, mà chỉ có biên độ E_{2m} và $E_{2'm}$ thay đổi. Qua tách sóng điện áp một chiều hạ trên các điện trở tải

R_1, R_2 là U_{3m} và $U_{3'm}$ lần lượt tỉ lệ thuận với biên độ của E_{2m} và $E_{2'm}$, do đó điện áp ra ở hai đầu 3–3' của bộ tách sóng điều tần là :

$$U_{Ra} = |U_{3m}| - |U_{3'm}| = |\eta E_{2m}| - |\eta E_{2'm}|$$

$$U_{Ra} = \eta(|E_{2m}| - |E_{2'm}|)$$

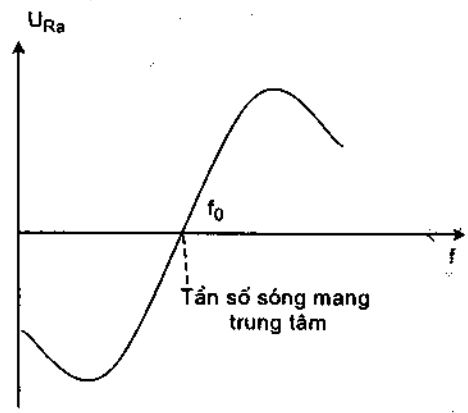
Trong đó η là hiệu suất tách sóng của diode.

Ta thấy khi :

+	$f = f_0$	$\|E_{2m}\| = \|E_{2'm}\|$	$U_{Ra} = 0$
+	$f < f_0$	$\|E_{2m}\| > \|E_{2'm}\|$	U_{Ra}= dương.
+	$f > f_0$	$\|E_{2m}\| < \|E_{2'm}\|$	U_{Ra} = âm.

Đường đặc tính S của bộ tách sóng điều tần dùng mạch cộng hưởng kép có dạng như hình 9.9.

Ta thấy rằng mạch tách sóng hình 9.7 đã thực hiện tốt việc tách sóng điều tần và đoạn thẳng của đặc tuyến tách sóng cũng khá lớn nhưng vì điện áp tách sóng ra không loại trừ được ảnh hưởng của sự biến đổi biên độ của sóng điều tần do nhiễu gây ra, vì vậy ngay phía trước nó phải có tầng hạn biên. Đấy cũng là lý do mạch này bị hạn chế sử dụng rộng rãi.



Hình 9.9. Đường đặc tính của bộ tách sóng

9.2.4. Mạch tách sóng tỉ số

Nhược điểm của ba loại mạch tách sóng trên là khi biên độ của sóng điều tần biến đổi thì ở đầu ra đều có điện áp biến đổi tương ứng, do đó trước tầng tách sóng cần phải có tầng hạn biên, đồng thời để cho hạn biên có hiệu quả yêu cầu các tầng phía trước phải có hệ số khuếch đại đủ lớn.

Mạch tách sóng tỉ số có ưu điểm nổi bật là vừa tách sóng điều tần lại vừa có khả năng hạn chế biên độ, bởi vậy hầu hết các máy thu điều tần hiện nay đều sử dụng mạch này. Hình 9.10 là mạch điện nguyên lý của bộ tách sóng tỉ số. So với mạch điện hình 9.7 mạch tách sóng tỉ số có những điểm khác là :

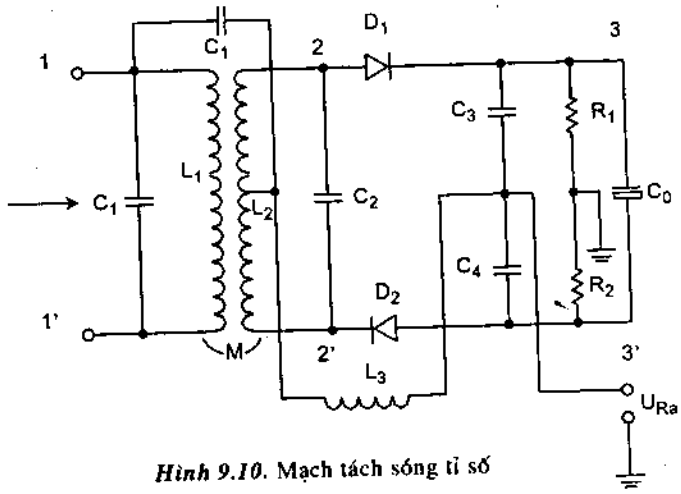
– Điện trở $R_1 = R_2$; tụ $C_3 = C_4$.

