

LỜI NÓI ĐẦU

Điện tử tương tự là môn học cơ sở, nhằm cung cấp cho người học những kiến thức cơ bản nhất để phân tích, thiết kế các mạch điện trong hệ thống mạch điện tử. Để nghiên cứu tài liệu này được thuận lợi, người đọc cần có kiến thức của các môn học Lý thuyết mạch và Cấu kiện điện tử. Cuốn sách này được chia thành 7 chương.

Chương 1: Mạch khuếch đại transistor. Đề cập các cách mắc mạch khuếch đại cơ bản, vấn đề hồi tiếp trong mạch khuếch đại, cách ghép giữa các tầng trong một bộ khuếch đại, các mạch khuếch đại công suất và một số mạch khuếch đại khác: như khuếch đại Cascade, khuếch đại Darlington, mạch khuếch đại dải rộng, mạch khuếch đại cộng hưởng.

Chương 2: Bộ khuếch đại thuật toán (KĐTT). Các đặc điểm và tính chất của bộ khuếch đại thuật toán, các biện pháp chống trôi và bù điểm không của khuếch đại thuật toán, cũng như các ứng dụng của nó: mạch khuếch đại, mạch cộng, mạch trừ, mạch vi phân, mạch tích phân, mạch tạo hàm lôga, hàm mũ, mạch nhân tương tự, mạch lọc tích cực.

Chương 3: Mạch tạo dao động sin: Nguyên lý tạo dao động sin. Phân tích mạch tạo dao động sin ghép biến áp, dao động sin ghép RC, mạch dao động sin ba điểm. Mạch tạo dao động sin ổn định tần số dùng phân tử áp điện thạch anh. Mạch tạo sin kiểu xấp xỉ tuyến tính.

Chương 4: Mạch xung: Nêu các tham số của tín hiệu xung, tranzito và BKĐTT làm việc ở chế độ xung, các mạch tạo xung: gồm mạch đa hài tự dao động, đa hài đợi, trigger, dao động ngẹt, mạch hạn chế, mạch tạo điện áp răng cưa, mạch tạo dao động điều khiển bằng điện áp (VCO).

Chương 5: Điều chế - Tách sóng – Trộn tần: Điều biên, các mạch điều biên, điều chế đơn biên. Điều tần và điều pha, mạch điều tần điều pha. Tách sóng: các mạch tách sóng điều biên, điều tần, điều pha. Trộn tần, mạch trộn tần. Nhân chia tần số dùng vòng giữ pha (PLL).

Chương 6: Chuyển đổi A/D, D/A. Giải thích quá trình biến đổi A/D và các mạch thực hiện. Giải thích quá trình biến đổi D/A và các mạch thực hiện. Nêu tóm tắt quá trình chuyển đổi A/D, D/A phi tuyến.

Chương 7: Mạch cung cấp nguồn. Phân tích mạch cung cấp nguồn một chiều: biến áp, chỉnh lưu, lọc và ổn áp. Phương pháp bảo vệ quá dòng, quá áp của bộ nguồn. Nguyên lý bộ nguồn chuyển mạch.

Mặc dù đã có nhiều cố gắng, nhưng cuốn sách chắc chắn còn thiếu sót, rất mong bạn đọc đóng góp ý kiến để sửa chữa, bổ sung thêm.

Xin chân thành cảm ơn!

Các tác giả

MỤC LỤC

| | |
|---|------|
| LỜI NÓI ĐẦU..... | 2 |
| MỤC LỤC | 3 |
| CHƯƠNG 1 MẠCH KHUẾCH ĐẠI DÙNG TRANSISTOR | 7 |
| 1.1. Định nghĩa, các chỉ tiêu và tham số cơ bản của mạch khuếch đại | 7 |
| 1.1.1. Định nghĩa mạch khuếch đại | 7 |
| 1.1.2. Các chỉ tiêu và tham số cơ bản của một tầng khuếch đại | 8 |
| 1.2. Phân cực và chế độ làm việc một chiều của transistor trường và transistor lưỡng cực..... | 10 |
| 1.2.1. Nguyên tắc chung phân cực transistor lưỡng cực..... | 10 |
| 1.2.2. Mạch cung cấp điện áp phân cực cho transistor lưỡng cực..... | 11 |
| 1.2.3. Hiện tượng trôi điểm làm việc và các phương pháp ổn định..... | 122 |
| 1.2.4. Phân cực và chế độ làm việc một chiều của Transistor trường | 13 |
| 1.3. Hồi tiếp trong các tầng khuếch đại | 15 |
| 1.3.1. Định nghĩa | 15 |
| 1.3.2. Các phương trình của mạng 4 cực khuếch đại có hồi tiếp..... | 16 |
| 1.3.3. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến các tham số tầng khuếch đại | 17 |
| 1.4. Các sơ đồ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng transistor lưỡng cực (BJT) | 19 |
| 1.4.1. Giới thiệu..... | 19 |
| 1.4.2. Tầng khuếch đại Emitơ chung..... | 19 |
| 1.4.3. Tầng khuếch đại Colectơ chung | 210 |
| 1.4.4. Sơ đồ Bazơ chung..... | 222 |
| 1.5. Các sơ đồ cơ bản dùng transistor trường (FET) | 233 |
| 1.5.1. Sơ đồ Source chung | 233 |
| 1.5.2. Sơ đồ Drain chung | 244 |
| 1.6. Một số mạch khuếch đại khác | 255 |
| 1.6.1. Mạch khuếch đại Darlington | 255 |
| 1.6.2. Mạch Kaskode | 266 |
| 1.6.3. Mạch khuếch đại dải rộng | 2727 |
| 1.6.4. Mạch khuếch đại cộng hưởng..... | 2727 |
| 1.6.5. Tầng khuếch đại đảo pha | 27 |
| 1.6.6. Mạch khuếch đại vi sai | 29 |
| 1.7. Các phương pháp ghép tầng trong bộ khuếch đại | 30 |
| 1.7.1. Ghép tầng bằng tụ điện..... | 311 |
| 1.7.2. Ghép bằng biến áp | 312 |
| 1.7.3. Mạch ghép trực tiếp..... | 322 |
| 1.8. Tầng khuếch đại công suất | 322 |

| | |
|--|------------|
| 1.8.1. Chế độ công tác và điểm làm việc của tầng khuếch đại công suất..... | 322 |
| 1.8.2. Tầng khuếch đại công suất chế độ A | 344 |
| 1.8.3. Tầng khuếch đại công suất đẩy kéo | 3737 |
| CHƯƠNG 2 BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN..... | 455 |
| 2.1. Tính chất và tham số cơ bản | 455 |
| 2.1.1. Các tính chất cơ bản | 455 |
| 2.1.2. Hệ số khuếch đại hiệu..... | 455 |
| 2.1.3. Đặc tuyến biên độ tần số và đặc tuyến pha..... | 466 |
| 2.1.4. Hệ số nén đồng pha | 466 |
| 2.2. Các mạch khuếch đại | 4747 |
| 2.2.1. Mạch khuếch đại đảo | 47 |
| 2.2.2. Mạch khuếch đại không đảo | 48 |
| 2.2.3. Hiện tượng lệch không và biện pháp bù..... | 49 |
| 2.3. Các mạch điện ứng dụng bộ KĐTT..... | 49 |
| 2.3.1. Mạch cộng | 49 |
| 2.3.2. Mạch trừ | 50 |
| 2.3.3. Mạch tích phân | 511 |
| 2.3.4. Mạch vi phân | 511 |
| 2.3.5. Mạch tạo hàm loga | 511 |
| 2.3.6. Mạch tạo hàm đối loga | 522 |
| 2.3.7. Mạch nhân | 522 |
| 2.3.8. Mạch chia | 533 |
| 2.3.9. Mạch so sánh | 544 |
| CHƯƠNG 3 MẠCH TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HÒA | 56 |
| 3.1. Khái niệm chung về dao động | 56 |
| 3.2. Điều kiện tạo dao động và đặc điểm của mạch tạo dao động..... | 56 |
| 3.3. Ổn định biên độ và tần số dao động | 57 |
| 3.4. Mạch dao động LC | 58 |
| 3.4.1. Mạch dao động ghép biến áp | 58 |
| 3.4.2. Mạch tạo dao động ba điểm..... | 58 |
| 3.5. Mạch dao động RC | 60 |
| 3.5.1. Mạch dao động dùng 3 mắt RC trong khâu hồi tiếp..... | 60 |
| 3.5.2. Mạch dao động dùng mạch cầu Viên trong khâu hồi tiếp | 61 |
| 3.6. Mạch dao động dùng thạch anh | 63 |
| 3.6.1. Các tính chất của thạch anh | 63 |
| 3.6.2. Một số mạch dao động dùng thạch anh | 64 |
| 3.7. Mạch tạo sóng sin kiểu xấp xỉ tuyến tính | 65 |

| | | |
|----------|---|-----|
| CHƯƠNG 4 | MẠCH XUNG | 67 |
| 4.1. | Tín hiệu xung và các tham số | 67 |
| 4.2. | Chế độ khóa của transistor..... | 67 |
| 4.3. | Chế độ khóa của bộ KĐTT | 68 |
| 4.4 | . Trigon | 69 |
| 4.4.1. | Trigon đảo | 69 |
| 4.4.2. | Trigon thuận | 70 |
| 4.5. | Mạch đa hài đợi | 70 |
| 4.6. | Mạch đa hài tự dao động | 72 |
| 4.6.1. | Mạch đa hài tự dao động dùng transistor | 72 |
| 4.6.2. | Mạch đa hài tự dao động dùng bộ khuếch đại thuật toán | 74 |
| 4.7. | Mạch hạn chế biên độ | 76 |
| 4.7.1. | Mạch hạn chế trên..... | 76 |
| 4.7.2. | Mạch hạn chế dưới | 77 |
| 4.7.3. | Mạch hạn chế hai phía | 78 |
| 4.8. | Mạch tạo xung răng cưa | 79 |
| 4.8.1 | Tham số tín hiệu xung răng cưa | 79 |
| 4.8.2. | Mạch tạo xung răng cưa dùng mạch tích phân RC..... | 79 |
| 4.8.3. | Mạch tạo xung răng cưa dùng nguồn dòng | 80 |
| 4.8.4. | Mạch tạo xung răng cưa thêm tầng khuếch đại có hồi tiếp | 81 |
| 4.9. | Mạch tạo dao động có tần số điều khiển bằng điện áp (VCO) | 82 |
| CHƯƠNG 5 | ĐIỀU CHẾ - TÁCH SÓNG - TRỘN TẦN | 84 |
| 5.1. | Điều chế | 84 |
| 5.1.1. | Khái niệm | 84 |
| 5.1.2. | Điều chế biên độ | 84 |
| 5.1.3. | Điều chế đơn biên | 89 |
| 5.1.4. | Điều tần và điều pha | 93 |
| 5.2. | Tách sóng..... | 98 |
| 5.2.1. | Khái niệm | 98 |
| 5.2.2. | Tách sóng điều biên. | 98 |
| 5.2.3. | Tách sóng điều tần và điều pha | 101 |
| 5.3. | Trộn tần..... | 104 |
| 5.3.1. | Định nghĩa | 104 |
| 5.3.2. | Nguyên lý trộn tần | 104 |
| 5.3.3. | Mạch trộn tần..... | 105 |
| 5.4. | Mạch nhân chia tần số | 108 |
| CHƯƠNG 6 | CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ VÀ SỐ - TƯƠNG TỰ | 111 |

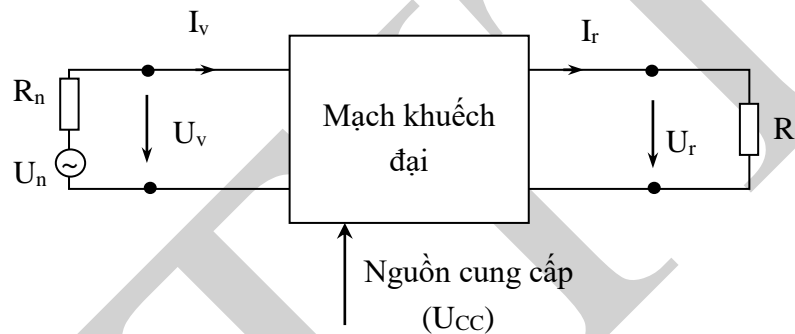
| | |
|--|------------|
| 6.1. Khái niệm và các tham số cơ bản | 111 |
| 6.1.1. Khái niệm chung..... | 111 |
| 6.1.2. Các tham số cơ bản..... | 112 |
| 6.1.3. Nguyên tắc làm việc của A/D..... | 113 |
| 6.2. Các phương pháp chuyển đổi tương tự số | 115 |
| 6.2.1. Phân loại | 115 |
| 6.2.2. Một số mạch chuyển đổi tương tự - số | 115 |
| 6.3. Các phương pháp chuyển đổi số tương tự | 124 |
| 6.3.1. Chuyển đổi D/A bằng phương pháp thang điện trở..... | 124 |
| 6.3.2 Chuyển đổi D/A bằng phương pháp mạng điện trở..... | 125 |
| CHƯƠNG 7 MẠCH CUNG CẤP NGUỒN MỘT CHIỀU | 127 |
| 7.1. Khái niệm chung..... | 127 |
| 7.2. Biến áp nguồn và mạch chỉnh lưu | 127 |
| 7.2.1. Chỉnh lưu nửa chu kỳ | 128 |
| 7.2.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ..... | 128 |
| 7.3. Bộ lọc nguồn..... | 130 |
| 7.3.1. Bộ lọc dùng tụ điện..... | 131 |
| 7.3.2. Bộ lọc RC, LC | 131 |
| 7.4. Mạch ổn áp | 132 |
| 7.4.1. Ổn áp dùng điốt Zener | 132 |
| 7.4.2. Ổn áp dùng transistor..... | 133 |
| 7.4.3. Ổn áp dùng IC..... | 137 |
| 7.5. Nguồn ổn áp chuyển mạch | 138 |
| 7.5.1 Khái niệm về nguồn chuyển mạch | 138 |
| 7.5.2. Sơ đồ khối của bộ nguồn chuyển mạch | 140 |
| 7.5.3 Các khối trong bộ nguồn chuyển mạch | 141 |
| TÀI LIỆU THAM KHẢO | 145 |

CHƯƠNG 1 MẠCH KHUẾCH ĐẠI DÙNG TRANSISTOR

1.1. Định nghĩa, các chỉ tiêu và tham số cơ bản của mạch khuếch đại

1.1.1. Định nghĩa mạch khuếch đại

Một trong số những ứng dụng quan trọng nhất của transistor là sử dụng nó trong các mạch để làm tăng cường độ điện áp hay dòng điện của tín hiệu mà thường gọi là mạch khuếch đại. Thực chất khuếch đại là một quá trình biến đổi năng lượng có điều khiển, ở đó năng lượng một chiều của nguồn cung cấp (không chứa thông tin), được biến đổi thành năng lượng xoay chiều theo tín hiệu điều khiển đầu vào (chứa đựng thông tin), làm cho tín hiệu ra lớn lên nhiều lần và không méo. Phần tử điều khiển đó là transistor. Sơ đồ tổng quát của mạch khuếch đại hình 1-1, trong đó U_n là nguồn tín hiệu vào, R_n là điện trở trong của nguồn tín hiệu, R_t tải nơi nhận tín hiệu ra.



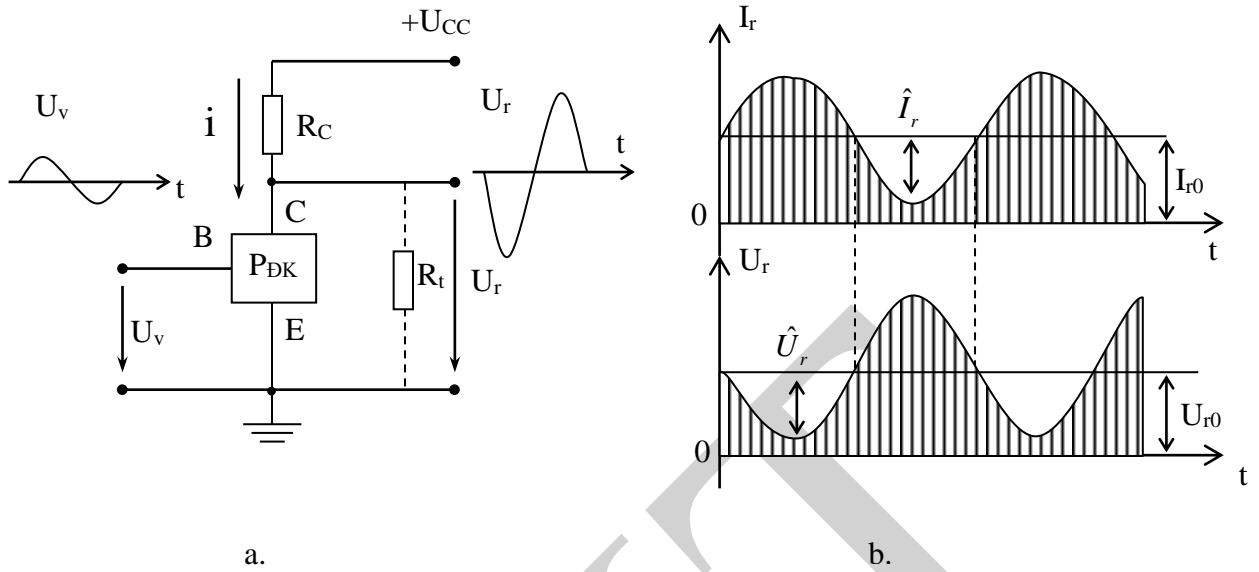
Hình 1-1. Sơ đồ tổng quát của mạch khuếch đại.

Hình 1-2 đưa ra cấu trúc nguyên lý để xây dựng một tầng khuếch đại. Phần tử cơ bản là phần tử điều khiển transistor có điện trở thay đổi theo sự điều khiển của điện áp hay dòng điện đặt tới cực điều khiển (cực gốc) của nó, qua đó điều khiển quy luật biến đổi dòng điện của mạch ra bao gồm transistor và điện trở R_C . Tại lối ra giữa cực góp và cực phát, ta nhận được một điện áp biến thiên cùng quy luật với tín hiệu vào nhưng độ lớn được tăng lên nhiều lần. Để đơn giản, giả thiết điện áp đặt vào cực gốc có dạng hình sin.

Từ sơ đồ hình 1-2 ta thấy rằng dòng điện và điện áp ở mạch ra (tỷ lệ với dòng điện và điện áp tín hiệu vào) là tổng các thành phần xoay chiều (dòng điện và điện áp) trên nền của thành phần một chiều I_{r0} và U_{r0} . Phải đảm bảo sao cho biên độ thành phần xoay chiều không vượt quá thành phần một chiều, nghĩa là $I_{r0} \geq \hat{I}_r$ và $U_{r0} \geq \hat{U}_r$. Nếu điều kiện đó không được thoả mãn thì sẽ làm méo dạng tín hiệu ra.

Như vậy để đảm bảo công tác cho tầng khuếch đại (khi tín hiệu vào là xoay chiều) thì ở mạch ra của nó phải tạo nên thành phần dòng một chiều I_{r0} và điện áp một chiều U_{r0} . Chính vì vậy, ở mạch vào của tầng, ngoài nguồn tín hiệu cần khuếch đại, người ta cũng phải đặt thêm điện áp một chiều U_{v0} (hay dòng điện một chiều I_{v0}). Các thành phần dòng điện và điện áp một chiều đó xác định chế độ làm việc tĩnh của tầng khuếch đại. Tham số của chế độ tĩnh theo

mạch vào (I_{v0} , U_{v0}) và theo mạch ra (I_{r0} , U_{r0}) đặc trưng cho trạng thái ban đầu của sơ đồ khi chưa có tín hiệu vào.



Hình 1-2. a. Nguyên lý xây dựng một tầng khuếch đại.
b. Biểu đồ thời gian.

1.1.2. Các chỉ tiêu và tham số cơ bản của một tầng khuếch đại

Để đánh giá chất lượng của một tầng khuếch đại người ta đưa ra các chỉ tiêu và tham số cơ bản sau:

1.1.2.1. Hệ số khuếch đại.

$$K = \frac{\text{Đại lượng đầu ra}}{\text{Đại lượng tương ứng đầu vào}} \quad (1-1)$$

Nói chung vì tầng khuếch đại có chứa các phần tử điện kháng nên K là một số phức.

$$\bar{K} = K / \exp(j\varphi_k)$$

Mô đun $|K|$ thể hiện quan hệ về cường độ (biên độ) giữa các đại lượng đầu ra và đầu vào, phần góc φ_k thể hiện độ dịch pha giữa chúng. Độ lớn của $|K|$ và φ_k phụ thuộc vào tần số ω của tín hiệu vào. Đồ thị hàm số $|K| = f(\omega)$ được gọi là đặc tuyến biên độ - tần số của tầng khuếch đại. Đồ thị hàm số $\varphi_k = f(\omega)$ được gọi là đặc tuyến pha - tần số của nó.

Có thể tính $|K|$ theo đơn vị logarit, gọi là đơn vị đề xi ben (dB)

$$|K|(\text{dB}) = 20 \lg |K|$$

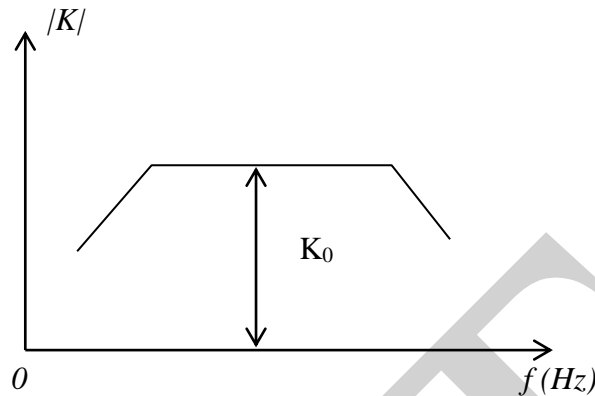
Khi ghép liên tiếp n tầng khuếch đại với các hệ số khuếch đại tương ứng là K_1, K_2, \dots, K_n thì hệ số khuếch đại chung của bộ khuếch đại xác định:

$$K_{TP} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n.$$

Nếu tính theo đơn vị dB ta có:

$$K_{TP}(dB) = K_1(dB) + K_2(dB) + \dots + K_n(dB)$$

Hình 1-3 là dạng của $|K| = f(\omega)$ đối với một bộ khuếch đại điện áp tần số thấp.



Hình 1-3. Đặc tuyến biên độ - tần số.

1.1.2.2. Trở kháng lối vào và lối ra

Trở kháng vào, ra của tầng khuếch đại được định nghĩa:

$$Z_v = \frac{U_v}{I_v} ; \quad Z_r = \frac{U_r}{I_r} \quad (1-2)$$

Nói chung chúng là các đại lượng phức nên ta có thể viết:

$$Z = R + jX.$$

1.1.2.3. Méo tần số

Méo tần số là méo do hệ số khuếch đại của mạch khuếch đại bị giảm ở vùng hai đầu giải tần. ở vùng tần số thấp có méo thấp M_t , ở vùng tần số cao có méo tần số cao M_c . Chúng được xác định theo biểu thức:

$$M_t = \frac{K_0}{K_t} ; \quad M_c = \frac{K_0}{K_c} \quad (1-3)$$

Trong đó: K_0 là hệ số khuếch đại ở vùng tần số trung bình.

K_c là hệ số khuếch đại ở vùng tần số cao.

K_t là hệ số khuếch đại ở vùng tần số thấp.

Méo tần số cũng có thể được tính theo đơn vị đề xi ben.

1.1.2.4. Méo phi tuyến

Méo phi tuyến do tính chất phi tuyến của các phần tử như tranzito gây ra thể hiện trong tín hiệu đầu ra xuất hiện thành phần tần số mới (không có ở đầu vào). Khi U_v chỉ có thành phần tần số ω thì U_r nói chung có các thành phần $n\omega$ (với $n = 0, 1, 2, \dots$) với các biên độ tương ứng là \hat{U}_n . Lúc đó hệ số méo không đường thẳng do tầng khuếch đại gây ra được đánh giá là:

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \% \quad (1-4)$$

1.1.2.5. Hiệu suất của tầng khuếch đại

Hiệu suất của một tầng khuếch đại là đại lượng được tính bằng tỷ số giữa công suất tín hiệu xoay chiều đưa ra tải P_r với công suất một chiều của nguồn cung cấp P_0 .

$$H = \frac{P_r}{P_0} \% \quad (1-5)$$

Trên đây đã nêu một số chỉ tiêu quan trọng của một tầng (hay một bộ khuếch đại gồm nhiều tầng). Căn cứ vào các chỉ tiêu này người ta có thể phân loại các bộ khuếch đại với các tên gọi với đặc điểm khác nhau. Có thể phân loại theo dạng đặc tuyến tần số $|K| = f(\omega)$, từ đó có bộ khuếch đại một chiều, bộ khuếch đại tần số thấp, bộ khuếch đại tần số cao, bộ khuếch đại chọn lọc tần số...v.v.

1.2. Phân cực và chế độ làm việc một chiều của transistor trường và transistor lưỡng cực

1.2.1. Nguyên tắc chung phân cực transistor lưỡng cực

Để transistor làm việc như là một phần tử tích cực thì các tham số của nó phải thỏa mãn điều kiện thích hợp. Những tham số này của transistor phụ thuộc rất nhiều vào điện áp phân cực các chuyển tiếp góp, phát. Nói một cách khác giá trị các tham số phụ thuộc vào điểm làm việc của transistor. Một cách tổng quát, dù transistor được mắc theo kiểu nào, muốn nó làm việc ở chế độ khuếch đại cần có các điều kiện sau: chuyển tiếp gốc-phát luôn phân cực thuận, chuyển tiếp gốc - góp luôn phân cực ngược.

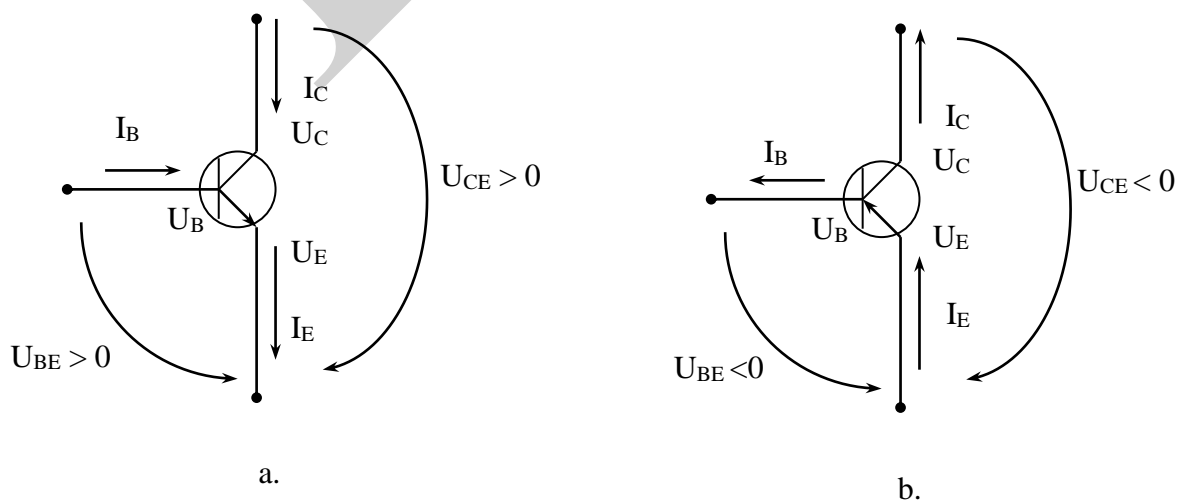
Đối với transistor n-p-n điều kiện phân cực để nó làm việc ở chế độ khuếch đại là:

$$U_{BE} = U_B - U_E > 0$$

$$U_{CE} = U_C - U_E > 0$$

$$U_E < U_B < U_C$$

Hình 1-4 biểu diễn điện áp và dòng điện phân cực của transistor ở chế độ khuếch đại.



Hình 1-4. a. Biểu diễn điện áp và dòng điện phân cực transistor n-p-n.
b. Transistor p-n-p.

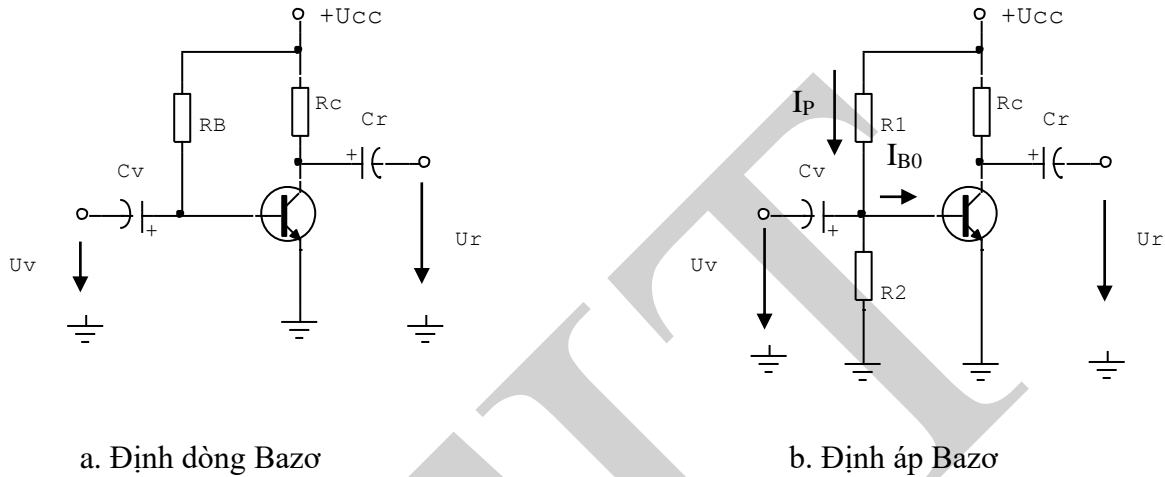
Trong đó U_E , U_B , U_C là điện thế các cực phát, gốc, góp của transistor như trên hình 1- 4.

Với transistor p-n-p thì điều kiện phân cực có dấu ngược lại.

1.2.2. Mạch cung cấp điện áp phân cực cho transistor lưỡng cực

1.2.2.1. Mạch cấp điện áp phân cực

Có hai cách phân áp cho Transistor là phương pháp định dòng Bazơ và định áp Bazơ, hình 1-5.



Hình 1-5. Phương pháp cấp thiên áp cho transistor lưỡng cực

Mạch điện hình 1-5a cấp điện áp cho cực gốc theo phương pháp định dòng. Điện áp U_{BE0} được lấy từ nguồn U_{CC} dẫn qua điện trở R_B vào cực gốc. Điện trở R_B có trị số lớn hơn nhiều so với điện trở một chiều của mặt ghép gốc-phát, do đó dòng định thiên I_{B0} được xác định gần đúng.

$$I_{B0} = \frac{U_{CC} - U_{BE0}}{R_B} \approx \frac{U_{CC}}{R_B}$$

Dòng điện một chiều ở đầu ra (dòng cực góp) I_{C0} và điện áp một chiều ở đầu ra U_{CE0} :

$$I_{C0} = \beta \cdot I_{B0}; \quad U_{CE0} = U_{CC} - I_{C0} \cdot R_C$$

Mạch này đơn giản nhưng độ ổn định điểm làm việc kém.

Mạch điện hình 1-5b cung cấp điện áp cho cực gốc theo phương pháp định áp nhờ bộ phân áp R_1 , R_2 . Thường chọn $I_p \gg I_{B0}$, nên điện áp tại điểm làm việc của cực gốc được xác định theo biểu thức:

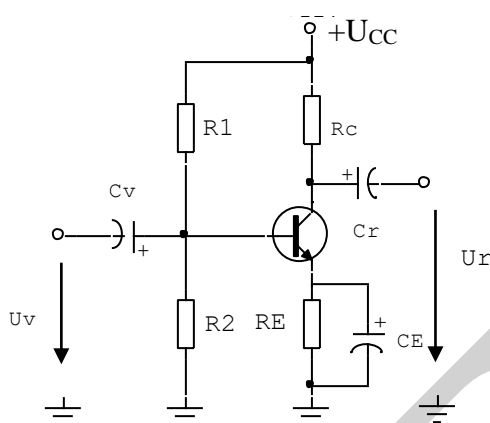
$$U_{BE0} \approx \frac{U_{CC}}{R_1 + R_2} \cdot R_2 = U_{CC} - I_p \cdot R_1$$

Trong đó I_p là dòng phân áp chạy qua điện trở R_1 , R_2 .

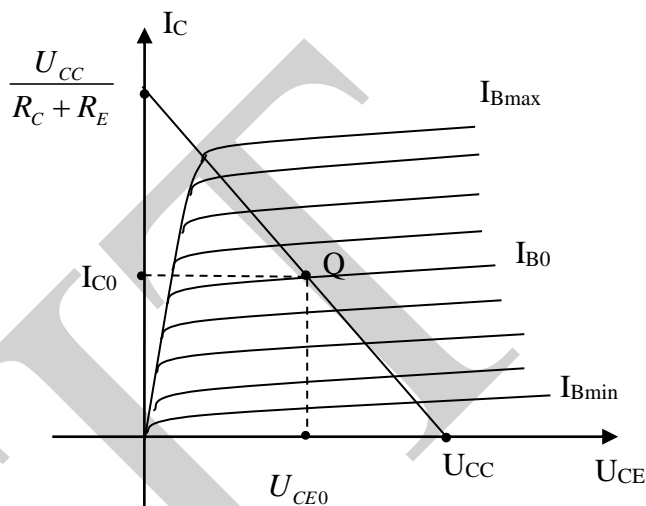
Ta thấy rằng U_{BE0} không phụ thuộc vào các tham số của transistor và nhiệt độ nên ổn định. Rõ ràng dòng I_P càng lớn U_{BE0} càng ổn định, nhưng khi đó R_1, R_2 phải có giá trị nhỏ sẽ làm giảm trở kháng vào của mạch.

1.2.2.2. Điểm làm việc tĩnh của transistor lưỡng cực

Các tham số $U_{BE0}, U_{CE0}, I_{B0}, I_{C0}$ thể hiện chế độ một chiều của tranzito lưỡng cực, nếu biểu diễn chúng trên đường tải một chiều của transistor thì còn được gọi là điểm làm việc một chiều hay điểm làm việc tĩnh (Điểm Q trên đường tải một chiều).



Hình 1-6.



Hình 1-7. Điểm làm việc tĩnh của transistor.

Từ hình 1-6 ta xác định được:

$$U_{CC} = U_{CE} + I_C R_C + I_E R_E \text{ vì } I_E \approx I_C \text{ nên ta có thể viết:}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (1-6)$$

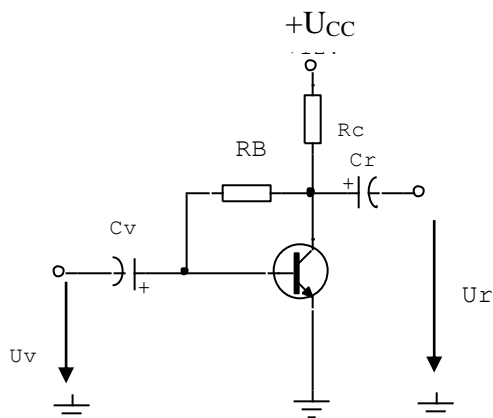
Biểu thức (1-6) là phương trình đường tải một chiều, nó được vẽ trên hình 1-7. Trên đường tải điểm làm việc Q được xác định bằng các giá trị một chiều I_{C0}, U_{CE0} .

1.2.3. Hiện tượng trôi điểm làm việc và các phương pháp ổn định

Trong quá trình làm việc của Transistor điểm làm việc tĩnh có thể bị dịch chuyển do nhiệt hay tạp tán của nó. Để giữ điểm làm việc của Transistor ổn định người ta dùng các phương pháp ổn định điểm làm việc.

Có hai phương pháp ổn định điểm làm việc là ổn định tuyến tính và ổn định phi tuyến:

Ổn định tuyến tính: dùng hồi tiếp âm một chiều, làm thay đổi thiên áp mạch vào của transistor để hạn chế sự di chuyển của điểm làm việc.

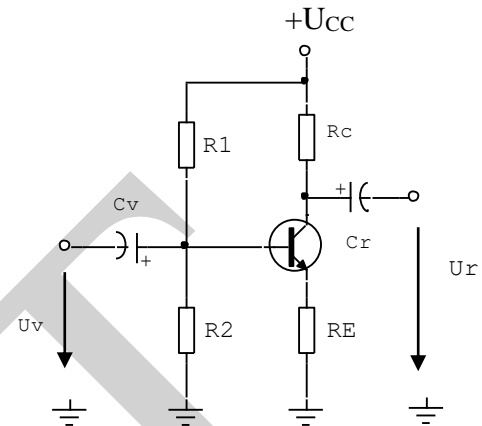


Hình 1-8.

Hình 1-8 là sơ đồ ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp âm điện áp. Ở đây R_B vừa làm nhiệm vụ đưa điện áp vào cực gốc bằng phương pháp định dòng Bazơ, vừa dẫn điện áp hồi tiếp về mạch vào. Nếu có một nguyên nhân mất ổn định nào đó làm cho dòng một chiều I_{C0} tăng lên thì điện thế U_{CE0} giảm (do $U_{CE0} \approx U_{CC} - I_{C0}.R_C$) làm U_{BE0} giảm, kéo theo dòng I_{B0} giảm làm cho I_{C0} giảm (vì $I_{C0} = \beta \cdot I_{B0}$), nghĩa là dòng I_{C0} ban đầu được giữ ổn định tương đối.

Hình 1-9 là sơ đồ ổn định điểm làm việc bằng hồi tiếp âm dòng điện. Trong sơ đồ này R_E làm nhiệm vụ hồi tiếp âm dòng điện một chiều. Khi I_{C0} tăng do nhiệt độ thay đổi hay do độ tạp tán tham số của tranzito thì điện áp hạ trên R_E ($U_{E0} = I_{E0}.R_E$) tăng. Vì điện áp U_{R2} lấy trên điện trở R_2 hầu như không đổi nên điện áp $U_{BE0} = U_{R2} - U_{E0}$ giảm, làm cho I_{B0} giảm, do đó I_{C0} không tăng lên được, tức là I_{C0} được giữ ổn định tương đối.

Ổn định phi tuyến: dùng phương pháp bù nhiệt nhờ các phần tử có tham số phụ thuộc vào nhiệt độ như transistor, diốt, điện trở nhiệt.



Hình 1-9.

1.2.4. Phân cực và chế độ làm việc một chiều của Tranzito trường

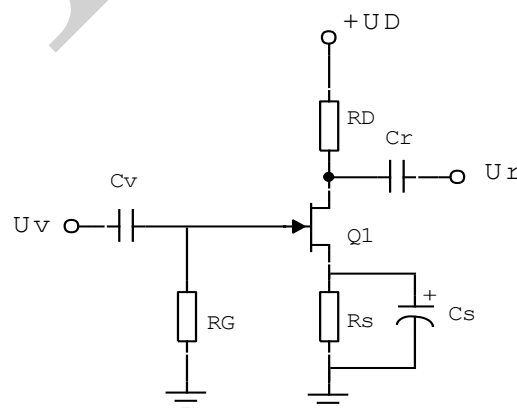
Về nguyên tắc, việc cung cấp và ổn định điểm làm việc của Transistor trường cũng giống như transistor lưỡng cực. Đối với tranzito trường xác định điểm làm việc thông qua I_D , U_{GS} , và U_{DS} .

Transistor hiệu ứng trường (FET) có hai loại chính là FET điều khiển bằng tiếp xúc p-n (viết tắt là JFET) và FET có cực cửa cách điện (viết tắt là IGFET). Sau đây chúng ta xét phân cực và chế độ làm việc của JFET kênh n.

Để JFET làm việc trong miền khuếch đại phải có các điều kiện sau:

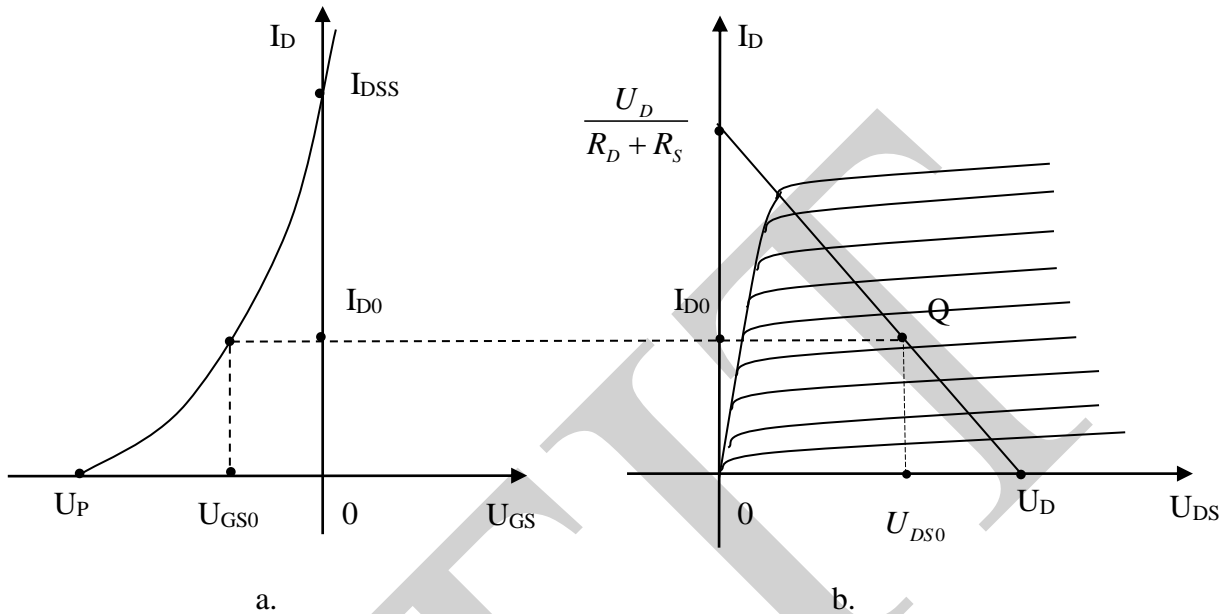
$$+ 0 < |I_D| < |I_{DSS}|$$

$$+ \text{Điện áp cực cửa – cực nguồn: } \begin{aligned} U_P &< U_{GS} \text{ với kênh n} \\ U_P &> U_{GS} \text{ với kênh p} \end{aligned}$$



Hình 1-10. Sơ đồ cung cấp và ổn định điểm làm việc cho JFET

Để phân cực cho JFET người ta thường dùng phương pháp tự phân cực (hình 1-10). Ở đây R_S được mắc vào cực nguồn vừa tạo thiên áp âm cho U_{GS} vừa có tác dụng hồi tiếp âm dòng điện để ổn định điểm làm việc.



Hình 1-11. Đặc tuyến truyền đạt (a) và điểm làm việc tĩnh (b) của JFET kênh n

Phương trình hàm truyền đạt của JFET Kênh n được vẽ trên hình 1-11a.

Biểu thức phương trình đặc tuyến truyền đạt trên hình 1-11a là:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (1-7)$$

Vì dòng qua R_G gần như bằng không nên ta có:

$$U_{GS} = - I_D \cdot R_S \quad (1-8)$$

Giải hệ hai phương trình (1-7) và (1-8) ta sẽ nhận được I_{D0} và U_{GS0} là các giá trị một chiều, tương ứng với điểm làm việc Q trên hình 1-11b.

Từ mạch điện hình 1-10, ta có phương trình đường tải một chiều:

$$U_{DS} = U_D - I_D(R_S + R_D) \quad (1-9)$$

Mạch ổn định điểm làm việc dùng hồi tiếp âm thông qua R_S . Nếu muốn bỏ hồi tiếp âm xoay chiều ta mắc thêm C_S như trên mạch điện.

Ưu điểm lớn nhất của Transistor trường là trở kháng vào rất lớn, nên để R_G ít ảnh hưởng tới trở kháng vào của mạch người ta chọn R_G rất lớn (cỡ $M\Omega$).

1.3. Hồi tiếp trong các tầng khuếch đại

1.3.1. Định nghĩa

Hồi tiếp là ghép một phần tín hiệu ra (điện áp hoặc dòng điện) của bộ khuếch đại về đầu vào thông qua mạch hồi tiếp.

Phân loại hồi tiếp:

Hồi tiếp dương: tín hiệu hồi tiếp cùng pha với tín hiệu vào, hồi tiếp dương sẽ làm bộ khuếch đại mất ổn định, do đó nó không được sử dụng trong mạch khuếch đại, hồi tiếp dương được sử dụng trong mạch tạo dao động.

Hồi tiếp âm: tín hiệu hồi tiếp ngược pha với tín hiệu vào, hồi tiếp âm đóng vai trò rất quan trọng trong mạch khuếch đại. Hồi tiếp âm cải thiện các tính chất của mạch khuếch đại.

Trong hồi tiếp âm có hồi tiếp âm một chiều và hồi tiếp âm xoay chiều.

Hồi tiếp âm một chiều được dùng để ổn định điểm làm việc tĩnh.

Hồi tiếp âm xoay chiều được dùng để ổn định các tham số của bộ khuếch đại.

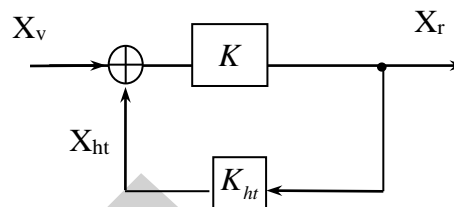
Mạch điện bộ khuếch đại có hồi tiếp được phân làm 4 loại:

Hồi tiếp nối tiếp điện áp: Tín hiệu đưa về đầu vào nối tiếp với nguồn tín hiệu vào và tỷ lệ với điện áp đầu ra, hình 1-13a.

Hồi tiếp nối tiếp dòng điện: Tín hiệu đưa về đầu vào nối tiếp với nguồn tín hiệu vào và tỷ lệ với dòng điện ra, hình 1-13b .

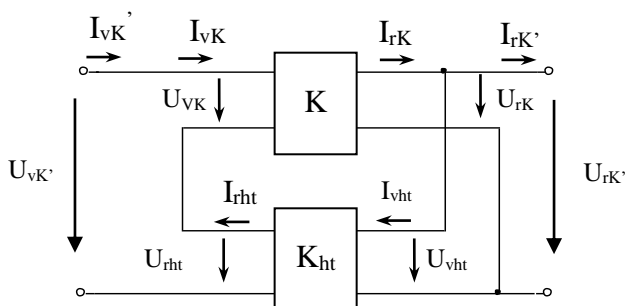
Hồi tiếp song song điện áp: Tín hiệu đưa về đầu vào song song với nguồn tín hiệu vào và tỷ lệ với điện áp đầu ra, hình 1-13c.

Hồi tiếp song song dòng điện: Tín hiệu đưa về đầu vào song song với nguồn tín hiệu vào và tỷ lệ với dòng điện ra, hình 1-13d.

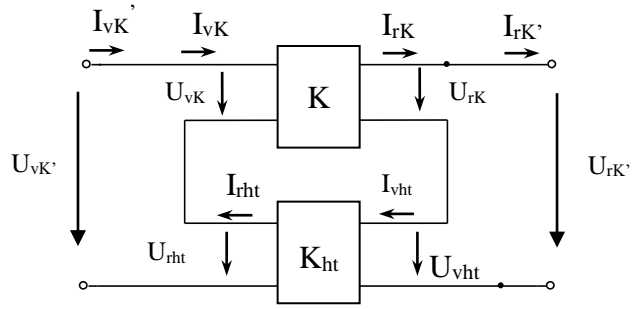


Hình 1-12. Sơ đồ khối bộ khuếch đại có hồi tiếp.
trong đó K là hệ số khuếch đại, K_{ht} là hệ số hồi tiếp.

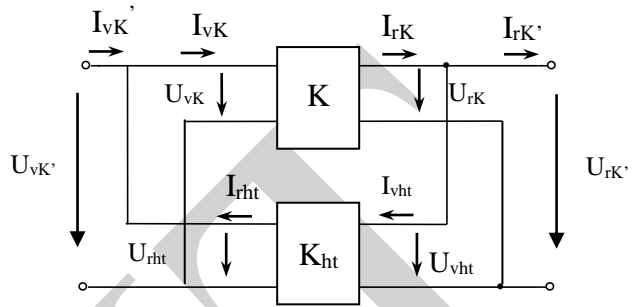
a. Hồi tiếp nối tiếp điện áp



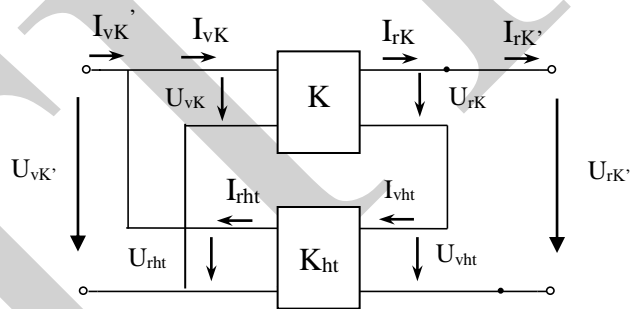
b. Hồi tiếp nối tiếp dòng điện



c. Hồi tiếp song song điện áp



d. Hồi tiếp song song dòng điện



Hình 1-13. Các loại mạch hồi tiếp.

1.3.2. Các phương trình của mạng 4 cực khuếch đại có hồi tiếp

Từ sơ đồ hình 1-14 ta có:

$$X_r = K \cdot X_h; X_{ht} = K_{ht} \cdot X_r; X_h = X_v - X_{ht}.$$

Từ 3 phương trình trên ta rút ra được:

$$K' = \frac{X_r}{X_v} = \frac{K}{1 + K \cdot K_{ht}} \quad (1-10)$$

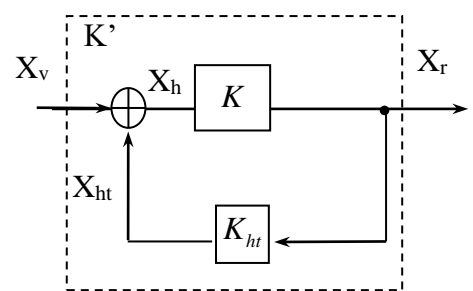
Trong đó:

K' là hệ số khuếch đại của mạng 4 cực khuếch đại có hồi tiếp âm.

K là hệ số khuếch đại của mạng 4 cực không có hồi tiếp.

K_{ht} là hệ số hồi tiếp.

$K_v = K \cdot K_{ht}$ gọi là hệ số khuếch đại vòng.



Hình 1-14. Sơ đồ khối bộ khuếch đại có hồi tiếp.

$g = 1 + K.K_{ht}$ gọi là độ sâu hồi tiếp.

Khi $|K.K_{ht}| \gg 1$ từ (1-10) ta có:

$$K' = \frac{1}{K_{ht}} \quad (1-11)$$

Từ biểu thức (1-11) ta có nhận xét: một bộ khuếch đại có hồi tiếp có hệ số khuếch đại vòng rất lớn thì hàm truyền đạt của nó hầu như không phụ thuộc vào tính chất của bộ khuếch đại mà chỉ phụ thuộc vào tính chất của mạch hồi tiếp. Tức là các tham số của bộ khuếch đại không ảnh hưởng đến hàm truyền đạt của bộ khuếch đại có hồi tiếp mà chỉ phụ thuộc vào các tham số của mạch hồi tiếp.

1.3.3. Ảnh hưởng của hồi tiếp âm đến các tham số tầng khuếch đại

1.3.3.1. Hồi tiếp âm làm giảm hệ số khuếch đại

Hồi tiếp âm làm hệ số khuếch đại của tầng khuếch đại có hồi tiếp giảm g lần

$$K' = \frac{K}{1 + K.K_{ht}} = \frac{K}{g}$$

$g = 1 + K.K_{ht}$ là độ sâu hồi tiếp.

Tuy vậy hồi tiếp âm lại cải thiện các tính chất của mạch khuếch đại như giảm tạp âm, giảm méo phi tuyến, giảm méo tần số, làm ổn định hệ số khuếch đại...

1.3.3.2. Hồi tiếp âm làm ổn định hệ số khuếch đại

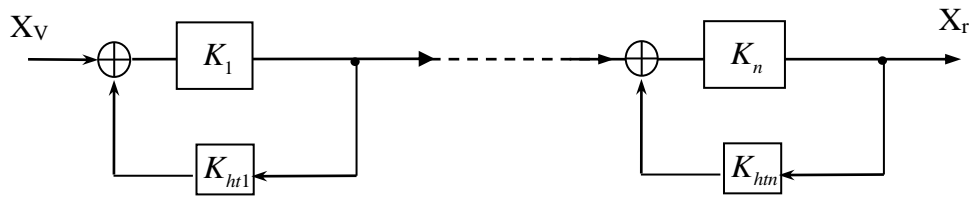
Khi cần dùng các bộ khuếch đại có độ ổn định cao, không bị ảnh hưởng bởi nhiệt độ, độ tạp tán của transistor, điện áp nguồn và thời gian sử dụng thì phải sử dụng hồi tiếp âm.

Từ biểu thức (1-10) ta có:

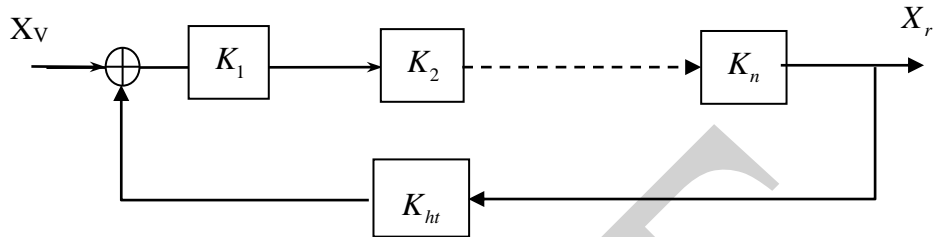
$$\begin{aligned} d(K') &= \frac{1}{(1 + K.K_{ht})^2} . dK - \frac{K^2}{(1 + K.K_{ht})^2} . dK_{ht} \\ \Rightarrow \frac{\Delta K'}{K'} &= \frac{1}{(1 + K.K_{ht})} . \frac{\Delta K}{K} - \frac{K.K_{ht}}{(1 + K.K_{ht})} . \frac{\Delta K_{ht}}{K_{ht}} \end{aligned} \quad (1-12)$$

Từ biểu thức (1-12) ta có nhận xét: Sai số tương đối hệ số khuếch đại có hồi tiếp âm nhỏ hơn $(1 + K.K_{ht})$ lần so với khi không có hồi tiếp. Như vậy khi có hồi tiếp âm hệ số khuếch đại sẽ ổn định hơn khi không có hồi tiếp.

Khi bộ khuếch đại có nhiều tầng, có thể thực hiện hồi tiếp từng tầng (hình 1-15a) hoặc hồi tiếp qua nhiều tầng (hình 1-15b). Hồi tiếp qua nhiều tầng cho hệ số khuếch đại ổn định hơn hồi tiếp từng tầng.



a. Hồi tiếp từng tầng.



b. Hồi tiếp qua nhiều tầng.

Hình 1-15. Bộ khuếch đại có hồi tiếp.

1.3.3.3. Hồi tiếp âm làm thay đổi trở kháng vào, trở kháng ra của bộ khuếch đại

Hồi tiếp âm làm thay đổi trở kháng vào của phần mạch nằm trong vòng hồi tiếp. Sự thay đổi này phụ thuộc vào cách mắc hồi tiếp về đầu vào (nối tiếp hay song song) mà không phụ thuộc vào cách lấy tín hiệu hồi tiếp ở đầu ra đưa vào mạch hồi tiếp.

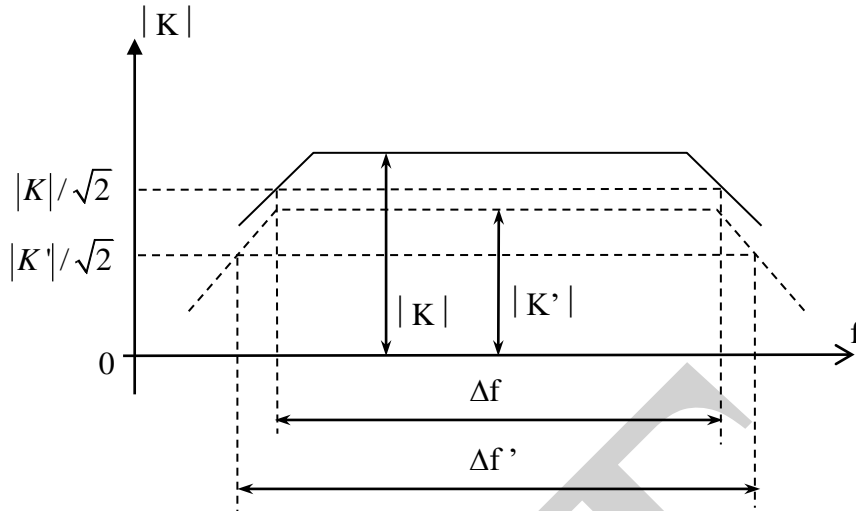
Tương tự hồi tiếp âm cũng làm thay đổi trở kháng ra của phần mạch nằm trong vòng hồi tiếp. Sự thay đổi này không phụ thuộc vào cách mắc hồi tiếp về đầu vào (nối tiếp hay song song) mà phụ thuộc vào cách lấy tín hiệu hồi tiếp ở đầu ra đưa vào mạch hồi tiếp (hồi tiếp điện áp hay dòng điện).

- Hồi tiếp âm nối tiếp làm tăng trở kháng vào của tầng khuếch đại có hồi tiếp g lần.
- Hồi tiếp âm song song làm giảm trở kháng vào của tầng khuếch đại có hồi tiếp g lần.
- Hồi tiếp âm dòng điện làm tăng trở kháng ra của tầng khuếch đại có hồi tiếp g lần.
- Hồi tiếp âm điện áp làm giảm trở kháng ra của tầng khuếch đại có hồi tiếp g lần.

1.3.3.4. Hồi tiếp âm làm tăng độ rộng dải thông

Trên hình 1-16 đường nét liền là đặc tuyến biên độ tần số của bộ khuếch đại không có hồi tiếp âm, nét đứt là đặc tuyến biên độ tần số của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm. Ta có thể nhận thấy khi có hồi tiếp âm hệ số khuếch đại của toàn tầng giảm nhưng dải thông của nó được tăng lên ($\Delta f' > \Delta f$).

Ngoài ra hồi tiếp âm còn có tác dụng quan trọng trong khuếch đại như: Giảm tạp âm, giảm méo phi tuyến.



Hình 1-16. Đặc tuyến biên độ tần số của bộ khuếch đại

1.4. Các sơ đồ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng transistor lưỡng cực

1.4.1. Giới thiệu

Có nhiều phương pháp để phân tích các sơ đồ của một tầng khuếch đại, nhưng với tín hiệu nhỏ người ta thường hay dùng sơ đồ tương đương để phân tích.

Các tham số cơ bản cần khảo sát của một tầng khuếch đại là: Trở kháng vào, trở kháng ra, hệ số khuếch đại dòng K_i , hệ số khuếch đại áp K_U và hệ số khuếch đại công suất K_P .

Sau đây chúng ta sẽ phân tích tầng khuếch đại dùng transistor lưỡng cực theo ba cách mắc mạch: Emitter chung, Collector chung, và Base chung. Giả thiết tín hiệu vào là hình sin ở miền tần số trung bình vì vậy trở kháng của tụ điện coi như bằng không, còn ảnh hưởng điện dung ký sinh của sơ đồ và transistor, cũng như sự phụ thuộc về hệ số khuếch đại dòng α , β của transistor vào tần số coi như không đáng kể.

1.4.2. Tầng khuếch đại Emitter chung

Hình 1-17 là tầng khuếch đại Emitter chung, hình 1-18 là sơ đồ tương đương xoay chiều tín hiệu nhỏ.

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_U = \frac{U_R}{U_V} = \frac{-\beta I_B (r_{CE} // R_C // R_L)}{I_B r_{be}} = -\frac{\beta (r_{CE} // R_C // R_L)}{r_{be}}$$

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} = \frac{\beta}{r_{be}} \quad \text{là hồ dẫn của transistor.}$$

$$\Rightarrow K_U = -S (r_{CE} // R_C // R_L)$$

Dấu trừ cho thấy tín hiệu vào và tín hiệu ra ngược pha nhau. Vì $r_{CE} \gg R_C, R_t$ nên:

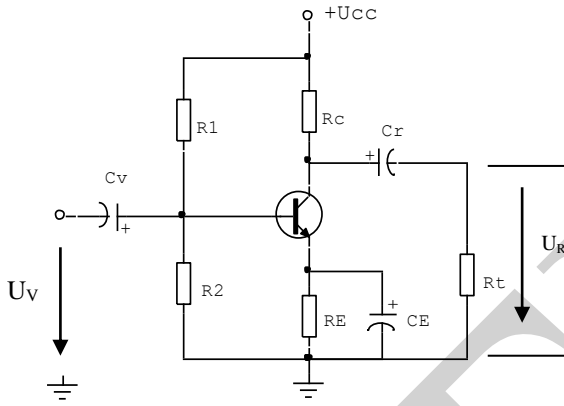
$$K_U = -S(R_C // R_t) \quad (1-13)$$

Ở đây $r_{be} = r_b + \beta r_e \approx \beta \cdot \frac{U_T}{I_{E0}} \approx \beta \cdot \frac{U_T}{I_{C0}}$

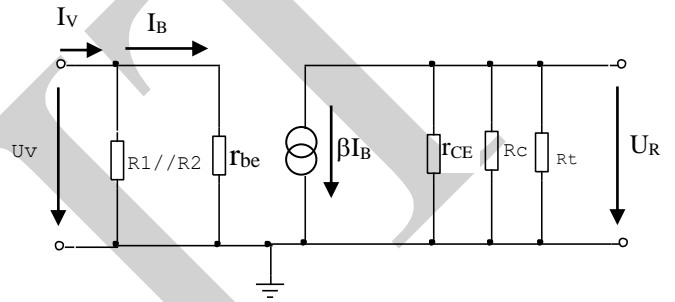
Trong đó: U_T là điện áp nhiệt, $U_T = 26\text{mV}$ ở 25°C .

Thay (1-13) vào ta có:

$$K_U = -S(R_C // R_t) = -\frac{\beta}{r_{be}}(R_C // R_t) = -\frac{I_{C0}(R_C // R_t)}{U_T}$$



Hình 1-17. Sơ đồ Emitter chung



Hình 1-18. Sơ đồ tương đương Emitter chung

Trở kháng vào:

$$Z_V = R_1 // R_2 // r_{be} \quad (1-14)$$

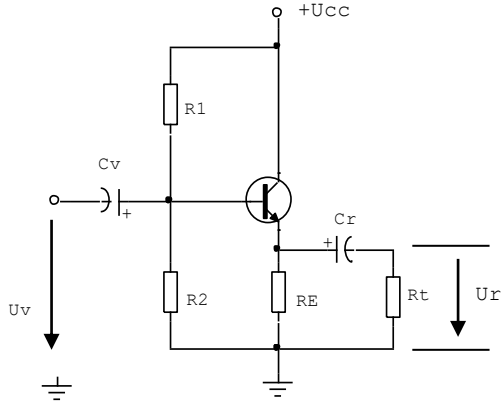
Hệ số khuếch đại dòng điện:

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{I_{Rt}}{I_V} = \frac{U_r / R_t}{U_V / Z_V} = \frac{\beta I_B (R_C // R_t) / R_t}{I_B \cdot r_{be} / Z_V} \\ &= \frac{\beta (R_C // R_t) Z_V}{r_{be} R_t} = \frac{\beta (R_C // R_t) (R_1 // R_2 // r_{be})}{r_{be} R_t} \end{aligned} \quad (1-15)$$

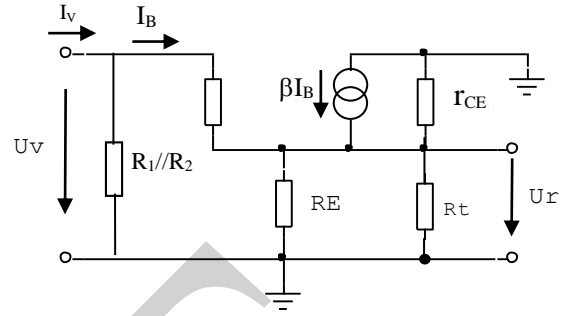
Trở kháng ra:

$$Z_r = r_{CE} // R_C \approx R_C \quad (1-16)$$

1.4.3. Tầng khuếch đại Colectơ chung



Hình 1-19. Sơ đồ Colectơ chung



Hình 1-20. Sơ đồ tương đương Colectơ chung

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$\begin{aligned} K_U &= \frac{U_r}{U_v} = \frac{(\beta + 1)I_B(R_E // R_t)}{I_B \cdot r_{be} + (\beta + 1)I_B(R_E // R_t)} \\ &= \frac{(\beta + 1)(R_E // R_t)}{r_{be} + (\beta + 1)(R_E // R_t)} \approx 1 \end{aligned} \quad (1-17)$$

Trở kháng vào:

$$Z_v = R_1 // R_2 // [r_{be} + (\beta + 1)(R_E // R_t)] \quad (1-18)$$

Hệ số khuếch đại dòng điện:

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{I_r}{I_v} = \frac{U_r / R_t}{U_v / Z_v} = K_U \frac{Z_v}{R_t} \\ &\approx \frac{R_1 // R_2 // [r_{be} + (\beta + 1)(R_E // R_t)]}{R_t} \end{aligned} \quad (1-19)$$

Trở kháng ra:

$$Z_r = \frac{U_{rhm}}{I_{mgm}}$$

U_{rhm} là điện áp ra khi hở mạch đầu ra.

I_{mgm} là dòng điện ra khi ngắn mạch đầu ra.

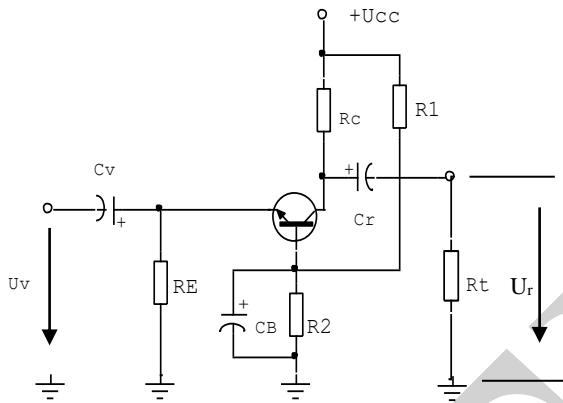
$$U_{rhm} = K_{Uhm} \cdot U_v = \frac{(\beta + 1) \cdot R_E}{r_{be} + (\beta + 1) \cdot R_E} \cdot U_v$$

$$I_{mgm} = I_B + \beta I_B = \frac{U_v}{r_{be}} (\beta + 1)$$

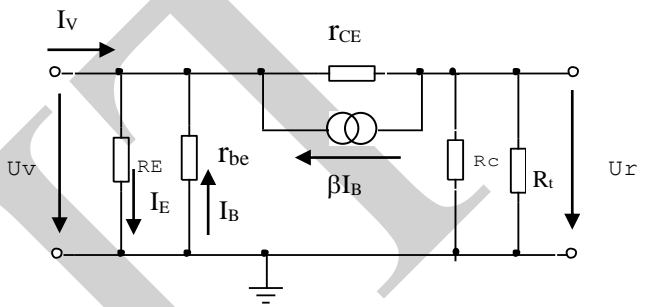
$$\Rightarrow Z_r = \frac{\frac{(\beta+1).R_E}{r_{be} + (\beta+1).R_E} . U_V}{\frac{U_V}{r_{be}} (\beta+1)} = \frac{\frac{(\beta+1).R_E}{r_{be} + (\beta+1).R_E}}{\frac{(\beta+1)}{r_{be}}} = \frac{r_{be}}{\beta+1} // R_E \quad (1-20)$$

Vì r_{be} khá nhỏ nên trở kháng ra của mạch collector chung nhỏ cỡ vài Ω đến vài chục Ω , đây là ưu điểm của mạch collector chung.

1.4.4. Sơ đồ Bazo chung



Hình 1-21. Sơ đồ Bazo chung



Hình 1-22. Sơ đồ tương đương Bazo chung

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$\begin{aligned} K_U &= \frac{U_r}{U_V} = \frac{-\beta I_B (R_C // R_t)}{-I_B \cdot r_{be}} \\ &= \frac{\beta}{r_{be}} (R_C // R_t) = S(R_C // R_t) \end{aligned} \quad (1-21)$$

Trở kháng vào của mạch:

$$\begin{aligned} I_V + \beta I_B + I_B - I_E &= 0 \\ \Rightarrow \frac{U_V}{Z_V} + (\beta+1)I_B - \frac{U_V}{R_E} &= 0 \\ \frac{U_V}{Z_V} - (\beta+1)\frac{U_V}{r_{be}} - \frac{U_V}{R_E} &= 0 \\ \frac{1}{Z_V} &= \frac{\beta+1}{r_{be}} + \frac{1}{R_E} \\ \Rightarrow Z_V &= \frac{r_{be}}{\beta+1} // R_E \end{aligned} \quad (1-22)$$

Hệ số khuếch đại dòng:

$$K_i = \frac{I_r}{I_V} = \frac{\frac{U_r}{R_t}}{\frac{U_V}{Z_V}} = K_U \cdot \frac{Z_V}{R_t}$$

Thay K_U và Z_V vào ta có:

$$K_i = \frac{\beta}{r_{be}} (R_C // R_t) \cdot \frac{(\frac{r_{be}}{\beta+1}) // R_E}{R_t} \quad (1-23)$$

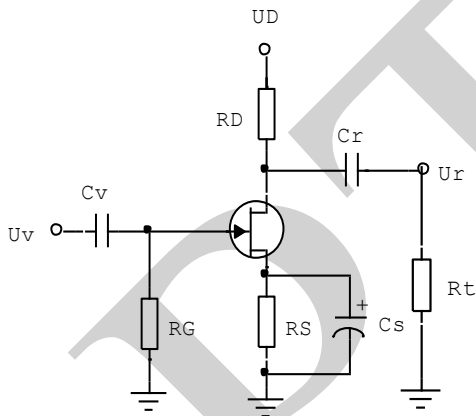
Trở kháng ra:

$$Z_r = r_{ce} // R_C \approx R_C \quad (1-24)$$

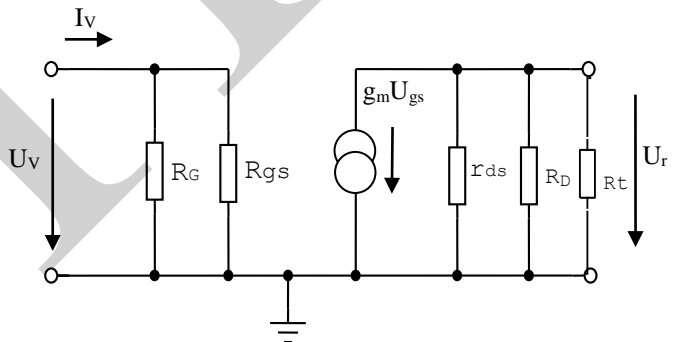
Như vậy chúng ta thấy độ lớn hệ số khuếch đại điện áp của mạch Bazo chung bằng độ lớn hệ số khuếch đại điện áp trong mạch Emitơ chung. Mạch Bazo chung thường được sử dụng ở vùng tần số cao do điện dung Miller nhỏ.

1.5. Các sơ đồ khuếch đại tín hiệu nhỏ dùng transistor trường (FET)

1.5.1. Sơ đồ Source chung



Hình 1-23. Sơ đồ Source chung



Hình 1-24. Sơ đồ tương đương SC

Trở kháng vào của mạch:

$$Z_V = R_G // r_{gs} \approx R_G \quad (1-25)$$

Thường chọn R_G lớn để không làm ảnh hưởng tới trở kháng vào của mạch.

Trở kháng ra:

$$Z_r = R_D // r_{ds} \quad (1-26)$$

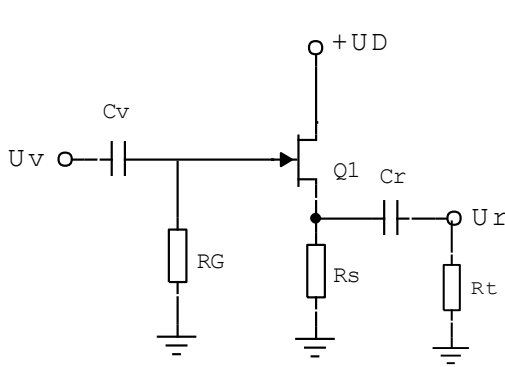
Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_U = \frac{U_R}{U_V} = - \frac{g_m U_{gs} (r_{ds} // R_D // R_t)}{U_{gs}} = -g_m (r_{ds} // R_D // R_t)$$

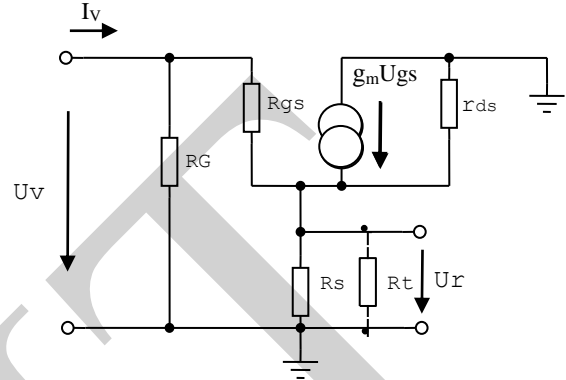
Thường thì $r_{ds} \gg R_D$ nên ta có:

$$K_U = -g_m (R_D // R_t) \quad (1-27)$$

1.5.2. Sơ đồ Drain chung



Hình 1-25. Sơ đồ Drain chung



Hình 1-26. Sơ đồ tương đương DC

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_U = \frac{U_r}{U_V} = \frac{U_r}{U_{gs} + U_r} = \frac{g_m U_{gs} (R_S // R_t)}{U_{gs} + g_m U_{gs} (R_S // R_t)} = \frac{g_m (R_S // R_t)}{1 + g_m (R_S // R_t)} \approx 1 \quad (1-28)$$

Trở kháng vào của mạch:

$$Z_V = R_G. \quad (1-29)$$

Trở kháng ra:

$$Z_R = \frac{U_{rhm}}{I_{mgm}}$$

U_{rhm} là điện áp ra khi hở mạch đầu ra.

I_{mgm} là dòng điện ra khi ngắn mạch đầu ra.

$$U_{rhm} = K_U \cdot U_V = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} U_V$$

$$I_{mgm} = g_m U_{gs} = g_m U_V \quad (\text{Khi ngắn mạch } U_{gs} = U_V)$$

$$\Rightarrow Z_r = \frac{R_S}{1 + g_m R_S} = R_S // \frac{1}{g_m} \quad (1-30)$$

1.6. Một số mạch khuếch đại khác

1.6.1. Mạch khuếch đại Darlington

Khi cần trở kháng vào tăng khuếch đại lớn để dòng vào nhỏ, hệ số khuếch đại lớn người ta dùng mạch khuếch đại theo Darlington. Mạch bao gồm hai transistor T_1 và T_2 nối như hình 1-27.

Theo hình 1-27a ta có:

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{B2} = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 (1 + \beta_1) I_{B1}$$

$$I_C = \beta_1 I_{B1} + \beta_2 I_{B1} + \beta_1 \beta_2 I_{B1} \approx \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$

Trong đó β_1, β_2 theo thứ tự là hệ số khuếch đại dòng của transistor T_1, T_2 .

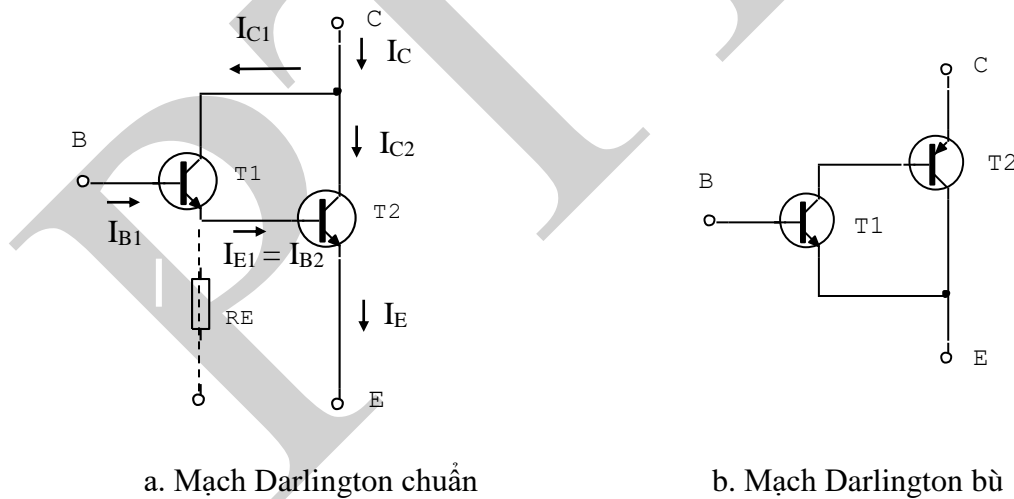
Vậy hệ số khuếch đại dòng của sơ đồ Darlington:

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad (1-31)$$

Theo hình 1-27a ta lại có:

$$U_{BE} = I_{B1} r_{be1} + I_{B2} r_{be2} = I_{B1} r_{be1} + (\beta + 1) I_{B1} r_{be2}$$

$$\Rightarrow r_v = \frac{U_{BE}}{I_{B1}} = r_{be1} + (\beta + 1) r_{be2} \quad (1-32)$$



Hình 1-27. Mạch Darlington.

Như vậy ta nhận thấy rằng mạch Darlington chuẩn có hệ số khuếch đại dòng bằng tích hệ số khuếch đại dòng của hai transistor và trở kháng vào lớn hơn trở kháng vào của một transistor. Với mạch Darlington bù thì hệ số khuếch đại dòng lớn hơn transistor đơn nhưng trở kháng vào bằng trở kháng vào của T_1 .

Cách mắc Darlington thường được dùng ở tầng công suất có yêu cầu công suất ra lớn.

1.6.2. Mạch Kaskode

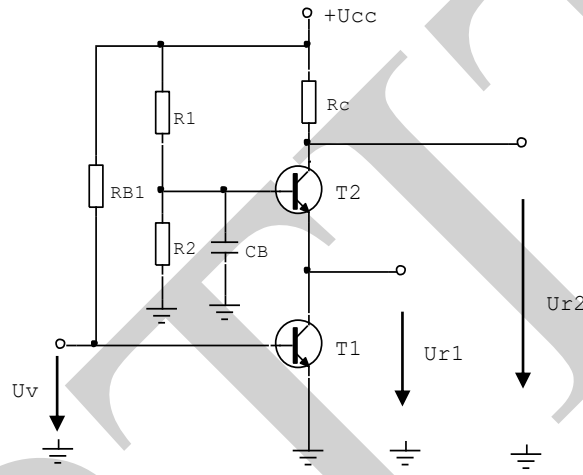
Mạch gồm hai transistor ghép với nhau, T_1 mắc theo sơ đồ Emitter chung còn T_2 mắc theo sơ đồ Bazo chung. Sơ đồ mạch Kaskode hình 1-28.

Vì T_1 mắc Emitter chung và tải của nó là r_{e2} nên ta có:

$$K_{U1} = \frac{U_{r1}}{U_v} = -\frac{\beta_1}{r_{be1}} \cdot r_{e2} \approx -\frac{r_{e2}}{r_{e1}} = -\frac{\frac{U_T}{I_{E02}}}{\frac{U_T}{I_{E01}}}$$

Vì $I_{E01} \approx I_{E02}$ nên ta có:

$$K_{U1} \approx -1$$



Hình 1-28. Mạch khuếch đại

Tầng T_2 mắc Bazo chung nên hệ số khuếch đại điện áp của T_2 là:

$$K_{U2} = \frac{\beta_2}{r_{be2}} \cdot R_C$$

Như vậy ta có hệ số khuếch đại của mạch Kaskode:

$$K = K_{U1} \cdot K_{U2} = -\frac{\beta_2 \cdot R_C}{r_{be2}} \quad (1-33)$$

Ưu điểm cơ bản của mạch này là ngăn cách ảnh hưởng của mạch ra đến mạch vào của tầng khuếch đại, đặc biệt ở tần số cao.

Mạch Kaskode có hệ số khuếch đại điện áp bằng với mạch Emitter chung, nhưng nó khác mạch Emitter chung ở chỗ do tầng T_1 có $K_U = -1$ và tầng T_2 mắc Bazo chung nên điện dung Miller nhỏ do vậy nó hạn chế hồi tiếp âm nhiều ở vùng tần số cao do đó mạch Kaskode sẽ mở rộng dải thông về phía tần số cao.

1.6.3. Mạch khuếch đại giải rộng

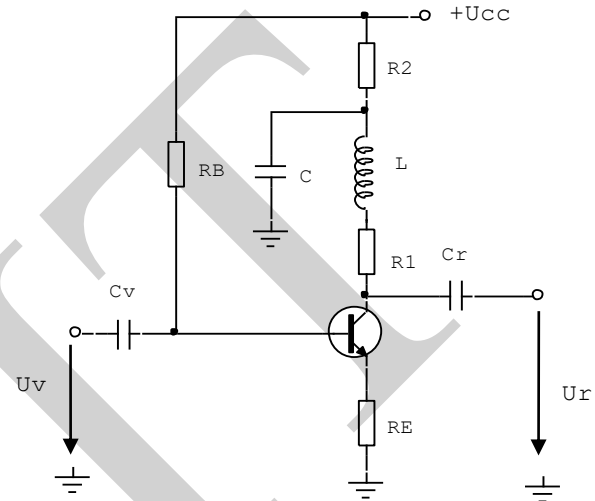
Tín hiệu có giải tần rộng điển hình là tín hiệu video. Để khuếch đại được giải tần rộng như vậy mạch khuếch đại thường dùng thêm các phần tử hiệu chỉnh. Mạch điện của một tầng khuếch đại dải rộng hình 1-29.

Ở mạch này L , R_2 , C là các phần tử hiệu chỉnh được chọn phù hợp sao cho ở khoảng tần số trung bình của giải tần có $\omega_{tb}.L \approx 0$; $\frac{1}{\omega_{tb}.C} \approx 0$ nên tải của tầng là R_1 .

Thường R_1 chọn nhỏ hơn các tầng khuếch đại khác.

Ở khoảng tần số cao $\omega_c.L$ đủ lớn nên tải của tầng gồm R_1 và $\omega_c.L$ nên U_{ra} tăng lên.

Ở tần số thấp $\omega_l.L \approx 0$; $\frac{1}{\omega_l.C} \rightarrow \infty$ nên tải của tầng là R_1 và R_2 . Như vậy nhờ các phần tử hiệu chỉnh làm tăng tải xoay chiều ở hai đầu của giải tần nhờ vậy điện áp ra tăng lên ở hai đầu vùng đó.



Hình 1-29. Tầng khuếch đại giải rộng

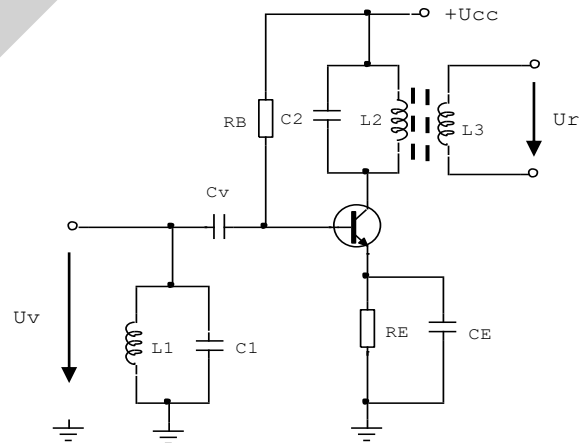
1.6.4. Mạch khuếch đại cộng hưởng

Mạch khuếch đại cộng hưởng dùng phổ biến ở các tầng khuếch đại có tần số cao. Tải của tầng là mạch cộng hưởng song song. Mạch điện hình ở hình 1-30.

Ở mạch này L_1C_1 , L_2C_2 cộng hưởng ở tần số vào. Khi tần số tín hiệu vào thay đổi các mạch L_1C_1 , L_2C_2 cần phải điều chỉnh tần số cộng hưởng theo. Tức là

$$\frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}} = f_v. \text{ Đặc điểm của mạch,}$$

ngoài tác dụng khuếch đại tín hiệu nó còn có khả năng chọn lọc tín hiệu theo tần số. Khi có tín hiệu vào thì thành phần tín hiệu có tần số bằng và lân cận tần số cộng hưởng của khung C_1L_1 , bị khung này chặn lại đưa vào tranzito khuếch đại. Dòng điện ra sụt áp trên khung L_2C_2 , cảm ứng qua L_3 cho điện áp ra.



Hình 1-30. Tầng khuếch đại cộng hưởng

1.6.5. Tầng khuếch đại đảo pha

Tầng đảo pha dùng để khuếch đại tín hiệu và cho ra hai tín hiệu có biên độ bằng nhau nhưng pha lệch nhau 180° (ngược pha nhau).

Sơ đồ tăng khuếch đại đảo pha chia tải vẽ ở hình 1-31. Tín hiệu lấy ra từ cực phát và cực góp của transistor. Tín hiệu ra U_{r2} lấy từ cực phát đồng pha với tín hiệu vào, còn tín hiệu ra U_{r1} lấy từ cực góp ngược pha với tín hiệu vào. Dạng tín hiệu vào ra trên hình 1-31.

Trở kháng vào của mạch:

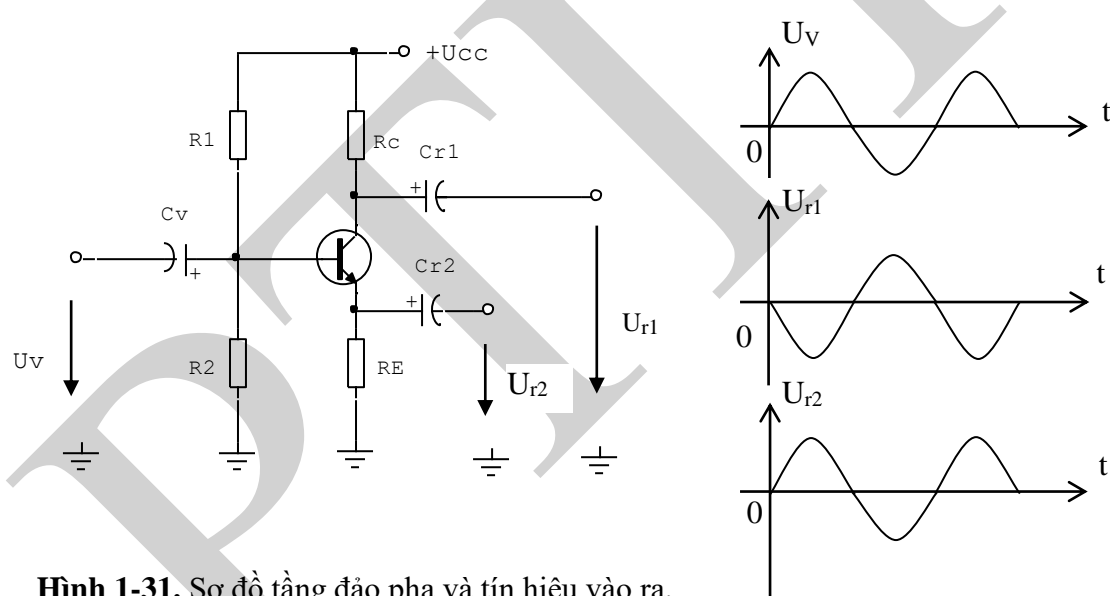
$$Z_V = R_1 // R_2 // [r_{BE} + (1 + \beta).R_E]$$

Hệ số khuếch đại điện áp:

$$K_{U1} = - \frac{\beta.R_C}{r_{be} + (\beta + 1)R_E}$$

$$K_{U2} = \frac{(\beta + 1)R_E}{r_{be} + (\beta + 1)R_E}$$

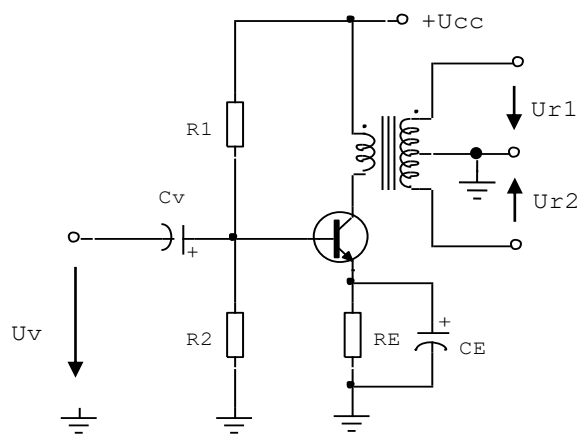
Nếu chọn R_C, R_E thỏa mãn thì ta sẽ có độ lớn hệ số khuếch đại K_{U1} bằng K_{U2} lúc đó ta có mạch đảo pha chia tải.



Hình 1-31. Sơ đồ tăng đảo pha và tín hiệu vào ra.

Tăng đảo pha cũng có thể dùng biến áp, sơ đồ nguyên lý như hình 1-32. Hai tín hiệu lấy ra từ hai nửa cuộn thứ cấp có pha lệch nhau 180° so với điểm giữa.

Khi hai nửa cuộn thứ cấp có số vòng bằng nhau thì hai điện áp ra sẽ độ lớn bằng nhau. Mạch này có hệ số khuếch đại lớn, dễ dàng thay đổi cực tính của điện áp ra và còn có tác dụng phối hợp trở kháng nhưng công kênh, nặng nề và méo lớn nên hiện nay ít được dùng.



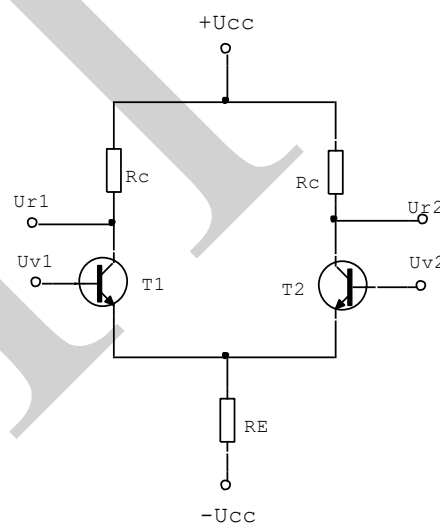
Hình 1-32. Sơ đồ tầng đảo pha dùng biến áp

1.6.6. Mạch khuếch đại vi sai

1.6.6.1. Giới thiệu

Trong các bộ khuếch đại tín hiệu xoay chiều, người ta không quan tâm đến hiện tượng trôi, vì qua các phần tử ghép tầng trôi bị chặn lại. Trôi chỉ làm thay đổi chế độ một chiều của từng tầng. Điều này có thể hạn chế bằng hồi tiếp âm.

Ngược lại trong các bộ khuếch đại tín hiệu một chiều hay tín hiệu có tần số biến thiên chậm trôi cũng được khuếch đại đưa đến đầu ra như tín hiệu. Vì vậy cần phải giảm trôi bằng cách dùng bộ khếch đại vi sai (hình 1-33).



Hình 1-33. Bộ khuếch đại vi sai

Bộ khuếch đại vi sai khuếch đại hiệu hai điện áp đặt ở hai đầu vào, do đó điện áp ra của nó sẽ hạn chế được trôi do dòng trôi sẽ bị khử lẫn nhau của hai transistor, trong trường hợp hoàn toàn đối xứng thì trôi được khử hoàn toàn. Để lợi dụng ưu điểm này bộ khuếch đại vi sai không chỉ được sử dụng khuếch đại hiệu hai điện áp còn dùng để khuếch đại một điện áp. Điện áp đó được đưa vào một đầu còn đầu kia nối đất.

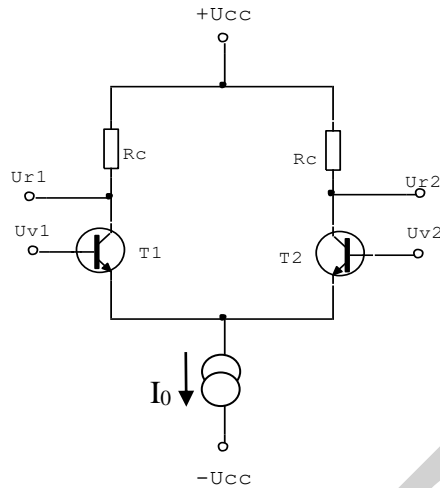
1.6.6.2. Các tham số cơ bản

Bộ khuếch đại vi sai là một bộ khuếch đại tín hiệu một chiều đối xứng, có hai đầu vào và hai đầu ra.

Điện áp hiệu:

$$U_d = U_{v1} - U_{v2}$$

Là hiệu điện áp đưa vào hai cửa của bộ khuếch đại vi sai.



Hình 1-34. Bộ khuếch đại vi sai dùng nguồn dòng

Hệ số khuếch đại hiệu:

$$K_{Ud} = \frac{U_{r1} - U_{r2}}{U_d} = \frac{U_{rd}}{U_d}$$

Nếu lấy tín hiệu trên một đầu ra thì:

$$K_{U1} = K_{U2} = \frac{U_{r1}}{U_d} = \frac{U_{rd}}{2U_d} = \frac{K_{Ud}}{2}$$

Tín hiệu vào đồng pha:

Khi điện áp đầu vào hai cửa của bộ khuếch đại vi sai bằng nhau tức là $U_{v1} = U_{v2} = U_{dp}$.

Lúc này U_{dp} gọi là điện áp đồng pha và theo lý thuyết thì lúc đó $U_r = 0V$, nhưng thực tế thì không như vậy mà $U_r = K_{dp} \cdot U_{dp} \neq 0$.

K_{CM} gọi là hệ số khuếch đại đồng pha, $K_{dp} \ll K_{Ud}$. Để đánh giá bộ khuếch đại vi sai người ta đưa ra khái niệm hệ số nén tín hiệu đồng pha:

$$G = \frac{K_{Ud}}{K_{dp}}$$

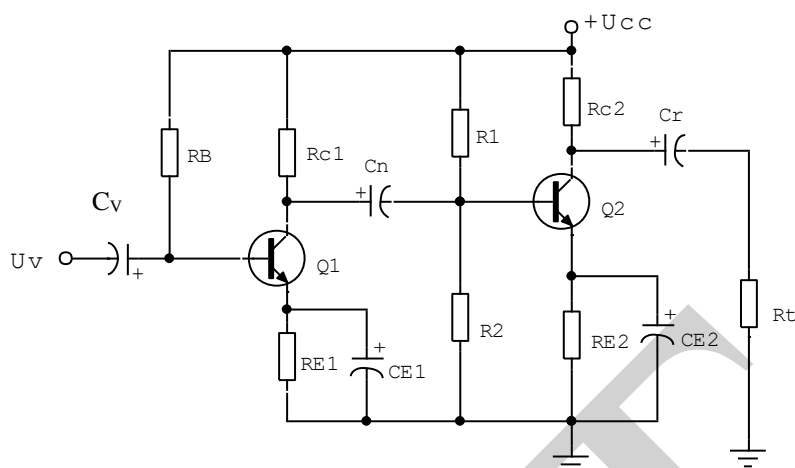
Hệ số G này càng lớn càng tốt (G càng lớn tác dụng giảm trôi càng tốt). Người ta chứng minh được rằng R_E càng lớn hệ số G càng lớn. Nếu chọn R_E quá lớn thì sẽ gây sụt áp trên nó lớn, để tránh điều này người ta thay R_E bằng một nguồn dòng có nội trở trong rất lớn mà sụt áp trên nó nhỏ (hình 1-34).

1.7. Các phương pháp ghép tầng trong bộ khuếch đại

Một bộ khuếch đại thường gồm nhiều tầng mắc nối tiếp nhau (vì thực tế một tầng khuếch đại không đảm bảo đủ hệ số khuếch đại cần thiết). Khi có nhiều tầng ghép liên tiếp thì tín hiệu ra của tầng đầu hay tầng trung gian bất kỳ sẽ là tín hiệu vào cho tầng sau nó và tải của một tầng là điện trở vào của tầng sau nó. Để ghép giữa các tầng có thể dùng tụ điện, biến áp hay ghép trực tiếp...

1.7.1. Ghép tầng bằng tụ điện

Bộ khuếch đại nhiều tầng ghép tụ điện vẽ trên hình 1-35.