Hai diode D_1, D_2 mắc đảo ngược đầu nhau, đồng thời đầu ra 3–3' còn mắc thêm tụ C_0 có trị số khá lớn (khoảng 10μF). Trước tiên chúng ta hãy phân tích tác dụng hạn biên của mạch tách sóng tỉ số. Vì hai diode mắc ngược chiều nên dòng điện i_{f1} chạy qua D_1, R_1 và dòng điện i_{f2} chạy qua D_2 R_2 đối với 2 điểm 3–3' là cùng chiều, do đó điện áp ra trên hai đầu 3–3' là :

$$U_{33'} = |U_{3m}| + |U_{3'm}| = U_0$$

Vì có thêm tụ điện C_0 khá lớn mắc ở hai đầu 3–3' nên dù biên độ điện áp vào E_{11}, có biến đổi thì điện áp ra U_0 vẫn có thể duy trì không đổi.

Để phân tích rõ hơn chúng ta hãy xét : Nếu biên độ điện áp vào tức thời tăng lên, dòng điện áp nạp cho tụ C_0 sẽ tăng lên, điện trở vào tương đương của mạch tách sóng sẽ giảm xuống làm cho biên độ điện áp vào bị giảm nhỏ. Ngược lại nếu biên độ điện áp vào đột nhiên giảm nhỏ, dòng điện nạp cho tụ C_0 sẽ giảm đi, điện trở vào tương đương của mạch tách sóng tăng lên làm biên độ điện áp tăng. Kết quả là giữ cho biên độ điện áp không đổi.



Hình 9.10. Mạch tách sóng tỉ số

Lúc này tuy dòng nạp cho tụ C_0 có biến đổi song vì dung lượng của C_0 rất lớn, hằng số thời gian C_0 R_1 R_2 rất lớn do đó điện áp đầu ra về cơ bản là không đổi. Nguyên lý làm việc của bộ tách sóng về cơ bản cũng tương tự như nguyên lý làm việc của bộ tách sóng điều tần dùng mạch cộng hưởng kép. Ở đây điện áp âm tần trên đầu hai tụ C_3, C_4 là U_{3m}, $U_{3'm}$ cũng biến đổi tương ứng theo tần số và giả thiết đặc tuyến của hai diode hoàn toàn giống nhau, ta có quan hệ :

$$\frac{U_{3m}}{U_{3'm}} = \frac{E_{2m}}{E_{2'm}}$$

Ngoài ra vì điện áp ở điểm "đất" (điểm giữa R_1, R_2) thấp hơn điện áp ở điểm 3' là $U_0/2$ do đó điện áp U_{Ra} lấy từ điểm a đến "đất " là :

$$U_{Ra} = |U_{3'm}| - \frac{U_o}{2} = |U_{3'm}| - \frac{1}{2}(|U_{3m}| + |U_{3'm}|).$$

$$U_{Ra} = \frac{1}{2}(|U_{3'm}| - |U_{3m}|) = \frac{1}{2}\eta(|E_{2'm}| - |E_{2m}|)$$

Tức là :

- $f = f_0$ $\quad |E_{2m}| = |E_{2'm}|$ $\quad U_{Ra} = 0.$
- $f < f_0$ $\quad |E_{2m}| > |E_{2'm}|$ $\quad U_{Ra}$ = dương.
- $f > f_0$ $\quad |E_{2m}| < |E_{2'm}|$ $\quad U_{Ra}$ = âm.

Như vậy mạch điện đã thực hiện được việc tách sóng điều tần nhưng đồng thời cũng thấy độ nhạy của bộ tách sóng tỉ số chỉ bằng một nửa so với bộ tách sóng điều tần dùng mạch cộng hưởng kép.

Có thể chứng minh được là :

$$U_{Ra} = \frac{1}{2}\left(U_0 - \frac{2U_0}{1 + \frac{E_{2m}}{E_{2'm}}}\right)$$

Công thức trên ta thấy rõ điện áp ra của bộ tách sóng điều tần này không quyết định bởi điện áp tín hiệu E_{2m}, $E_{2'm}$ bản thân lớn hay bé mà quyết định bởi tỉ số của chúng. Do đó người ta gọi bộ tách sóng điều tần này là tách sóng tỉ số. Đồng thời từ công thức trên chúng ta thấy rõ thêm là khi biên độ của tách sóng điều tần đưa vào biến đổi trị số thì điện áp E_{2m}, $E_{2'm}$ cùng tăng hoặc cùng giảm, tỉ số của chúng vẫn không đổi, điện áp U_{Ra} vẫn không đổi, đó chính là hạn biên của tách sóng tỉ số.