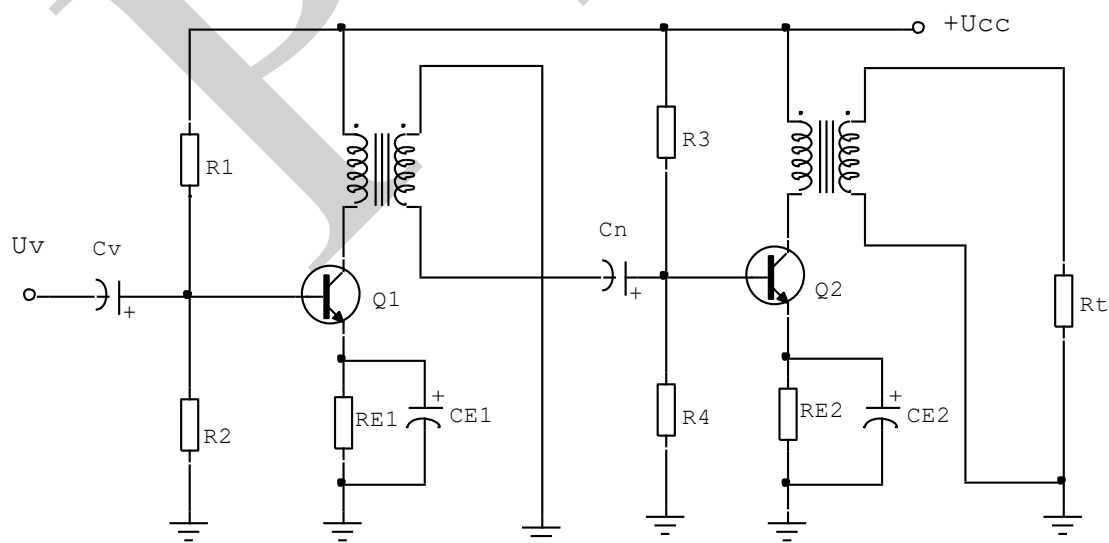
Hình 1-35. Sơ đồ bộ khuếch đại nhiều tầng ghép điện dung.

Ưu điểm: Mạch đơn giản, gọn nhẹ, dễ định thiên vì thiên áp một chiều của các tầng không ảnh hưởng lẫn nhau.

Nhược điểm: Thành phần tần số thấp khó qua do tụ cản trở thành phần này.

1.7.2. Ghép bằng biến áp

Hình 1-36 là sơ đồ bộ khuếch đại ghép tầng bằng biến áp. Ghép tầng bằng biến áp cách ly điện áp một chiều giữa các tầng mà còn làm tăng hệ số khuếch đại chung về điện áp hay dòng điện tùy thuộc vào biến áp tăng hay giảm áp.



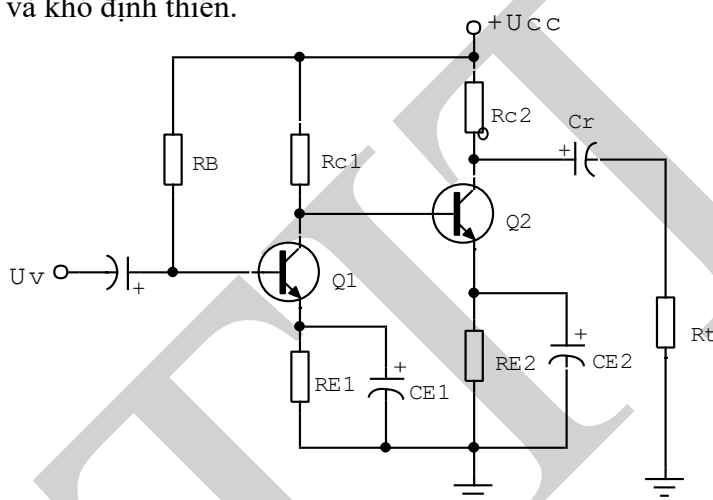
Hình 1-36. Sơ đồ bộ khuếch đại nhiều tầng ghép biến áp.

Ưu điểm của mạch này là điện áp nguồn cung cấp cho cực góp của transistor lớn vì điện áp một chiều sụt trên cuộn dây bé, do đó cho phép nguồn có điện áp thấp. Ngoài ra tầng ghép biến áp dễ dàng thực hiện phối hợp trở kháng và thay đổi cực tính điện áp tín hiệu trên các cuộn dây. Tuy nhiên nó có nhược điểm là đặc tuyến tần số không bằng phẳng trong dải tần, kết cấu mạch nặng nề, cồng kềnh, hư hỏng sửa chữa thay thế phức tạp.

1.7.3. Mạch ghép trực tiếp

Mạch ghép trực tiếp cho ở hình 1-37. Mạch có đầu ra của tầng trước nối trực tiếp vào đầu vào của tầng sau. Cách nối trực tiếp này làm giảm méo tần số thấp trong bộ khuếch đại, mạch được dùng trong bộ khuếch đại tín hiệu có thành phần một chiều (tín hiệu biến thiên chậm).

Nhược điểm của mạch là không tận dụng được độ khuếch đại của transistor do chế độ cấp điện một chiều và khó định thiên.



Hình 1-37. Mạch khuếch đại ghép trực tiếp

1.8. Tầng khuếch đại công suất

1.8.1. Chế độ công tác và điểm làm việc của tầng khuếch đại công suất

Tầng khuếch đại công suất là tầng cuối cùng của bộ khuếch đại, có tín hiệu vào lớn. Nó có nhiệm vụ khuếch đại cho ra tải một công suất lớn nhất có thể được, với độ méo cho phép vào bảo đảm hiệu suất cao.

Các tham số cơ bản của tầng khuếch đại công suất:

Hệ số khuếch đại công suất K_P là tỷ số giữa công suất ra và công suất vào.

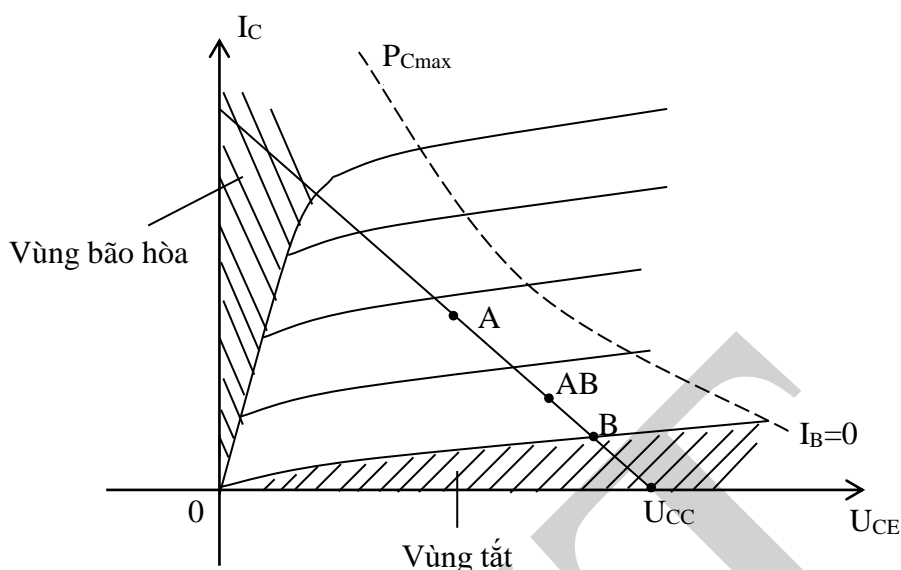
$$K_P = \frac{P_r}{P_v} \quad (1-34)$$

Hiệu suất là tỷ số công suất ra và công suất nguồn một chiều cung cấp P_0 .

$$H = \frac{P_r}{P_0} \% \quad (1-35)$$

Hiệu suất càng lớn thì công suất tổn hao trên cực góp của transistor càng nhỏ.

Tùy thuộc vào điểm là việc tĩnh của transistor mà tăng khuếch đại công suất có thể làm việc ở các chế độ A, AB, B hoặc C.



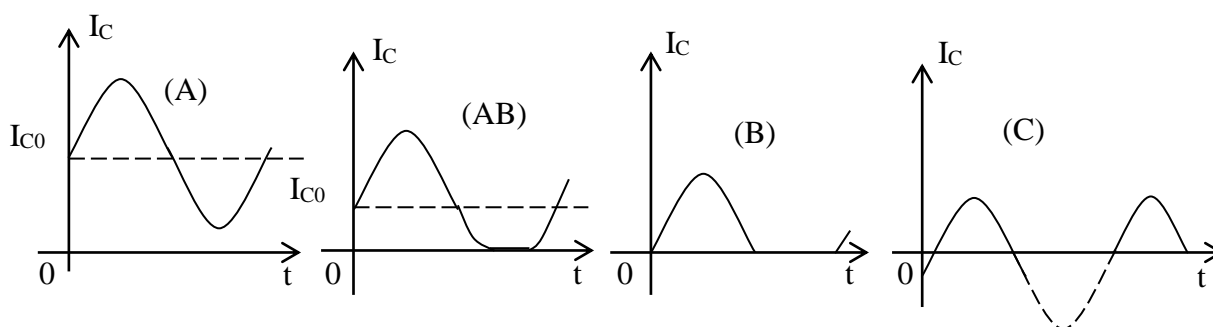
Hình 1-38. Điểm làm việc của các chế độ khuếch đại

Chế độ A là chế độ mà điểm làm việc tĩnh của Transistor nằm giữa đường tải một chiều, ở chế độ này tín hiệu được khuếch đại cả hai bán chu kỳ. Ở chế độ A dòng tĩnh luôn lớn hơn biên độ dòng điện ra nên méo nhỏ nhưng hiệu suất rất thấp ($H < 50\%$), chế độ này chỉ dùng khi yêu cầu công suất ra nhỏ.

Chế độ B là chế độ mà điểm làm việc tĩnh của Transistor là điểm chuyển tiếp giữa vùng tắt và vùng khuếch đại của nó. Ở chế độ này tín hiệu được khuếch đại một nửa chu kỳ. Như vậy chế độ B có dòng tĩnh bằng không nên hiệu suất cao (trên dưới 78%).

Chế độ AB là chế độ mà điểm làm việc tĩnh của Transistor là điểm giữa chế độ A và chế độ B. Ở chế độ này tín hiệu được khuếch đại hơn một nửa chu kỳ. Lúc này dòng tĩnh bé hơn chế độ A nên hiệu suất cao hơn ($H < 70\%$). Chế độ AB và B có hiệu suất cao nhưng méo lớn. Để giảm méo người ta dùng mạch khuếch đại kiểu đẩy kéo.

Chế độ C là chế độ mà điểm làm việc tĩnh của Transistor nằm trong vùng tắt. Ở chế độ này tín hiệu được khuếch đại nhỏ hơn một nửa chu kỳ. Nó được dùng trong các mạch khuếch đại cao tần có tải là khung cộng hưởng để chọn lọc sóng hài mong muốn và có hiệu suất cao.



Hình 1-39. Dạng dòng điện ra ứng với các chế độ công tác của Transistor.

1.8.2. Tầng khuếch đại công suất chế độ A

1.8.2.1. Tầng công suất chế độ A sơ đồ Emitter chung

$$P_{r\sim} = \frac{\hat{U}_r \cdot \hat{I}_r}{\sqrt{2}\sqrt{2}}$$

Nếu bỏ qua vùng tắt và vùng bão hòa của Transistor từ đồ thị hình 1-41 ta thấy:

$$\hat{U}_{r\max} \approx U_{CE0} = \frac{U_{CC}}{2}$$

$$\hat{I}_{r\max} \approx I_{C0}$$

Công suất ra lớn nhất:

$$P_{r\sim\max} = \frac{U_{CC} \cdot I_{C0}}{4}$$

Công suất nguồn cung cấp cho mạch:

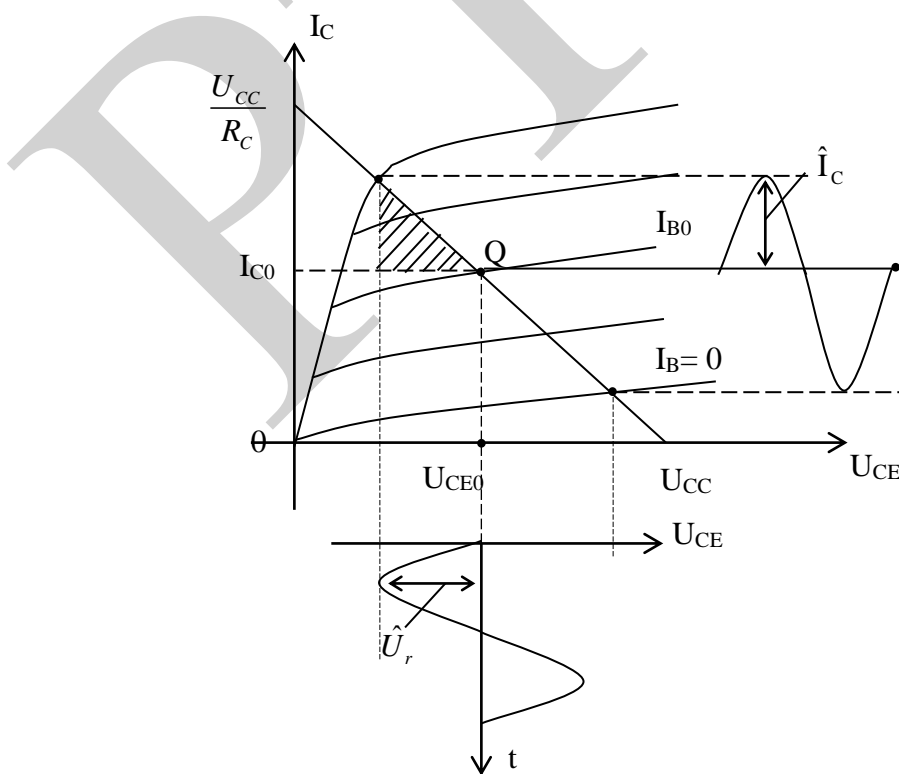
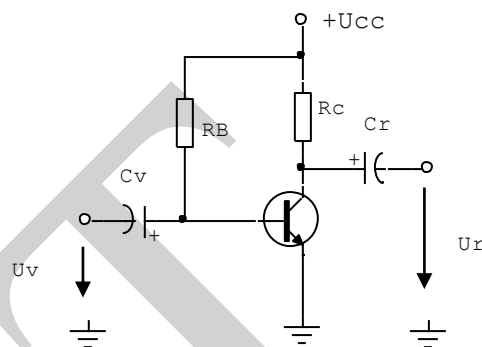
$$P_0 = U_{CC} \cdot I_{C0}$$

Ta có hiệu suất cực đại của mạch là:

$$H = \frac{P_{r\sim\max}}{P_0} \cdot 100\% = \frac{1}{4} \cdot 100\% = 25\%.$$

(1-36)

Hình 1-40. Tầng công suất mắc E chung



Hình 1-41. Dạng tín hiệu trên đặc tuyến ra

Hiệu suất này có được là đã bỏ qua vùng tắt và vùng bão hòa, trên thực tế hiệu suất cực đại của mạch nhỏ hơn 25%.

Nếu đầu ra ghép điện dung với tải thì hiệu suất ra còn nhỏ hơn nữa vì tín hiệu bị tổn hao trên R_C .

Để tăng hiệu suất cho mạch người ta thường ghép biến áp với tải. Khi đó vừa phối hợp được trở kháng với tải vừa không bị tổn hao công suất nguồn do điện trở thuần của cuộn cảm là rất nhỏ.

1.8.2.2. Tầng công suất sơ đồ Emittơ chung ghép biến áp với tải

Có thể nhận thấy đường tải một chiều (hình 1-43) gần như song song với trục tung do điện trở thuần của cuộn W_1 là rất bé.

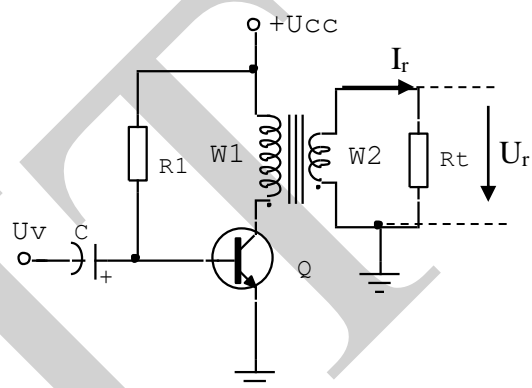
Công suất ra:

$$P_{r\sim} = \frac{\hat{U}_r \cdot \hat{I}_r}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = \frac{\hat{U}_C \cdot \hat{I}_C}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2}}$$

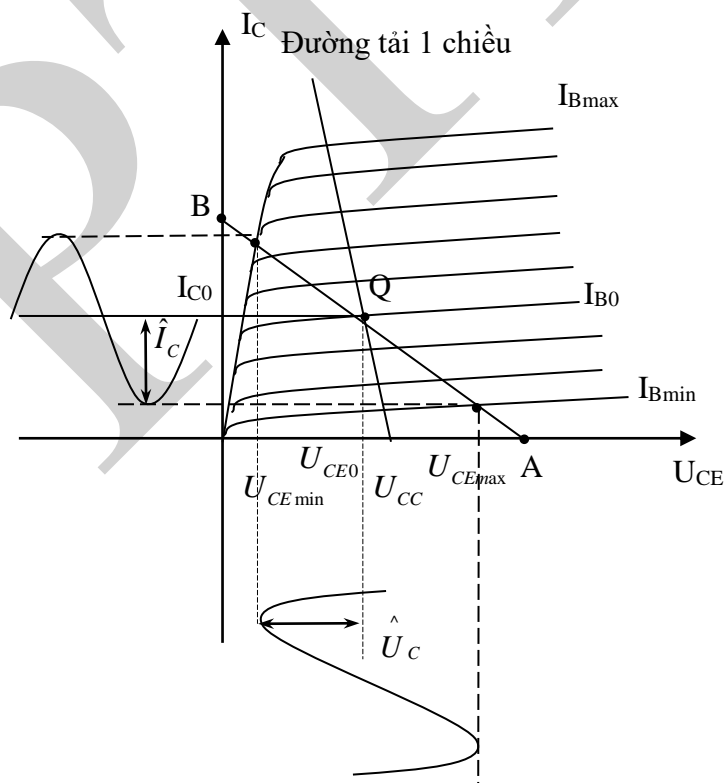
Bỏ qua vùng tắt và vùng bão hòa của transistor từ đồ thị hình 1-43 ta thấy:

$$\hat{U}_{Cmax} \approx U_{CE0} = U_{CC}$$

$$\hat{I}_{Cmax} \approx I_{C0}$$



Hình 1-42. Tầng công suất ghép biến áp



Hình 1-43. Dạng tín hiệu trên đặc tuyến ra

Công suất ra lớn nhất:

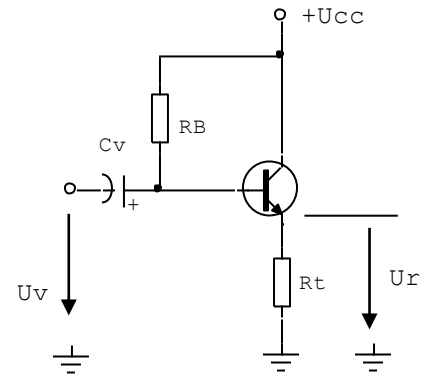
$$P_{r\sim\max} = \frac{U_{CC} \cdot I_{C0}}{2}$$

Công suất nguồn cung cấp cho mạch:

$$P_0 = U_{CC} \cdot I_{C0}$$

Ta có hiệu suất cực đại của mạch là:

$$H = \frac{P_{r\sim\max}}{P_0} \cdot 100\% = \frac{1}{2} \cdot 100\% = 50\% \quad (1-37)$$



Hình 1-44. Tầng công suất mắc Colectơ chung

1.8.8.3. Sơ đồ Colectơ chung

Tầng công suất mắc Colectơ chung hình 1-44.

$$P_{r\sim} = \frac{\hat{U}_r \cdot \hat{I}_r}{\sqrt{2}\sqrt{2}}$$

Nếu bỏ qua vùng tắt và vùng bão hòa của Transistor từ đồ thị hình 1-45 ta thấy:

$$\hat{U}_{r\max} \approx U_{CE0} = \frac{U_{CC}}{2}$$

$$\hat{I}_{r\max} \approx I_{E0}$$

Công suất ra lớn nhất:

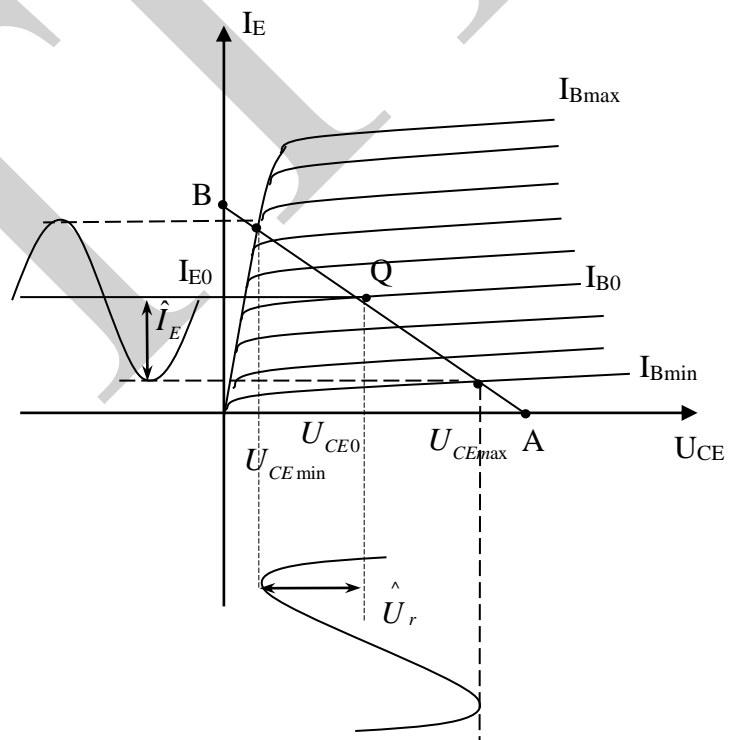
$$P_{r\sim\max} = \frac{U_{CC} \cdot I_{E0}}{4}$$

Công suất nguồn cung cấp cho mạch:

$$P_0 = U_{CC} \cdot I_{E0}$$

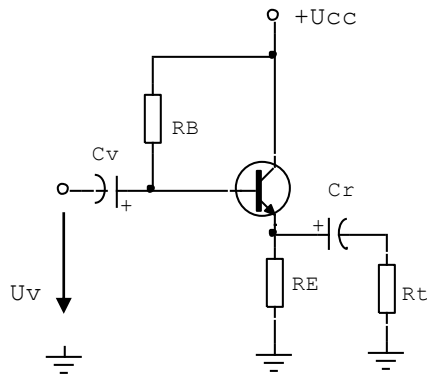
Ta có hiệu suất cực đại của mạch là:

$$\begin{aligned} H &= \frac{P_{r\sim\max}}{P_0} \cdot 100\% \\ &= \frac{1}{4} \cdot 100\% = 25\%. \end{aligned} \quad (1-38)$$

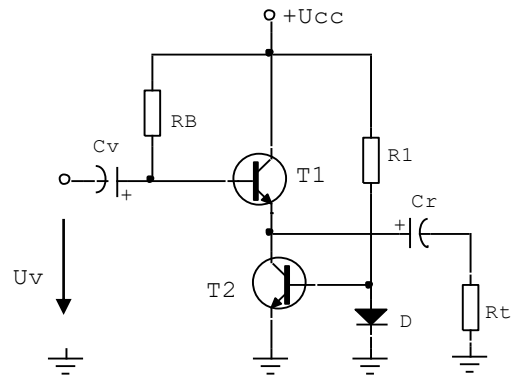


Hình 1-45. Dạng tín hiệu trên đặc tuyến ra

Nếu đầu ra ghép điện dung với tải (hình 1-46) thì hiệu suất ra còn nhỏ hơn nữa vì tín hiệu bị tổn hao trên R_E .



Hình 1-46. Tầng công suất mắc Collector chung ghép điện dung với tải



Hình 1-47. Thay R_E bằng nguồn dòng

Để tăng hiệu suất cho mạch người ta thay R_E bằng một nguồn dòng cố định (hình 1-47) khi đó dòng tín hiệu sẽ hoàn toàn đi qua R_t , do đó sẽ đạt được hiệu suất gần 25%. T_2 , R_1 , D tạo thành nguồn dòng.

1.8.3. Tầng khuếch đại công suất đẩy kéo

Khi muốn tăng hiệu suất và công suất ra người ta dùng tầng khuếch đại đẩy kéo. Tầng khuếch đại đẩy kéo gồm ít nhất là hai Transistor mắc chung tải, chúng sẽ thay nhau khuếch đại hai nửa chu kỳ tín hiệu.

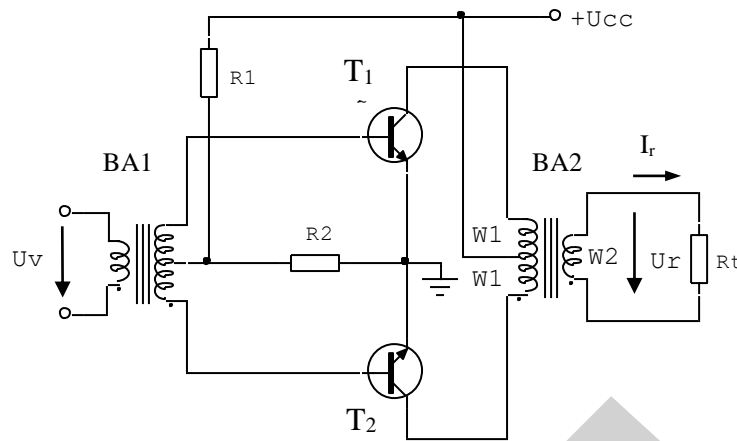
Tầng đẩy kéo có hai cách mắc là đẩy kéo nối tiếp và đẩy kéo song song. Đẩy kéo song song phải ghép biến áp với tải.

Đẩy kéo có thể dùng Transistor cùng loại hoặc khác loại (một Transistor thuận một transistor ngược). Nếu dùng Transistor khác loại thì tín hiệu đưa vào hai transistor là cùng pha, nếu dùng Transistor cùng loại thì tín hiệu đưa vào hai transistor là ngược pha, do đó trước tầng đẩy kéo dùng Transistor cùng loại phải có tầng đảo pha tín hiệu.

Tầng đẩy kéo thường làm việc ở chế độ B hoặc AB cũng có thể làm việc ở chế độ A nhưng ít gặp. Chế độ B cho công suất và hiệu suất ra lớn hơn nhưng méo lớn hơn chế độ AB. Hiệu suất và Công suất ra của hai chế độ này là gần bằng nhau, do đó khi tính toán để đơn giản người ta tính các thông số của mạch ở chế độ B.

1.8.3.1. Tầng khuếch đại công suất đẩy kéo song song

Mạch gồm hai Transistor T_1 và T_2 thay nhau khuếch đại hai nửa chu kỳ tín hiệu. BA2 là biến áp ghép 2 nửa chu kỳ tín hiệu để đưa ra tải. Cuộn sơ cấp của BA2 bao gồm hai cuộn có số vòng là W_1 , cuộn sơ cấp có số vòng là W_2 .



Hình 1-48. Tầng đẩy kéo ghép biến áp

BA1 là biến áp đảo pha để đưa hai nửa chu kỳ tín hiệu vào T1 và T2, cuộn thứ cấp bao gồm hai cuộn có số vòng bằng nhau.

Mạch có thể làm việc ở chế độ B hoặc AB. Nếu chọn R_1 và R_2 để giá trị điện áp một chiều trên cực Bazơ của T1 và T2 thỏa mãn thì mạch làm việc ở chế độ AB. Nếu muốn mạch làm việc ở chế độ B tức là điện áp một chiều trên cực Bazơ của T1 và T2 bằng không, khi đó chỉ việc bỏ R_1 và nối tắt R_2 .

Nguyên lý làm việc của mạch:

Với nửa chu kỳ dương của tín hiệu qua BA1 cực Bazơ của T1 dương nên T1 sẽ khuếch đại, cực Bazơ của T2 âm nên T2 tắt. Trên cuộn W1 nối với cực Colectơ của T1 sẽ có dòng $I_{C1} = \beta_1 \cdot I_{B1}$, dòng này sẽ qua BA2 đưa ra tải, còn trên cuộn W1 nối với cực Colectơ của T2 không có dòng do T2 tắt.

Với nửa chu kỳ âm của tín hiệu qua BA1 cực Bazo của T2 dương nên T2 sẽ khuếch đại, cực Bazơ của T1 âm nên T1 tắt. Trên cuộn W1 nối với cực Colectơ của T2 sẽ có dòng $I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{B2}$, dòng này sẽ qua BA2 đưa ra tải, còn trên cuộn W1 nối với cực Colectơ của T1 không có dòng do T1 tắt.

Như vậy trên tải sẽ có đủ hai nửa chu kỳ tín hiệu đã được khuếch đại.

Để tính công suất và hiệu suất của mạch thì chỉ cần tính trong một nửa chu kỳ tín hiệu. Vì hiệu suất và công suất của hai chế độ AB và B là gần bằng nhau nên để đơn giản ta tính công suất và hiệu suất ra ở chế độ B.

Khi có tín hiệu trên Colectơ của T1 và T2 sẽ có điện trở tải R'_t do R_t phản ánh qua BA2. R'_t được tính như sau:

$$R'_t = \frac{1}{n^2} R_t$$

Trong đó: $n = \frac{W_2}{W_1}$ là tỉ số BA2.

Ta có phương trình đường tải xoay chiều cho T_1 :

$$U_{CE\sim} = U_{CC} - I_{C\sim} R'_t$$

Đường tải xoay chiều được vẽ trên hình 1-49. Đường tải 1 chiều gần như thẳng đứng do điện trở thuần của cuộn W_1 rất bé.

Công suất ra của mạch được tính:

$$P_{r\sim} = \frac{\hat{U}_r \cdot \hat{I}_r}{2} = \frac{\hat{U}_c \cdot \hat{I}_c}{2}$$

Công suất ra cực đại:

$$P_{r\sim\max} = \frac{\hat{U}_{C\max} \cdot \hat{I}_{C\max}}{2}$$

Căn cứ vào đồ thị hình 1-49 ta thấy:

$$\begin{aligned} \hat{U}_{C\max} &= U_{CE\max} - U_{CE\min} \approx U_{CC} \\ \hat{I}_{C\max} &\approx \frac{U_{CC}}{R'_t} \end{aligned}$$

Như vậy công suất ra cực đại của mạch là:

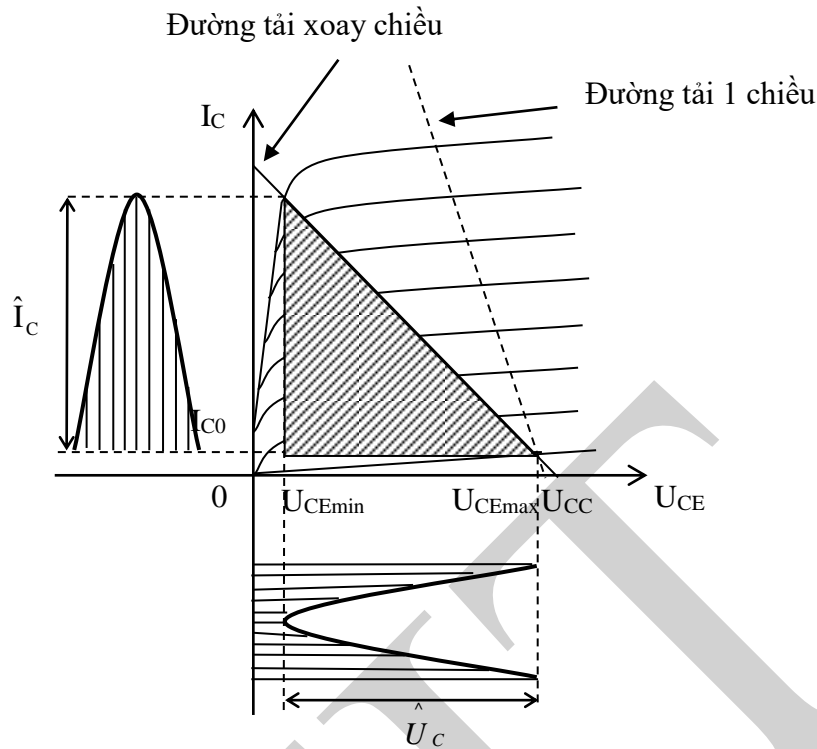
$$P_{r\sim\max} = \frac{U_{CC}^2}{2 \cdot R'_t}$$

Công suất của nguồn cung cấp:

$$\begin{aligned} P_0 &= i_{TB} \cdot U_{CC} \\ i_{TB} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \hat{I}_{C\max} \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{2 \cdot \hat{I}_{C\max}}{\pi} \\ \Rightarrow P_0 &= \frac{2 \cdot \hat{I}_{C\max}}{\pi} \cdot U_{CC} = \frac{2 \cdot U_{CC}^2}{\pi \cdot R'_t} \end{aligned}$$

Hiệu suất lớn nhất của mạch:

$$H = \frac{P_{r\sim\max}}{P_0} \cdot 100\% = \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,5\% \quad (1-39)$$



Hình 1-49. Đường tải 1 chiều, xoay chiều và dạng tín hiệu ra.

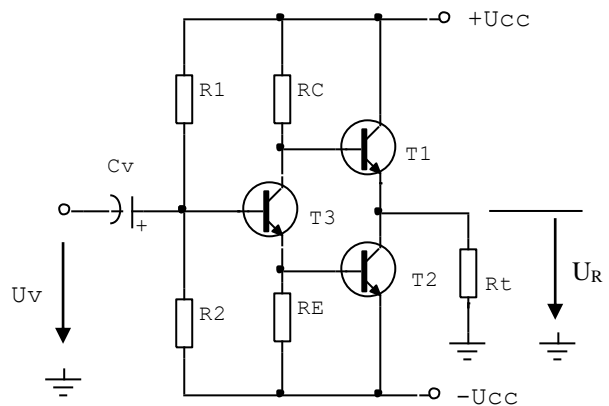
1.8.3.2. Tầng khuếch đại công suất đẩy kéo nối tiếp

a. Tầng khuếch đại công suất đẩy kéo nối tiếp dùng Transistor cùng loại

Vì tầng ra là đẩy kéo dùng Transistor cùng loại nên trước nó là tầng đảo pha (hình 1-50), tầng đảo pha là T_3 nó có nhiệm vụ đảo pha tín hiệu để đưa tới đầu vào T_1 và T_2 . Phải chọn R_C và R_E thỏa mãn để tín hiệu ta không bị méo, đồng thời phải định thiên sao cho khi không có tín hiệu vào điện áp một chiều trên collector của T_2 và emitter của T_1 bằng không để không có dòng một chiều qua tải.

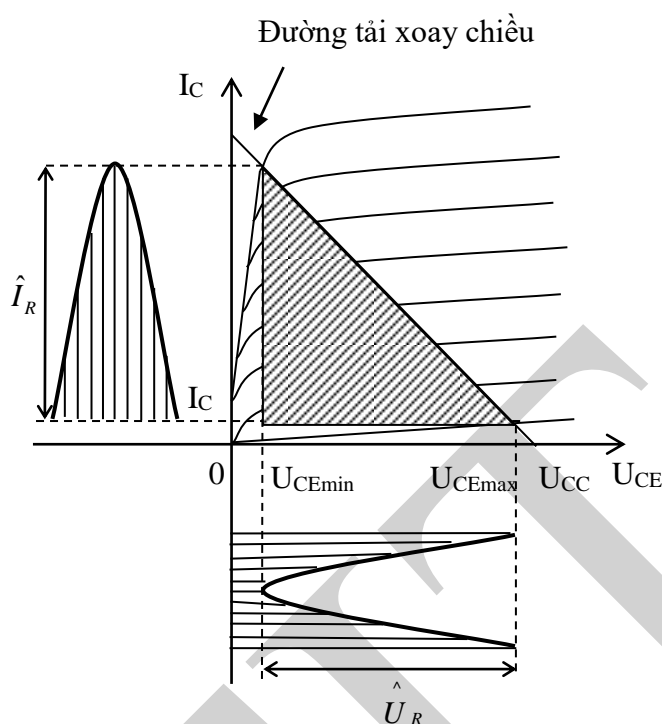
Với nửa chu kỳ dương tín hiệu tại collector của T_3 ngược pha tín hiệu vào nên trở thành nửa chu kỳ âm do đó T_1 tắt còn tín hiệu trên emitter đồng pha tín hiệu vào nên vẫn là nửa chu kỳ dương do đó T_2 thông, lúc này trên tải có dòng điện tỷ lệ với nửa chu kỳ dương của tín hiệu. Dòng điện chạy từ đất, qua R_t , qua T_2 về $-U_{CC}$.

Với nửa chu kỳ âm tín hiệu tại collector của T_3 ngược pha tín hiệu vào nên trở thành nửa chu kỳ dương do đó T_1 thông còn tín hiệu trên emitter đồng pha tín hiệu vào nên vẫn là nửa chu kỳ âm do đó T_2 tắt, lúc này trên tải có dòng điện tỷ lệ



Hình 1-50. Tầng đẩy kéo dùng Transistor cùng loại

với nửa chu kỳ âm của tín hiệu. Dòng điện chạy từ $+U_{CC}$, qua T_1 , qua R_t về đất.



Hình 1-51. Đường tải xoay chiều và dạng tín hiệu ra.

Ta có thể tính công suất ra và hiệu suất lớn nhất của mạch như sau:

Công suất ra của mạch:

$$P_{r\sim} = \frac{\hat{U}_r \cdot \hat{I}_r}{2}$$

Công suất ra cực đại:

$$P_{r\sim\max} = \frac{\hat{U}_{r\max} \cdot \hat{I}_{r\max}}{2}$$

Căn cứ vào đồ thị hình 1-51 ta thấy:

$$\begin{aligned} \hat{U}_{r\max} &= U_{CE\max} - U_{CE\min} \approx U_{CC} \\ \hat{I}_{r\max} &= \hat{I}_{C\max} \approx \frac{U_{CC}}{R_t} \end{aligned}$$

Như vậy công suất ra cực đại của mạch là:

$$P_{r\sim\max} = \frac{U_{CC}^2}{2R_t}$$

Công suất của nguồn cung cấp:

$$P_0 = i_{TB} U_{CC}$$

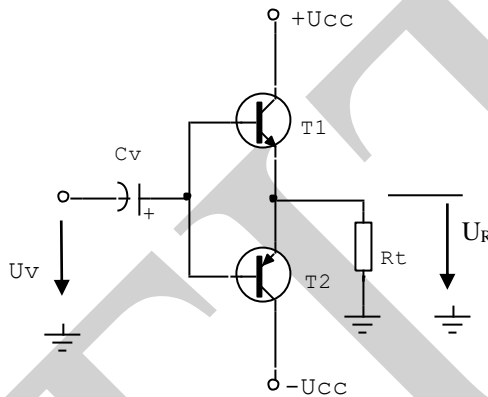
$$i_{TB} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Cmax} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2 \cdot I_{Cmax}}{\pi}$$

$$\Rightarrow P_0 = \frac{2 \cdot I_{Cmax}}{\pi} U_{CC} = \frac{2 U_{CC}^2}{\pi R_t}$$

Hiệu suất lớn nhất của mạch:

$$H = \frac{P_{r \sim max}}{P_0} \cdot 100\% = \frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78,5\% \quad (1-40)$$

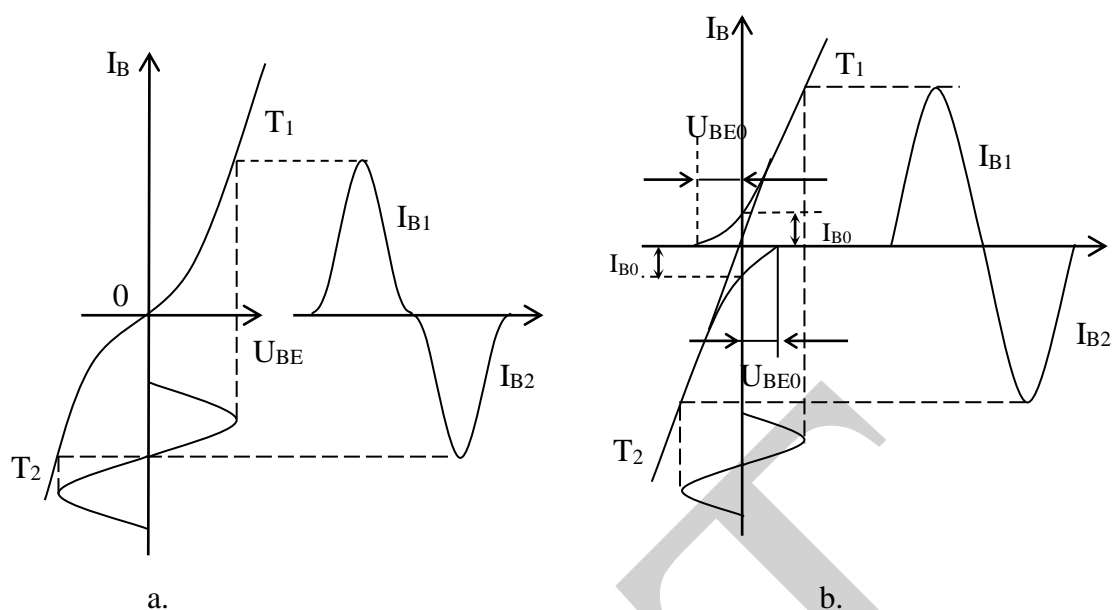
b. Tầng khuếch đại công suất đẩy kéo nối tiếp dùng Transistor khác loại



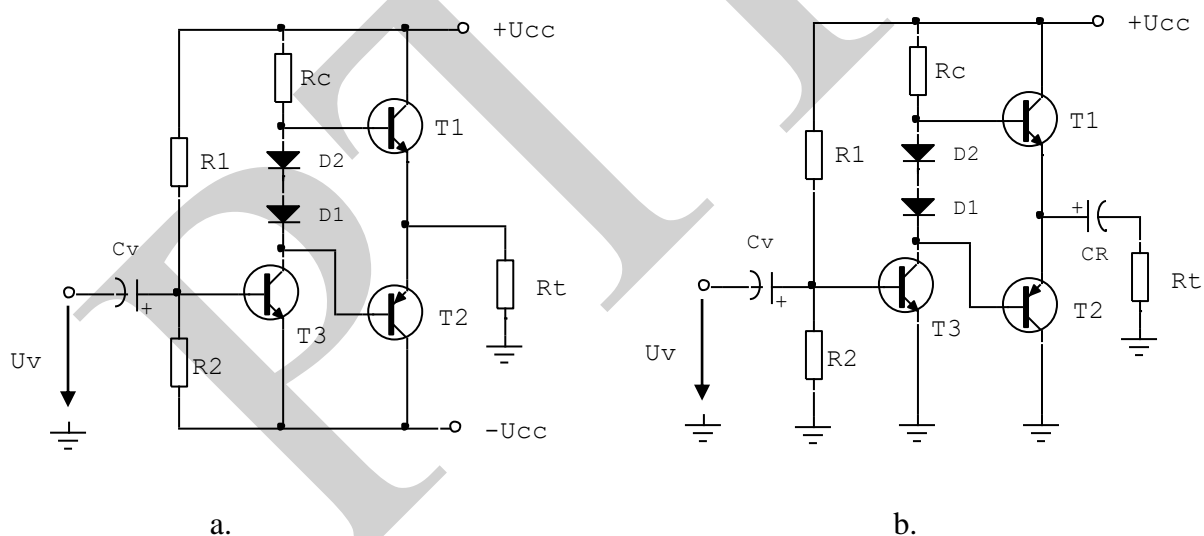
Hình 1-52. Tầng đẩy kéo dùng transistor khác loại

T_1 và T_2 làm việc ở chế độ B và thay nhau khuếch đại hai nửa chu kỳ tín hiệu như mạch đẩy kéo dùng transistor cùng loại. Với mạch này sẽ xảy ra méo tín hiệu ra (hình 1-53.a) vùng chuyển tiếp của nửa chu kỳ dương và nửa chu kỳ âm của tín hiệu do tính phi tuyến của đặc tuyến vào, gần gốc tọa độ không thẳng. Để tránh vùng méo người ta đưa tín hiệu vào vùng tuyến tính của đặc tuyến, bằng cách dịch nửa chu kỳ dương sang phải một đoạn là U_{BE0} , và dịch nửa chu kỳ âm sang trái một đoạn là U_{BE0} (tức là cung cấp cho U_{BE0} của T_1 và T_2 điện áp ban đầu). Hay là dịch đặc tuyến vào của T_1 sang trái một đoạn là U_{BE0} , và dịch đặc tuyến của T_2 sang phải một đoạn là U_{BE0} nếu giữ cố định tín hiệu vào (hình 1-53.b). Khi đó mạch sẽ làm việc ở chế độ AB.

Để tầng khuếch đại làm việc ở chế độ AB mạch điện sẽ như hình 1-54.a, theo mạch điện ta có $2U_{DT} = U_{BE01} + U_{BE02}$, tức là U_{BE0} mỗi transistor đã được cấp điện áp ban đầu là U_{DT} . Mạch có thể dùng nguồn đơn như hình 1-54.b, khi đó đầu ra phải có C_R để ngăn dòng một chiều qua tải đồng thời tích điện ở nửa chu kỳ dương để cấp cho T_2 ở nửa chu kỳ âm.

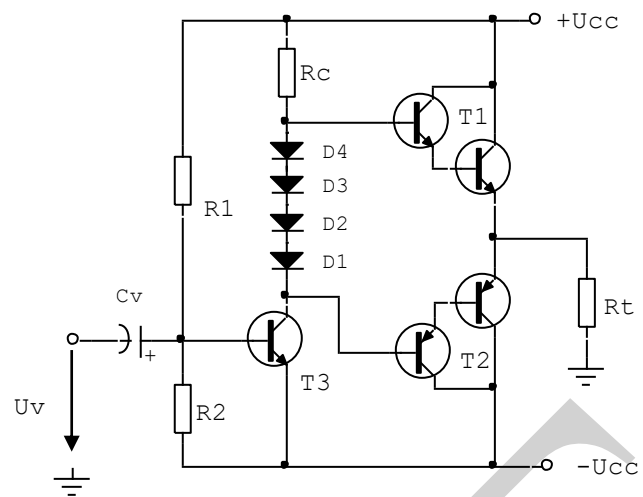


Hình 1-53. Dạng tín hiệu khi tầng đẩy kéo làm việc ở chế độ B(a) và chế độ AB(b)



Hình 1-54. Tầng đẩy kéo làm việc ở chế độ AB

Có thể tăng công suất ra của mạch bằng cách thay T_1 và T_2 bằng các cặp Darlington như hình 1-55, khi đó để mạch vẫn làm việc ở chế độ AB phải có 4 Diốt mắc nối tiếp nhau vì lúc này có $4U_{BE0}$.



Hình 1-55. Tầng công suất đẩy kéo dùng Darlington

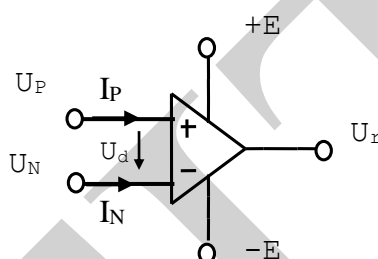
CHƯƠNG 2 BỘ KHUẾCH ĐẠI THUẬT TOÁN

2.1. Tính chất và tham số cơ bản

2.1.1. Các tính chất cơ bản

Bộ khuếch đại thuật toán (KĐTT) là IC khuếch đại có hệ số khuếch đại rất lớn, trở kháng vào lớn, trở kháng ra nhỏ. Bộ khuếch đại thuật toán đóng vai trò quan trọng và được dùng rộng rãi trong khuếch đại, tạo tín hiệu sin, xung, trong mạch ổn áp, bộ lọc tích cực...

Ký hiệu của bộ khuếch đại thuật toán như hình 2-1.



Hình 2-1. Ký hiệu của bộ KĐTT

U_N , I_N điện áp và dòng điện vào cửa đảo

U_P , I_P điện áp và dòng điện vào cửa thuận

U_r điện áp lối ra

Bộ khuếch đại thuật toán thường được cấp nguồn đối xứng $\pm E$.

U_d là điện áp vào hiệu: $U_d = U_P - U_N$

Khi đưa tín vào cửa thuận thì tín hiệu ra đồng pha với tín hiệu vào. Khi đưa tín hiệu vào cửa đảo thì tín hiệu ra ngược pha tín hiệu vào.

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 $K_0 = \infty$.

Điện áp vào hiệu: $U_d = U_P - U_N = 0$, hay $U_N = U_P$.

Dòng cửa thuận và cửa đảo: $I_N = I_P = 0$.

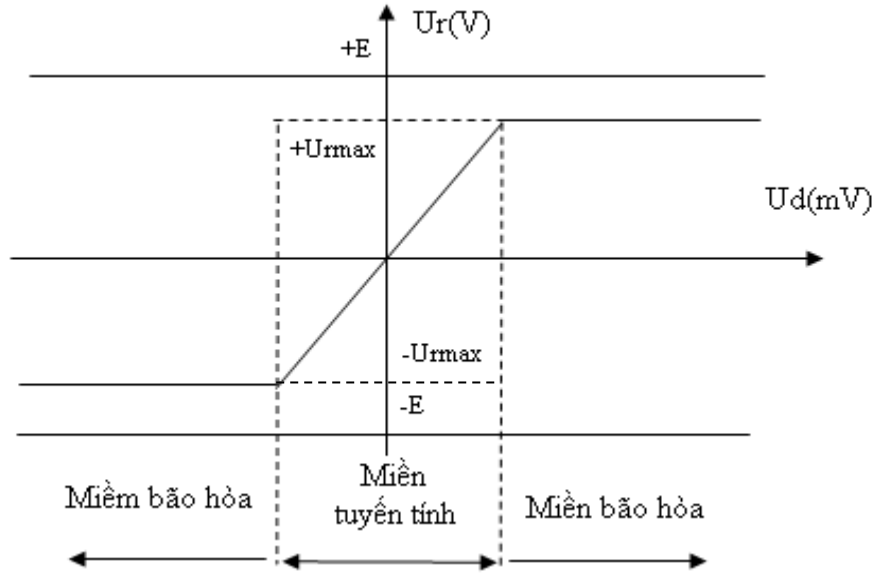
2.1.2. Hệ số khuếch đại hiệu

K_0 là hệ số khuếch đại không tải

$$K_0 = \frac{U_r}{U_d} = \frac{U_r}{U_P - U_N} \quad (2-1)$$

Thực tế ở tần số thấp K_0 thường có giá trị từ $10^3 \div 10^6$.

Đặc tuyến truyền đạt của bộ khuếch đại thuật toán hình 2-2.



Hình 2-2. Đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT

Từ đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT thấy rằng trong miền tuyến tính khi U_d tăng thì U_r tăng và ngược lại, còn ở hai miền bão hòa khi U_d thay đổi thì U_r luôn không đổi và bằng giá trị $-U_{rmax}$ (gọi là điện áp bão hòa âm) hoặc $+U_{rmax}$ (gọi là điện áp bão hòa dương). Các giá trị này không phụ thuộc điện áp vào và nhỏ hơn điện áp nguồn vài V.

Thực tế thì miền tuyến tính rất hẹp, tức là U_d rất nhỏ, chỉ biến đổi trong khoảng từ âm vài mV đến dương vài mV. Trong quá trình tính toán với bộ KĐTT lý tưởng U_d coi như bằng không.

2.1.3. Đặc tuyến biên độ tần số và đặc tuyến pha

Hình 2-3 là đặc tuyến biên độ tần số và đặc tuyến pha của bộ KĐTT. Tần số giới hạn dưới $f_d = 0$, tức là khuếch đại cả điện áp một chiều, tần số giới hạn trên là f_t là tại tần số mà hệ số khuếch đại giảm $\sqrt{2}$ lần (3dB). Tại tần số f_0 hệ số khuếch đại bắt đầu giảm và xuất hiện góc lệch pha giữa U_d và U_r . Nếu tần số tiếp tục tăng thì hệ số khuếch đại càng giảm và góc lệch pha càng lớn.

2.1.4. Hệ số nén đồng pha

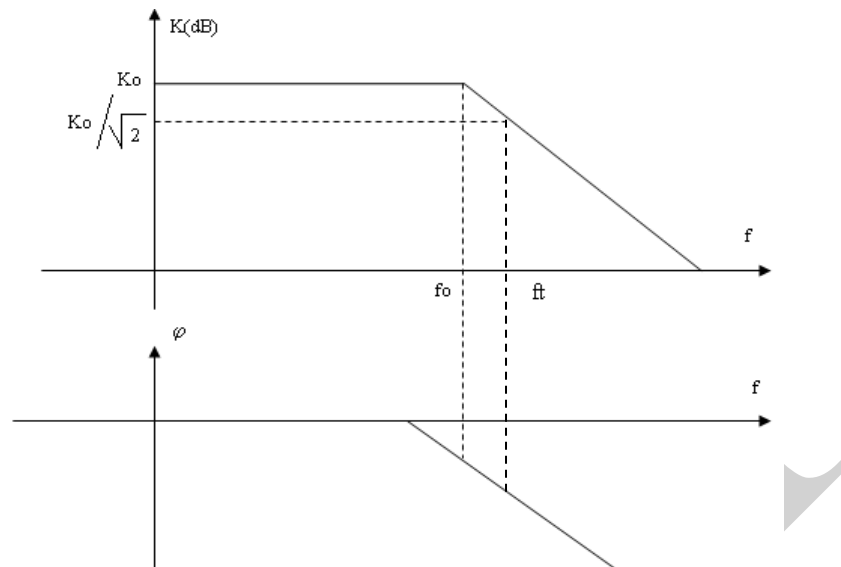
Nếu đặt vào cửa thuận và cửa đảo của bộ KĐTT một điện áp đồng pha tức là:

$U_P = U_N = U_{dp} \neq 0$ (U_{dp} gọi là điện áp đồng pha), theo lý thuyết thì lúc đó $U_r = 0V$, nhưng thực tế thì không như vậy: $U_r = K_{dp} \cdot U_{dp}$.

K_{dp} gọi là hệ số khuếch đại đồng pha. Nếu lý tưởng thì $K_{dp} = 0$. Để đánh giá bộ KĐTT thực tế với lý tưởng người ta đưa ra hệ số nén đồng pha:

$$G = \frac{K_0}{K_{dp}} \quad (2-2)$$

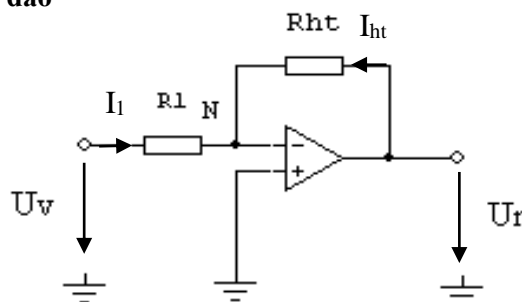
Giá trị này càng lớn thì bộ KĐTT càng gần với lý tưởng, thường $G = 10^3 \div 10^5$.



Hình 2-3. Đặc tuyến biên độ tần số và đặc tuyến pha của bộ KĐTT

2.2. Các mạch khuếch đại

2.2.1. Mạch khuếch đại đảo



Hình 2-4. Mạch khuếch đại đảo

Coi bộ KĐTT là lý tưởng nên:

Tại nút N ta có: $I_1 + I_{ht} = 0$

Ta lại có: $U_d = U_P - U_N = 0V$.

Mà $U_P = 0V$ nên $U_N = 0V$.

$$I_1 = \frac{U_V - U_N}{R_1} = \frac{U_V}{R_1}$$

$$I_{ht} = \frac{U_r - U_N}{R_{ht}} = \frac{U_r}{R_{ht}}$$

Hay:

$$\frac{U_V}{R_1} + \frac{U_r}{R_{ht}} = 0 \Rightarrow U_r = -\frac{R_{ht}}{R_1} U_V$$

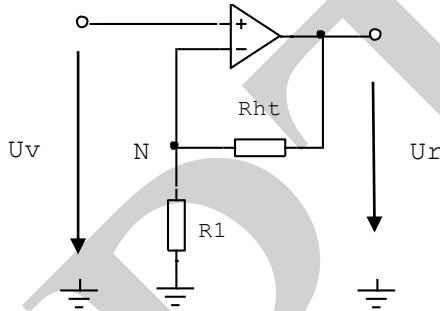
$$\Rightarrow K_{Ud} = -\frac{R_{ht}}{R_1} \quad (2-3)$$

Như vậy khi có hồi tiếp âm hệ số khuếch đại của mạch nhỏ hơn K_0 và chỉ phụ thuộc vào linh kiện ngoài. Nếu chọn R_1 bằng R_{ht} thì $U_r = -U_V$ mạch có tính chất đảo điện áp.

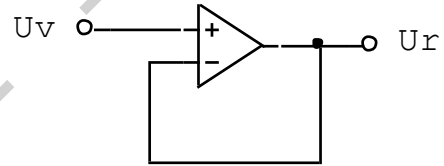
Trở kháng vào của mạch:

$$Z_V = \frac{U_V}{I_1} = \frac{U_V}{(U_V - U_d)/R_1} = R_1.$$

2.2.2. Mạch khuếch đại không đảo



Hình 2-5. Mạch khuếch đại thuận



Hình 2-6. Mạch lặp lại điện áp

Coi bộ khuếch đại thuật toán là lý tưởng ta có:

$$U_V = U_N = \frac{U_r}{R_1 + R_{ht}} R_1$$

$$\Rightarrow K_{Ut} = \frac{U_r}{U_V} = 1 + \frac{R_{ht}}{R_1} \quad (2-4)$$

Trở kháng vào của mạch:

$$Z_V = r_d + (R_1 // R_{ht}) = \infty. \text{ (} r_d \text{ là trở kháng vào của bộ KĐTT).}$$

Nếu chọn $R_{ht} = 0$, $R_1 = \infty$ thì $K_{ut} = 1$, mạch sẽ là mạch lặp lại điện áp (hình 2-6). Mạch được sử dụng làm bộ đệm để lợi dụng trở kháng vào rất lớn và trở kháng ra rất nhỏ của bộ KĐTT.

2.2.3. Hiện tượng lệch không và biện pháp bù

Khi sử dụng bộ KĐTT làm mạch khuếch đại thì phải mắc thêm các điện trở ngoài. Dòng tĩnh trên các cửa vào sẽ gây sụt áp trên các điện trở, do điện trở các cửa vào là khác nhau nên các sụt áp này sẽ khác nhau, hiệu điện thế này là điện áp lệch không. Điện áp lệch không này rất nhỏ, nhưng do hệ số khuếch đại của bộ KĐTT rất lớn nên điện áp này sẽ được khuếch đại đáng kể và đưa tới đầu ra. Như vậy khi không có tín hiệu vào thì đầu ra của bộ KĐTT đã khác không. Hiện tượng này sẽ làm giảm hiệu quả khuếch đại của bộ KĐTT.

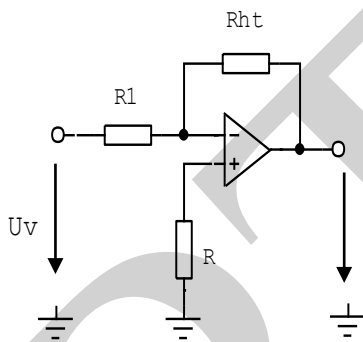
Để khử điện áp lệch không thì người ta sẽ mắc sao cho điện trở trên các cửa là bằng nhau khi đó điện áp lệch không sẽ bằng không.

Như vậy trong mạch khuếch đại đảo (hình 2-7) của thuận không nối trực tiếp xuống đất mà thông qua một điện trở R có trị số:

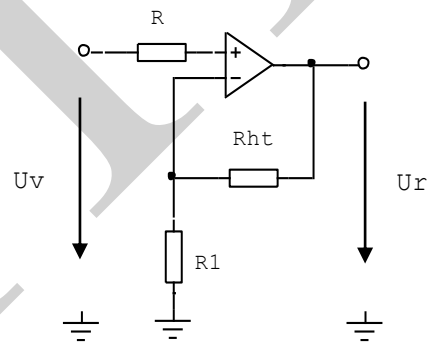
$$R = R_1 // R_{ht}.$$

Đối với mạch khuếch đại thuận (hình 2-8) điện áp vào không đưa trực tiếp tới của thuận mà thông qua một điện trở R có trị số:

$$R = R_1 // R_{ht}.$$



Hình 2-7. Mạch khử điện áp lệch không



Hình 2-8. Mạch khử điện áp lệch không

2.3. Các mạch điện ứng dụng bộ KĐTT

2.3.1. Mạch cộng

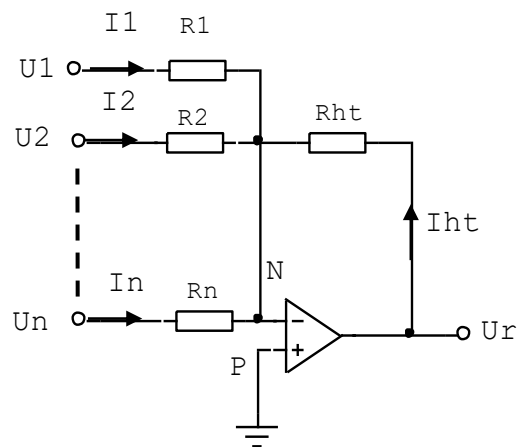
2.3.1.1. Mạch cộng đảo

Vì $U_N = U_P = 0V$ nên áp dụng quy tắc dòng điện nút tại N:

$$I_1 + I_2 + \dots + I_n + I_{ht} = 0$$

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n} + \frac{U_r}{R_{ht}} = 0$$

$$\Rightarrow U_r = -\left(\frac{R_{ht}}{R_1} \cdot U_1 + \frac{R_{ht}}{R_2} \cdot U_2 + \dots + \frac{R_{ht}}{R_n} \cdot U_n\right)$$



Hình 2-9. Mạch cộng đảo.

Nếu chọn $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_{ht}/\alpha$

$$\Rightarrow U_r = -\alpha(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (2-5)$$

2.3.1.2. Mạch cộng thuận

Coi bộ KĐTT là lý tưởng nên ta có thể tính điện áp tại N như sau:

$$U_N = \frac{U_r}{R_{ht} + R_1} R_1$$

Áp dụng quy tắc dòng điện nút tại P ta có:

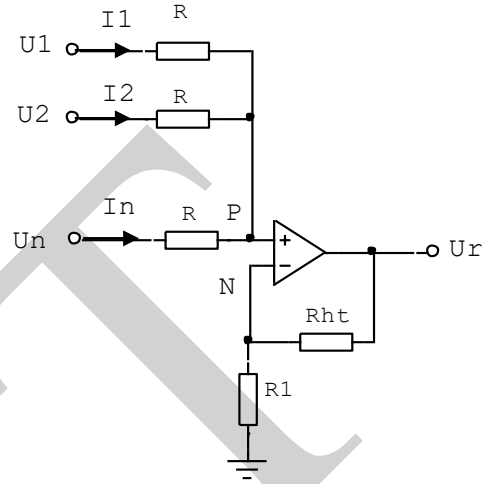
$$I_1 + I_2 + \dots + I_n = 0$$

$$\Rightarrow \frac{U_1 - U_P}{R} + \frac{U_2 - U_P}{R} + \dots + \frac{U_n - U_P}{R} = 0$$

Do $U_N = U_P$ nên thay vào ta có:

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{U_r}{R_1 + R_{ht}} R_1$$

$$\Rightarrow U_r = \frac{R_1 + R_{ht}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n) \quad (2-6)$$



Hình 2-10. Mạch cộng thuận

2.3.2. Mạch trừ

Tại nút P:

$$U_P = \frac{U_2}{R_3 + R_4} R_4$$

Tại nút N:

$$I_1 + I_2 = 0$$

$$\Rightarrow \frac{U_1 - U_N}{R_1} + \frac{U_r - U_N}{R_2} = 0$$

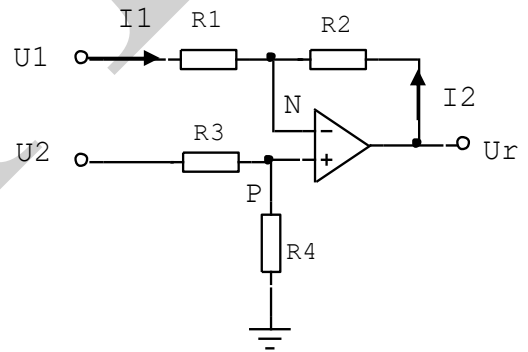
Vì $U_N = U_P$ nên ta có:

$$\frac{U_1 - \frac{U_2}{R_3 + R_4} R_4}{R_1} + \frac{U_r - \frac{U_2}{R_3 + R_4} R_4}{R_2} = 0$$

$$\Rightarrow U_r = \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1(R_3 + R_4)} U_2 - \frac{R_2}{R_1} U_1$$

Nếu chọn $R_2 = \alpha R_1$, $R_4 = \alpha R_3$ ta có:

$$U_r = \alpha(U_2 - U_1) \quad (2-7)$$



Hình 2-11. Mạch trừ

2.3.3. Mạch tích phân

Mạch tích phân là mạch có tín hiệu ra tỉ lệ với tích phân tín hiệu vào.

$$U_r = K \int_0^t U_v dt$$

Vì $U_N = U_P = 0V$ nên $U_r = U_C$

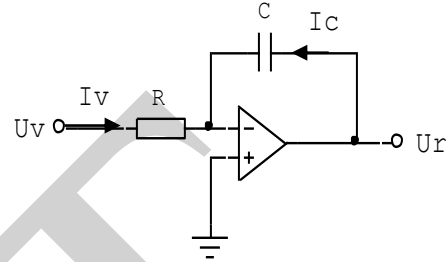
Tại cửa N:

$$I_v + I_C = 0$$

$$\frac{U_v}{R} + C \frac{dU_C}{dt} = 0$$

$$\frac{U_v}{R} + C \frac{dU_r}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow U_r = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_v dt + U_{r0}$$



Hình 2-12. Mạch tích phân

Tại thời điểm $t = 0$ thường $U_{r0} = 0$ nên:

$$U_r = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_v dt = -\frac{1}{\tau} \int_0^t U_v dt \quad (2-8)$$

$\tau = RC$ gọi là hằng số tích phân.

2.3.4. Mạch vi phân

Mạch vi phân là mạch có tín hiệu ra tỉ lệ với vi phân tín hiệu vào.

$$U_r = K \frac{dU_v}{dt}$$

Tại cửa N:

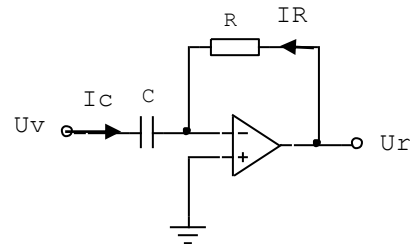
$$I_C + I_R = 0$$

$$C \frac{dU_C}{dt} + \frac{U_r}{R} = 0$$

Mà $U_C = U_v$ (do $U_N = U_P = 0V$) nên:

$$C \frac{dU_v}{dt} + \frac{U_r}{R} = 0$$

$$\Rightarrow U_r = -RC \frac{dU_v}{dt} = -\tau \frac{dU_v}{dt} \quad (2-9)$$



Hình 2-13. Mạch vi phân

Trong đó $\tau = RC$ gọi là hằng số vi phân.

2.3.5. Mạch tạo hàm loga

Biểu thức dòng trên điốt:

$$I_D = I_S (e^{\frac{U_{AK}}{mU_T}} - 1)$$

Trong đó:

I_D Dòng thuận trên điốt

I_S Dòng ngược bão hòa

U_T Điện áp nhiệt (26mV/25⁰C)

U_{AK} Điện áp thuận trên điốt

m Hệ số hiệu chỉnh giữa lý thuyết và thực tế

Trong miền làm việc $I_D \gg I_S$ nên ta có thể viết:

$$I_D = I_S \cdot e^{\frac{U_{AK}}{mU_T}}$$

Tại cửa đảo của bộ KĐTT:

$$I_D = I_r$$

$$I_D = \frac{U_V}{R}$$

$$I_S \cdot e^{\frac{U_{AK}}{mU_T}} = \frac{U_V}{R}$$

Ở đây $U_{AK} = -U_r$

$$\Rightarrow U_r = U_{AK} = -mU_T \ln\left(\frac{U_V}{I_S R}\right) \quad (2-10)$$

2.3.6. Mạch tạo hàm đối loga

Tương tự như trên (mục 2.3.5) ta có:

$$I_D = I_S \cdot e^{\frac{U_{AK}}{mU_T}}$$

Do $U_d = 0V$ nên $U_V = U_{AK}$

Tại cửa đảo của bộ KĐTT:

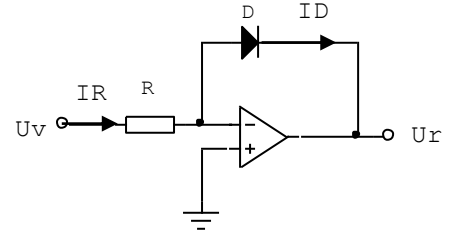
$$I_R = I_D$$

$$-\frac{U_r}{R} = I_D = I_S \cdot e^{\frac{U_{AK}}{mU_T}}$$

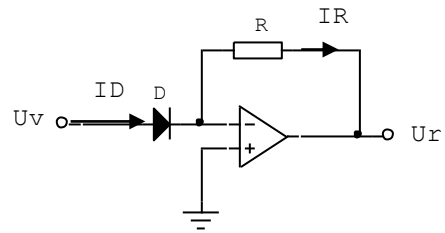
$$\Rightarrow U_r = -R \cdot I_S \cdot e^{\frac{U_{AK}}{mU_T}} \quad (2-11)$$

2.3.7. Mạch nhân

Từ sơ đồ tổng quát hình 2-16 ta có:



Hình 2-14. Mạch tạo hàm loga



Hình 2-15. Mạch tạo hàm đối loga

$$U_Z = \exp(\ln U_X + \ln U_Y)$$

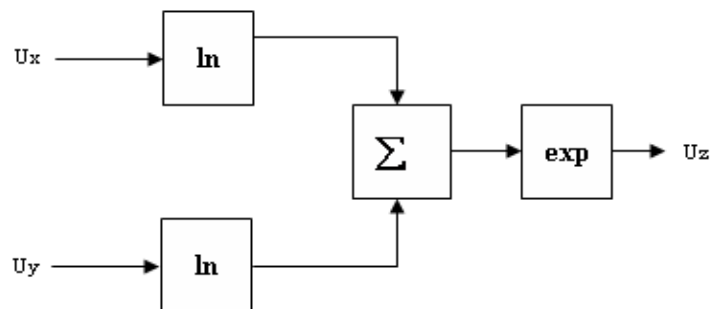
$$\Rightarrow U_Z = U_X \cdot U_Y$$

Trong thực tế qua mỗi mạch sẽ có một hệ số truyền đạt nào đó nên tổng quát :

$$U_Z = K \cdot U_X \cdot U_Y \quad (2-12)$$

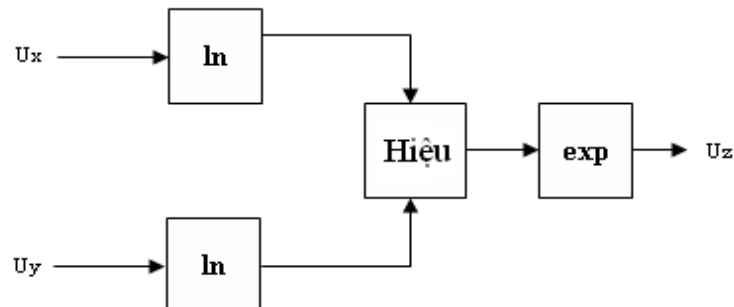
Nếu chập hai đầu vào với nhau ($U_X = U_Y$) ta có mạch bình phương:

$$U_Z = K \cdot U_X^2$$



Hình 2-16. Mạch nhân

2.3.8. Mạch chia



Hình 2-17. Mạch chia

Từ sơ đồ hình 2-17 ta có:

$$U_Z = \exp(\ln U_X - \ln U_Y)$$

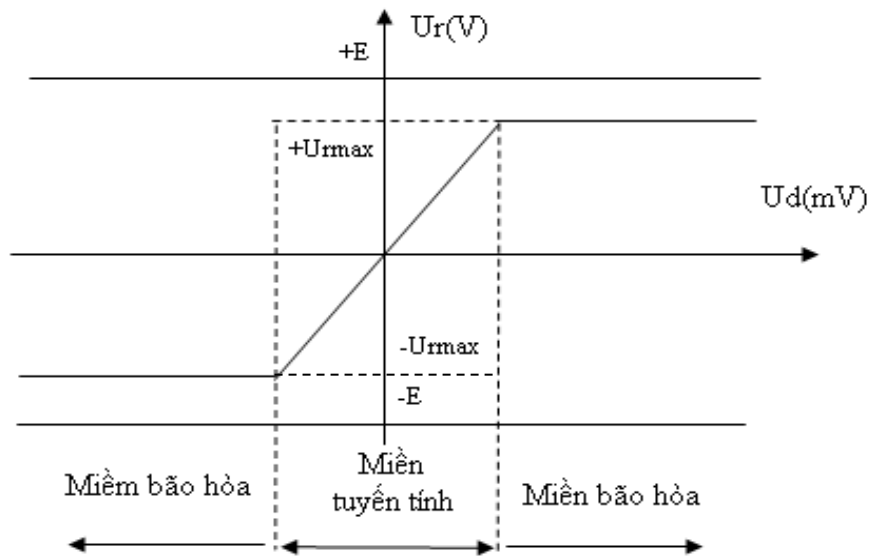
$$\Rightarrow U_Z = \frac{U_X}{U_Y}$$

Tổng quát :

$$U_Z = K \cdot \frac{U_X}{U_Y} \quad (2-13)$$

2.3.9. Mạch so sánh

Mạch so sánh lợi dụng hệ số khuếch đại K_0 rất lớn của bộ KĐTT. Đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT gồm hai miền bão hòa và một miền tuyến tính. Vì K_0 rất lớn nên đặc tuyến trong miền tuyến tính gần như thẳng đứng, nếu lý tưởng thì đặc tuyến trùng với trục U_r .



Hình 2-18. Đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT

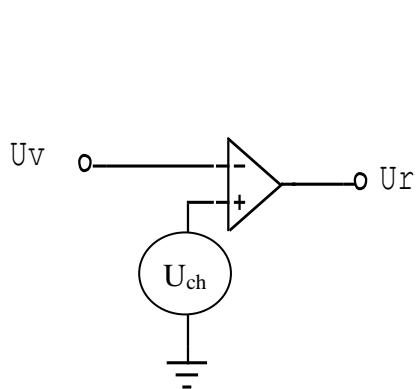
Ta có $U_r = K_0(U_P - U_N)$, vì $K_0 = \infty$ (lý tưởng) nên khi $U_P > U_N$ thì U_r đã bão hòa dương và khi $U_P < U_N$ thì U_r đã bão hòa âm.

Mạch so sánh sử dụng bộ KĐTT đưa U_{ch} (điện áp chuẩn) vào một cửa, cửa kia đưa điện áp cần so sánh. Tùy thuộc vào giá trị điện áp cần so sánh lớn hay nhỏ hơn U_{ch} mà U_r sẽ bão hòa dương hay bão hòa âm.

Với mạch hình 2-19 ta có:

Khi $U_V < U_{ch}$ (hay $U_N < U_P$) thì $U_r = +U_{rmax}$ (bão hòa dương).

Khi $U_V > U_{ch}$ (hay $U_N > U_P$) thì $U_r = -U_{rmax}$ (bão hòa âm).

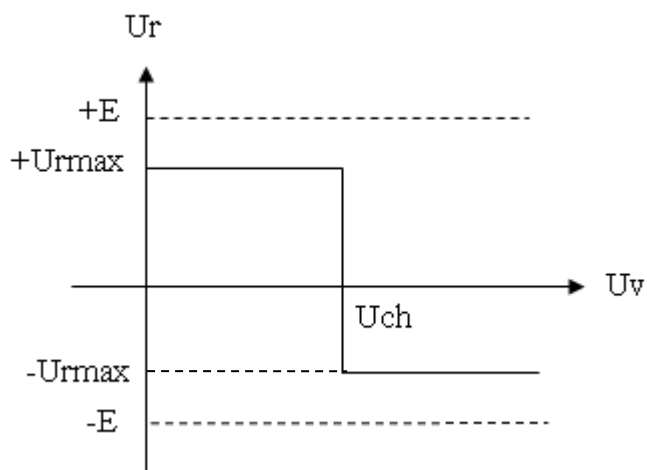


Hình 2-19. Mạch so sánh

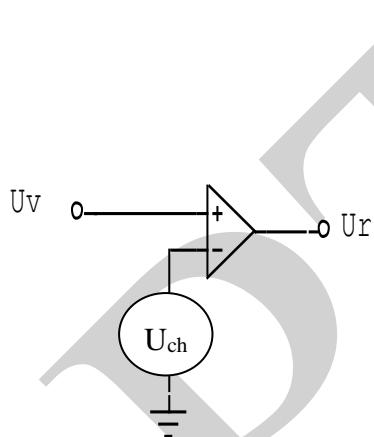
Với mạch hình 2-21 ta có:

Khi $U_V < U_{ch}$ (hay $U_N > U_P$) thì $U_r = -U_{rmax}$ (bão hòa âm).

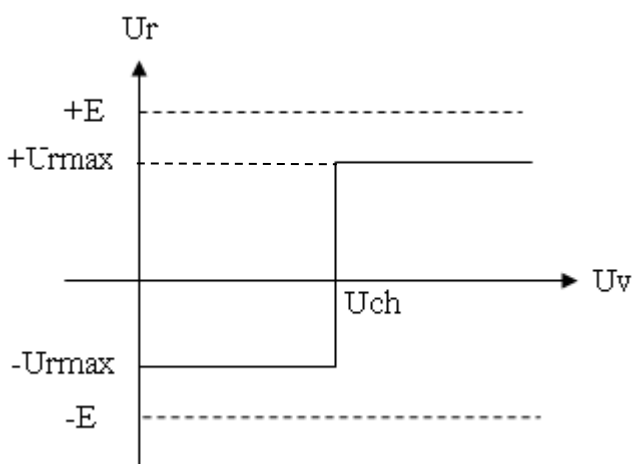
Khi $U_V > U_{ch}$ (hay $U_N < U_P$) thì $U_r = +U_{rmax}$ (bão hòa dương).



Hình 2-20. Đặc tuyến truyền đạt



Hình 2-21. Mạch so sánh



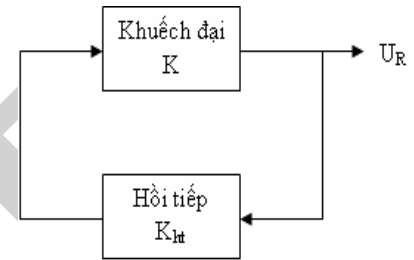
Hình 2-22. Đặc tuyến truyền đạt

CHƯƠNG 3 MẠCH TẠO DAO ĐỘNG ĐIỀU HÒA

3.1. Khái niệm chung về dao động

Mạch tạo dao động được sử dụng rộng rãi trong các thiết bị điện tử. Mạch tạo dao động là mạch khi được cấp nguồn thì nó sẽ tạo ra tín hiệu. Tín hiệu ở đây có thể là dao động sin hay các dạng xung vuông, tam giác, răng cưa... Trong chương này chúng ta chỉ nghiên cứu dao động điều hòa (dao động sin).

Có nhiều phương pháp tạo dao động, hình 3-1 là sơ đồ khối của một mạch dao động điều hòa theo nguyên lý hồi tiếp, nó gồm hai khối là khối khuếch đại có hệ số khuếch đại K và khối hồi tiếp có hệ số truyền đạt K_{ht} . Hồi tiếp trong mạch dao động điều hòa là hồi tiếp dương.



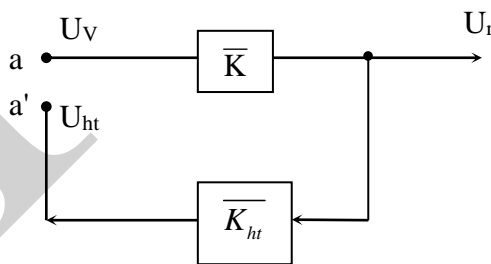
Các tham số cơ bản của mạch tạo dao động:

- Biên độ điện áp ra.
- Tần số ra.
- Độ ổn định tần số ra.
- Công suất tiêu thụ và hiệu suất.

Hình 3-1. Sơ đồ khối mạch tạo dao động điều hòa

3.2. Điều kiện tạo dao động và đặc điểm của mạch tạo dao động.

Để xét nguyên lý làm việc của mạch tạo dao động ta dùng sơ đồ khối hình 3-2. Nó gồm hai khối: khối khuếch đại có hệ số khuếch đại $\bar{K} = K \cdot \exp(j\varphi_K)$ và khối hồi tiếp có hệ số hồi tiếp $\bar{K}_{ht} = K_{ht} \cdot \exp(j\varphi_{K_{ht}})$.



Hình 3-2. Sơ đồ khối đầy đủ của bộ tạo dao động.

Nếu đặt vào đầu a tín hiệu \bar{U}_v ta có $\bar{U}_{ht} = \bar{K} \cdot \bar{K}_{ht} \cdot \bar{U}_v$ nếu giả thiết rằng $\bar{K} \cdot \bar{K}_{ht} = 1$ thì $\bar{U}_{ht} = \bar{U}_v$. Vậy tín hiệu vào của mạch khuếch đại và tín hiệu hồi tiếp \bar{U}_{ht} bằng nhau cả về biên độ và pha nên nối a với a' thì tín hiệu ra vẫn không thay đổi. Lúc đó ta có sơ đồ khối của mạch tạo dao động làm việc theo nguyên tắc hồi tiếp.

Như vậy trong sơ đồ này mạch chỉ dao động tại tần số mà nó thỏa mãn:

$$\overline{K.K_{ht}} = 1 \quad (3-1)$$

Với \overline{K} và $\overline{K_{ht}}$ là những số phức nên viết lại:

$$\overline{K.K_{ht}} = K.K_{ht} \cdot \exp[j(\varphi_K + \varphi_{K_{ht}})] = 1. \quad (3-2)$$

trong đó: K : Modul hệ số khuếch đại.

K_{ht} : Modul hệ số hồi tiếp.

φ_K : Góc dịch pha của bộ khuếch đại.

$\varphi_{K_{ht}}$: Góc dịch pha của mạch hồi tiếp.

Từ biểu thức (3-2) ta có:

$$\begin{cases} K.K_{ht} = 1 & (3-3) \\ \varphi = \varphi_K + \varphi_{K_{ht}} = 2n\pi & (3-4) \end{cases}$$

với $n = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$

Quan hệ (3-3) gọi là điều kiện cân bằng biên độ. Nó cho thấy mạch chỉ có thể dao động khi hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có thể bù được tổn hao do mạch hồi tiếp gây ra.

Quan hệ (3-4) gọi là điều kiện cân bằng pha. Từ đây ta thấy rằng dao động chỉ có thể phát sinh khi tín hiệu hồi tiếp về đồng pha với tín hiệu ban đầu, tức là hồi tiếp dương.

Thực tế để mạch có thể phát sinh dao động thì $K.K_{ht}$ phải lớn hơn 1, do đó biên độ ra sẽ bị méo dạng do bị giới hạn bởi nguồn nuôi. Để có biên độ ra ổn định và không méo thì trong mạch dao động phải có một khâu điều chỉnh để sau khi phát sinh dao động nó sẽ điều chỉnh cho $K.K_{ht} = 1$ để biên độ dao động là không đổi.

Từ các chứng minh trên ta có thể rút ra các đặc điểm của mạch dao động:

- Mạch dao động là mạch khuếch đại, nó là mạch khuếch đại tự điều khiển bằng hồi tiếp dương. Năng lượng dao động lấy từ nguồn một chiều.

- Muốn có dao động thì phải thỏa mãn điều kiện: $K.K_{ht} = 1$ và $\varphi_K + \varphi_{ht} = 2n\pi$.

- Mạch phải có ít nhất một phần tử tích cực để biến năng lượng một chiều thành năng lượng xoay chiều.

- Mạch phải có một khâu điều chỉnh hay một phần tử phi tuyến để ở trạng thái xác lập biên độ dao động là không đổi.

3.3. Ổn định biên độ và tần số dao động

Yêu cầu mạch tạo dao động tạo ra tín hiệu có biên độ, tần số ổn định cao, ít chịu ảnh hưởng của môi trường như nhiệt độ, độ ẩm.

Để đạt các yêu cầu đó mạch tạo dao động cần thực hiện các biện pháp sau:

- Dùng nguồn ổn áp.

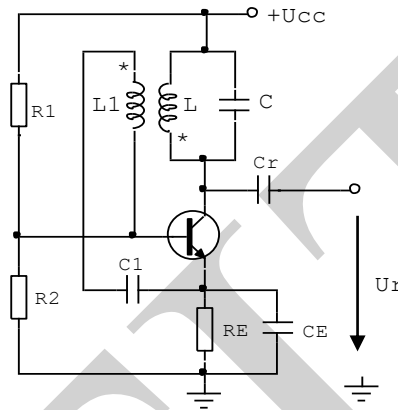
- Dùng các phần tử có hệ số nhiệt độ nhỏ.

- Giảm ảnh hưởng của tải đến mạch tạo dao động như mắc thêm tầng đệm.
- Dùng các linh kiện có sai số nhỏ.
- Dùng các phần tử ổn nhiệt.

3.4. Mạch dao động LC

Mạch tạo dao động LC sử dụng khung cộng hưởng LC để tạo dao động, tần số dao động của mạch chính là tần số của khung cộng hưởng.

3.4.1. Mạch dao động ghép biến áp



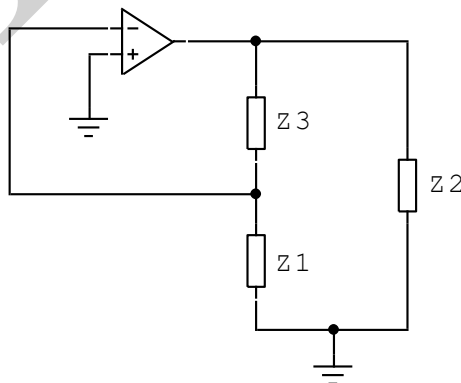
Hình 3-3. Mạch dao động ghép biến áp

Mạch sử dụng biến áp để đưa tín hiệu hồi tiếp trở về. Mạch khuếch đại mắc Emite chung nên $\varphi_K = \pi$, để thỏa mãn điều kiện cân bằng pha thì $\varphi_{K_H} = \pi$, do đó cuộn sơ cấp và cuộn thứ cấp phải quấn ngược chiều. Khi thỏa mãn cả điều kiện cân bằng biên độ thì mạch sẽ phát sinh dao động tại tần số:

$$f_{dd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (3-5)$$

3.4.2. Mạch tạo dao động ba điểm

Sơ đồ khối mạch tạo dao động ba điểm hình 3-4.



Hình 3-4. Sơ đồ khối mạch tạo dao động ba điểm

Mạch dao động sin ba điểm có thể dùng tranzito hay IC để khuếch đại. Ta xét mạch dùng IC khuếch đại thuật toán có cửa thuận nối đất và có hệ số khuếch đại là K. Khung dao động chứa ba phần tử điện kháng thứ tự là X_1, X_2, X_3 .

Từ mạch điện ta có:

$$K_{ht} = \frac{X_1}{X_1 + X_3} \quad (3-6)$$

Để mạch dao động được cần $K.K_{ht} \geq 1$ mà $K < 0$ nên cần $K_{ht} < 0$ mặt khác tại tần số dao động có:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (3-7)$$

Từ (3-6) và (3-7) ta thấy X_1, X_2 phải cùng dấu và khác dấu với X_3 , để thỏa mãn điều kiện này phải có:

+ $X_1, X_2 > 0$ và $X_3 < 0$. Ta có mạch dao động ba điểm điện cảm.

+ $X_1, X_2 < 0$ và $X_3 > 0$. Ta có mạch dao động ba điểm điện dung.

Khi thỏa mãn thêm điều kiện cân bằng biên độ (tức là $K.K_{ht} = 1$) thì mạch sẽ phát sinh dao động, và tần số dao động của mạch là nghiệm của phương trình:

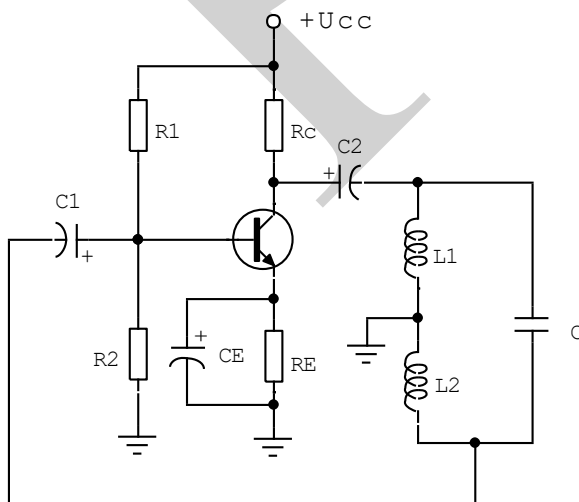
$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Mạch dao động ba điểm điện cảm hình 3-5 và mạch dao động ba điểm điện dung hình 3-6.

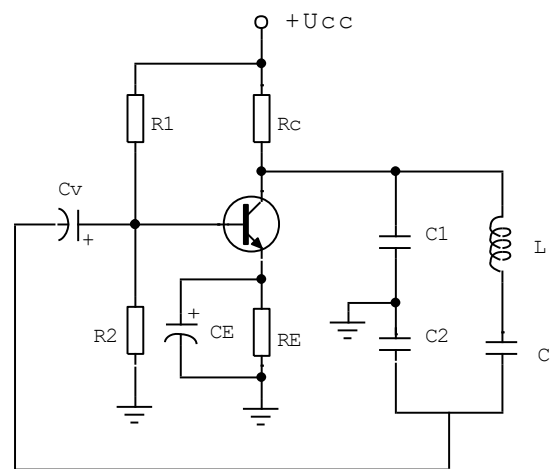
Mạch điện hình 3-5 cho tần số dao động $f_{dd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}}$

Mạch điện hình 3-6 cho tần số dao động $f_{dd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Do chọn $C \ll C_1, C_2$ nên $C \approx C_{td}$.



Hình 3-5. Mạch dao động ba điểm điện cảm (mạch Hartley).



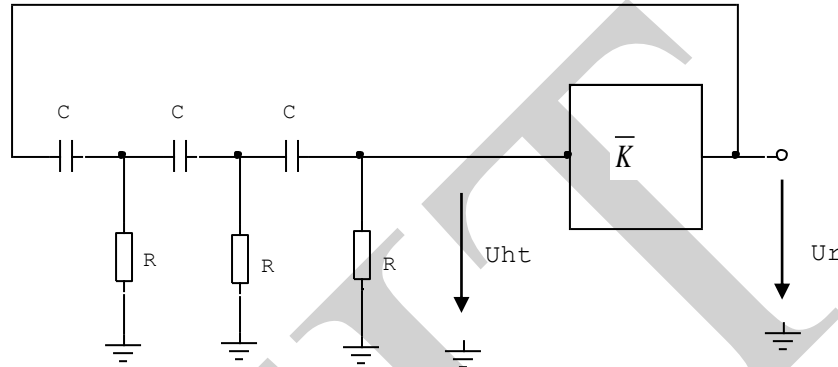
Hình 3-6. Mạch dao động ba điểm điện dung (mạch Clapp).

3.5. Mạch dao động RC

Các mạch tạo dao động RC thường dùng ở phạm vi tần số thấp, vì nếu dùng mạch LC kích thước quá lớn, do điện cảm L phải lớn. Trong mạch tạo dao động sin ghép RC, mạch hồi tiếp chứa các phần tử RC.

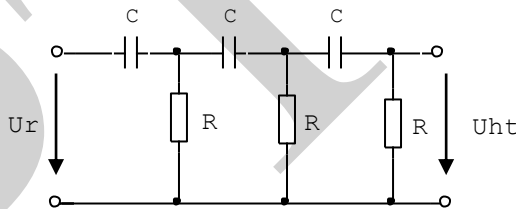
3.5.1. Mạch dao động dùng 3 mắt RC trong khâu hồi tiếp

Nguyên lý mạch dao động ba mắt RC trên hình 3-7. Ba khâu RC được sử dụng trong khâu hồi tiếp. Khâu khuếch đại có hệ số khuếch đại là \bar{K} .



Hình 3-7. Sơ đồ nguyên lý mạch dao động 3 mắt RC

Khâu hồi tiếp gồm 3 mắt RC được tách ra như hình 3-8.



Hình 3-8. Khâu 3 mắt RC

$$\bar{K}_{ht} = \frac{\bar{U}_{ht}}{\bar{U}_R} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)^2}. \quad (3-8)$$

Với $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$.

Từ (3-8) ta có:

$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5\alpha^2)^2 + \alpha^2(6 - \alpha^2)^2}} \quad (3-9)$$

$$\text{và} \quad \varphi_{K_{ht}} = \arctan \frac{\alpha(6-\alpha^2)}{1-5\alpha^2} \quad (3-10)$$

Từ (3-10) nhận thấy $\varphi_{K_{ht}} = \pi$ khi $\alpha^2 = 6$ và khi đó tại tần số dao động ta có $K_{ht} = \frac{1}{29}$.

Để mạch có thể dao động thì phải thỏa mãn điều kiện cân bằng biên độ, nên mạch khuếch đại phải có:

$$K = 29$$

và điều kiện cân bằng pha, nên $\varphi_K = \pi$.

Khi đó tần số dao động của mạch là:

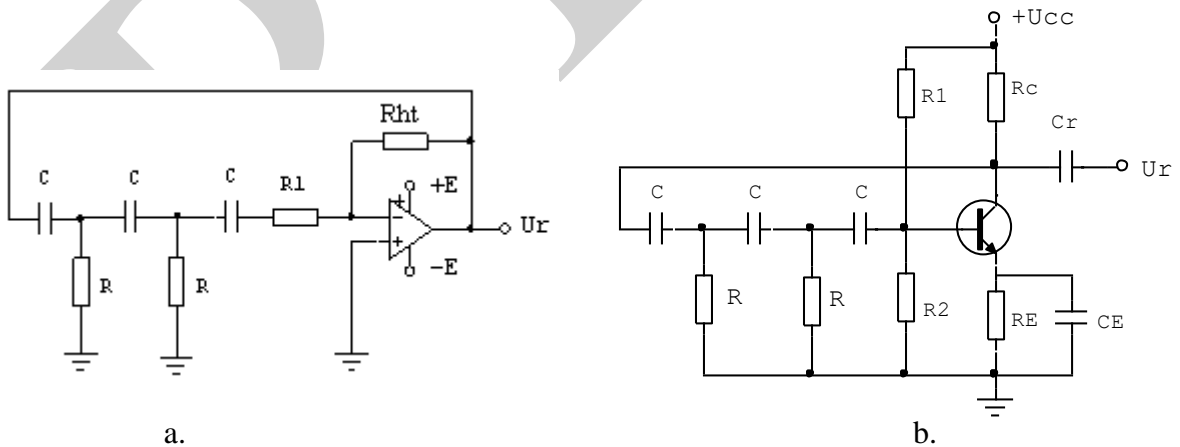
$$\begin{aligned} \alpha = \sqrt{6} &\Leftrightarrow \frac{1}{\omega RC} = \sqrt{6} \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{6}RC} \\ \Rightarrow f_{dd} &= \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} \end{aligned} \quad (3-11)$$

Với mạch sử dụng bộ KĐTT (hình 3-9a) để $\varphi_K = \pi$ thì tín hiệu hồi tiếp phải đưa về cửa đảo. Mạch dùng bộ KĐTT R_1 vừa tham gia trong khâu hồi tiếp vừa tham gia trong khâu khuếch đại do đó:

$$R_1 = R \text{ và } K = 29 = \frac{R_{ht}}{R_1} \Rightarrow R_{ht} = 29R_1.$$

Ngoài ra mạch dao động ba mắt RC dùng bộ KĐTT còn có một số dạng khác.

Mạch dùng tranzito (hình 3-9b) phải chọn sao cho $R = R_1//R_2//r_{be}$ và phải có $K = 29$ còn φ_K luôn bằng π vì mạch khuếch đại mắc Emitter chung.



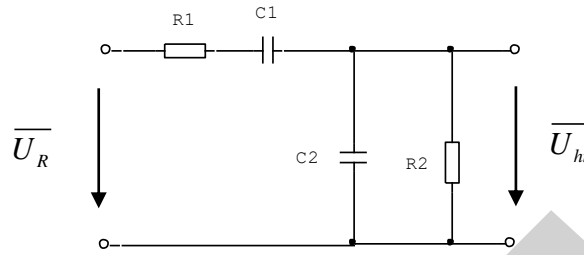
Hình 3-9. Mạch dao động 3 mắt RC dùng bộ KĐTT (a), dùng Tranzito (b)

3.5.2. Mạch dao động dùng mạch cầu Viên trong khâu hồi tiếp

Hình 3-10 là khâu hồi tiếp dương của mạch dao động cầu Viên.