CÂU HỎI ÔN TẬP

1. Tại sao lại phải sử dụng bộ tách sóng ? Nêu cấu tạo và nguyên tắc hoạt động của bộ tách sóng AM ?
2. Nêu cấu tạo và nguyên tắc hoạt động của mạch tách sóng điều tần lệch cộng hưởng ?
3. Nêu cấu tạo và nguyên tắc hoạt động của mạch điều tần dùng mạch cộng hưởng kép ?
4. Nêu cấu tạo và nguyên tắc hoạt động của mạch tách sóng tỉ số ?

MỤC LỤC

Chịu trách nhiệm xuất bản :
Chủ tịch HĐQT kiêm Tổng Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI
Phó Tổng Giám đốc kiêm Tổng biên tập NGUYỄN QUÝ THAO

Biên tập nội dung :
THANH BÌNH

Trình bày bìa :
QUANG TUẤN

Sửa bản in :
BÌNH MINH

Chế bản :
MINH CHÂU

GIÁO TRÌNH KĨ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ

Mã số: 7K 558 T6 - DAI

In 2.000 cuốn, khổ 16 x 24 cm. Tại Công ty In và Văn hóa phẩm.
Số đăng ký kế hoạch xuất bản: 04 - 2006/CXB/143 - 1860GD.
In xong và nộp lưu chiểu tháng 8 năm 2006.

CÔNG TY CỔ PHẦN SÁCH ĐẠI HỌC - DẠY NGHỀ
HEVOBCO
Địa chỉ : 25 HànThuyên, Hà Nội

TÌM ĐỌC GIÁO TRÌNH DÙNG CHO CÁC TRƯỜNG ĐÀO TẠO HỆ TRUNG HỌC CHUYÊN NGHIỆP CỦA NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

1. An toàn điện	*Nguyễn Đình Thắng*
2. Kỹ thuật điện	*Đặng Văn Đào*
3. Máy điện	*Nguyễn Hồng Thanh*
4. Kỹ thuật lắp đặt điện	*Phan Đăng Khải*
5. Điện dân dụng và công nghiệp	*Vũ Văn Tẩm*
6. Cung cấp điện	*Ngô Hồng Quang*
7. Đo lường các đại lượng điện và không điện	*Nguyễn Văn Hòa*
8. Kỹ thuật điều khiển động cơ điện	*Vũ Quang Hồi*
9. Điện tử công xuất	*Trần Trọng Minh*
10. Linh kiện điện tử và ứng dụng	*Nguyễn Viết Nguyên*
11. Điện tử dân dụng	*Nguyễn Thanh Trà, Thái Vĩnh Hiển*
12. Kĩ thuật số	*Nguyễn Viết Nguyên*
13. Kỹ thuật mạch điện tử	*Đặng Văn Chuyết*
14. Cơ kỹ thuật	*Đỗ Sanh*
15. An toàn lao động	*Nguyễn Thế Đạt*
16. Vẽ kĩ thuật	*Trần Hữu Quế*
17. Vật liệu và công nghệ cơ khí	*Hoàng Tùng*
18. Dung sai lắp ghép và kỹ thuật đo lường	*Ninh Đức Tốn, Nguyễn Thị Xuân Bảy*
19. Kỹ thuật sửa chữa ôtô, máy nổ	*Nguyễn Tất Tiến, Đỗ Xuân Kính*
10. Công nghệ hàn (lí thuyết và ứng dụng)	*Nguyễn Thúc Hà*
21. Cơ sở kỹ thuật cắt gọt kim loại	*Nguyễn Tiến Lưỡng*

Bạn đọc có thể tìm mua tại các Công ty sách - thiết bị trường học ở địa phương hoặc các Cửa hàng sách của Nhà xuất bản Giáo dục :

81 Trần Hưng Đạo, 187 Giảng Võ, 25 Hàn Thuyên - Hà Nội

15 Nguyễn Chí Thanh - TP. Đà Nẵng

104 Mai Thị Lựu - Quận 1 - TP. Hồ Chí Minh

8 934980 685792

Giá : 21.400 đ