Từ mạch điện ta có:

$$\overline{K_{ht}} = \frac{\overline{U_{ht}}}{\overline{U_R}} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})}. \quad (3-12)$$



Hình 3-10 . Khâu hồi tiếp trong mạch dao động cầu Viên.

Nếu chọn $C_1 = C_2 = C$ và $R_1 = R_2 = R$ ta có:

$$\overline{K_{ht}} = \frac{\overline{U_{ht}}}{\overline{U_R}} = \frac{1}{3 + j(\omega RC - \frac{1}{\omega RC})}. \quad (3-13)$$

Tại tần số dao động ta có $\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0 \Rightarrow \omega_{dd} = \frac{1}{RC}$

$$\Rightarrow f_{dd} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3-14)$$

Khi đó $\varphi_{K_{ht}} = 0$ và $K_{ht} = \frac{1}{3}$

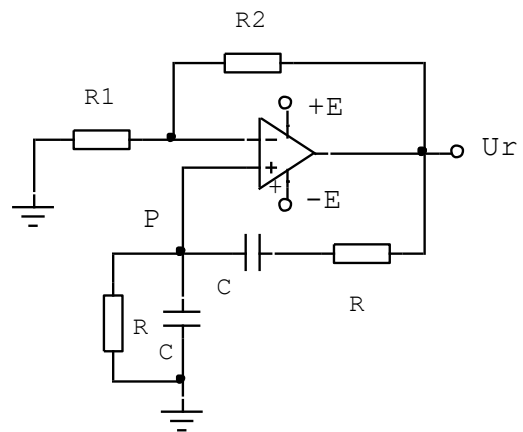
Để mạch có thể dao động thì phải thỏa mãn điều kiện cân bằng pha và cân bằng biên độ, nên mạch khuếch đại phải có:

$\varphi_K = 0$ tức là tín hiệu hồi tiếp phải được đưa về cửa thuận.

và $K = 3$

Từ mạch dao động cầu Viên (hình 3-11) ta thấy mạch khuếch đại là khuếch đại thuận nên:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3 \Rightarrow R_2 = 2R_1.$$



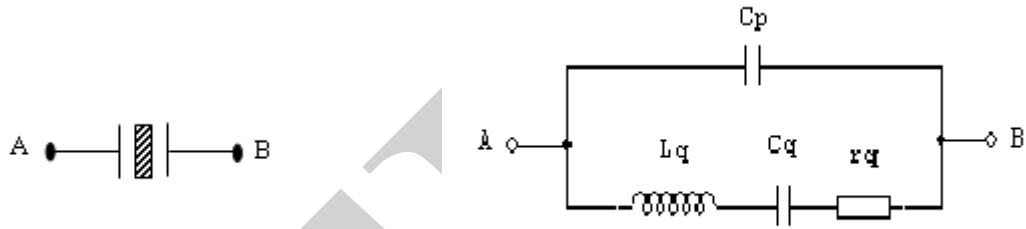
Hình 3-11. Mạch dao động cầu Viên

3.6. Mạch dao động dùng thạch anh

3.6.1. Các tính chất của thạch anh

Khi cần mạch tạo dao động có tần số ổn định cao mà dùng các biện pháp thông thường như ổn định nguồn cung cấp, ổn định tải... vẫn không đảm bảo độ ổn định tần số theo yêu cầu thì phải dùng thạch anh để ổn định tần số. Thạch anh có những đặc tính vật lý rất đáng quý như độ bền cơ học cao, ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ và các tác dụng hoá học.

Thạch anh có tính chất áp điện, nghĩa là dưới tác dụng của điện trường thường sinh ra dao động. Do đó có thể dùng thạch anh như một khung cộng hưởng. Tính chất dao động của thạch anh được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương hình 3-13. trong đó L_q , C_q và r_q phụ thuộc vào kích thước khối thạch anh và cách cắt khối thạch anh. Thạch anh có kích thước càng nhỏ thì L_q , C_q và r_q càng nhỏ, nghĩa là tần số cộng hưởng riêng của nó càng cao. L_q , C_q , r_q có tính ổn định cao. C_p là điện dung giá đỡ, tính ổn định của C_p kém hơn.

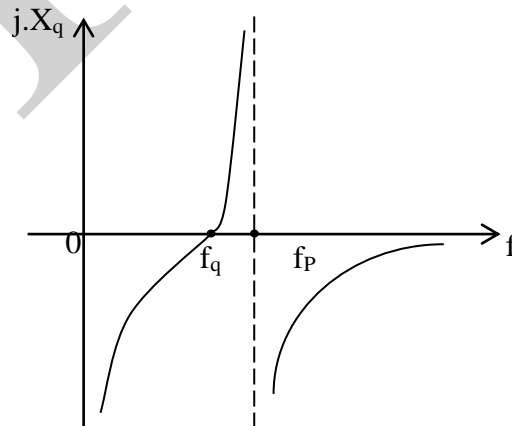


Hình 3-12. Ký hiệu của Thạch anh

Hình 3-13. Sơ đồ tương đương của Thạch anh

Thường r_q rất nhỏ, nên khi tính toán bỏ qua. Với giả thiết $r_q = 0$ thì trở kháng tương đương của thạch anh xác định theo công thức sau:

$$Z_q = X_q = \frac{(j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q}) \cdot \frac{1}{j\omega C_p}}{\frac{1}{j\omega C_q} + j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_p}} = j \frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega(C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p)} \quad (3-15)$$



Hình 3-14. Đặc tính điện kháng của thạch anh

Từ (3-15) suy ra thạch anh có hai tần số cộng hưởng: một tần số cộng hưởng nối tiếp f_q ứng với $Z_q = 0$ và một tần số cộng hưởng song song f_p ứng với $Z_p = \infty$.

$$\text{Ta có: } f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q.C_q}} \quad (3-16)$$

$$\text{và } f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q.C_q.C_p}} = f_q \cdot \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}} \quad (3-17)$$

C_p càng lớn so với C_q thì f_p càng gần với f_q . Đặc tính trở kháng của thạch anh theo tần số biểu diễn ở hình 3-14. Thường sản xuất thạch anh với tần số $f_q = 1\text{kHz}$ đến 100MHz . Các thạch anh tần số thấp hơn ít được sản xuất, và loại này kích thước lớn và đắt tiền.

Các tính chất về điện của thạch anh có thể tóm tắt như sau:

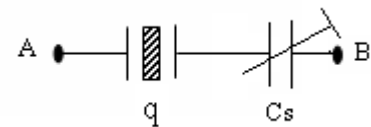
+ Phẩm chất cao $Q = 10^4 \div 10^5$

+ Tỷ số $\frac{L_q}{C_q}$ rất lớn, do đó trở kháng tương đương của thạch anh $R_{td} = \frac{L_q}{C_q.r_q}$ rất lớn.

+ $C_q \ll C_p$.

+ Tính tiêu chuẩn của thạch anh rất cao, với khung dao động thạch anh có thể đạt được độ ổn định tần số là: $\frac{\Delta f}{f_0} \approx 10^{-6} \div 10^{-10}$

Để thay đổi tần số cộng hưởng của thạch anh trong phạm vi hẹp ta mắc nối tiếp với thạch anh một tụ biến đổi C_s như trên hình 3-15. Khi đó tần số dao động được xác định theo biểu thức:



Hình 3-15.

$$f'_q = f_q \cdot \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \quad (3-18)$$

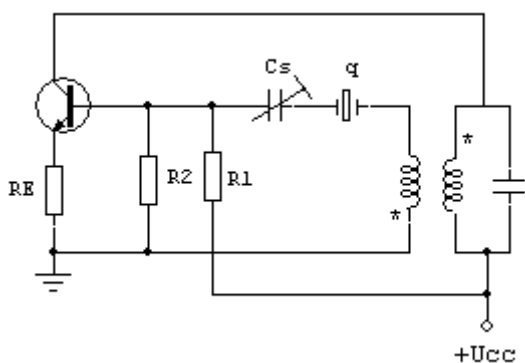
3.6.2. Một số mạch dao động dùng thạch anh

Như ta đã biết thạch anh có hai tần số cộng hưởng: Một tần số cộng hưởng song song f_p và một tần số cộng hưởng nối tiếp f_q . Tùy theo cách mắc mà mạch sẽ cho tần số dao động là f_p hay f_q .

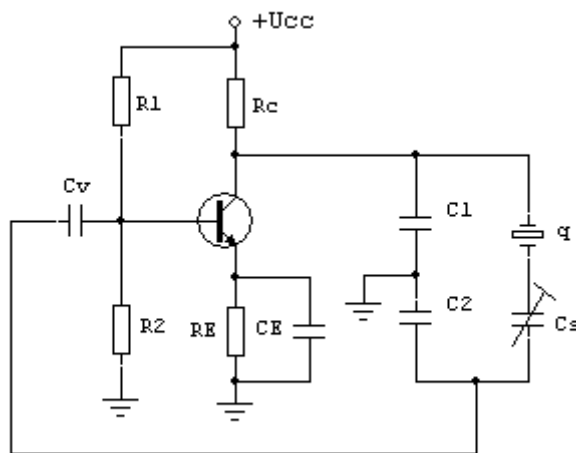
Hình 3-16 là mạch cho tần số cộng hưởng nối tiếp, mạch điện hình 3-17 cho tần số cộng hưởng song song.

Để kích thích phân tử thạch anh hoạt động trong mạch cộng hưởng nối tiếp (hình 3-16), người ta mắc nó nối tiếp với phần tử hồi tiếp. Tại tần số cộng hưởng nối tiếp trở kháng của thạch anh là nhỏ nhất và khi đó hồi tiếp dương là lớn nhất.

Khi thạch anh cộng hưởng song song (hình 3-17) thì trở kháng của nó là lớn nhất. Tại tần số cộng hưởng song song thạch anh được coi như một phần tử điện kháng lớn nhất. Và mạch điện lúc này là mạch dao động 3 điểm điện dung.



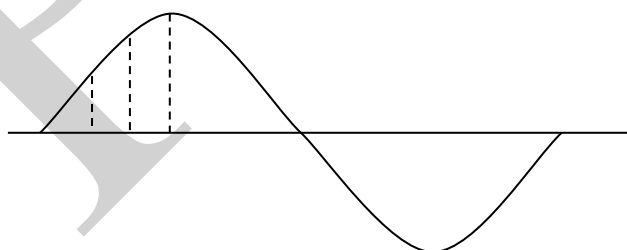
Hình 3-16. Mạch cho tần số dao động nối tiếp (f_q)



Hình 3-17. Mạch cho tần số dao động song song (f_p)

3.7. Mạch tạo sóng sin kiểu xấp xỉ tuyến tính

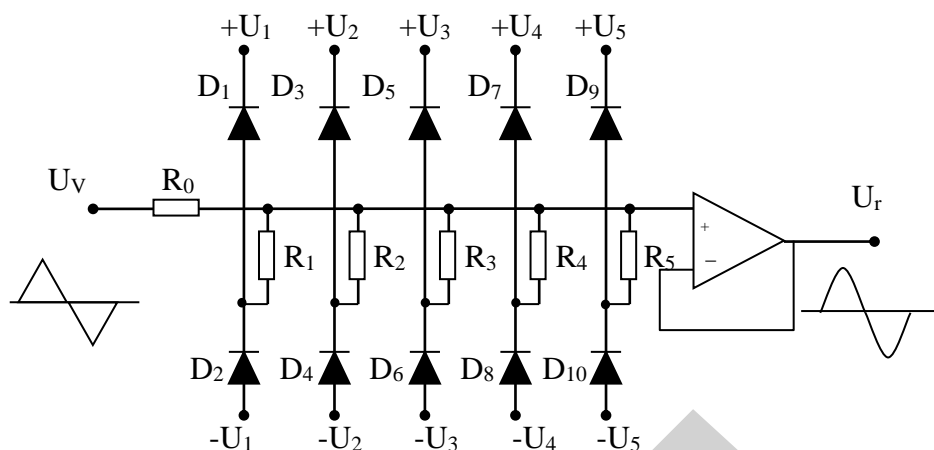
Trong máy tạo sóng đa chức năng (máy tạo hàm) nó đồng thời tạo ra tín hiệu xung vuông, xung tam giác và tín hiệu sin. Để nhận được tín hiệu hình sin từ xung tam giác, có bộ biến đổi "xung tam giác - hình sin" dùng phương pháp xấp xỉ từng đoạn tuyến tính hoặc không tuyến tính. Phương pháp xấp xỉ từng đoạn tuyến tính chia một chu kỳ hình sin thành $4n$ phần nhỏ và thay thế mỗi phần bằng một đoạn thẳng có độ nghiêng khác nhau như ở hình 3-18.



Hình 3-18. Xấp xỉ dạng hình sin bằng $4n$ những đoạn thẳng có góc nghiêng thay đổi

Số n càng lớn thì độ chính xác càng cao và hệ số méo hình sin nhận được càng nhỏ. Một trong những sơ đồ thực hiện phương pháp này được mô tả trên hình 3-19. Ở đây $n = 6$. Các điôt $D_1 \div D_{10}$ ở trạng thái ban đầu là tắt bằng các mức điện áp cho trước

$|\pm U_1| < \dots < |\pm U_5| < \hat{U}_v$ trong đó \hat{U}_v là biên độ xung tam giác ở lối vào.



Hình 3-19. Mạch biến đổi xung tam giác - hình sin bằng phương pháp xấp xỉ từng đoạn tuyến tính.

Khi U_v tăng dần thì lần lượt các diốt thông và sau đó tắt (nhóm diốt lẻ làm việc ở nửa dương và diốt chẵn làm việc ở nửa âm của điện áp xung tam giác) tạo thành từng đoạn tín hiệu tuyến tính có độ dốc khác nhau. Độ dốc của từng đoạn này được xác định bởi hệ số phân áp tác động lên từng khoảng thời gian tương ứng. Khi điện áp vào U_v nhỏ, các diốt ngắt vì chúng được phân cực ngược. Lúc này hệ số khuếch đại của mạch $K = 1$ do đó $U_r = U_v$. Khi U_v tăng lên sao cho $U_v > +U_1$ thì D_1 thông, R_0 và R_1 tạo thành mạch phân áp nên hệ số khuếch đại của toàn mạch giảm, làm cho U_r tăng chậm hơn U_v . Khi $U_v > +U_2$ thì D_3 thông, R_1/R_2 cùng R_0 tạo thành mạch phân áp có hệ số phân áp nhỏ hơn nữa, do đó tốc độ tăng của điện áp ra càng giảm...Cuối cùng khi D_9 thông thì mạch có hệ số phân áp nhỏ nhất tương ứng với điểm cực đại của hàm hình sin. Tiếp theo U_v giảm các diốt lẻ tắt dần làm cho hệ số phân áp của mạch lại tăng lên cho đến khi $K = 1$. Các diốt $D_2, D_4, D_6, D_8, D_{10}$ cũng có tác dụng như vậy khi $U_v < 0$. Như vậy qua mạch này từ tín hiệu vào xung tam giác ta nhận được tín hiệu hình sin đầu ra.

CHƯƠNG 4 MẠCH XUNG

4.1. Tín hiệu xung và các tham số

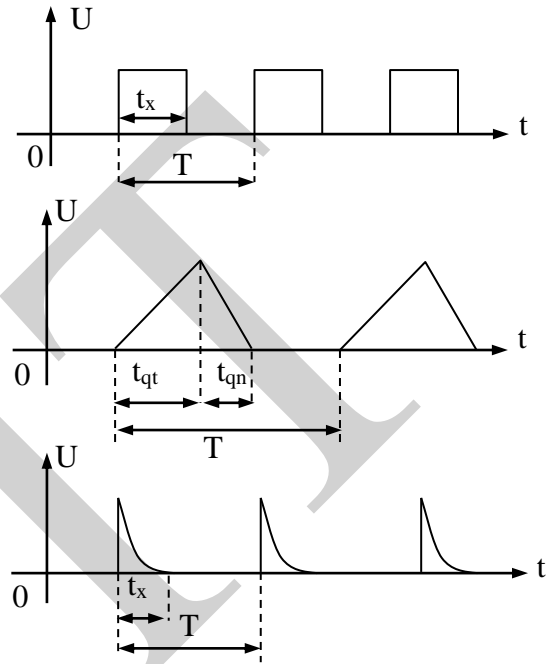
Tín hiệu xung là tín hiệu rời rạc theo thời gian. Thường được gọi theo hình dạng của nó như xung vuông, xung tam giác, xung nhọn ...vv, như ở hình 4-1.

Các tham số cơ bản của tín hiệu xung là biên độ, độ rộng xung, độ rộng sườn trước, sườn sau, độ sụt đỉnh, hình 4-2.

- Biên độ xung xác định bằng giá trị lớn nhất của tín hiệu xung, ký hiệu \hat{U} .
- Độ rộng sườn trước và sườn sau xác định khoảng thời gian tăng, giảm của biên độ xung trong khoảng $0,1\hat{U}$ đến $0,9\hat{U}$.
- Độ rộng xung t_x là khoảng thời gian tồn tại của tín hiệu xung.
- Độ sụt đỉnh xung ΔU thể hiện mức giảm biên độ ở đoạn đỉnh xung.

Với dãy xung tuần hoàn có các tham số đặc trưng sau:

- Chu kỳ lặp lại T , tần số xung $f = \frac{1}{T}$.
- Hệ số lấp đầy $\delta = \frac{t_x}{T}$.

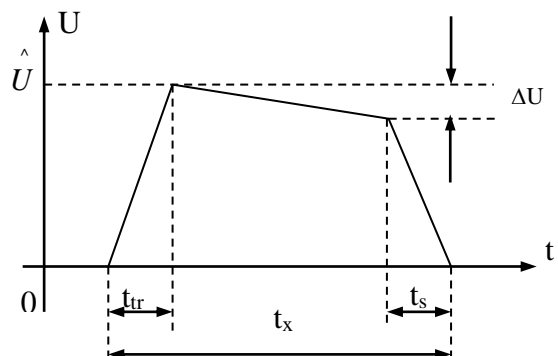


Hình 4-1. Các dạng tín hiệu xung

4.2. Chế độ khóa của transistor

Trong các mạch xung transistor làm việc ở chế độ khoá, như một khoá điện tử có hai trạng thái đặc biệt: transistor tắt và tranzito thông bão hoà do điện áp đặt lên đầu vào quyết định, mạch ở hình 4-3.

- Khi $U_v \leq 0$ transistor tắt. Dòng $I_B = 0$, $I_C = 0$ nên $U_r = E$.
- Khi $U_v > 0$ transistor thông có dòng I_B , I_C .



Hình 4-2. Các tham số của tín hiệu

Nếu thỏa mãn điều kiện $I_B \geq I_{Bbh}$ tức là $U_v/R_B \geq E/\beta \cdot R_C$ thì transistor chuyển sang trạng thái bão hoà.

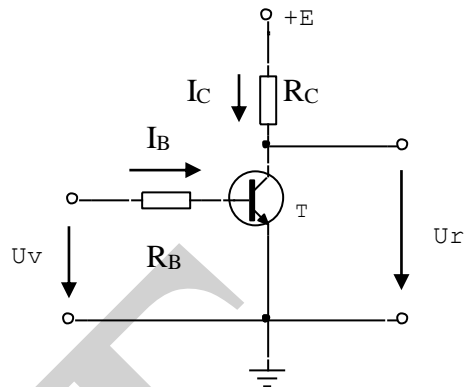
Lúc này $U_r = E - I_{Cbh} \cdot R_C = U_{CEbh} = 0$ (thực tế U_{CEbh} khoảng 0,4V).

- Khi tín hiệu vào chuyển đổi từ điều kiện $U_V \leq 0$ sang điều kiện $U_V > 0$, đủ lớn thì transistor sẽ chuyển đổi trạng thái tắt sang trạng thái bão hòa, khi điều kiện ngược lại thì transistor lại chuyển đổi từ trạng thái bão hòa sang trạng thái tắt.

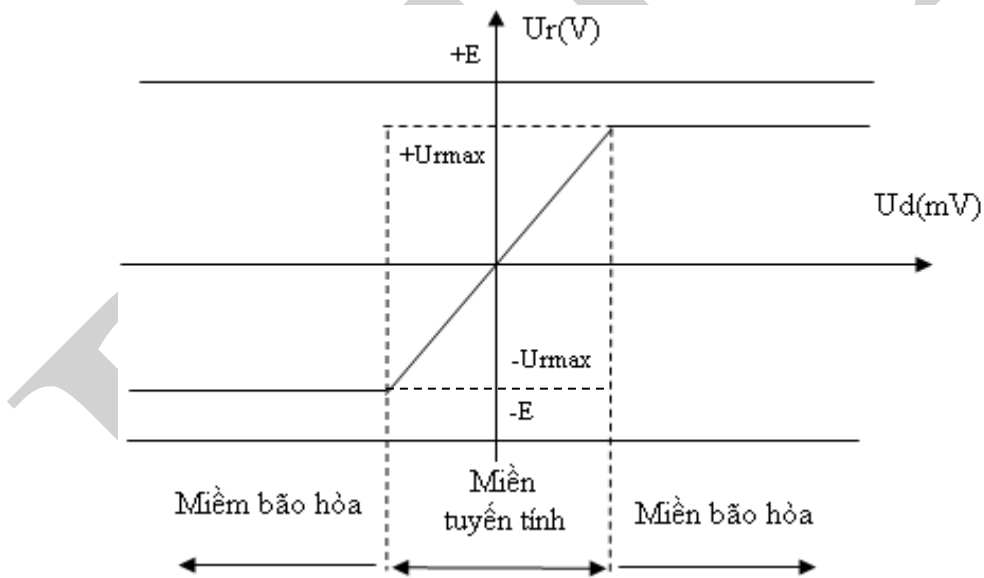
4.3. Chế độ khóa của bộ KĐTT

Khi làm việc ở mạch xung, bộ KĐTT hoạt động như một khoá điện tử, điểm làm việc luôn nằm trong vùng bão hòa của đặc tuyến truyền đạt $U_r = f(U_d)$. Khi đó điện áp ra chỉ nằm ở một trong hai mức bão hòa dương $+U_{rmax}$ và bão hòa âm $-U_{rmax}$.

Chế độ khóa lợi dụng hệ số khuếch đại K_0 rất lớn của bộ KĐTT. Đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT gồm hai miền bão hòa và một miền tuyến tính. Vì K_0 rất lớn nên đặc tuyến trong miền tuyến tính gần như thẳng đứng, nếu lý tưởng thì đặc tuyến trùng với trục U_r .



Hình 4-3. Mạch khóa dùng transistor



Hình 4-4. Đặc tuyến truyền đạt của bộ KĐTT

Ta có $U_r = K_0(U_P - U_N)$, vì $K_0 = \infty$ (lý tưởng) nên khi $U_P > U_N$ thì U_r đã bão hòa dương và khi $U_P < U_N$ thì U_r đã bão hòa âm.

Khi làm việc với tín hiệu xung biến đổi nhanh cần chú ý đến tính quán tính (trễ) của IC thuật toán. Với các IC thuật toán tiêu chuẩn hiện nay thời gian tăng của điện áp ra khoảng $V/\mu s$. Trong điều kiện tốt hơn nên sử dụng các IC chuyên dùng có tốc độ chuyển biến nhanh hơn như loại $\mu A710, A110, LM310-339$; loại này đạt mức tăng V/ns .

4.4 . Trơ

Trơ là mạch có hai trạng thái ổn định. Khi có nguồn mạch ở một trạng thái ổn định nào đó. Có một xung vào mạch chuyển đổi trạng thái một lần. Như vậy cứ hai xung vào mạch cho một xung ra. Mạch trơ có thể dùng transistor hay IC thuật toán. Ta xét mạch trơ Smít dùng IC thuật toán khi tác dụng đầu vào là điện áp sin.

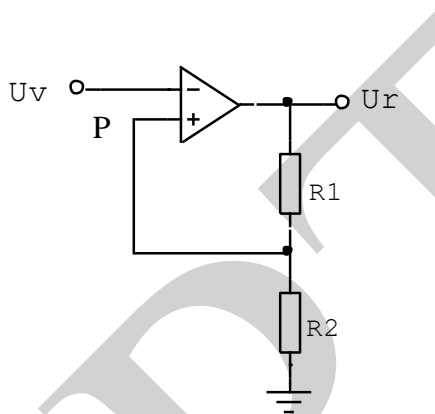
4.4.1. Trơ đảo

Trơ đảo hình 4-5. Từ dạng sóng ta thấy khi U_V có giá trị âm lớn, mạch ở trạng thái bão hoà dương $U_r = +U_{rmax}$, trên lối vào thuận có:

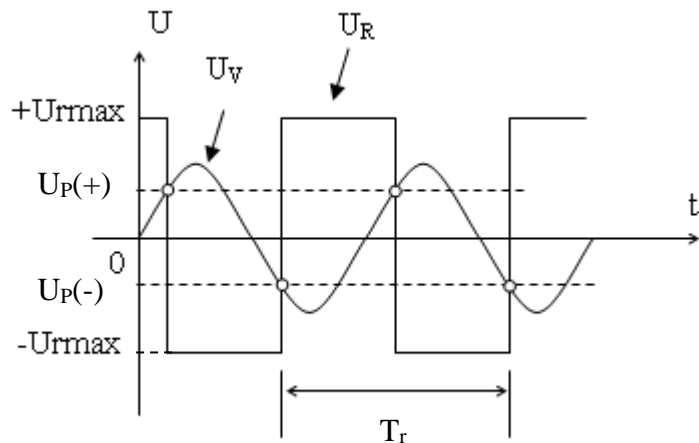
$$U_{P(+)} = \frac{+U_{rmax}}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

U_V tăng dần, trạng thái này vẫn không đổi cho tới khi $U_V > U_{P(+)}$ điện áp vào hai đầu IC đổi dấu nên đầu ra đột biến sang trạng thái bão hoà âm, $U_r = -U_{rmax}$ lập tức qua mạch phân áp đưa về cửa thuận điện áp:

$$U_{P(-)} = \frac{-U_{rmax}}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$



Hình 4-5. Trơ đảo



Hình 4-6. Dạng tín hiệu vào và ra.

Điện áp vào tăng lên rồi giảm xuống, khi $U_V < U_{P(-)}$, điện áp đầu vào IC đổi dấu làm đầu ra IC lật trạng thái sang bão hoà dương $U_r = +U_{rmax}$. Và cứ như vậy, khi tác dụng điện áp sin vào cửa đảo, đầu ra ta nhận được dãy xung vuông có:

$$T_r = T_V \quad (4-1)$$

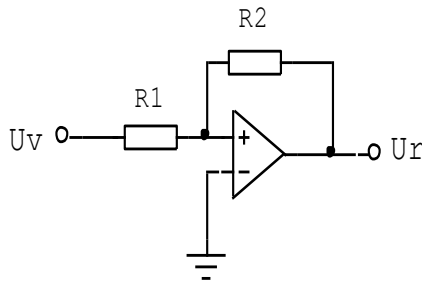
Để mạch có hai trạng thái ổn định cần thỏa mãn điều kiện:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot K_0 \geq 1 \quad (4-2)$$

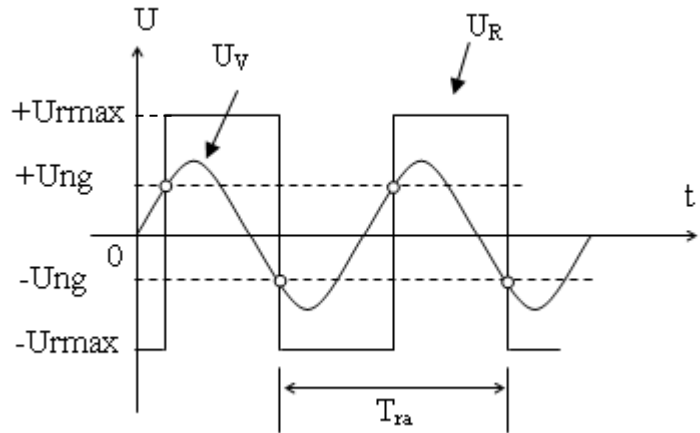
trong đó K_0 là hệ số khuếch đại không tải của BKĐTT.

4.4.2. Trơ thuận

Trơ thuận hình 4-7. Mạch có cửa đảo nối đất nên trạng thái đầu ra phụ thuộc vào điện áp cửa thuận (U_P). Nếu $U_P > 0$ đầu ra bão hòa dương, ngược lại đầu ra sẽ bão hòa âm nếu $U_P < 0$.



Hình 4-7. Trơ thuận



Hình 4-8. Dạng tín hiệu vào và ra.

Tại cửa thuận của bộ KĐTT ta có:

$$\frac{U_v - U_P}{R_1} + \frac{U_r - U_P}{R_2} = 0 \Rightarrow U_P = \frac{U_v \cdot R_2 + U_r \cdot R_1}{R_1 + R_2}$$

$$U_P > 0 \text{ khi } U_v > -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_r \quad (4-3)$$

$$U_P < 0 \text{ khi } U_v < -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_r \quad (4-4)$$

$$\Rightarrow \pm U_{ng} = \pm \frac{R_1}{R_2} U_{rmax}$$

Khi U_v có giá trị âm lớn, mạch ở trạng thái bão hòa âm $U_r = -U_{rmax}$, lúc này $U_{ng} = \frac{R_1}{R_2} U_{rmax}$, U_v tăng dần, trạng thái này vẫn không đổi cho tới khi $U_v > U_{ng}$, từ (4-3) ta thấy $U_P > 0$ nên đầu ra lật trạng thái sang bão hòa dương $U_r = +U_{rmax}$, lúc này $U_{ng} = -\frac{R_1}{R_2} U_{rmax}$.

Điện áp vào tăng lên rồi giảm xuống, khi $U_v < U_{ng}$, từ (4-4) ta thấy $U_P < 0$ nên đầu ra lật trạng thái sang bão hòa âm $U_r = -U_{rmax}$. Và cứ như vậy, khi tác dụng điện áp sin vào cửa thuận, đầu ra ta nhận được dãy xung vuông có chu kỳ bằng với chu kỳ xung vào.

4.5. Mạch đa hài đợi

Mạch đa hài đợi có hai trạng thái, trong đó có một trạng thái ổn định và một trạng thái không ổn định. Khi có nguồn mạch ở trạng thái ổn định. Có xung kích thích mạch chuyển sang trạng thái không ổn định một thời gian rồi tự trở về trạng thái ổn định ban đầu chờ xung

kích thích tiếp. Như vậy cứ một xung vào mạch chuyển đổi trạng thái hai lần cho một xung vuông ra. Mạch có thể dùng transistor hay IC thuật toán.

Mạch đa hài đợi dùng IC thuật toán ở hình 4-9a và dạng điện áp ở các cực như ở hình 4-9b.

Ban đầu mạch ở trạng thái ổn định, đầu ra bão hoà âm (muốn trạng thái ban đầu là bão hoà dương thì đổi chiều điôt), $U_r = -U_{rmax}$. Qua mạch phân áp đưa về cửa thuận điện áp

$$U_{P(-)} = \frac{-U_{rmax} \cdot R_1}{R_1 + R_2} \text{ điôt D được phân cực thuận, thông nên } U_C = 0. \text{ Tại thời điểm } t = t_1 \text{ có}$$

xung nhọn cực tính dương tới đầu vào. Nếu biên độ đủ lớn vượt quá giá trị $U_{P(-)}$, mạch lật trạng thái sang bão hoà dương $U_r = +U_{rmax}$. Qua mạch hồi tiếp dương đưa về cửa thuận

$$U_{P(+)} = \frac{U_{rmax}}{R_1 + R_2} \cdot R_1, \text{ điôt D tắt. Sau } t_1 \text{ điện áp ra } +U_{rmax} \text{ nạp điện cho tụ C làm cho } U_C \text{ tăng lên.}$$

Tới thời điểm t_2 , $U_C > U_{P(+)}$ đầu vào của IC có điện áp đổi dấu, đầu ra IC lật sang trạng thái bão hoà âm, $U_r = -U_{rmax}$.

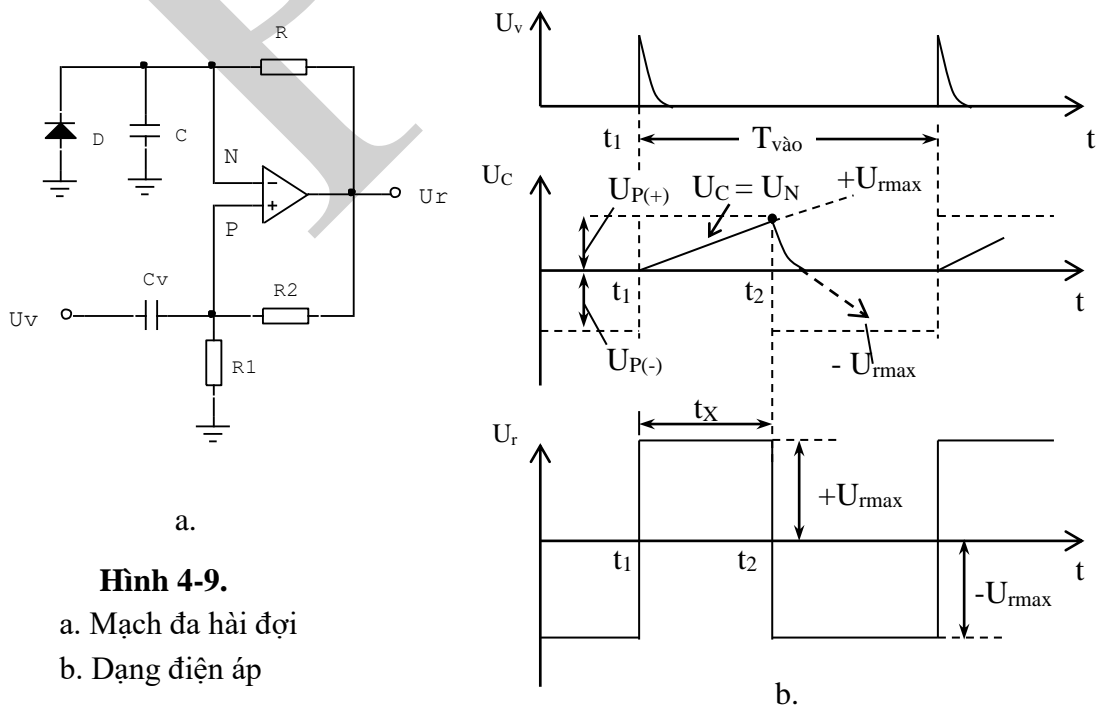
Qua bộ phân áp lại đưa về điện áp $U_{P(-)}$, tụ C phóng điện qua R hướng tới $-U_{rmax}$, tại thời điểm $t = t_3$, $U_C = 0$, điôt D thông trở lại mạch trở về trạng thái đợi ban đầu.

Với mạch có nguồn nuôi đối xứng ta xác định được độ rộng xung ra (khoảng thời gian mạch ở trạng thái không ổn định) là:

$$t_x = R \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (4-5)$$

Thời gian phục hồi t_{ph} là thời gian mạch trở về trạng thái ổn định ban đầu, xác định theo biểu thức:

$$t_{ph} = R \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \quad (4-6)$$



Để mạch làm việc bình thường, chu kỳ xung vào cần thỏa mãn điều kiện:

$$T_v > t_x + t_{ph}. \quad (4-7)$$

Chu kỳ xung ra bằng chu kỳ xung vào:

$$T_r = T_v. \quad (4-8)$$

4.6. Mạch đa hài tự dao động

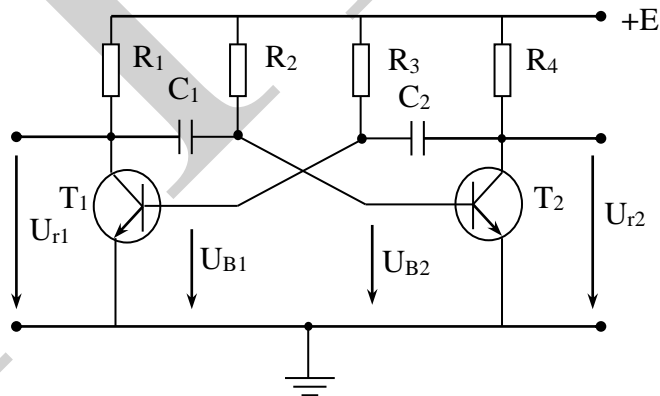
4.6.1. Mạch đa hài tự dao động dùng tranzito

Mạch điện hình 4-10 và điện áp các cực theo thời gian ở hình 4-11. Mạch gồm hai transistor mắc cực phát chung, đầu ra T_1 ghép tới đầu vào tầng T_2 qua tụ C_1 , còn đầu ra tầng T_2 ghép trở lại qua tụ C_2 . Như vậy mỗi tầng gây di pha một góc 180° , hai tầng di pha 360° , bảo đảm hồi tiếp dương khi mạch làm việc.

Khi có nguồn hai tụ C_1, C_2 thay nhau nạp điện và phóng điện, hai transistor thay nhau thông (bão hoà), tắt tạo cho mạch có hai trạng thái cân bằng không ổn định: T_1 tắt, T_2 thông (bão hoà) và T_1 thông (bão hoà), T_2 tắt và tự chuyển đổi trạng thái cho nhau, đầu ra nhận được dãy xung vuông.

Coi như mạch đã ở chế độ xác lập, xung ra có biên độ ổn định. Xét tại thời điểm mạch đang ở trạng thái T_1 tắt, T_2 thông (bão hoà). Lúc này tụ C_2 (trước đó nạp điện) đang phóng điện từ $+C_2$ qua T_2 , nguồn E, qua điện trở R_3 đến $-C_2$ đặt điện áp âm lên cực gốc T_1 làm cho $U_{B1} < 0$ giữ T_1 tắt trong một khoảng thời gian.

Hình 4-10.
Mạch đa hài tự dao
động dùng tranzito

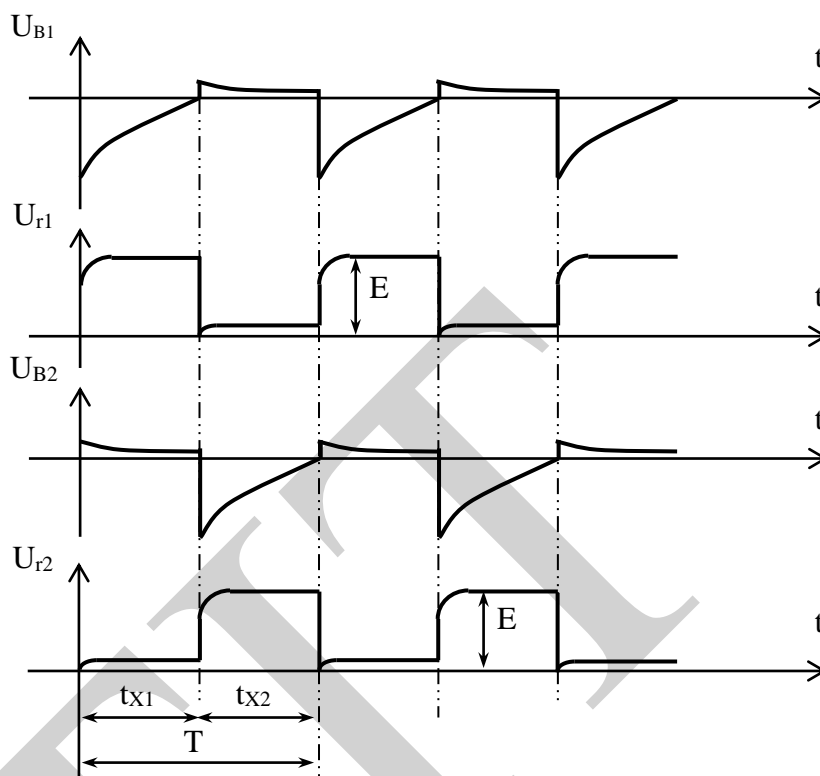


Đồng thời với quá trình đó, tụ C_1 nạp điện từ $+E$ qua R_1 đến $+C_1$, $-C_1$ qua r_{BE2} , nhanh chóng đến điện áp bằng E (do trong mạch có $R_1 \ll R_3$) làm cho U_{r1} nhanh chóng tăng lên E, $U_{r1} = E$.

Do C_2 phóng làm cho U_{B1} tăng dần, khi $U_{B1} > 0$ T_1 thông, xuất hiện dòng I_{B1} , I_{C1} và tăng lên làm cho U_{r1} giảm, qua tụ C_1 dẫn đến U_{B2} giảm, dòng T_2 giảm và U_{r2} tăng. Qua C_2 lượng tăng đưa vào cực gốc T_1 làm cho U_{B1} tiếp tục tăng, dòng đèn T_1 tiếp tục tăng. Hồi tiếp dương xảy ra nhanh chóng (xem như tức thời) làm cho T_1 thông (bão hoà), T_2 tắt.

Tiếp theo tụ C_1 lại phóng điện qua T_1 , nguồn E và điện trở R_2 giữ cho T_2 tắt trong một khoảng thời gian. Tụ C_2 nạp điện từ nguồn E qua R_4 và điện trở r_{BE1} , nhanh chóng đến điện áp bằng E (do $R_4 \ll R_2$) làm cho U_{r2} tăng nhanh đến mức $U_{r2} = E$.

Hình 4-11.
Dạng xung các cực của
mạch đa hài



Dòng phóng giảm làm cho U_{B2} tăng lên. Khi $U_{B2} > 0$ T_2 thông trở lại, T_1 tắt mạch chuyển sang trạng thái ban đầu. Quá trình lặp đi lặp lại sẽ cho xung vuông đầu ra.

Điều kiện làm việc của mạch:

Để xung ra vuông, tụ C nạp điện nhanh hơn khi tụ phóng phải có: $R_{1,4} \ll R_{3,2}$ và transistor khi thông ở chế độ bão hoà cần $R_3 \leq \beta_1.R_1$ và $R_2 \leq \beta_2.R_4$, trong đó β_1, β_2 là hệ số khuếch đại dòng của transistor T_1, T_2 . Khi cần tần số xung ra lớn, transistor thông làm việc ở chế độ khuếch đại, không áp dụng điều kiện này. Biên độ xung ra trong trường hợp đó bé hơn E .

Các tham số xung ra:

Biên độ xung ra:

$$\hat{U}_r \approx E \quad (4-9)$$

Độ rộng xung t_{x1} là thời gian T_1 tắt, tụ C_2 phóng điện qua R_3 nên t_{x1} được tính:

$$t_{x1} = R_3.C_2 \ln 2 \approx 0,7 R_3.C_2. \quad (4-10)$$

Tương tự t_{x2} là thời gian T_2 tắt, tụ C_1 phóng điện qua R_2 nên t_{x2} được tính:

$$t_{x2} = R_2.C_1 \ln 2 \approx 0,7 R_2.C_1 \quad (4-11)$$

Chu kỳ dao động của mạch:

$$T = t_{x1} + t_{x2} = 0,7(R_3.C_2 + R_2.C_1) \quad (4-12)$$

Tần số dao động của mạch:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,7(R_3.C_2 + R_2.C_1)} \quad (4-13)$$

Với mạch đối xứng ta có:

$$R_1 = R_4 = R_C; \quad R_2 = R_3 = R_B.$$

$C_1 = C_2 = C$, các transistor T_1, T_2 cùng loại, cùng tham số thì $t_{x1} = t_{x2}$:

$$t_{x1} = t_{x2} = 0,7.R_B.C$$

$$T = 2t_x = 1,4.R_B.C$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{1,4.R_B.C} \quad (4-14)$$

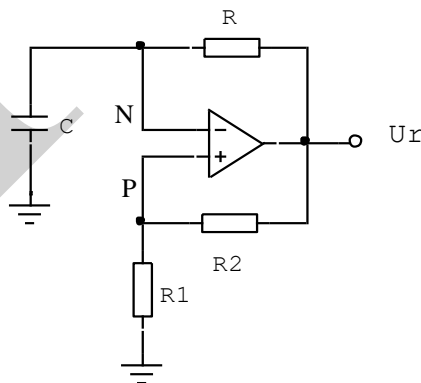
4.6.2. Mạch đa hài tự dao động dùng bộ khuếch đại thuật toán

Mạch đa hài tự dao động dùng bộ KĐTT hình 4-12 và dạng xung ở các cực theo thời gian như ở hình 4-13.

Để phân tích nguyên lý làm việc của mạch ta coi mạch đã ở chế độ xác lập. Giả sử ban đầu tại thời điểm mạch đang ở trạng thái bão hoà dương $U_r = +U_{rmax}$. Lập tức qua mạch phân áp R_1, R_2 đưa về cửa thuận một điện áp:

$$U_P(+) = \frac{+U_{rmax}}{R_1 + R_2} R_1$$

Tụ C trước đó nạp điện áp âm, phóng điện qua đầu ra IC, điện trở R , khi phóng hết điện áp âm rồi nạp tiếp làm cho U_C tăng lên. Khi $U_C > U_P(+)$ thì đầu ra lập tức đột biến về $-U_{rmax}$, mạch chuyển sang trạng thái bão hoà âm.

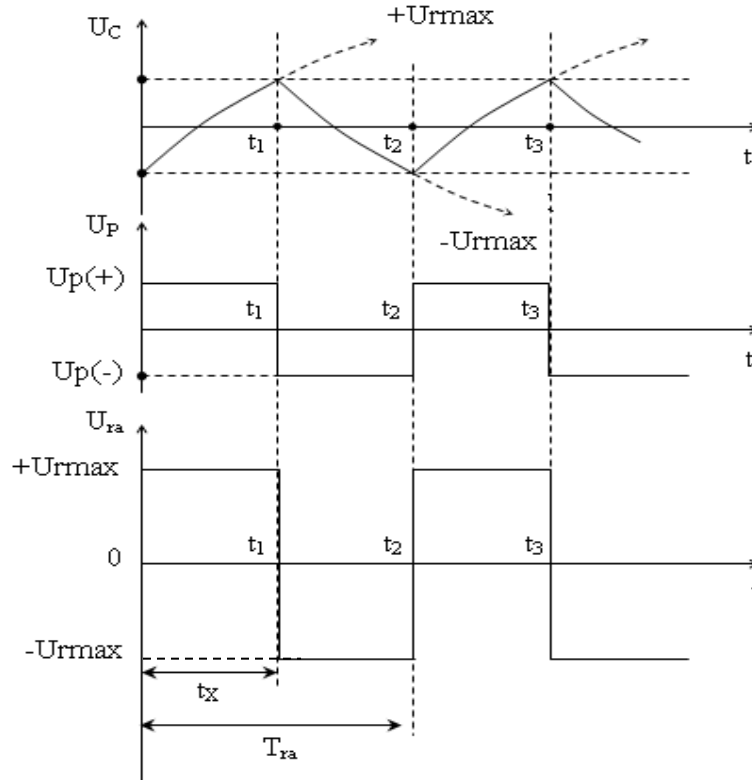


Hình 4-12. Mạch dao động đa hài dùng bộ KĐTT

Qua mạch phân áp R_1, R_2 đưa về cửa thuận một điện áp:

$$U_P(-) = \frac{-U_{rmax}}{R_1 + R_2} R_1.$$

Tụ C đang nạp thì phóng điện (do điện áp ra đổi cực tính) qua điện trở R làm cho U_C giảm xuống không, rồi nạp tiếp về phía $-U_{rmax}$. Khi $U_C < U_P(-)$ thì đầu ra đột biến từ $-U_{rmax}$ về $+U_{rmax}$, mạch chuyển sang trạng thái bão hoà dương. Cứ như vậy mạch tự làm việc chuyển từ trạng thái này sang trạng thái khác cho dãy xung vuông ở đầu ra.



Hình 4-13. Dạng tín hiệu trên các cửa bộ KĐTT

Khi nguồn nuôi đối xứng thì độ rộng xung t_x được xác định:

$$t_x = RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad (4-15)$$

Nếu chọn $R_1 = R_2$ thì:

$$t_x = R \cdot C \cdot \ln 3 \approx 1,1 R \cdot C \quad (4-16)$$

Chu kỳ dao động:

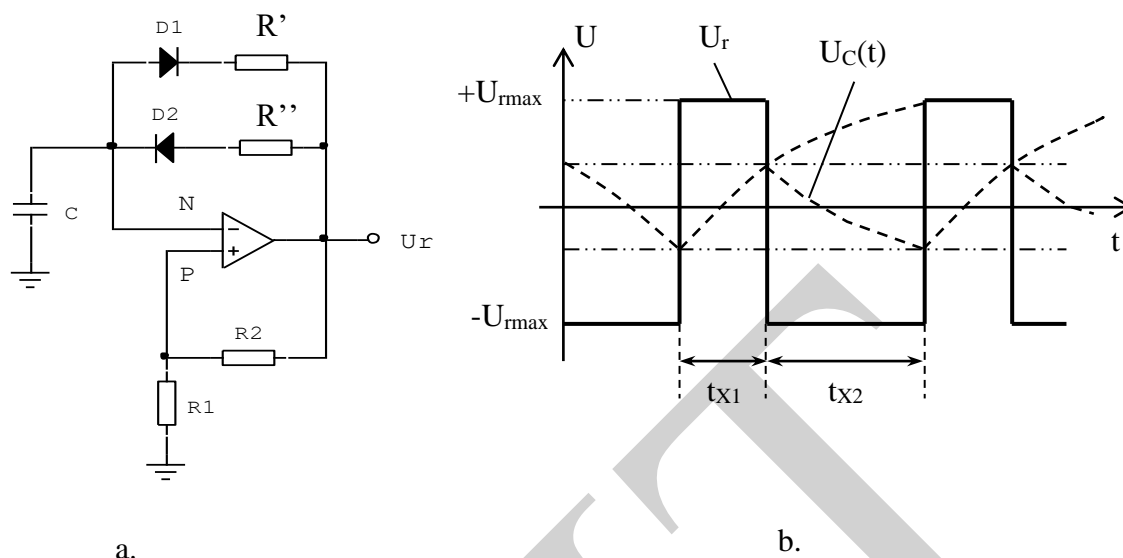
$$T = 2t_x \approx 2,2 R \cdot C \quad (4-17)$$

Tần số dao động:

$$f_{dd} = \frac{1}{2,2 RC} \quad (4-18)$$

Khi cần dạng xung ra không đối xứng ta dùng mạch ở hình 4-14.

Bằng cách thay đổi giá trị tương quan giữa R' và R'' sẽ thay đổi được t_{x1} và t_{x2} . Khi $R' + R''$ không đổi thì chu kỳ $T = t_{x1} + t_{x2}$ sẽ được giữ nguyên.



Hình 4-14. a) Mạch đa hài không đối xứng
b) Đồ thị thời gian dạng xung ra

4.7. Mạch hạn chế biên độ

Mạch hạn chế biên độ còn gọi là mạch xén biên, trong đó tín hiệu ra U_r luôn tỷ lệ với tín hiệu vào U_v nếu U_v chưa một giá trị, một mức ngưỡng cho trước, còn khi U_v vượt quá mức ngưỡng thì tín hiệu ra U_r luôn giữ ở một giá trị không đổi. Các linh kiện tích cực được sử dụng trong mạch hạn chế thường là điốt, tranzito hay IC. Mạch hạn chế được sử dụng nhiều trong kỹ thuật truyền hình. Sau đây ta sẽ nghiên cứu các mạch hạn chế dùng điốt lý tưởng.

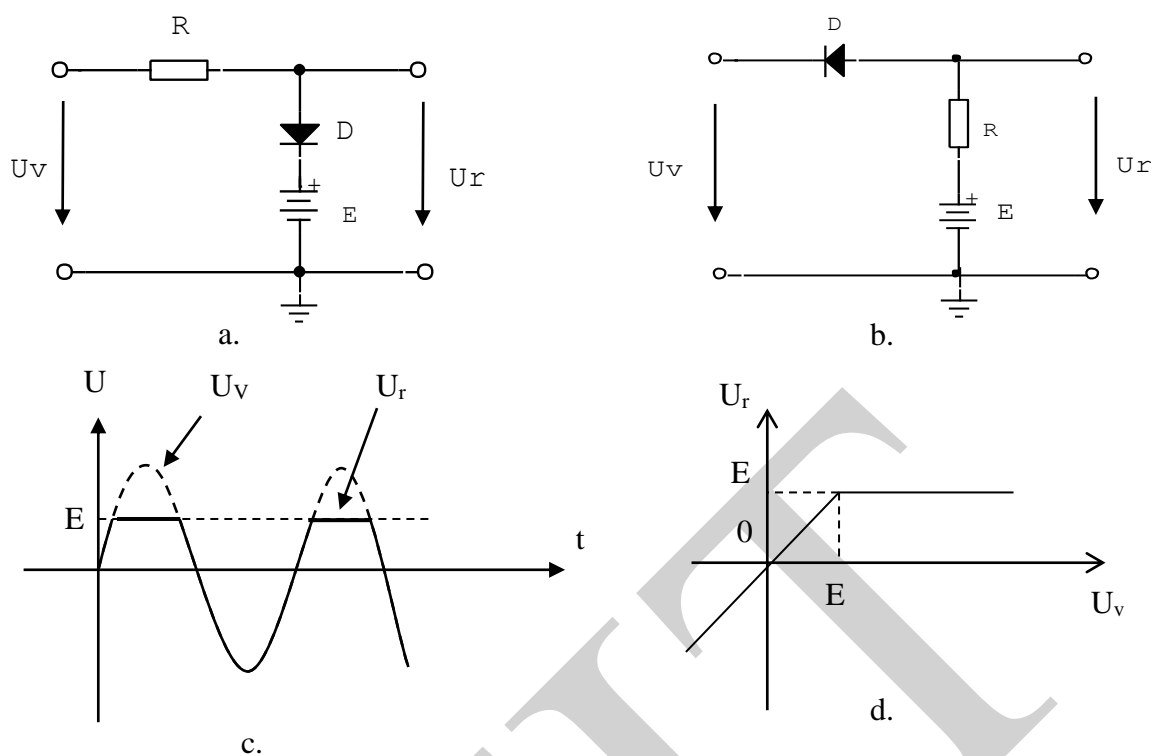
Tùy theo cách mắc điốt là nối tiếp hay song song với tải, người ta phân biệt thành mạch hạn chế nối tiếp hay hạn chế song song. Cũng có thể phân loại theo chức năng hạn chế ở mức trên, hạn chế ở mức dưới (một phía) hoặc hạn chế ở hai mức (hai phía).

4.7.1. Mạch hạn chế trên

Mạch hạn chế trên song song hình 4-15a. Ở mạch này khi $U_v \leq E$ điốt tắt nên $U_r = U_v$. Ngược lại khi $U_v > E$ điốt thông $U_r = E$ (lúc này U_v sụt áp tất cả trên R). Đây là mạch hạn chế ở mức trên.

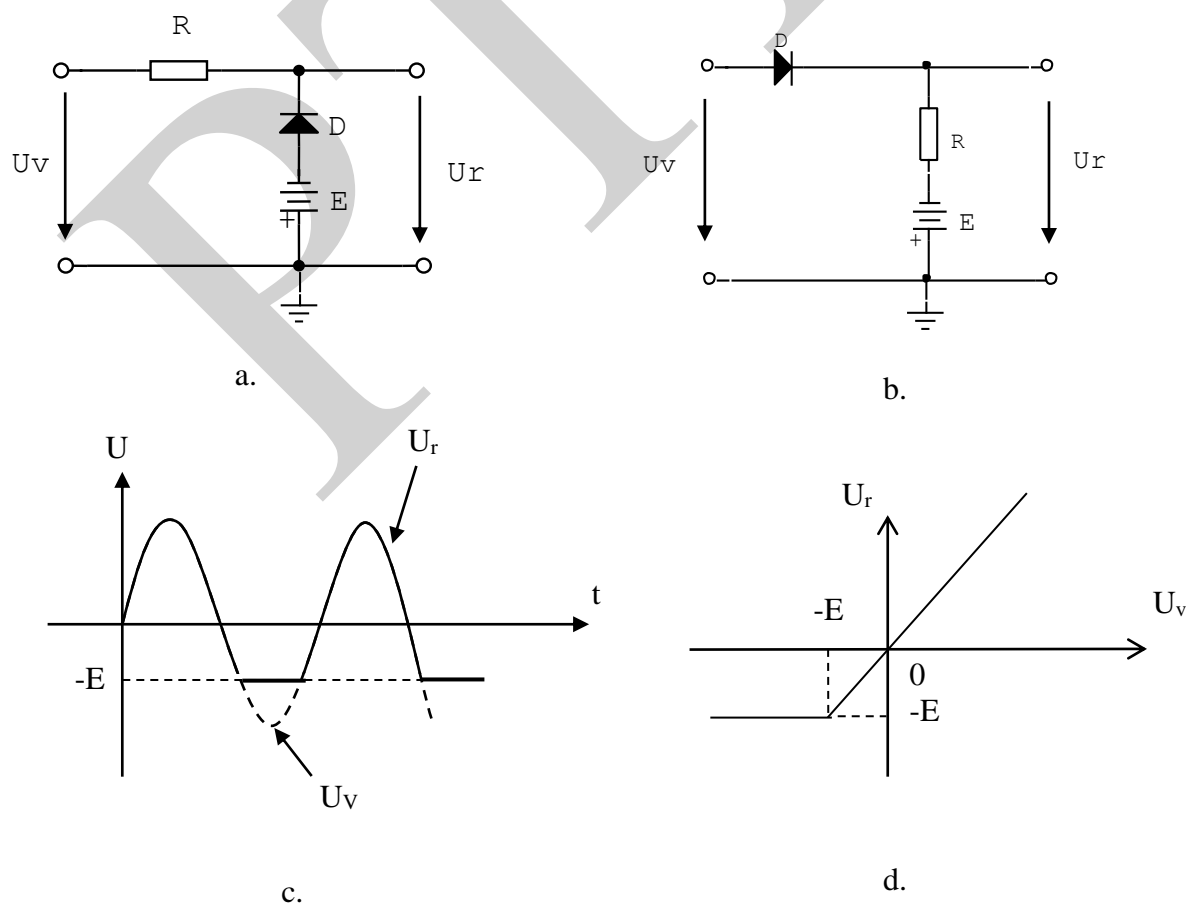
Mạch hạn chế nối tiếp ở hình 4-15b, khi $U_v < E$ điốt thông, nối tắt lỗi ra với lỗi vào nên $U_r = U_v$. Ngược lại khi $U_v > E$ điốt tắt nên $U_r = E$.

Trên hình 4-15c là dạng tín hiệu ra khi tín hiệu vào là hình sin và hình 4-15d là đặc tuyến truyền đạt của mạch hạn chế trên.



Hình 4-15. Mạch hạn chế trên

4.7.2. Mạch hạn chế dưới



Hình 4-16. Mạch hạn chế dưới

Với các mạch hạn chế trên nếu đổi chiều các điốt thì mạch sẽ thực hiện chức năng hạn chế ở mức dưới.

Mạch hạn chế song song ở hình 4-16a, khi $U_V < -E$, D thông nên $U_r = -E$. Trường hợp $U_V \geq -E$, D tắt nên $U_r = U_V$.

Trong mạch hạn chế nối tiếp ở hình 4-16b, khi $U_V \leq -E$ điốt tắt nên $U_r = -E$, khi $U_V > -E$ điốt thông nên $U_r = U_V$.

Hình 4-16c là dạng tín hiệu ra khi tín hiệu vào là hình sin và hình 4-16d là đặc tuyến truyền đạt của mạch hạn chế dưới.

4.7.3. Mạch hạn chế hai phía

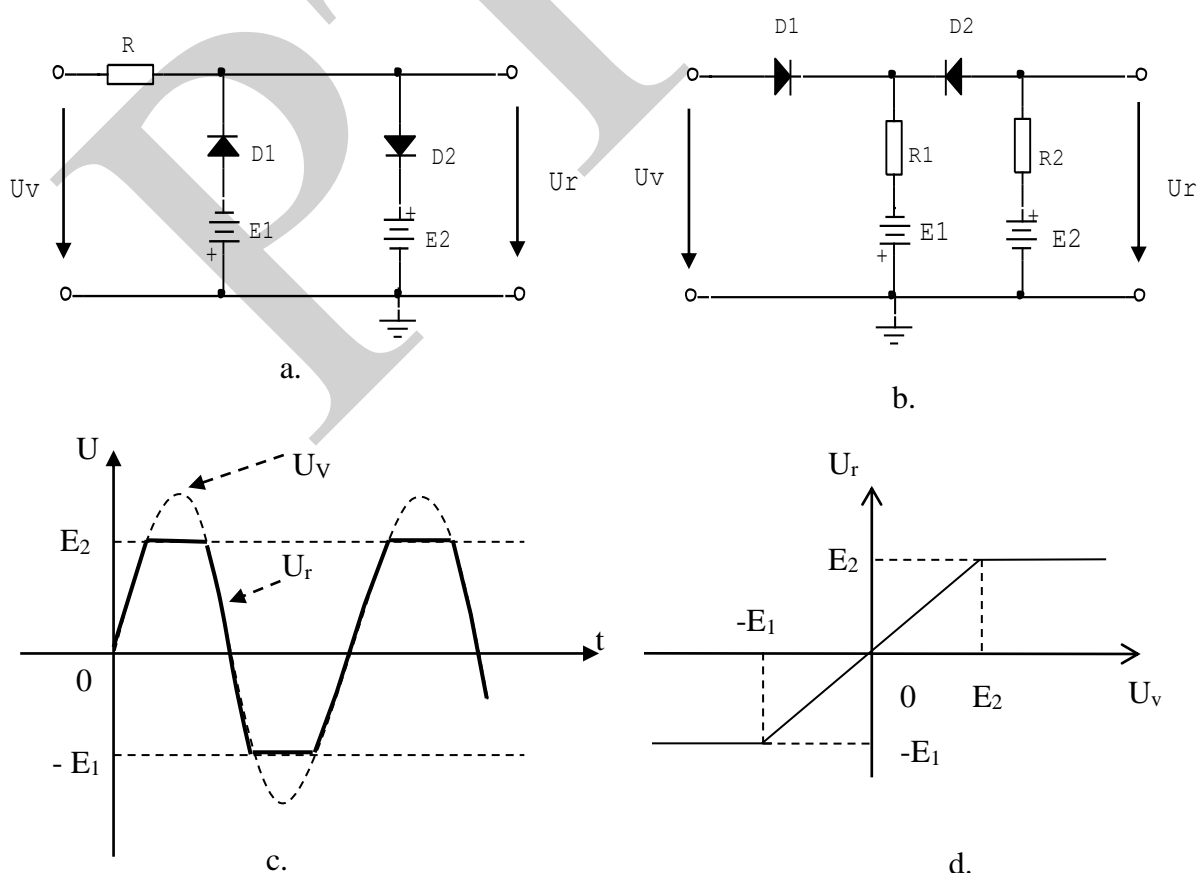
Trên hình 4-17a, b là mạch hạn chế hai phía.

Mạch hạn chế song song hình 4-17a khi $U_V < -E_1$ thì D₁ thông, D₂ tắt do đó $U_r = -E_1$. Nếu $U_V > E_2$ thì D₂ thông, D₁ tắt nên $U_r = E_2$. Khi $-E_1 \leq U_V \leq E_2$ thì D₁, D₂ đều tắt nên $U_r = U_V$.

Mạch ở hình 4-17b cũng có nguyên lý tương tự nhưng cần chọn $R_2 \gg R_1$.

Hình 4-17c là dạng tín hiệu ra khi tín hiệu vào là hình sin và hình 4-17d là đặc tuyến truyền đạt của mạch hạn chế hai phía.

Ở các mạch hạn chế thực tế dạng tín hiệu phụ thuộc rất nhiều vào thông số thực của các linh kiện trong mạch, phụ thuộc giá trị tải cũng như điện dung ký sinh. Các yếu tố đó có thể gây méo dạng tín hiệu ra một cách đáng kể nên cần tính toán một cách đầy đủ. Trong kỹ thuật, mạch hạn chế được dùng để tạo xung, sửa xung, chọn xung hay chống nhiễu.v.v..



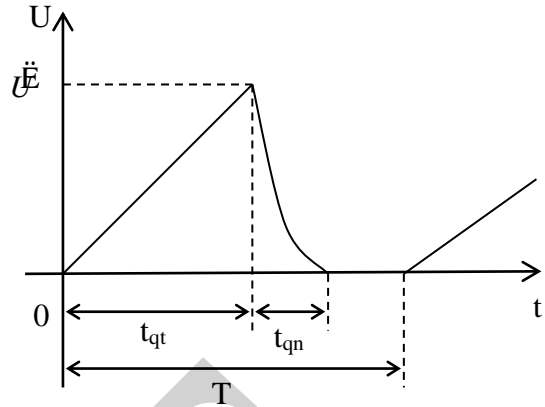
Hình 4-17. Mạch hạn chế hai phía

4.8. Mạch tạo xung răng cưa

4.8.1 Tham số tín hiệu xung răng cưa

Tín hiệu xung răng cưa được sử dụng rộng rãi trong các thiết bị điện tử, chẳng hạn làm tín hiệu quét trong các máy hiện sóng, làm tín hiệu so sánh biến đổi điện áp hay thời gian.v.v...

Trên hình 4-18 là một tín hiệu xung răng cưa thông thường. Nó bao gồm hai phần, phần biến thiên tuyến tính theo thời gian gọi là thời gian quét thuận t_{qt} và phần còn lại là thời gian quét ngược t_{qn} . Các mạch tạo tín hiệu răng cưa phải bảo đảm sao cho thời gian quét thuận lớn hơn rất nhiều thời gian quét ngược. Biên độ của xung răng cưa là \hat{U} . Tín hiệu răng cưa có thể dương hay âm, thực hiện quét lên hoặc quét xuống và mạch tạo xung răng cưa có thể hoạt động ở chế độ đợi hay tự dao động.



Hình 4-18. Tín hiệu xung răng cưa

Trong thực tế, phần quét thuận của xung răng cưa không hoàn toàn tuyến tính. Do đó để đánh giá chất lượng đường quét của xung răng cưa, ta đưa ra hệ số phi tuyến ε , định nghĩa như sau:

$$\varepsilon = \frac{U'_{(0)} - U'_{(t_{qt})}}{U'_{(0)}} \quad (4-19)$$

trong đó $U'_{(0)}$ là độ dốc ở điểm bắt đầu đường quét thuận.

$U'_{(t_{qt})}$ là độ dốc ở điểm kết thúc đường quét thuận.

Ngoài ra mạch quét còn được đánh giá theo hiệu suất sử dụng nguồn cung cấp.

$$H = \frac{\hat{U}}{E_c} \% \quad (4-20)$$

Với \hat{U} là biên độ, E_c là điện áp nguồn. Nói chung tín hiệu răng cưa được tạo ra dựa trên quá trình nạp và phóng của tụ. Các mạch tạo xung răng cưa đều dựa theo một trong ba nguyên lý cơ bản sau:

- Nạp, phóng cho tụ bằng mạch RC đơn giản.
- Nạp hoặc phóng cho tụ qua nguồn dòng ổn định.
- Dùng hồi tiếp để ổn định dòng nạp cho tụ.

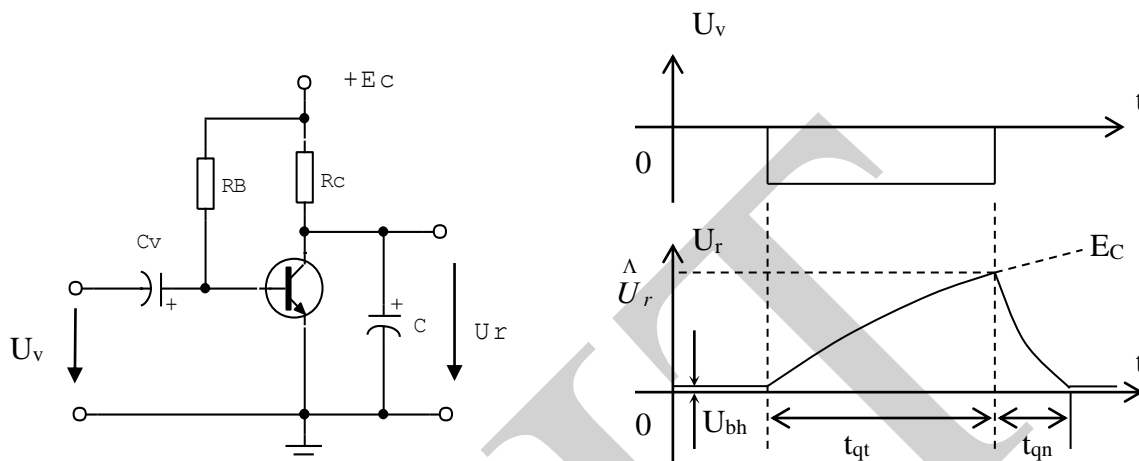
4.8.2. Mạch tạo xung răng cưa dùng mạch tích phân RC.

Trên hình 4-19 là sơ đồ nguyên lý tạo xung răng cưa dùng mạch RC. Trong mạch transistor hoạt động ở chế độ khoá. Bình thường, khi không có xung kích thích, transistor thông bão hoà do được cung cấp dòng I_B khá lớn qua, nên tín hiệu ra $U_r \approx 0$. Khi mạch được

kích thích xung âm có biên độ đủ lớn, transistor tắt, tụ C nạp điện từ nguồn E_C qua R. Điện áp trên tụ tăng dần theo biểu thức:

$$U_r = E_C(1 - e^{-t/R.C}) \quad (4-21)$$

Khi xung vào kết thúc transistor thông và bão hoà trở lại, tụ C phóng điện nhanh qua transistor tới giá trị gần bằng không. Thời gian quét thuận của mạch bằng thời gian tồn tại của xung vào, còn thời gian quét ngược là thời gian phóng điện của tụ C.



Hình 4-19. Mạch tạo xung răng cưa dùng mạch RC.

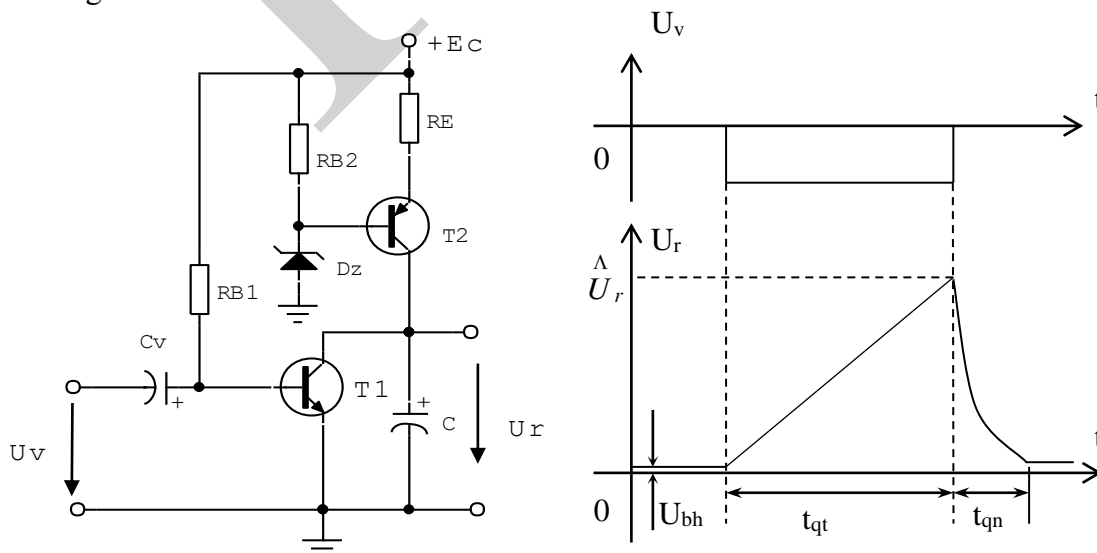
Để xung ra tăng lên gần như tuyến tính cần chọn trị số R, C đủ lớn sao cho

$$\tau = RC \gg t_{xvào} \text{ (} t_{xvào} \text{ là độ rộng xung vào)}$$

Nhược điểm của loại mạch này là chất lượng tuyến tính của phần quét thuận không cao, do ở cuối dòng nạp cho tụ giảm dần. Để khắc phục nhược điểm trên, có thể sử dụng nguồn dòng ổn định để nạp cho tụ.

4.8.3. Mạch tạo xung răng cưa dùng nguồn dòng

Trên hình 4-20 là sơ đồ nguyên lý mạch tạo xung răng cưa theo nguyên tắc dùng nguồn ổn dòng.



Hình 4-20. Mạch tạo xung răng cưa dùng nguồn dòng.

Như ta đã biết, khi tụ nạp điện áp trên nó tỷ lệ với tích phân theo thời gian của dòng nạp qua nó.

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (4-22)$$

Vì vậy nếu dòng nạp cho tụ lấy từ một nguồn dòng, tức là:

$$i = I_0 = \text{const.}$$

thì điện áp trên tụ sẽ biến đổi tuyến tính theo thời gian.

$$U_C = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t I_0 dt = \frac{I_0}{C} \cdot t \quad (4-23)$$

Mạch ở hình 4-20 transistor T_1 hoạt động như một khoá điện tử. Bình thường khi chưa có xung vào do được cấp dòng I_{B1} đủ lớn nên T_1 bão hoà, do đó điện áp ra gần như bằng không. Transistor T_2 đóng vai trò nguồn dòng. Nhờ có diốt ổn áp D_Z nên điện áp cực gốc T_2 luôn ổn định. Vì vậy dòng qua T_2 , I_{E2} cũng như I_{C2} có giá trị ổn định.

$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{E_C - U_{EB2} - U_D}{R_E} \quad (4-24)$$

Trong khi T_1 bão hoà, dòng I_{C2} này bằng dòng I_{C1} . Khi có xung âm vào T_1 tắt, tụ C nạp điện bởi dòng I_{C2} và điện áp trên tụ tăng tuyến tính theo thời gian:

$$U_r = U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i_{C2} dt = \frac{E_C - U_{BE2} - U_D}{C \cdot R_E} t \quad (4-25)$$

Khi hết xung kích thích T_1 lại thông và bão hoà, tụ C phóng điện nhanh qua T_1 làm cho U_r giảm xuống nhanh chóng về điện áp gần bằng không.

4.8.4. Mạch tạo xung răng cưa thêm tầng khuếch đại có hồi tiếp

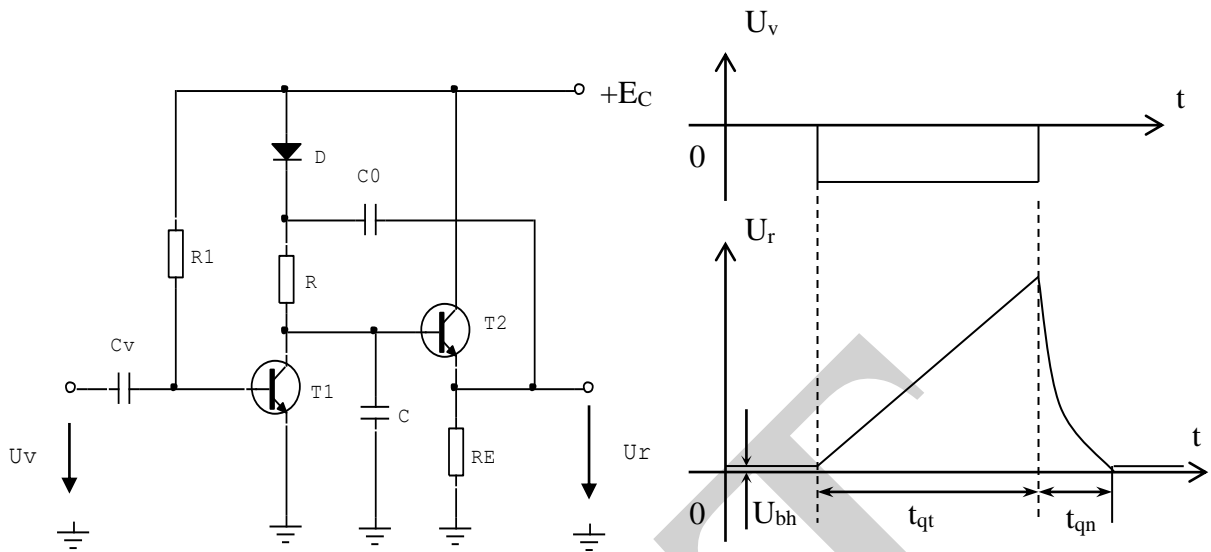
Để tăng độ tuyến tính của đường quét thuận, trong một số mạch tạo xung răng cưa ta dùng thêm mạch khuếch đại có hồi tiếp như trên hình 4-21.

Trong mạch này T_1 luôn thông bão hoà khi không có xung vào, do đó điện áp trên tụ C luôn xấp xỉ bằng không ($U_C \approx 0$). Lúc đó tồn tại một dòng điện chạy từ nguồn E_C , qua diốt D , qua R đến T_1 . Tầng khuếch đại T_2 mắc cực góp chung, có độ khuếch đại điện áp gần bằng một nên điện áp ra $U_r \approx U_C = 0$, tụ C_0 (có điện dung rất lớn hơn tụ C rất nhiều) lúc này nạp điện tới giá trị E_C , $U_{C_0} = E_C$.

Khi có xung kích thích, tranzito T_1 tắt, tụ C bắt đầu được nạp điện bởi dòng do tụ C_0 phóng ra qua R . Theo mức độ nạp của tụ C , điện áp ra tăng dần và do đó diốt tắt. Ta thấy dòng nạp cho tụ C khá ổn định nhờ điện áp trên tụ C_0 hầu như không đổi trong suốt thời gian quét thuận nên điện áp ra tuyến tính.

Về mặt giải tích, có thể xác định dòng nạp cho tụ C thông qua điện áp hạ trên R .

$$I = \frac{U_R}{R} = \frac{U_{C0} + U_R - U_C}{R} \quad (4-26)$$



Hình 4-21. Mạch tạo xung răng cưa thêm tầng khuếch đại có hồi tiếp

Do tầng khuếch đại T_2 có hệ số khuếch đại điện áp gần bằng 1, $U_C \approx U_r$ nên:

$$I \approx \frac{U_{C0}}{R} = \frac{E_C}{R} \quad (4-27)$$

Trong quá trình nạp:

$$U_r \approx U_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt = \frac{E_C}{R \cdot C} \cdot t \quad (4-28)$$

Sau khi xung vào kết thúc, T_1 thông và bão hoà trở lại, tụ C phóng điện qua T_1 . Khi tụ C phóng điện giảm xuống xấp xỉ bằng không điốt D thông và tụ C_0 lại nạp bổ sung đến giá trị $U_{C0} = E_C$ ban đầu.

Trong mạch này thời gian quét thuận cũng bằng độ rộng xung vào.

Cũng có thể dùng mạch tích phân dùng bộ KĐTT để tạo xung răng cưa.

4.9. Mạch tạo dao động có tần số điều khiển bằng điện áp (VCO)

Yêu cầu chung đối với các mạch tạo dao động có tần số điều khiển được là quan hệ giữa điện áp điều khiển và tần số dãy xung ra phải tuyến tính. Ngoài ra mạch phải có độ ổn định tần số cao, giải biến đổi của tần số theo điện áp rộng, đơn giản, dễ điều chỉnh.

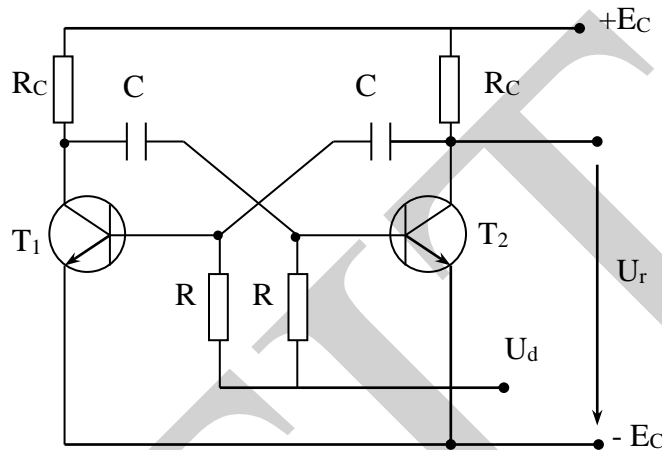
Về nguyên tắc, có thể dùng một mạch tạo dao động mà tần số dao động của nó có thể biến thiên được trong phạm vi $\pm 10\%$ đến $\pm 50\%$ xung quanh tần số dao động tự do f_0 . Tuy nhiên người ta thường dùng các bộ tạo xung chữ nhật hơn cả, vì loại này có thể làm việc trong phạm vi tần số khá rộng. Trong phạm vi (1 ÷ 50MHz) thường dùng các mạch tạo dao động đa

hài. Các bộ tạo dao động điều khiển bằng dòng điện ưu việt hơn các bộ tạo dao động điều khiển bằng điện áp ở chỗ: nó có phạm vi tuyến tính của đặc tuyến truyền đạt rộng hơn.

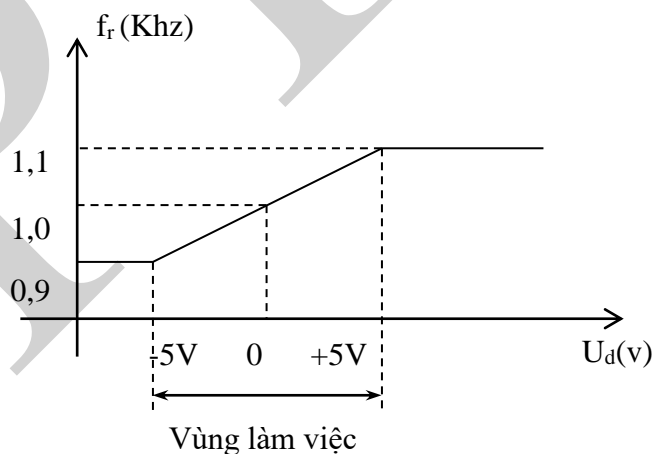
Một sơ đồ đơn giản của VCO là mạch dao động đa hài được biểu diễn trên hình 4-22.

Khi nối đầu điều khiển với E_C thì đây là một mạch dao động đa hài thông thường. Khi tách ra và đặt điện áp điều khiển vào đầu đó U_d thì tần số dãy xungra biến thiên theo U_d .

Cụ thể nếu U_d tăng thì thời gian phóng nạp của tụ giảm, do đó tần số của dao động tăng và ngược lại. Ta có đặc tuyến truyền đạt $f = f(U_d)$ biểu diễn trên hình 4-23.



Hình 4-22. Mạch tạo dao động đa hài có tần số điều khiển bằng điện áp



Hình 4-23. Quan hệ giữa tần số dao động ra của VCO với điện áp điều khiển.

CHƯƠNG 5 ĐIỀU CHẾ - TÁCH SÓNG – TRỘN TẦN

5.1. Điều chế

5.1.1. Khái niệm

Điều chế là quá trình ghi tin tức vào dao động cao tần nhờ biến đổi một thông số nào đó như biên độ, tần số hay góc pha của dao động cao tần theo tin tức.

Do tin tức có tần số thấp nên không thể tự bức xạ để truyền đi xa được nên thông qua điều chế, tin tức ở miền tần số thấp được chuyển lên vùng tần số cao để bức xạ, truyền đi xa.

Tin tức được gọi là tín hiệu điều chế.

Dao động cao tần được gọi là tải tin hay tải tần.

Dao động cao tần mang tin tức gọi là dao động cao tần đã điều chế.

Đối với tải tin điều hoà, ta phân biệt ra hai loại điều chế là điều biên và điều chế góc, trong đó điều chế góc bao gồm cả điều tần và điều pha.

5.1.2. Điều chế biên độ

5.1.2.1. Phổ của tín hiệu điều biên

Điều biên là quá trình làm cho biên độ tải tín hiệu biến đổi theo tin tức.

Để đơn giản, giả thiết tin tức U_s và tải tin U_t đều là dao động điều hoà và tần số tin tức biến thiên từ $\omega_{s\min}$ ÷ $\omega_{s\max}$, ta có:

Tin tức: $u_s(t) = \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t$

Tải tin: $u_t(t) = \hat{U}_t \cdot \cos \omega_t t$ yêu cầu $\omega_t \gg \omega_s$

Do đó tín hiệu điều biên:

$$u_{db} = (\hat{U}_t + \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t) \cdot \cos \omega_t t = \hat{U}_t \cdot (1 + m \cdot \cos \omega_s t) \cdot \cos \omega_t t \quad (5-1)$$

trong đó: $m = \frac{\hat{U}_s}{\hat{U}_t}$ là hệ số điều chế.

Hệ số điều chế phải thoả mãn điều kiện $m \leq 1$. Khi $m > 1$ thì mạch có hiện tượng quá điều chế làm cho tín hiệu bị méo trầm trọng. (Hình 5-1c).

Từ (5-1) ta có:

$$u_{db} = \hat{U}_t \cos \omega_t t + \frac{m \hat{U}_t}{2} \cos(\omega_t + \omega_s)t + \frac{m \hat{U}_t}{2} \cos(\omega_t - \omega_s)t \quad (5-2)$$

Như vậy, tín hiệu điều biên ngoài thành phần tải tin, còn có hai biên tần (hình 5-1b). Biên tần trên có tần số từ $(\omega_t + \omega_{s\min})$ đến $(\omega_t + \omega_{s\max})$ và biên tần dưới từ $(\omega_t - \omega_{s\max})$ đến $(\omega_t - \omega_{s\min})$.

5.1.2.2. Quan hệ năng lượng trong điều biên.

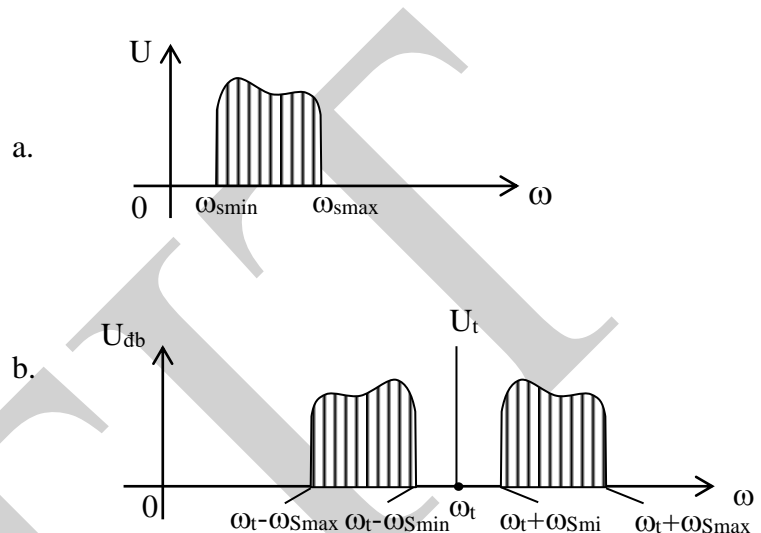
Trong tín hiệu điều biên, các biên tần chứa tin tức, còn tải tin không mang tin tức. Ta xét xem năng lượng được phân bố thế nào trong tín hiệu điều biên.

Công suất của tải tin là công suất trung bình trong một chu kỳ tải tin.

$$P_{\sim t} \sim (\text{tỷ lệ}) \frac{1}{2} \hat{U}_t^2$$

Công suất biên tần:

$$P_{\sim bt} \sim \frac{(\frac{m \cdot \hat{U}_t}{2})^2}{2}$$

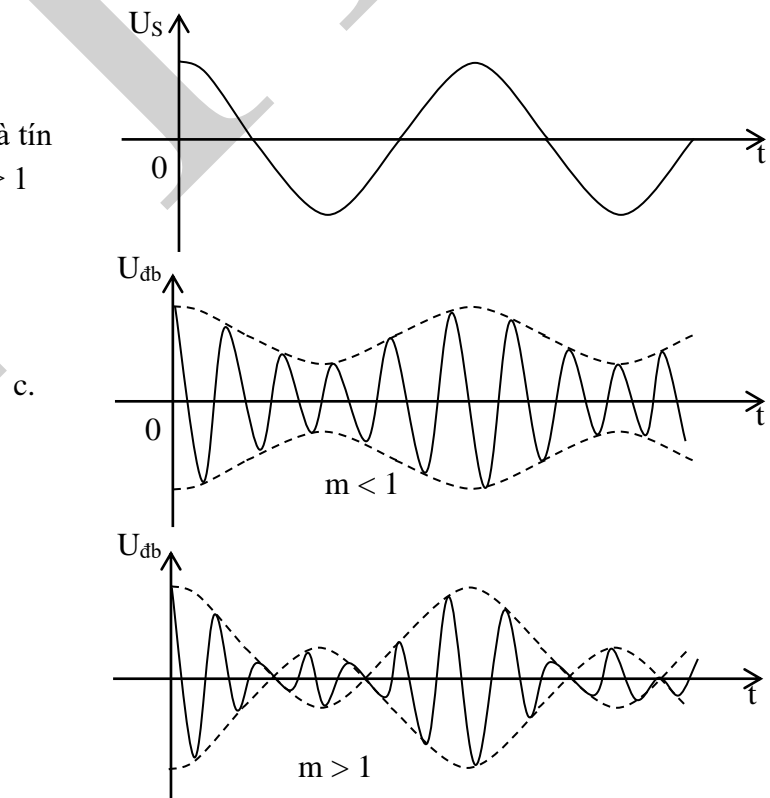


Hình 5-1. Tín hiệu điều biên

a. Phổ của tin tức

b. Phổ của tín hiệu điều biên

c. Đồ thị thời gian của tin tức và tín hiệu điều biên khi $m < 1$ và $m > 1$



Công suất của tín hiệu đã điều biên là công suất trung bình trong một chu kỳ của tín hiệu điều chế.

$$P_{ab} = P_{\sim t} + 2P_{\sim bt} = P_{\sim t} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

Ta thấy rằng công suất của tín hiệu đã điều biên phụ thuộc vào hệ số điều chế m . Hệ số điều chế m càng lớn thì công suất tín hiệu đã điều biên càng lớn. Khi $m = 1$ thì ta có quan hệ công suất hai biên tần và tải tần như sau:

$$2P_{\sim bt} = \frac{P_{\sim t}}{2}$$

Để giảm méo hệ số điều chế $m < 1$ do đó công suất các biên tần thực tế chỉ khoảng một phần ba công suất tải tin. Nghĩa là phần lớn công suất phát xạ được phân bổ cho tải tin, còn công suất của tín tức chỉ chiếm phần nhỏ. Đó là nhược điểm của tín hiệu điều biên so với tín hiệu điều chế đơn biên.

5.1.2.3. Mạch điều biên

Mạch điều biên có thể dùng các kiểu điều biên đơn, điều biên vòng và điều biên cân bằng.

Mạch điều biên đơn chỉ dùng một phần tử tích cực như điốt hoặc transistor nên tín hiệu sau điều biên còn nhiều hài bậc cao.

Mạch điều biên vòng có ưu điểm giảm được méo phi tuyến. Hình 5-2 là các mạch điều biên vòng dùng điốt và transistor lưỡng cực.

Theo hình 5-2a điện áp đặt lên các điốt D_1, D_2 lần lượt là:

$$\begin{aligned} u_1 &= \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t + \hat{U}_t \cdot \cos \omega_t t \\ u_2 &= -\hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t + \hat{U}_t \cdot \cos \omega_t t \end{aligned} \quad (5-3)$$

Dòng điện qua mỗi điốt được biểu diễn theo chuỗi Taylor:

$$\begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1 u_1 + a_2 u_1^2 + a_3 u_1^3 + \dots \\ i_2 &= a_0 + a_1 u_2 + a_1 u_2^2 + a_3 u_2^3 + \dots \end{aligned} \quad (5-4)$$

Dòng điện ra:

$$i = i_1 - i_2 \quad (5-5)$$

Thay (5-3) và (5-4) vào (5-5), chỉ lấy bốn số hạng đầu được:

$$\begin{aligned} i &= A \cdot \cos \omega_s t + B \cdot \cos 3\omega_s t + C \cdot [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + \\ &+ D \cdot [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \end{aligned} \quad (5-6)$$

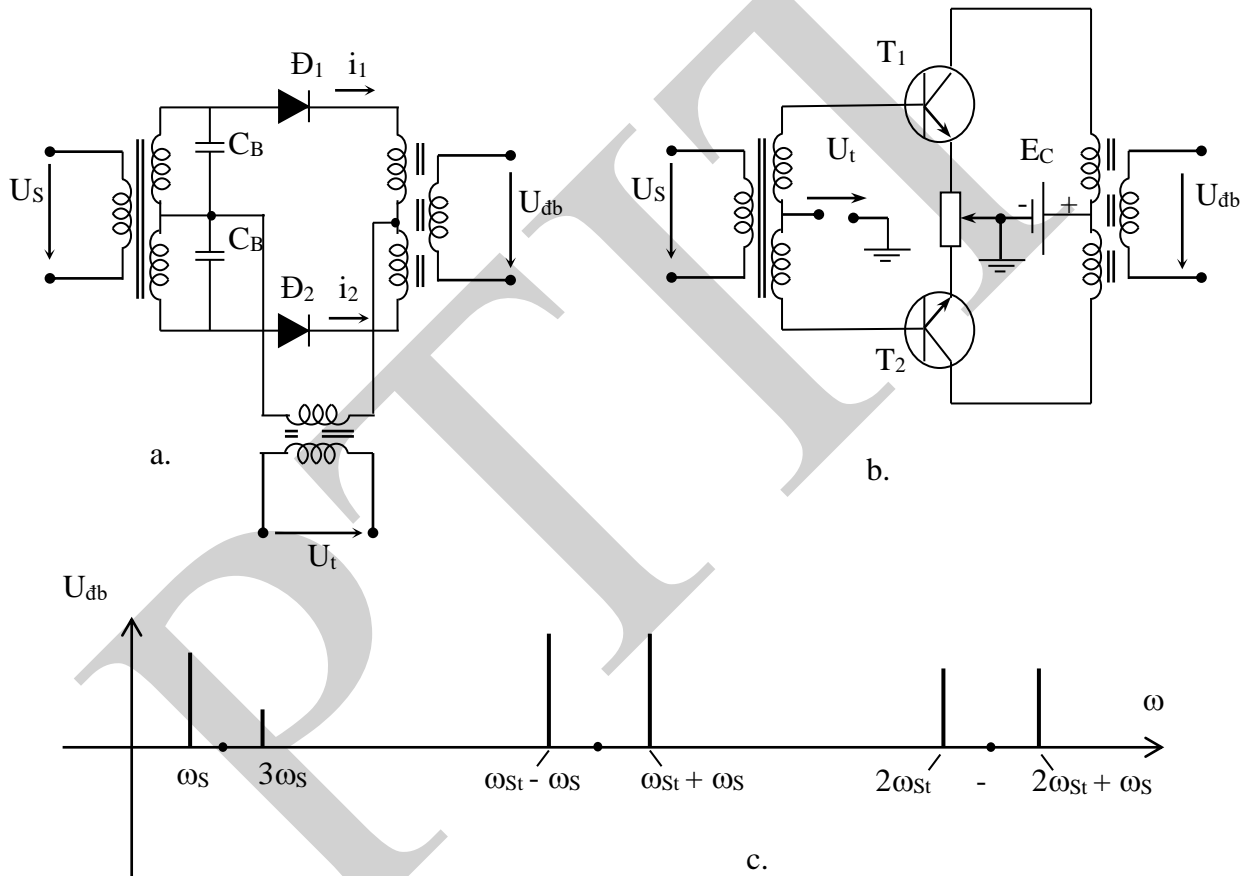
trong đó:

$$\begin{aligned}
 A &= \hat{U}_s + (2a_1 + 3a_3) \cdot \hat{U}_t^2 + \frac{1}{2} \cdot a_3 \cdot \hat{U}_s^2 \\
 B &= \frac{1}{2} \cdot a_3 \cdot \hat{U}_s^3 \\
 C &= 2 \cdot a_2 \cdot \hat{U}_s \cdot \hat{U}_t \\
 D &= \frac{3}{2} \cdot a_3 \cdot \hat{U}_s \cdot \hat{U}_t.
 \end{aligned}
 \tag{5-7}$$

Cũng có thể chứng minh tương tự cho mạch hình 5-2b.

Trong trường hợp cần có tải tin ở đầu ra, sau khi điều chế đưa thêm tải tin vào.

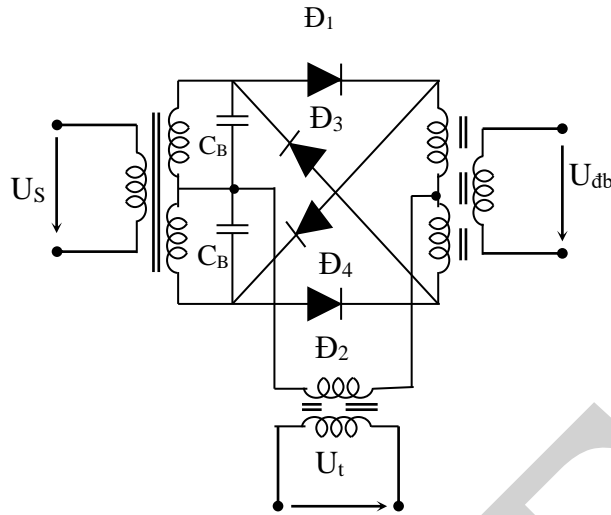
Phổ của tín hiệu ra của mạch điều biên vòng như ở hình 5-2c.



Hình 5-2. Mạch điều biên vòng

a. dùng điốt; b. dùng transistor; c. phổ tín hiệu ra

Mạch điều chế cân bằng hình 5-3. Mạch điều chế cân bằng thực chất là hai mạch điều chế vòng chung tải.



Hình 5-3. Mạch điều biên cân bằng

Gọi dòng điện ra của mạch điều chế vòng Đ1, Đ2 là i_I và dòng điện ra của mạch điều chế vòng Đ3, Đ4 là i_{II}

Ta có:

$$i_I = A \cdot \cos \omega_s t + B \cdot \cos 3\omega_s t + C \cdot [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + D \cdot [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t]$$

$$i_{II} = i_{D3} - i_{D4}$$

trong đó:

$$i_{D3} = a_0 + a_1 u_3 + a_2 u_3^2 + a_3 u_3^3 + \dots$$

$$i_{D4} = a_0 + a_1 u_4 + a_2 u_4^2 + a_3 u_4^3 + \dots$$

với U_3 và U_4 là điện áp đặt lên Đ3, Đ4 xác định

$$u_3 = -\hat{U}_t \cdot \cos \omega_t t - \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t$$

$$u_4 = -\hat{U}_t \cdot \cos \omega_t t + \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t$$

thay vào

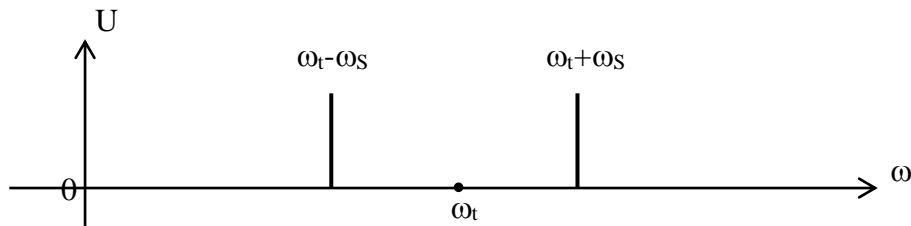
$$i_{II} = -A \cdot \cos \omega_s t - B \cdot \cos 3\omega_s t + C \cdot [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] - D \cdot [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t]$$

A, B, C, D xác định như ở mạch điều chế cân bằng trước đây

$$i_{db} = i_I + i_{II} = 2 \cdot C \cdot [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

Điều chế cân bằng cho méo nhỏ nhất vì nó khử được các hài bậc lẻ của ω_s và các biên tần $2\omega_t$.

Phổ của mạch điều chế cân bằng có dạng hình 5-4.



Hình 5-4. Phổ tín hiệu ra của điều chế cân bằng

5.1.3. Điều chế đơn biên

Phổ của tín hiệu điều biên gồm tải tần và hai biên tần, trong đó chỉ có biên tần mang tin tức. Vì hai giải biên tần mang tin tức như nhau nên chỉ cần truyền đi một biên tần là đủ thông tin về tin tức. Tải tần chỉ cần dùng để tách sóng, do đó có thể nén toàn bộ hoặc một phần tải tần trước khi truyền đi. Quá trình điều chế để nhằm tạo ra một giải biên tần gọi là điều chế đơn biên.

Điều chế đơn biên tuy tốn kém nhưng có các ưu điểm sau:

- Độ rộng tải tần giảm một nửa.
- Công suất bức xạ yêu cầu thấp hơn cùng với một cự ly thông tin. Vì có thể tập trung công suất của tải tần và một biên tần cho biên tần còn lại.
- Tạp âm đầu thu giảm do giải tần của tín hiệu hẹp hơn.

Biểu thức của tín hiệu điều chế đơn biên là:

$$u_{db}(t) = \frac{m}{2} \cdot \hat{U}_t \cdot \cos(\omega_t + \omega_s)t \quad (5-8)$$

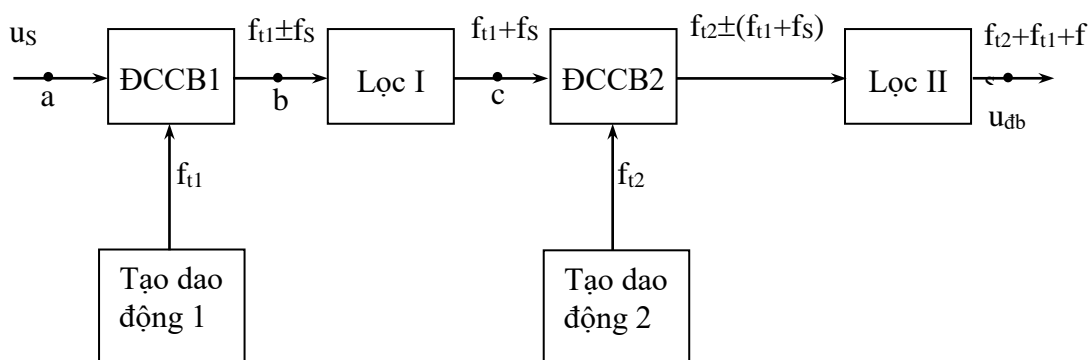
trong đó $m = \frac{\hat{U}_s}{\hat{U}_t}$ được gọi là hệ số nén tải tin, m có thể nhận các giá trị từ $0 \div \infty$.

5.1.3.1. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc

Từ sự phân tích phổ của tín hiệu điều biên rõ ràng muốn có tín hiệu đơn biên ta chỉ cần lọc bớt một giải biên tần. Nhưng thực tế không làm được như vậy. Khi tải tần là cao tần thì vấn đề lọc để tách ra một giải biên tần gặp khó khăn. Thật vậy, giả thiết tần số thấp nhất của tín tức $f_{s\min} = 200\text{Hz}$, lúc đó khoảng cách giữa hai biên tần $\Delta f = 2f_{s\min} = 400\text{Hz}$ (hình 5-1b).

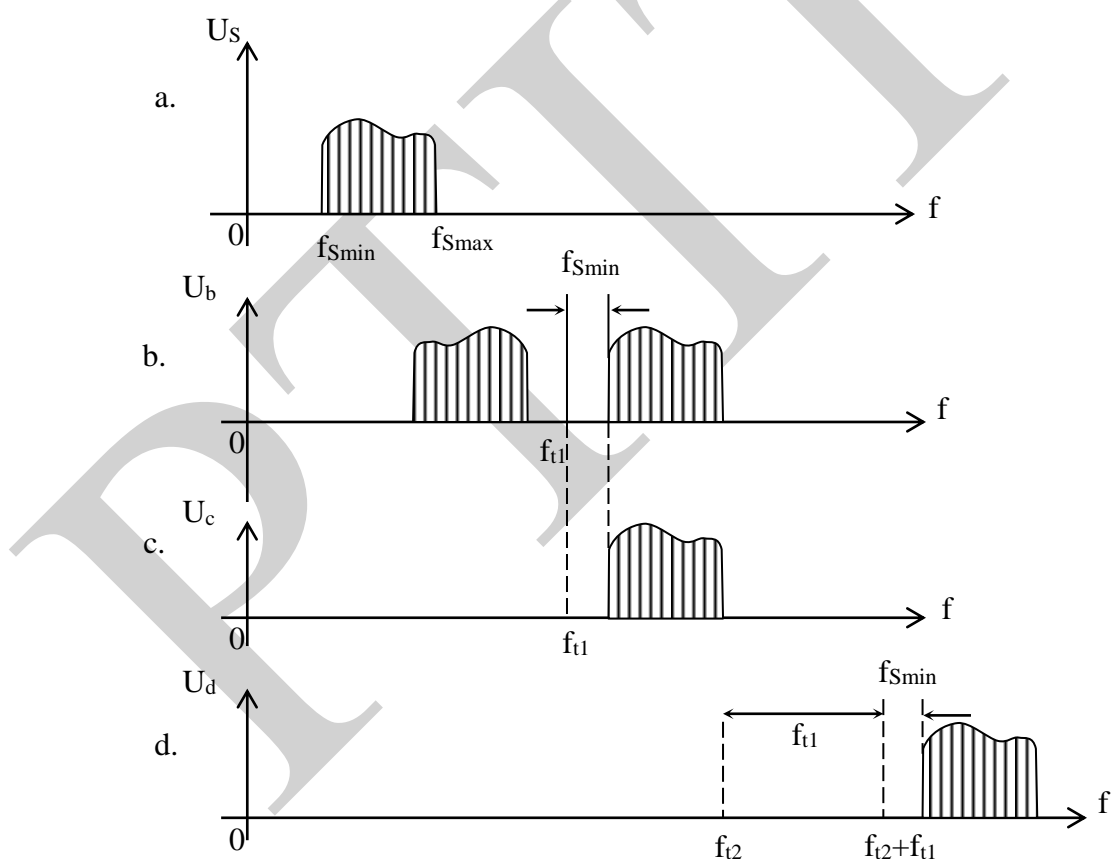
Nếu tải tần $f_t = 10\text{MHz}$ thì hệ số lọc của bộ lọc $X = \frac{\Delta f}{f_t} = 4 \cdot 10^{-5}$, khá nhỏ. Khi đó sự phân

bố của hai biên tần gần nhau đến nỗi ngay dùng một mạch lọc Thạch anh cũng rất khó lọc được giải biên tần mong muốn. Do đó trong phương pháp lọc, người ta dùng một bộ biến đổi trung gian để có thể hạ thấp yêu cầu đối với bộ lọc.



Hình 5-5. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên bằng phương pháp lọc

Sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên như vậy được biểu diễn trên hình 5-5, phổ của tín hiệu trên đầu ra của từng khối được biểu diễn trên hình 5-6.



Hình 5-6. Phổ của tín hiệu ra của các khối hình 5-5

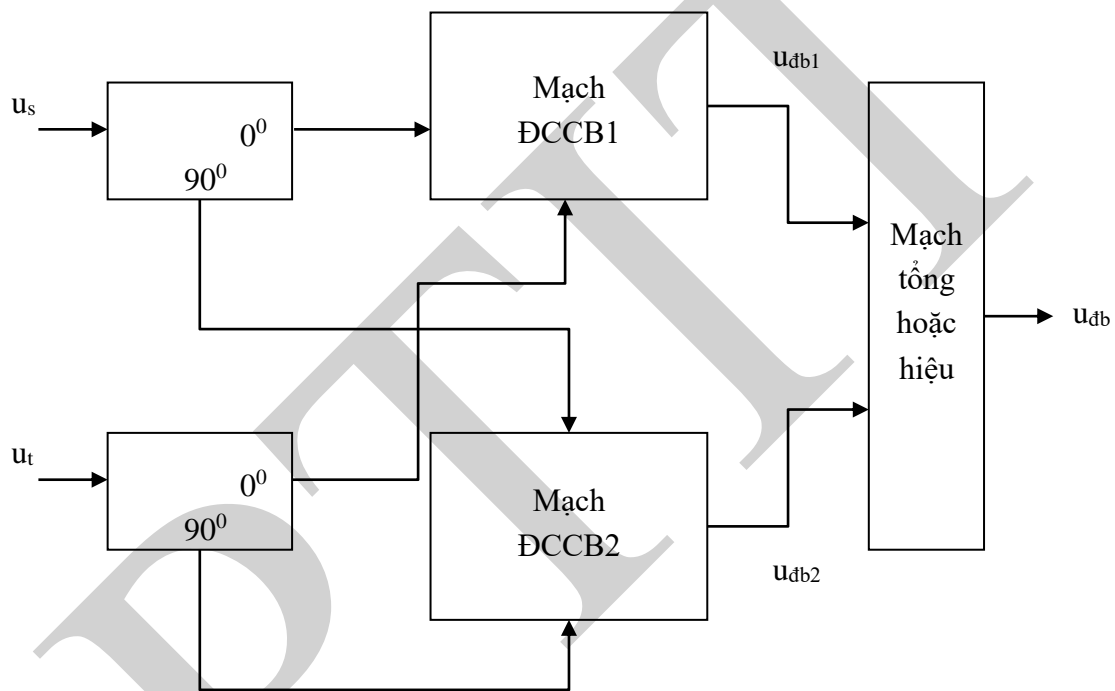
- Phổ của tín hiệu vào
- Phổ của tín hiệu điều chế cân bằng 1
- Phổ của tín hiệu đầu ra bộ lọc 1
- Phổ của tín hiệu đầu ra bộ lọc 2

Trong sơ đồ khối trên đây, trước hết dùng tín tức điều chế tải tín trung gian có tần số f_{t1} khá thấp so với tải tần yêu cầu sao cho hệ số lọc vừa phải để lọc bỏ một biên tần dễ dàng. Trên đầu ra của bộ lọc thứ nhất nhận được một tín hiệu có giải phổ bằng giải phổ của tín hiệu

vào $\Delta f = f_{s\max} - f_{s\min}$ nhưng dịch đi một lượng f_{t1} trên thang tần số. Tín hiệu này được đưa vào điều chế ở bộ điều chế cân bằng 2 mà trên đầu ra có phổ cả hai biên tần cách nhau một khoảng $\Delta f' = 2(f_{t1} + f_{s\min})$ sao cho việc lọc lấy một biên tần nhờ bộ lọc 2 dễ thực hiện. Khi đó tín hiệu ra là tín hiệu đơn biên. Bộ điều chế cân bằng thường là mạch điều biên cân bằng hay là mạch điều biên vòng. Trên sơ đồ khối trên đây tải tần yêu cầu là tổng của hai tải tần phụ. $f_t = f_{t1} + f_{t2}$.

5.1.3.2. Điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha

Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên dùng phương pháp quay pha hình 5-7. Tải tin và tín tức không qua pha được đưa vào bộ điều biên cân bằng 1, còn trước khi đưa vào bộ điều biên cân bằng 2, tải tin và tín tức được qua pha 90° .



Hình 5-7. Sơ đồ khối điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha

Từ sơ đồ khối ta có biểu thức toán như sau:

$$u_{db1} = \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t \cdot \hat{U}_t \cos \omega_t t = \frac{1}{2} \hat{U}_s \hat{U}_t [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

$$u_{db2} = \hat{U}_s \cdot \sin \omega_s t \cdot \hat{U}_t \sin \omega_t t = \frac{1}{2} \hat{U}_s \hat{U}_t [-\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

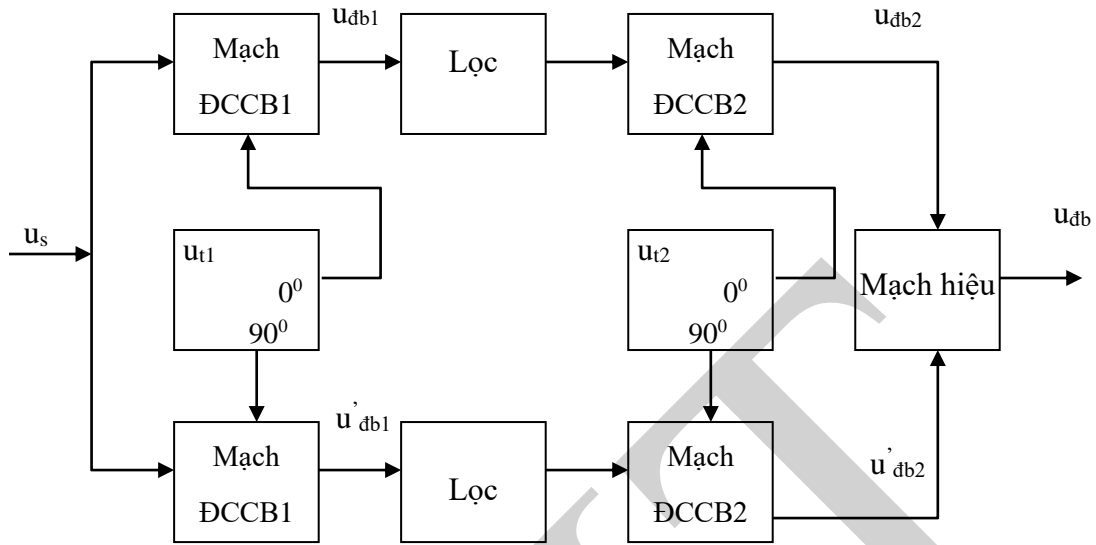
Qua mạch hiệu ta có biểu thức điều chế đơn biên:

$$u_{db} = u_{db1} - u_{db2} = \hat{U}_s \hat{U}_t \cos(\omega_t + \omega_s)t$$

Mạch này yêu cầu hai bộ điều chế phải hoàn toàn giống nhau và biên độ các điện áp vào phải bằng nhau ngoài ra thì việc qua pha tín tức có dải tần rộng là vấn đề khó. Để giải quyết vấn đề này người ta dùng phương pháp lọc và qua pha kết hợp.

5.1.3.3. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp

Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên dùng phương pháp lọc và quay pha kết hợp hình 5-8.



Hình 5-8. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp

Từ sơ đồ khối ta có các biểu thức sau:

$$u_{db1} = \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t \cdot \hat{U}_{t1} \cos \omega_{t1} t = \frac{1}{2} \hat{U}_s \hat{U}_{t1} [\cos(\omega_{t1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t1} - \omega_s)t]$$

$$u'_{db1} = \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t \cdot \hat{U}_{t1} \sin \omega_{t1} t = \frac{1}{2} \hat{U}_s \hat{U}_{t1} [\sin(\omega_{t1} + \omega_s)t + \sin(\omega_{t1} - \omega_s)t]$$

Sau khi qua lọc thông cao và mạch điều chế cân bằng 2 ta có:

$$\begin{aligned} u_{db2} &= \frac{\hat{U}_s \hat{U}_{t1}}{2} \cdot \cos(\omega_s + \omega_{t1})t \cdot \hat{U}_{t2} \cos \omega_{t2} t \\ &= \frac{1}{4} \hat{U}_s \hat{U}_{t1} \hat{U}_{t2} [\cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t2} - \omega_{t1} - \omega_s)t] \\ u'_{db2} &= \frac{\hat{U}_s \hat{U}_{t1}}{2} \cdot \sin(\omega_{t1} + \omega_s)t \cdot \hat{U}_{t2} \sin \omega_{t2} t \\ &= \frac{1}{4} \hat{U}_s \hat{U}_{t1} \hat{U}_{t2} [-\cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t2} - \omega_{t1} - \omega_s)t] \end{aligned}$$

Qua mạch hiệu ta có biểu thức điều chế đơn biên:

$$u_{db} = u_{db2} - u'_{db2} = \frac{1}{2} \hat{U}_s \hat{U}_{t1} \hat{U}_{t2} \cdot \cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t$$

5.1.4. Điều tần và điều pha

5.1.4.1. Các công thức cơ bản và quan hệ giữa điều tần và điều pha

Vì giữa tần số và góc pha của một dao động có quan hệ

$$\omega = \frac{d\Psi}{dt} \quad (5-9)$$

Điều tần và điều pha là ghi tín tức vào tải tin làm cho tần số hoặc pha tức thời của tải tin biến thiên theo dạng tín hiệu điều chế. Với tải tin là dao động điều hoà:

$$u_t = \hat{U}_t \cdot \cos(\omega_t t + \phi_0) = \hat{U}_t \cdot \cos \psi_{(t)} \quad (5-10)$$

Từ (5-9) rút ra:

$$\Psi_{(t)} = \int_0^t \omega_{(t)} dt + \phi_{(t)} \quad (5-11)$$

Thay (5-11) vào (5-10) ta được:

$$u_t = \hat{U}_t \cdot \cos \left[\int_0^t \omega_{(t)} dt + \phi_{(t)} \right] \quad (5-12)$$

Giả thiết tín hiệu điều chế là đơn âm.

$$u_s = \hat{U}_s \cdot \cos \omega_s t \quad (5-13)$$

Khi điều chế tần số hoặc điều chế pha thì tần số hoặc góc pha của dao động cao tần biến thiên tỷ lệ với tín hiệu điều chế và chúng được xác định lần lượt theo biểu thức:

$$\omega_{(t)} = \omega_t + k_{\text{đt}} \hat{U}_s \cos \omega_s t \quad (5-14)$$

$$\phi_{(t)} = \phi_0 + k_{\text{đp}} \hat{U}_s \cos \omega_s t \quad (5-15)$$

trong đó ω_t là tần số trung tâm của tín hiệu điều tần

Đặt: $k_{\text{đt}} \hat{U}_s = \Delta \omega_m$ và gọi là lượng di tần cực đại.

$k_{\text{đp}} \hat{U}_s = \Delta \phi_m$ và gọi là lượng di pha cực đại.

Khi đó các biểu thức (5-14), (5-15) viết lại như sau:

$$\omega(t) = \omega_t + \Delta \omega_m \cdot \cos \omega_s t \quad (5-16)$$

$$\phi(t) = \phi_0 + \Delta \phi_m \cdot \cos \omega_s t \quad (5-17)$$

Khi điều chế tần số góc pha đầu không đổi nên $\phi(t) = \phi_0$.

Thay (5-16) và (5-17) vào (5-12) và tích phân lên được biểu thức của dao động điều tần:

$$u_{\text{đt}} = \hat{U}_t \cdot \cos \left(\omega_t t + \frac{\Delta \omega_m}{\omega_s} \cdot \sin \omega_s t + \phi_0 \right) \quad (5-18)$$

Tương tự như vậy, ta có biểu thức dao động điều pha khi cho $\omega = \omega_t = \text{const}$:

$$u_{dp} = \hat{U}_t \cdot \cos(\omega_t t + \Delta\varphi_m \cdot \cos\omega_s t + \varphi_0) \quad (5-19)$$

Lượng di pha đạt được khi điều pha

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_m \cdot \cos\omega_s t$$

tương ứng có lượng di tần là:

$$\Delta\omega = \frac{d(\Delta\varphi)}{dt} = \Delta\varphi_m \cdot \omega_s \cdot \sin\omega_s t$$

và lượng di tần cực đại khi điều pha là:

$$\Delta\omega_m = \omega_s \cdot \Delta\varphi_m = \omega_s \cdot k_{dp} \cdot \hat{U}_s \quad (5-20)$$

lượng di tần cực đại khi điều tần là:

$$\Delta\omega_m = k_{dt} \cdot \hat{U}_s \quad (5-21)$$

Như vậy ta thấy điều tần và điều pha đều làm cho góc pha thay đổi nên thường gọi chung là điều chế góc. Điểm khác nhau cơ bản giữa điều tần và điều pha là lượng di tần khi điều pha tỷ lệ với biên độ của tín hiệu điều chế và tần số điều chế, còn lượng di tần của tín hiệu điều tần tỷ lệ với biên độ tín hiệu điều chế mà thôi.

5.1.4.2. Mạch điều tần và điều pha

1. Mạch điều tần

Có thể dùng mạch điều tần trực tiếp hay điều tần gián tiếp.

Mạch điều tần trực tiếp thường được thực hiện bởi các mạch tạo dao động mà tần số dao động riêng của nó được điều khiển bằng điện áp (VCO) hoặc bởi các mạch biến đổi điện áp - tần số. Nguyên tắc thực hiện điều tần trong các bộ tạo dao động là làm biến đổi trị số điện kháng của bộ tạo dao động theo điện áp đặt vào. Phương pháp phổ biến nhất là dùng điốt biến dung và transistor điện kháng. Sau đây xét loại điều chế đó.

a. Mạch điều tần trực tiếp dùng điốt biến dung

Điốt biến dung có điện dung mặt ghép biến đổi theo điện áp đặt vào. Nó có sơ đồ tương đương hình 5-9a. Trị số R_D và C_D phụ thuộc vào điện áp đặt lên điốt. Trường hợp điốt được phân cực ngược $R_D = \infty$ còn C_D được xác định theo biểu thức:

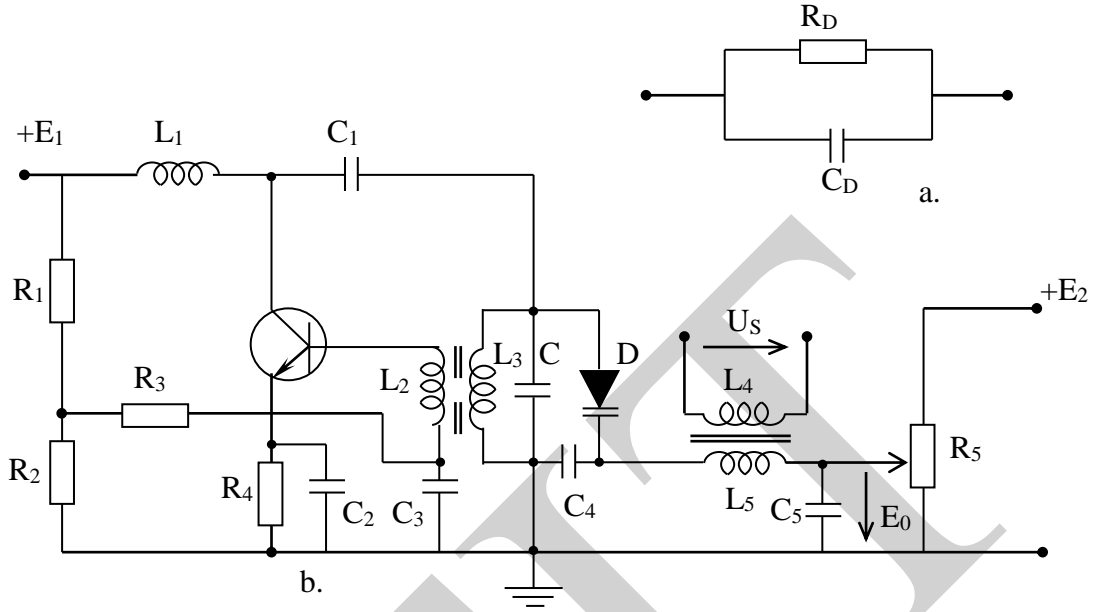
$$C_D = \frac{k}{(U_D + \varphi_k)^\gamma} \quad (5-22)$$

trong đó k là hệ số tỷ lệ.

φ_k là hiệu điện thế tiếp xúc mặt ghép, với điốt Silic $\varphi_k \approx 0,7 \text{ V}$

γ là hệ số phụ thuộc vật liệu: $\gamma = \frac{1}{3}, \dots, \frac{1}{2}$

Mắc điốt song song với hệ tạo dao động của bộ tạo dao động, đồng thời đặt điện áp điều chế lên điốt thì C_D thay đổi theo điện áp điều chế, do đó tần số cộng hưởng riêng của bộ tạo dao động cũng biến đổi theo. Trên hình 5-9b là mạch điện bộ tạo dao động điều tần bằng điốt biến dung. Trong mạch điện này điốt được phân cực ngược bởi nguồn E_2 .



Hình 5-9. Mạch điều tần bằng điốt biến dung.

a. Sơ đồ tương đương của điốt.

b. Mạch tạo dao động điều tần bằng điốt biến dung

Tần số dao động của mạch gần bằng tần số cộng hưởng riêng của hệ dao động và được xác định như sau:

$$f_{dd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 \cdot (C + C_D)}} \quad (5-23)$$

C_D xác định theo biểu thức (5-22)

Điện áp đặt lên điốt:

$$U_D = U_t - U_s - E_0 = \hat{U}_t \cdot \cos \omega_t t - U_s \cdot \cos \omega_s t - E_0 \quad (5-24)$$

Để điốt luôn được phân cực ngược cần thỏa mãn điều kiện:

$$U_D = U_{D_{max}} = \hat{U}_t + \hat{U}_s - E_0 \leq 0 \text{ và}$$

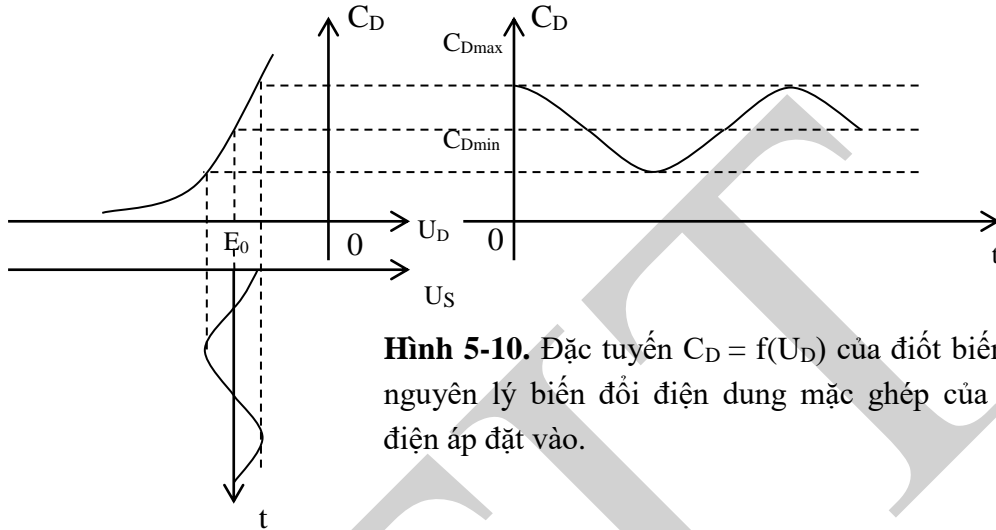
$$U_D = U_{D_{min}} = |-\hat{U}_t - \hat{U}_s - E_0| \leq U_{ngcp} \quad (5-25)$$

Khi điều tần bằng điốt biến dung phải chú ý những đặc điểm sau:

Chỉ phân cực ngược cho điốt để tránh ảnh hưởng của R_D đến phẩm chất của hệ tạo dao động nghĩa là đến độ ổn định tần số của mạch.

Phải hạn chế khu vực làm việc trong đoạn tuyến tính của đặc tuyến $C_D = f(U_D)$ của diốt biến dung (hình 5-10) để giảm méo phi tuyến. Lượng di tần tương đối khi điều tần dùng diốt biến dung đạt được khoảng 1%.

Vì dùng diốt điều tần nên thiết bị điều tần có kích thước nhỏ. Có thể dùng diốt bán dẫn để điều tần ở tần số siêu cao, khoảng vài trăm MHz. Tuy nhiên độ tạp tán của tham số bán dẫn lớn, nên kém ổn định.



Hình 5-10. Đặc tuyến $C_D = f(U_D)$ của diốt biến dung và nguyên lý biến đổi điện dung mắc ghép của diốt theo điện áp đặt vào.

b. Điều tần dùng transistor điện kháng

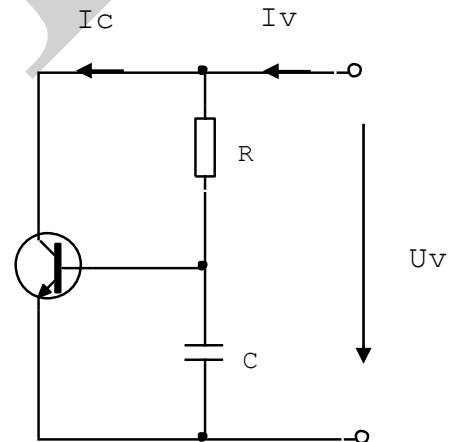
Phần tử điện kháng dung tính hoặc cảm tính có trở kháng thay đổi theo tín tức được mắc song song với hệ dao động của bộ tạo dao động làm cho tần số dao động thay đổi theo tín hiệu điều chế. Phần tử điện kháng gồm một transistor và hai linh kiện RC (hình 5-11) hoặc RL tạo thành mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp của transistor.

Với mạch hình 5-11 ta có:

$$Z_V = \frac{U_V}{I_V} \approx \frac{U_V}{I_C} = \frac{U_V}{S \cdot U_{BE}} = \frac{U_V}{S \cdot U_V \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{S \cdot \frac{1}{j\omega C}}$$

Nếu chọn $R \gg \frac{1}{j\omega C}$ thì ta có:

$$Z_V \approx \frac{j\omega RC}{S} = j\omega L_{td}$$



Hình 5-11

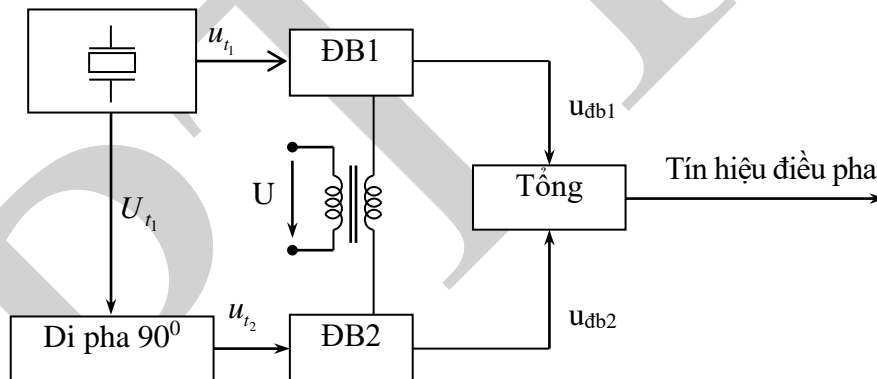
Như vậy mạch điện hình 5-11 tương đương một cuộn cảm có trị số L_{td} phụ thuộc vào hồ dẫn S của transistor, khi U_V là tín hiệu thay đổi làm cho S thay đổi và vì thế làm L_{td} thay đổi theo, làm cho tần số dao động của mạch dao động bị thay đổi theo tín hiệu điều chế. Ngoài ra còn một số mạch transistor điện kháng khác bằng cách thay đổi vị trí giữa R và C, hoặc thay C bằng cuộn cảm L.

2. Mạch điều pha

Mạch điều chế pha theo Armstrong ở hình 5-12 được thực hiện theo nguyên lý: tải tin từ bộ tạo dao động Thạch anh được đưa đến bộ điều biên 1 (ĐB1) và điều biên 2 (ĐB2) lệch pha nhau 90° , còn tín hiệu điều chế u_s đưa đến hai mạch điều biên ngược pha. Điện áp đầu ra trên hai bộ điều biên là:

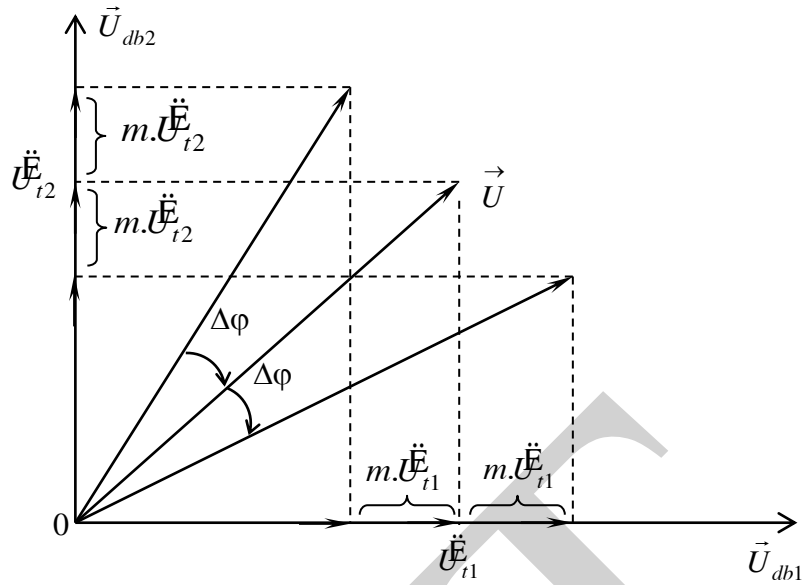
$$\begin{aligned} u_{db1} &= \hat{U}_{t1} \cdot (1 + m \cdot \cos \omega_s t) \cdot \cos \omega_t t \\ &= \hat{U}_{t1} \cdot \cos \omega_t t + \frac{m \cdot \hat{U}_{t1}}{2} \cdot [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \\ u_{db2} &= \hat{U}_{t2} \cdot (1 - m \cdot \cos \omega_s t) \cdot \sin \omega_t t \\ &= \hat{U}_{t2} \cdot \sin_t t - \frac{m \cdot \hat{U}_{t2}}{2} \cdot [\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t] \end{aligned}$$

Đồ thị véc tơ của U_{db1} và U_{db2} và véc tơ tổng của chúng được biểu diễn trên hình 5-13.



Hình 5-12. Sơ đồ khối mạch điều pha theo ArmStrong

Từ đồ thị đó, thấy rằng: tổng các dao động đã điều biên $u = u_{db1} + u_{db2}$ là một dao động điều chế về pha và biên độ. Điều biên ở đây là điều biên ký sinh. Mạch có nhược điểm là lượng di pha nhỏ. Để hạn chế mức điều biên ký sinh chọn $\Delta\varphi$ nhỏ. Để có điều biên ký sinh nhỏ hơn 1% thì $\Delta\varphi < 0,35$.



Hình 5-13. Đồ thị véc tơ của tín hiệu điều pha theo mạch Arstron

5.2. Tách sóng

5.2.1. Khái niệm

Tách sóng là quá trình lấy lại tín hiệu điều chế. Tín hiệu sau tách sóng phải giống dạng tín hiệu điều chế ban đầu. Để tín hiệu ra không méo thì tín hiệu vào tách sóng phải có biên độ đủ lớn. Tương ứng với các loại điều chế, ta cũng có các mạch tách sóng sau đây: tách sóng điều biên, tách sóng điều tần, tách sóng điều pha.

5.2.2. Tách sóng điều biên.

5.2.2.1. Các tham số cơ bản

a. Hệ số tách sóng

Tín hiệu vào bộ tách sóng là tín hiệu đã điều biên.

$$u_{VTS} = \hat{U}_{VTS} \cdot \cos \omega t$$

trong đó \hat{U}_{VTS} biến thiên theo quy luật tin tức.

Tín hiệu ra bộ tách sóng điều biên:

$$\hat{U}_{RTS} = K_{TS} \cdot \hat{U}_{VTS}$$

K_{TS} là hệ số tỷ lệ và được gọi là hệ số tách sóng.

$$K_{TS} = \frac{\hat{U}_{RTS}}{\hat{U}_{VTS}}$$

Thực tế, đối với quá trình tách sóng chỉ cần quan tâm đến thành phần biến thiên chậm (mang tin tức) mà thôi, do đó thường xác định hệ số tách sóng như sau:

$$K_{TS} = \frac{\hat{U}_{RTS}}{\hat{U}_{VTS}} \quad (5-26)$$

b. Trở kháng vào bộ tách sóng

$$Z_{VTS} = \frac{\hat{U}_{VTS}}{I_{VTS}} = \frac{U_{\omega t}}{I_{\omega t}} \quad (5-27)$$

c. Méo phi tuyến

$$k = \frac{\sqrt{I_{2\omega_s}^2 + I_{3\omega_s}^2 + \dots}}{I_{\omega_s}} \cdot 100\%$$

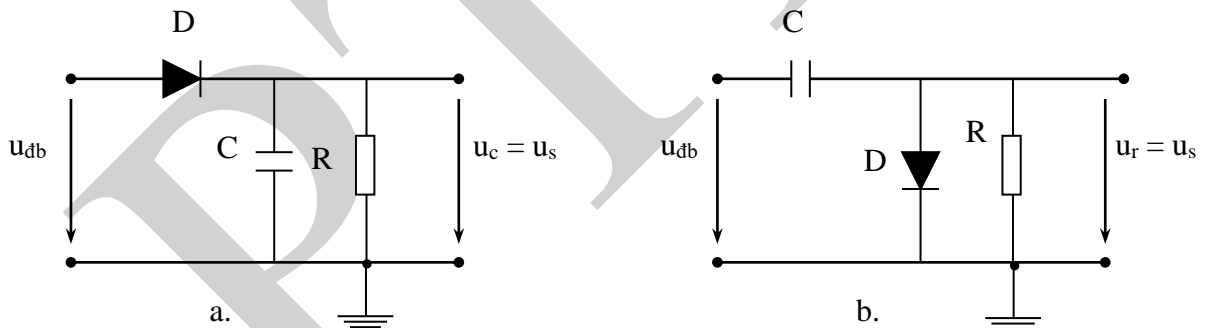
trong đó $I_{2\omega_s}, I_{3\omega_s} \dots$ là thành phần dòng điện các sóng hài của tín hiệu điều chế xuất hiện khi qua mạch tách sóng.

Ở đây không quan tâm đến các sóng hài dòng điện cao tần vì dễ dàng lọc bỏ chúng.

5.2.2.2. Mạch tách sóng điều biên

Xét mạch tách sóng điều biên dùng điốt mắc nối tiếp hình 5-14. Nếu tín hiệu vào đủ lớn sao cho điốt làm việc trong đoạn thẳng của đặc tuyến như trên hình 5-15 ta có quá trình tách sóng tín hiệu lớn. Lúc đó dòng điện qua điốt biểu diễn:

$$i_D = \begin{cases} SU_D & \text{khi } U_D \geq 0 \\ 0 & \text{khi } U_D < 0 \end{cases} \quad (5-28)$$



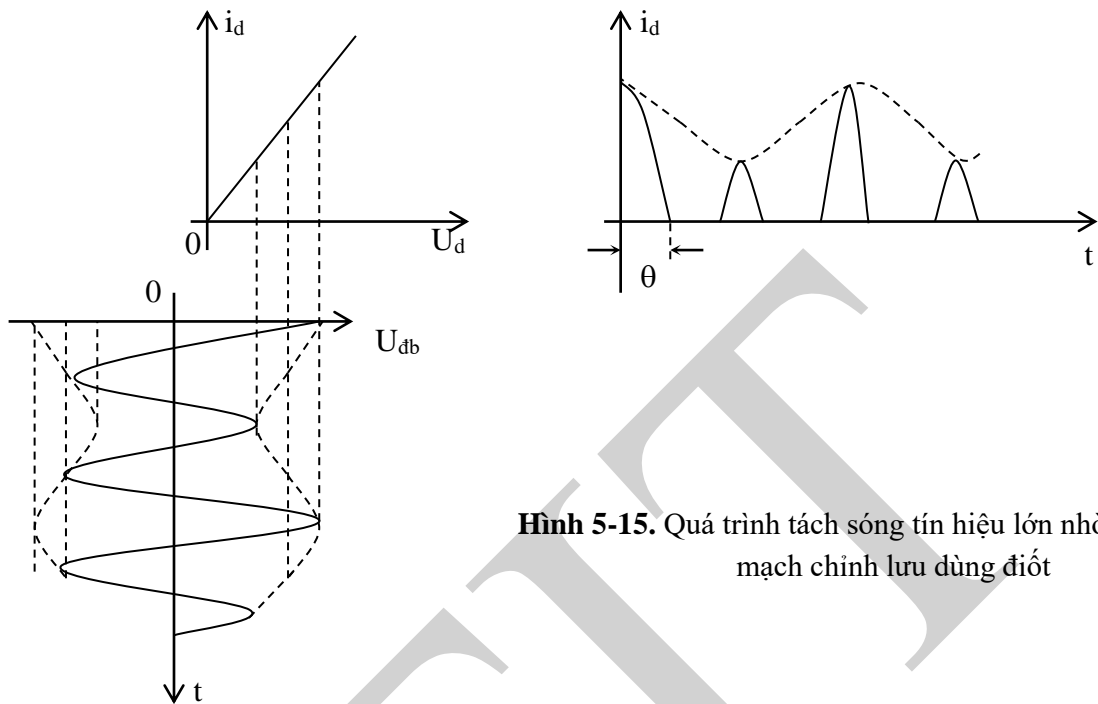
Hình 5-14. Sơ đồ tách sóng dùng điốt.

a. Tách sóng nối tiếp. b. Tách sóng song song

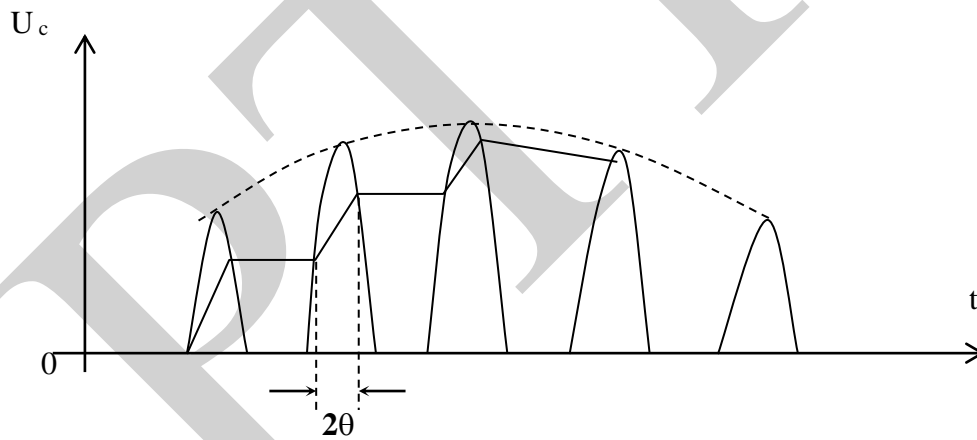
Trong sơ đồ hình 5-14 điốt chỉ thông với nửa chu kỳ dương của dao động cao tần đầu vào. Hình bao của dao động nhận được nhờ sự nạp, phóng của tụ C (hình 5-15). Do tín hiệu vào có tần số rất cao các nửa hình sin rất sát nhau, hình bao do sự nạp phóng của tụ xem như một đường trơn, đó chính là tín hiệu U_s cần tách.

Với mạch này phải chọn hằng số thời gian $\tau = R.C$ đủ lớn sao cho dạng điện áp ra tải gần với dạng hình bao của điện áp cao tần đầu vào. Thông thường điện áp vào lớn hơn 1 vôn hiệu dụng và $R \gg R_i, R_v$ thì có thể tách sóng được điện áp đỉnh. Tuy nhiên cũng không được chọn τ quá lớn để tránh méo do điện dung gây nên. Điều kiện tổng quát để chọn τ là:

$$\frac{1}{\omega_t} \ll \tau = R.C \ll \frac{1}{\omega_s} \quad (5-29)$$



Hình 5-15. Quá trình tách sóng tín hiệu lớn nhờ mạch chỉnh lưu dùng điốt



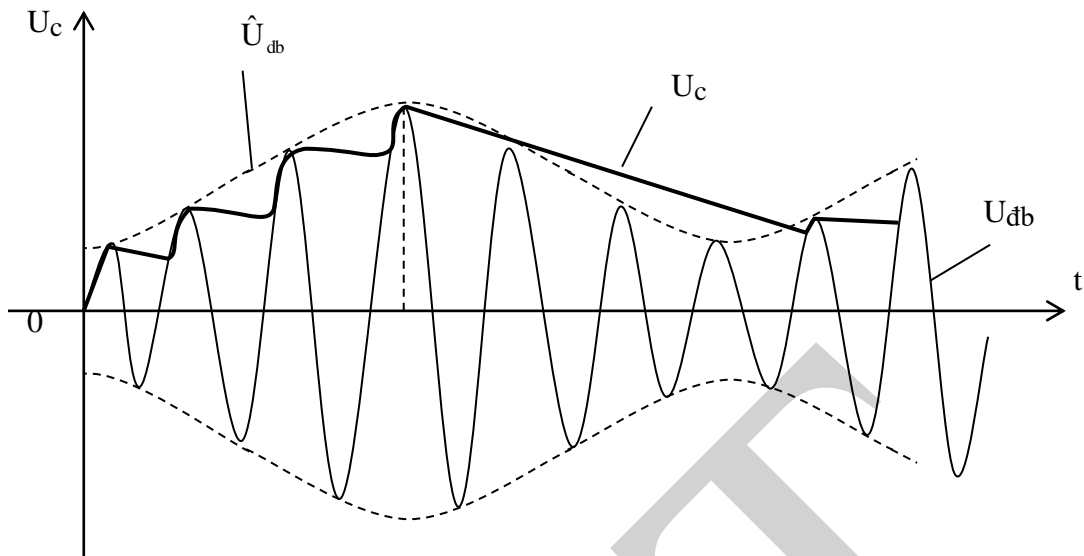
Hình 5-16. Đồ thị thời gian điện áp ra U_c trên tải bộ tách sóng nối tiếp

Trường hợp chọn C lớn quá làm cho vế thứ hai của bất đẳng thức (5-29) không thoả mãn thì điện áp ra khi tụ phóng không biến thiên kịp với biên độ điện áp vào, gây méo tín hiệu như ở hình 5-17.

Thực tế thường chọn R, C theo điều kiện:

$$\frac{10}{\omega_t} < R.C < \frac{1}{\omega_{s \max}} \quad (5-30)$$

Muốn dễ dàng thoả mãn (5-30) cần $\omega_t \geq 100\omega_{s \max}$



Hình 5-17. Hiện tượng méo tín hiệu tách sóng do tải điện dung quá lớn

5.2.3. Tách sóng điều tần và điều pha

Tách sóng điều tần và điều pha thường được thực hiện theo một trong những nguyên tắc sau:

1. Biến đổi tín hiệu điều tần hoặc điều pha thành tín hiệu điều biên rồi thực hiện tách sóng biên độ.
2. Biến đổi tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều chế độ rộng xung rồi thực hiện tách sóng tín hiệu điều chế độ rộng xung nhờ mạch tích phân.
3. Làm cho tần số tín hiệu cần tách sóng bám theo tần số của một bộ tạo dao động nhờ hệ thống vòng giữ pha PLL, điện áp sai số chính là điện áp cần tách sóng.

5.2.3.1. Mạch tách sóng điều tần dùng mạch lệch cộng hưởng.

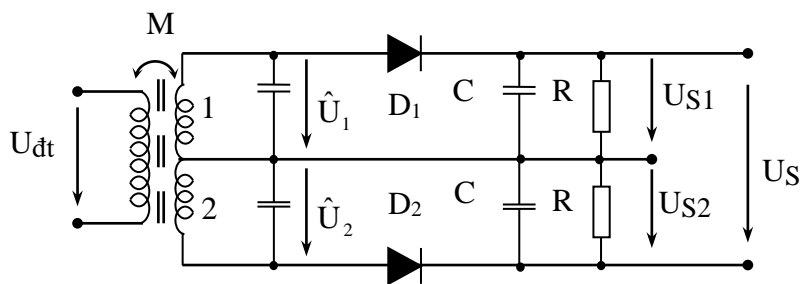
Hình 5-18 là sơ đồ mạch tách sóng điều tần số dùng mạch lệch cộng hưởng. Đầu vào hai bộ tách sóng biên độ (D_1, D_2) là hai mạch cộng hưởng được điều chỉnh tại các tần số ω_1 , và ω_2 . Nếu gọi tần số trung tâm của tín hiệu điều tần đầu vào là $\omega_0 = \omega_t$ thì:

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega ; \quad \omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega$$

Sự điều chuẩn mạch cộng hưởng lệch khỏi tần số trung bình của tín hiệu vào làm biên độ điện áp vào của hai bộ tách sóng biên độ (U_1, U_2) thay đổi phụ thuộc vào tần số điện áp vào. Từ mạch điện hình 5-18 xác định được:

$$\begin{aligned} \hat{U}_1 &= m \cdot \hat{U}_{dt} \cdot Z_1 \\ \hat{U}_2 &= m \cdot \hat{U}_{dt} \cdot Z_2 \end{aligned} \tag{5-31}$$

trong đó m là hệ số ghép của biến áp vào ($= \frac{M}{L}$)



Hình 5-18. Mạch điện bộ tách sóng điều tần dùng mạch lệch cộng hưởng.

Z_1, Z_2 là trở kháng của hai mạch cộng hưởng 1 và 2. Mà Z_1, Z_2 được xác định theo:

$$Z_1 = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + [2.Q_1 \cdot \frac{(\omega - \omega_1)}{\omega_1}]^2}} = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} \quad (5-32)$$

$$Z_2 = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + [2.Q_2 \cdot \frac{(\omega - \omega_2)}{\omega_2}]^2}} = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}}$$

R_{td1}, R_{td2} lần lượt là hai trở kháng của hai mạch cộng hưởng ở tần số cộng hưởng ω_1 và ω_2 .

Q_1, Q_2 là phẩm chất của các mạch cộng hưởng tương ứng.

Chọn hai mạch cộng hưởng như nhau ta có:

$$R_{td1} = R_{td2} = R_{td}, \quad Q_1 = Q_2 = Q$$

$$\xi_0 = \frac{2.Q|\omega_0 - \omega_{1,2}|}{\omega_0} \text{ là độ lệch số tần số tương đối giữa tần số cộng hưởng riêng của}$$

mạch dao động với tần số trung bình của tín hiệu vào.

$$\xi = \frac{2.Q|\omega - \omega_0|}{\omega_0} \text{ là độ lệch số tần số tương đối giữa tần số tín hiệu vào và tần số}$$

trung bình.

Theo (5-32) khi tần số tín hiệu vào ω thay đổi thì Z_1, Z_2 thay đổi kéo theo sự thay đổi của biên độ điện áp vào \hat{U}_1, \hat{U}_2 nghĩa là quá trình biến đổi tín hiệu điều tần thành tín hiệu điều biên đã được thực hiện. Qua bộ tách sóng biên độ ta nhận được các điện áp.

$$u_{S1} = \hat{K}_{TS} \cdot \hat{U}_1 = K_{TS} \cdot m \cdot \hat{U}_{dt} \cdot \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi_0 - \xi)^2}} \quad (5-33)$$

$$u_{S2} = \hat{K}_{TS} \cdot \hat{U}_2 = K_{TS} \cdot m \cdot \hat{U}_{dt} \cdot \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi_0 + \xi)^2}} \quad (5-34)$$

Điện áp ra tổng.

$$u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TS} \cdot m \cdot R_{td} \cdot \hat{U}_{dt} \cdot \psi(\xi, \xi_0)$$

Tách sóng dùng mạch lệch cộng hưởng có nhược điểm là khó điều chỉnh cho hai mạch cộng hưởng hoàn toàn đối xứng nên ít được dùng.

5.2.3.2. Mạch tách sóng pha cân bằng dùng diốt

Mạch tách sóng pha cân bằng là hai mạch tách sóng biên độ dùng diốt ghép với nhau hình 5-19. Tín hiệu cần tách sóng chính là tín hiệu đã điều pha, U_{dp} được so sánh về pha với một dao động chuẩn U_{ch} . Biểu thức U_{dp} và U_{ch} như sau:

$$U_{dp} = \hat{U}_1 \cdot \cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] = \hat{U}_1 \cdot \cos\varphi_1(t)$$

$$U_{ch} = \hat{U}_2 \cdot \cos[\omega_{02}t + \varphi_{02}] = \hat{U}_2 \cdot \cos\varphi_2(t)$$

Điện áp đặt lên hai bộ tách sóng tương ứng là:

$$U_{D1} = \hat{U}_1 \cdot \cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] + \hat{U}_2 \cdot \cos[\omega_{02}t + \varphi_{02}]$$

$$U_{D2} = -\hat{U}_1 \cdot \cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] + \hat{U}_2 \cdot \cos[\omega_{02}t + \varphi_{02}]$$

Điện áp ra tương ứng trên hai bộ tách sóng biên độ xác định được theo đồ thị véc tơ hình 5-19b.

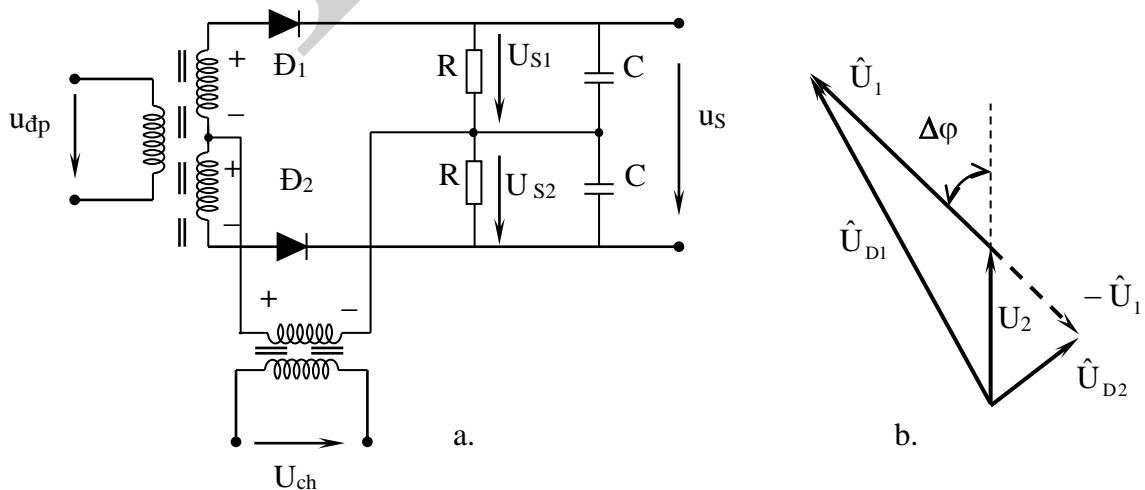
$$\begin{aligned} \hat{U}_{1t} = U_{s1} &= K_{TS} \cdot \hat{U}_{D1} = K_{TS} \cdot \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + 2\hat{U}_1\hat{U}_2 \cdot \cos\Delta\varphi(t)} \\ \hat{U}_{2t} = U_{s2} &= K_{TS} \cdot \hat{U}_{D2} = K_{TS} \cdot \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 - 2\hat{U}_1\hat{U}_2 \cdot \cos\Delta\varphi(t)} \end{aligned} \quad (5-35)$$

trong đó K_{TS} là hệ số truyền đạt của bộ tách sóng biên độ.

$$K_{TS} = \frac{U_s}{m \cdot U_t} \quad (5-36)$$

$\Delta\varphi(t)$ là hiệu pha của hai điện áp vào.

$$\Delta\varphi(t) = (\omega_{01} - \omega_{02})t + \varphi_{(t)} + (\varphi_{01} - \varphi_{02})$$



Hình 5-19. a. Mạch điện bộ tách sóng điều pha dùng diốt.
b. Đồ thị véc tơ của các điện áp.

Điện áp ra trên bộ tách sóng:

$$u_s = u_{s1} - u_{s2}$$

$$U_s = K_{TS} \cdot [\sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + 2\hat{U}_1\hat{U}_2 \cdot \cos \Delta \varphi(t)} - \sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 - 2\hat{U}_1\hat{U}_2 \cdot \cos \Delta \varphi(t)}] \quad (5-37)$$

Vậy trị số tức thời của điện áp ra trên bộ tách sóng phụ thuộc hiệu pha của tín hiệu điều pha và tín hiệu chuẩn. Trường hợp $\omega_{01} = \omega_{02}$ và $\varphi_{01} = \varphi_{02}$ thì điện áp ra chỉ còn phụ thuộc vào pha của tín hiệu vào $\varphi(t)$.

5.3. Trộn tần

5.3.1. Định nghĩa

Trộn tần là quá trình tác dụng vào hai tín hiệu sao cho trên đầu ra bộ trộn tần nhận được các thành phần tần số tổng hoặc hiệu của hai tín hiệu đó (thường lấy hiệu tần số).

Thông thường một trong hai tín hiệu đó là đơn âm (có một vạch phổ), tín hiệu đó gọi là tín hiệu ngoại sai và có tần số f_{ns} . Tín hiệu còn lại là tín hiệu hữu ích với tần số f_{th} cố định hoặc biến thiên trong một phạm vi nào đó. Tín hiệu có tần số mong muốn ở đầu ra được tách nhờ bộ lọc, tần số của nó thường được gọi là tần số trung tần f_{tt} .

Để thực hiện trộn tần phải dùng phần tử phi tuyến hoặc dùng phần tử tuyến tính tham số.

5.3.2. Nguyên lý trộn tần

Giả thiết đặc tuyến của phần tử phi tuyến được biểu diễn theo chuỗi Taylor sau đây:

$$i = a_0 + a_1 \cdot u + a_2 \cdot u^2 + \dots + a_n \cdot u^n + \dots \quad (5-38)$$

trong đó u là phần điện áp đặt lên phần tử phi tuyến để trộn tần. Trong trường hợp này

$$u = u_{ns} + u_{th}$$

Giả thiết

$$u_{ns} = \hat{U}_{ns} \cdot \cos \omega_{ns} t$$

$$u_{th} = \hat{U}_{th} \cdot \cos \omega_{th} t$$

Thay vào (5-38) ta có:

$$\begin{aligned} i = & a_0 + a_1 \cdot (\hat{U}_{ns} \cdot \cos \omega_{ns} t + \hat{U}_{th} \cdot \cos \omega_{th} t) \\ & + \frac{a_2}{2} \cdot (\hat{U}_{ns}^2 + \hat{U}_{th}^2) + \frac{a_2}{2} \cdot (\hat{U}_{ns}^2 \cdot \cos 2\omega_{ns} t + \hat{U}_{th}^2 \cdot \cos 2\omega_{th} t) \\ & + a_2 \cdot \hat{U}_{ns} \cdot \hat{U}_{th} \cdot [\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t] + \dots \end{aligned} \quad (5-39)$$

Vậy tín hiệu ra gồm có tín hiệu một chiều, thành phần cơ bản ω_{ns}, ω_{th} , các thành phần tần số tổng và hiệu $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$, thành phần bậc cao $2\omega_{ns}, 2\omega_{th}$. Ngoài ra trong biểu thức (5-39) còn có các thành phần bậc cao:

$$\omega = |\pm n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}|$$

trong đó n, m là những số nguyên dương.

Nếu trên đầu ra bộ trộn tần lấy tín hiệu có tần số $\omega = \omega_{ns} - \omega_{th}$, nghĩa là chọn $n = m = 1$ thì ta có trộn tần đơn giản.

Nếu chọn $m > 1, n > 1$ ta có trộn tần tổ hợp.

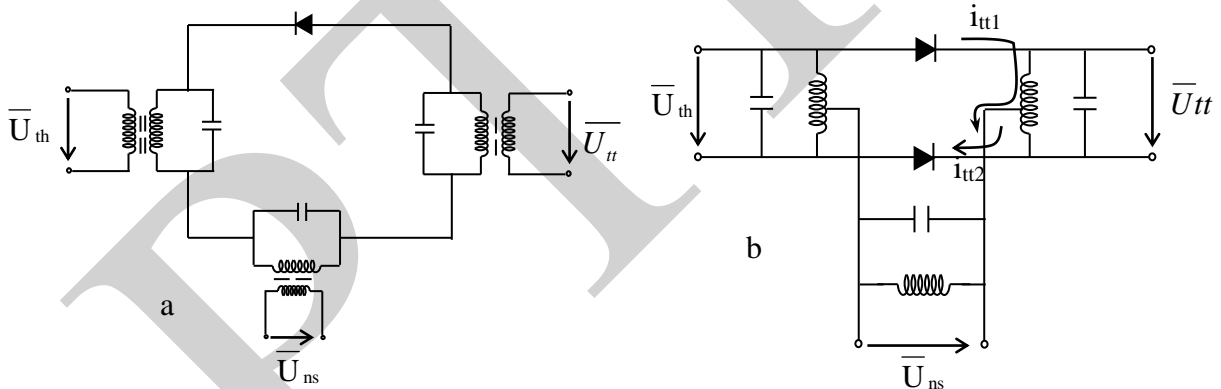
Trộn tần được dùng trong máy thu đổi tần. Nhờ bộ trộn tần, mạch cộng hưởng của các tầng trung tần của máy thu tần được điều chỉnh cộng hưởng ở một tần số cố định. Tần số ngoại sai được đồng chuẩn với tần số tín hiệu vào sao cho $f_{tt} = f_{ns} - f_{th} = \text{const}$.

Cần chú ý rằng quá trình trộn tần biên độ điện áp ngoại sai rất lớn hơn điện áp tín hiệu nên đối với tín hiệu đặc tuyến vôn-ampe của phần tử trộn tần xem như tuyến tính còn với điện áp ngoại sai xem như phi tuyến.

5.3.3. Mạch trộn tần

5.3.3.1. Mạch trộn tần dùng điốt

Mạch trộn tần dùng điốt được dùng rộng rãi ở mọi tần số đặc biệt ở phạm vi tần số cao (trên 1GHz). Mạch trộn tần dùng điốt có nhược điểm là làm suy giảm tín hiệu. Mạch trộn tần dùng điốt được biểu diễn trên hình 5-20.



Hình 5-20. Mạch trộn tần dùng điốt.

Trong sơ đồ trộn tần đơn mạch tín hiệu, mạch ngoại sai và mạch trung tần mắc nối tiếp nhau. Có thể tính S_{tt}, G_{tt} cho sơ đồ dựa vào đặc tuyến lý tưởng hoá của điốt biểu diễn trên hình 5-21. Theo đặc tuyến đó:

Viết được biểu thức dòng điện qua điốt.

$$i = \begin{cases} S.U & \text{khi } U \geq 0 \\ 0 & \text{khi } U < 0 \end{cases}$$

ở đây
$$S = \frac{di}{du} = \frac{1}{R_i} = G_i$$

Vì điện áp ngoại sai là hàm tuần hoàn theo thời gian nên hồ dẫn S là một dãy xung vuông với độ rộng xung phụ thuộc góc cắt θ . Với điểm tính chọn ở góc tọa độ thì $\theta = (90^\circ) = \frac{\pi}{2}$.

Theo Furiê khi đó ta tính được biên độ S sóng cơ bản là:

$$\hat{S}_1 = \frac{2 \cdot S}{\pi}$$

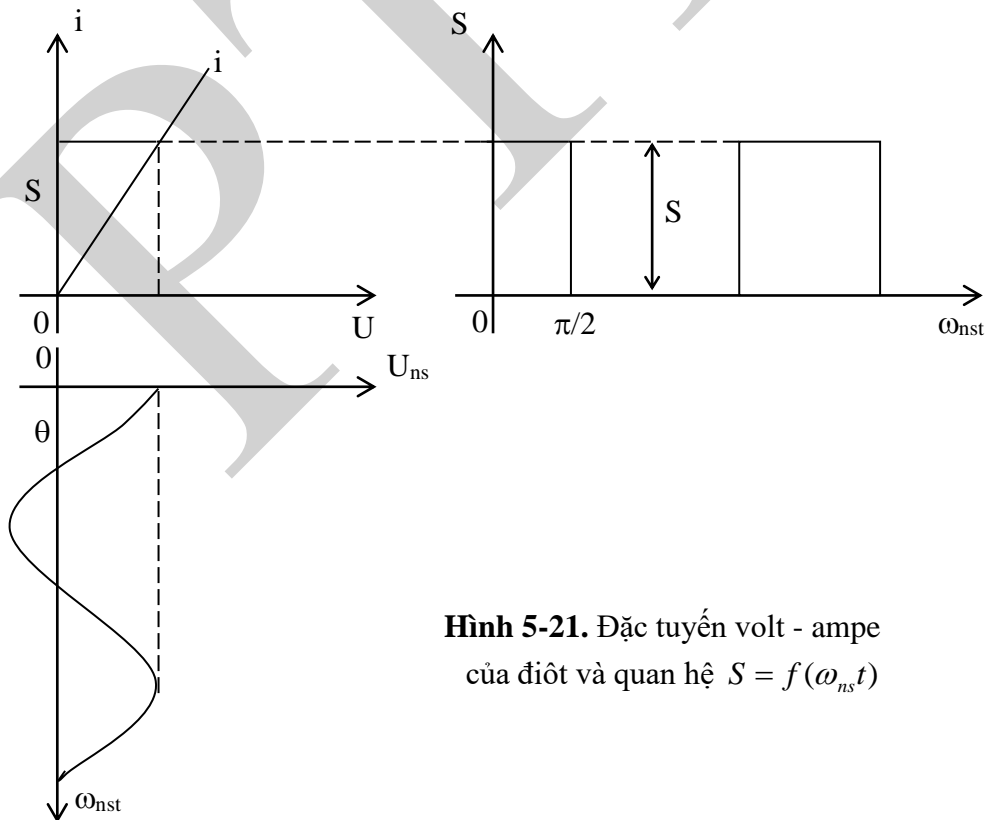
$$S_{tt} = \frac{1}{2} \cdot \hat{S}_1 = \frac{S}{\pi}$$

còn
$$G_{it} = G_{io} = \frac{S}{2}$$

Để chống tạp âm ngoại sai, dùng sơ đồ trộn tần vòng (hình 5-20b). Trong bộ trộn tần này điện áp tín hiệu đặt lên hai điôt ngược pha còn điện áp ngoại sai đặt lên hai điôt đồng pha, nghĩa là:

$$u_{thD1} = \hat{U}_{th} \cdot \cos \omega_{th} t$$

$$u_{thD2} = \hat{U}_{th} \cdot \cos(\omega_{th} t + \pi)$$



Hình 5-21. Đặc tuyến volt - ampe của điôt và quan hệ $S = f(\omega_{ns} t)$

và $u_{nsD1} = u_{nsD2} = u_{ns}$. Do đó dòng điện trung tần qua các điôt do U_{th} tạo ra:

$$i_{t1} = \hat{I}_{t1} \cdot \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$

$$i_{t2} = -\hat{I}_{t2} \cdot \cos[(\omega_{ns} - \omega_{th})t + \pi] = \hat{I}_{t2} \cdot \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$

trong đó $\hat{I}_{t1} = \hat{I}_{t2} = \hat{I}_t = S_t \cdot \hat{U}_{th}$

Trên mạch cộng hưởng ra ta nhận được:

$$i_t = i_{t1} + i_{t2} = 2 \cdot \hat{I}_t \cdot \cos \omega_t t$$

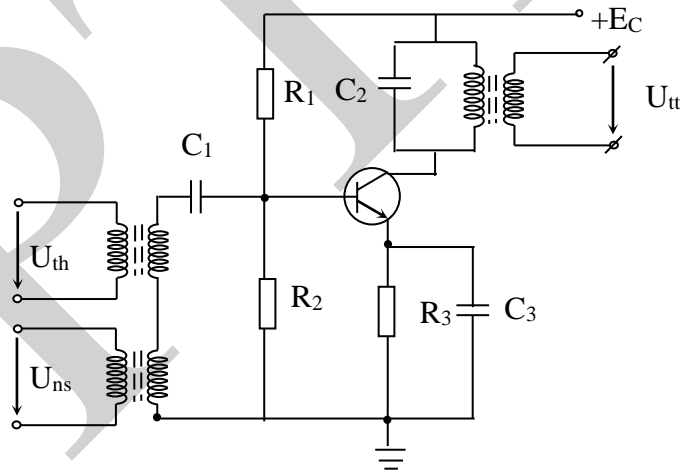
Mạch này tạo ra dòng điện tạp âm đầu ra ngược pha nhau trên mạch cộng hưởng ra nên nó tự triệt tiêu nhau.

Như vậy mạch trộn tần cân bằng làm tăng dòng điện trung tần đầu ra và giảm được tạp âm. Cũng có thể dùng mạch trộn tần vòng.

5.3.3.2. Mạch trộn tần dùng Transistor

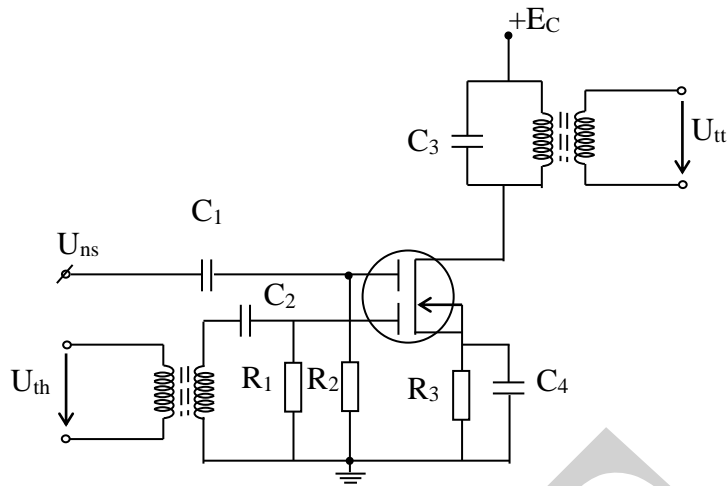
Ưu điểm của mạch trộn tần kiểu này là ngoài nhiệm vụ trộn tần còn khuếch đại nên tín hiệu ra có biên độ lớn. Có thể dùng Transistor trường hay Transistor lưỡng cực để trộn tần. Có thể dùng cách mắc gốc chung hay phát chung. Mạch mắc gốc chung dùng ở phạm vi tần số cao hay siêu cao vì tần số giới hạn của nó cao. Tuy nhiên sơ đồ này độ khuếch đại không bằng mạch phát chung.

Mạch trộn tần dùng Transistor lưỡng cực hình 5-22.



Hình 5-22. Mạch trộn tần dùng Transistor.

Mạch trộn tần dùng transistor trường cũng có kết cấu tương tự. Mạch dùng transistor trường có hai cực cửa như hình 5-23.

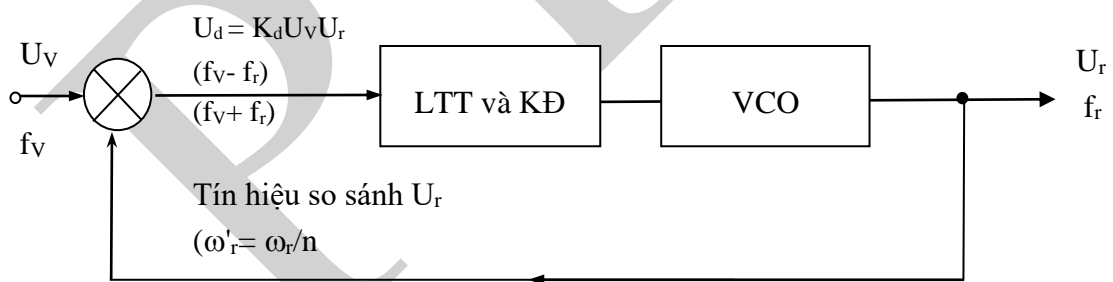


Hình 5-23. Mạch trộn tần dùng Transistor trường có hai cực cửa.

5.4. Mạch nhân chia tần số

Để tạo ra tín hiệu có tần số theo yêu cầu từ một tín hiệu có tần số chuẩn ta dùng mạch nhân hoặc chia tần số. Mạch nhân chia tần số hiện nay phổ biến dùng vòng giữ pha viết tắt là PLL.

Nguyên lý làm việc của PLL được chỉ ra ở hình 5-24. PLL hoạt động theo nguyên tắc vòng điều khiển. Khác với vòng điều khiển thường dùng trong kỹ thuật điện tử, trong đó điện áp hoặc dòng điện là các đại lượng vào và đại lượng ra, trong PLL đại lượng vào và đại lượng ra là tần số và chúng được so sánh với nhau về pha. Vòng điều khiển pha có nhiệm vụ phát hiện và điều chỉnh những sai số nhỏ về tần số giữa tín hiệu vào và tín hiệu ra, nghĩa là PLL làm cho tần số f_r của tín hiệu so sánh bám theo tần số f_v của tín hiệu vào, cho đến khi tần số của tín hiệu so sánh bằng tần số của tín hiệu ra ($f_r = f_v$).



Hình 5-24. Sơ đồ khối vòng giữ pha.

Để có tín hiệu điều chỉnh U_d (hoặc i_d) tỷ lệ với hiệu pha $\Delta\varphi = \varphi_v - \varphi_r$ phải dùng bộ tách sóng pha. ở đầu ra bộ tách sóng pha là tín hiệu hiệu chỉnh được đưa đến bộ tạo dao động không chế bằng điện áp (VCO) làm thay đổi tần số dao động của nó sao cho hiệu tần số của tín hiệu vào và tín hiệu ra giảm dần và tiến tới không, nghĩa là $f_r = f_v$.

Các phần tử cơ bản của vòng giữ pha gồm có bộ tách sóng pha, bộ lọc thông thấp và một bộ lọc tạo dao động điều khiển bằng điện áp VCO.

Để hiểu rõ nguyên lý làm việc của mạch, ta xét trường hợp đơn giản tín hiệu vào và tín hiệu ra so sánh đều là tín hiệu hình sin, vòng giữ pha thuộc loại tuyến tính dùng mạch nhân tương tự để tách sóng pha.

Với giả thuyết trên, ta thấy khi không có tín hiệu vào thì tín hiệu hiệu chỉnh $U_d = 0$, và tín hiệu ra của bộ tách sóng pha là tích $U_{v0}.U_r$. Mạch VCO dao động tại tần số dao động riêng f_0 của nó. f_0 còn được gọi là tần số dao động tự do. Khi có tín hiệu vào, bộ tách sóng pha sẽ so pha tần số của tín hiệu vào với tín hiệu so sánh. Đầu ra bộ tách sóng pha xuất hiện tín hiệu U_d mà trị số tức thời của nó tỷ lệ với hiệu pha (hiệu tần số) của hai tín hiệu vào tại thời điểm đó.

Vì $U_d = K.U_v.U_r$ nên trong tín hiệu ra bộ tách sóng pha có các thành phần tần số $f_v - f_r$ và $f_v + f_r$. Tần số tổng bị loại bỏ nhờ bộ lọc thông thấp, còn tần số hiệu được khuếch đại lên và dùng làm tín hiệu điều khiển tần số dao động của VCO. Tần số của VCO được thay đổi sao cho $f_v - f_r$ tiến tới không, nghĩa là $f_v = f_r$.

Nếu tần số tín hiệu vào và tín hiệu so sánh lệch nhau quá nhiều làm cho tần số tổng và tần số hiệu đều nằm ngoài khu vực thông của bộ lọc thì không có tín hiệu điều khiển VCO dao động tại f_0 . Khi f_0 và f_r xích lại gần nhau sao cho thành phần $f_v - f_r$ rơi vào khu vực thông của bộ lọc thì VCO bắt đầu nhận tín hiệu điều khiển để thay đổi tần số dao động của nó, PLL bắt đầu hoạt động, ta nói PLL làm việc trong "dải bắt". Dải bắt của PLL phụ thuộc vào giải thông của bộ lọc. "Dải giữ" của PLL là giải tần số mà PLL có thể giữ được chế độ đồng bộ khi thay đổi tần số tín hiệu vào. Dải giữ không phụ thuộc vào giải thông của bộ lọc mà phụ thuộc vào biên độ điện áp điều khiển U_d và vào khả năng biến đổi tần số của VCO.

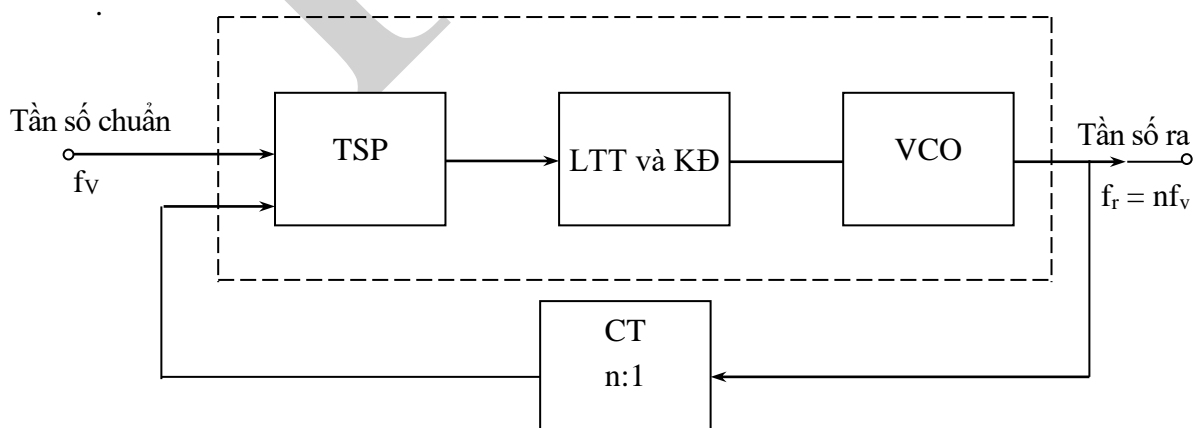
Vòng giữ pha đã có nhiều năm nay nhưng gần đây được ứng dụng rộng rãi nhờ sự ra đời của vi mạch PLL làm giảm nhẹ được kết cấu quá phức tạp của mạch.

Một trong các ứng dụng quan trọng của PLL là nhân tần và chia tần.

Mạch nhân tần với hệ số nhân n như ở hình 5-25.

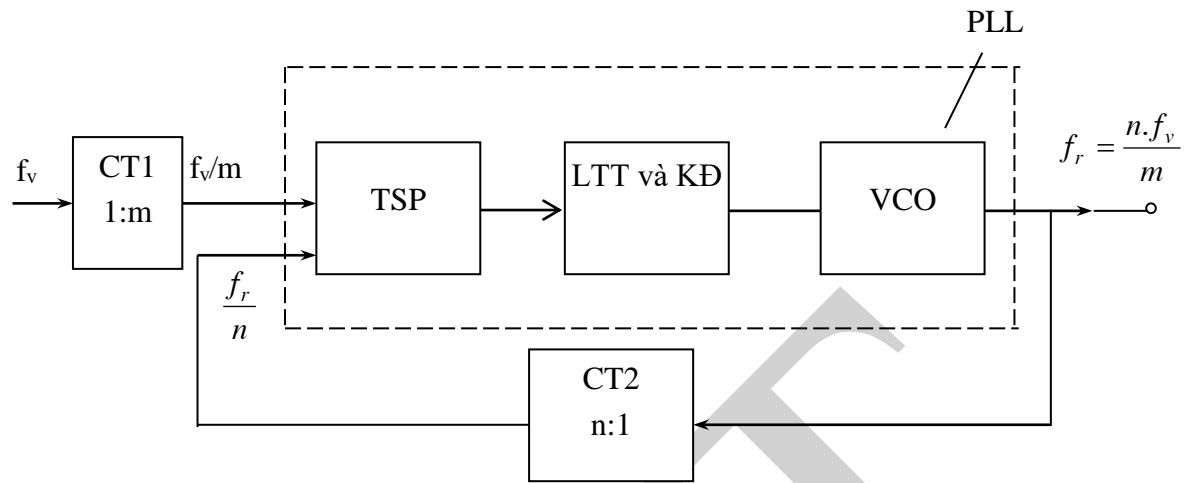
Từ một tín hiệu vào là một dãy xung có tần số cơ bản là f_v và các bậc cao nf_v và cho tần số VCO bám theo một hài bậc cao nào đó của f_v thì đầu ra nhận được tín hiệu có $f_r = nf_v$.

Mạch tổng hợp tần số với tần số ra không phải là bội của tần số chuẩn ở hình 5-26.



Hình 5-25. Mạch nhân tần với hệ số n nguyên

Ở đây tần số của tín hiệu vào trước khi vào bộ tách sóng pha được đưa qua mạch chia tần với hệ số chia m , đầu ra mạch chia có tần số f_v/m . Đầu ra của mạch VCO có tần số $f_r = n/m f_v$, với độ ổn định và độ chính xác như của tần số tín hiệu vào.



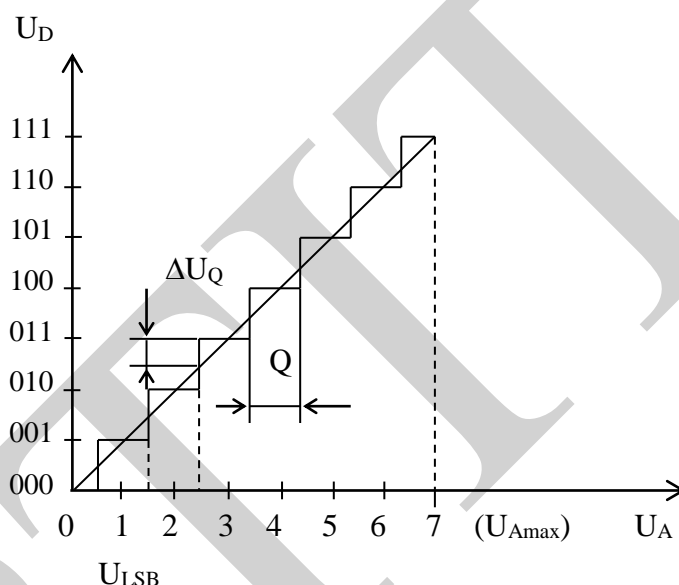
Hình 5-26. Mạch tổng hợp tần số với tần số ra không phải là bội của tần số vào

CHƯƠNG 6 CHUYỂN ĐỔI TƯƠNG TỰ - SỐ VÀ SỐ - TƯƠNG TỰ

6.1. Khái niệm và các tham số cơ bản

6.1.1. Khái niệm chung

Để phối ghép giữa nguồn tín hiệu tương tự với các hệ thống xử lý số, người ta dùng các mạch chuyển đổi tương tự - số (viết tắt là A/D) để biến đổi tín hiệu tương tự sang dạng số hoặc dùng mạch chuyển đổi số - tương tự (D/A) trong trường hợp cần thiết biến đổi tín hiệu số sang dạng tương tự. Quá trình biến đổi một tín hiệu tương tự sang dạng số được minh họa bởi đặc tuyến truyền đạt trên hình 6-1.



Hình 6-1. Đặc tuyến truyền đạt của mạch biến đổi tương tự - số.

Tín hiệu tương tự U_A được chuyển thành một tín hiệu có dạng bậc thang đều. Với đặc tuyến truyền đạt như vậy, một phạm vi giá trị của U_A được biểu diễn một giá trị đại diện số thích hợp. Các giá trị đại diện số là các giá trị rời rạc. Cách biểu diễn phổ biến nhất là dùng mã nhị phân (hệ cơ số 2) để biểu diễn tín hiệu số.

Tổng quát, gọi tín hiệu tương tự là $S_A(U_A)$, tín hiệu số là $S_D(U_D)$ thì S_D được biểu diễn dưới dạng của nhị phân là:

$$S_D = b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + b_0 \cdot 2^0 \quad (6-1)$$

trong đó các hệ số $b_k = 0$ hoặc 1 (với $k = 0$ đến $k = n-1$) và được gọi là bit.

b_{n-1} được gọi là bit có nghĩa lớn nhất (MSB) tương ứng với cột đứng đầu bên trái của dãy mã số. Muốn biến đổi giá trị của MSB ứng với sự biến đổi của tín hiệu của giải làm việc.

b_0 gọi là bit có nghĩa nhỏ nhất (LSB) ứng với cột đứng đầu bên phải của dãy mã số. Mỗi biến đổi của tín hiệu là một mức lượng tử (một nấc của hình bậc thang).

Với một mạch biến đổi có N bit tức là có N số hạng trong từ mã nhị phân thì một nấc trên hình bậc thang chiếm một giá trị.

$$Q = U_{\text{LSB}} = \frac{U_{\text{A max}}}{2^N - 1} \quad (6-2)$$

trong đó $U_{\text{A max}}$ là giá trị cực đại cho phép tương ứng của điện áp tương tự ở đầu vào bộ A/D.

Giá trị U_{LSB} hay Q gọi là mức lượng tử.

Do tín hiệu số là tín hiệu rời rạc nên trong quá trình chuyển đổi A/D xuất hiện một sai số gọi là sai số lượng tử hoá, được xác định như sau:

$$\Delta U_Q = \frac{1}{2} \cdot Q \quad (6-3)$$

Khi chuyển đổi A/D phải thực hiện lấy mẫu tín hiệu tương tự. Để đảm bảo khôi phục lại tín hiệu một cách trung thực tần số lấy mẫu phải thoả mãn điều kiện sau:

$$f_M \geq 2 \cdot f_{\text{thmax}} \approx 2 \cdot B \quad (6-4)$$

trong đó: f_{thmax} là tần số cực đại của tín hiệu.

B là dải tần số của tín hiệu.

Theo định lý lấy mẫu, nếu điều kiện (6-4) thoả mãn thì không có sự trung lặp giữa phổ cơ bản và các thành phần phổ khác sinh ra do quá trình lấy mẫu.

6.1.2. Các tham số cơ bản

6.1.2.1. Dải biến đổi của điện áp tín hiệu tương tự ở đầu vào

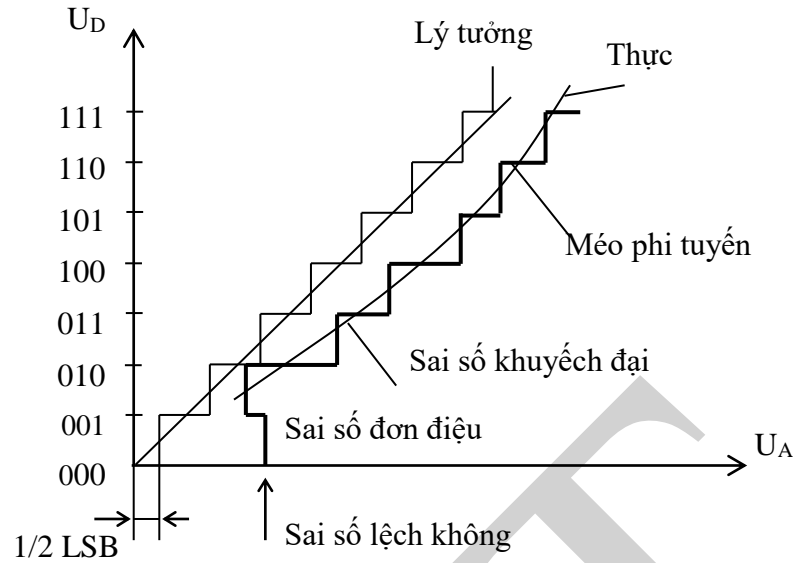
Là khoảng điện áp mà bộ chuyển đổi A/D thực hiện được. Khoảng điện áp đó có thể lấy trị số từ 0 đến giá trị dương hoặc âm nào đó hoặc cũng có thể là điện áp hai cực tính từ $-U_{\text{Am}}$ đến $+U_{\text{Am}}$.

6.1.2.2. Độ chính xác của bộ chuyển đổi A/D

Tham số đầu tiên đặc trưng cho độ chính xác của bộ A/D là độ phân biệt. Ta biết rằng đầu ra của bộ A/D là các giá trị số sắp xếp theo quy luật của một loại mã nào đó. Số các số hạng của mã số đầu ra tương ứng với dải biến đổi của điện áp vào, cho biết mức chính xác của phép biến đổi. Ví dụ: 1 bộ A/D có số bit đầu ra $N = 12$ có thể phân biệt được $2^{12} = 4096$ mức trong dải biến đổi điện áp của nó. Độ phân biệt của bộ A/D được ký hiệu là Q và được xác định theo biểu thức (6-2). Q chính là giá trị của một mức lượng tử hoá hoặc còn gọi là 1 LSB.

Trong thực tế thường dùng số bit N để đặc trưng cho độ chính xác, lúc đó phải hiểu ngầm rằng dải biên độ điện áp vào coi như không đổi.

Đường đặc tuyến truyền đạt lý tưởng của bộ A/D là 1 đường bậc thang đều và có độ dốc trung bình bằng 1. Đường đặc tuyến thực có sai số lệch không, sai số khuếch đại của méo phi tuyến và sai số đơn điệu, biểu diễn trên hình 6-2.



Hình 6-2. Đặc tuyến truyền đạt lý tưởng và thực của mạch chuyển đổi A/D

Cần chú ý rằng bộ A/D làm việc lý tưởng vẫn tồn tại sai số. Đó là sai số lượng tử hoá, được xác định theo biểu thức (6-3). Vì vậy sai số lượng tử còn gọi là sai số lý tưởng hoặc sai số hệ thống của bộ A/D.

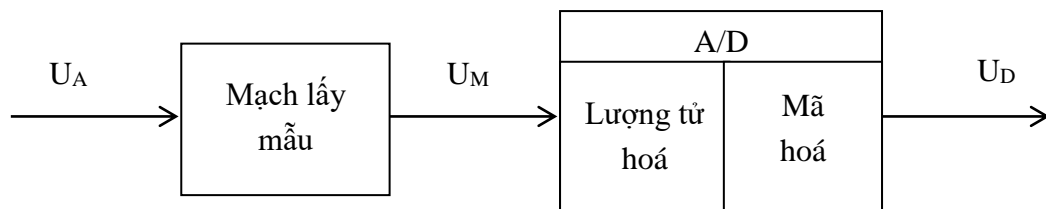
6.1.2.3. Tốc độ chuyển đổi

Tốc độ chuyển đổi cho biết kết quả chuyển đổi trong một giây được gọi là tần số chuyển đổi f_c . . Chú ý rằng $f_c \neq \frac{1}{T_c}$. Thường $f_c < \frac{1}{T_c}$. Khi bộ chuyển A/D có tốc độ cao thì độ chính xác giảm hoặc ngược lại, nghĩa là tốc độ chuyển đổi và độ chính xác mâu thuẫn với nhau. Tùy theo yêu cầu sử dụng mà dung hoà giữa các yêu cầu đó một cách hợp lý.

6.1.3. Nguyên tắc làm việc của A/D

Nguyên lý làm việc của bộ A/D được minh hoạ trên sơ đồ khối hình 6-3.

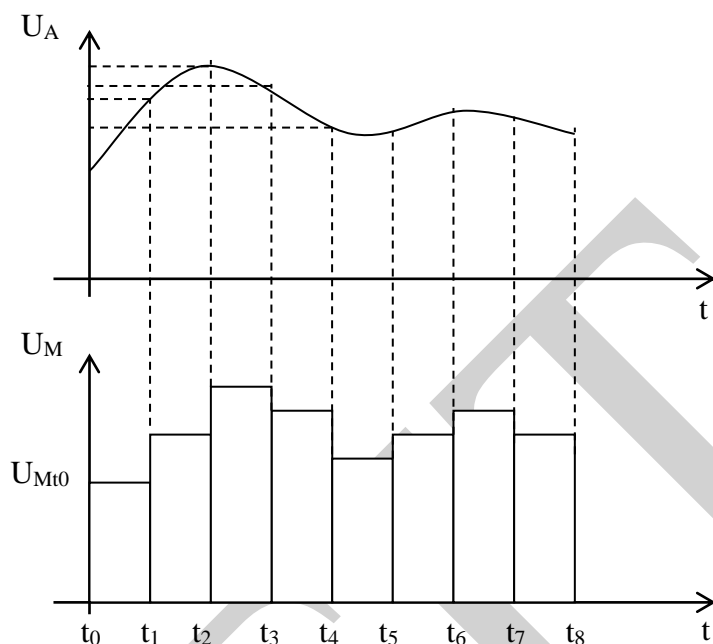
Trước hết tín hiệu tương tự U_A được đưa đến một mạch lấy mẫu, mạch này có 2 nhiệm vụ:



Hình 6-3. Sơ đồ khối minh hoạ nguyên tắc làm việc của bộ A/D

- Lấy mẫu tín hiệu tương tự tại những thời điểm khác nhau và cách đều nhau (rời rạc hoá tín hiệu về mặt thời gian).

- Giữ cho biên độ điện áp tại các thời điểm lấy mẫu không đổi trong quá trình chuyển đổi tiếp theo.



Hình 6-4. Đồ thị thời gian của điện áp vào và điện áp ra mạch lấy mẫu

Tín hiệu ra mạch lấy mẫu được đưa đến mạch lượng tử hoá để làm tròn với độ chính xác $\pm \frac{Q}{2}$. Mạch lượng tử hoá có nhiệm vụ rời rạc tín hiệu tương tự về mặt biên độ. Nhờ quá trình lượng tử hoá một tín hiệu tương tự bất kỳ được biểu diễn bởi một số nguyên lần mức lượng tử, nghĩa là:

$$Z_{Di} = \text{Phần nguyên} \frac{X_{Ai}}{Q} = \frac{X_{Ai}}{Q} - \frac{\Delta X_{Ai}}{Q} \quad (6-5)$$

Trong đó: X_{Ai} : là tín hiệu tương tự ở thời điểm i

Z_{Di} : tín hiệu số ở thời điểm i

Q : Mức lượng tử

ΔX_i : Số dư trong phép lượng tử hoá

Trong phép chia theo biểu thức (6-5) chỉ lấy phần nguyên của kết quả, phần dư còn lại (không chia hết cho Q) chính là sai số lượng tử hoá. Như vậy, quá trình lượng tử hoá thực chất là quá trình làm tròn số. Lượng tử hoá thực hiện theo nguyên tắc so sánh. Tín hiệu cần chuyển đổi được so sánh với một loạt các đơn vị chuẩn Q .

Sau mạch lượng tử hoá là mạch mã hoá. Trong mạch mã hoá, kết quả lượng tử hoá được sắp xếp lại theo một quy luật nhất định phụ thuộc vào loại mã yêu cầu trên đầu ra của bộ chuyển đổi.

Trong nhiều loại mạch A/D quá trình lượng tử hoá và mã hoá xảy ra đồng thời, không thể tách rời hai quá trình đó.

Phép lượng tử hoá và phép mã hoá được gọi chung là mạch chuyển đổi A/D

6.2. Các phương pháp chuyển đổi tương tự số

6.2.1. Phân loại

Có nhiều phương pháp chuyển đổi A/D, người ta phân ra bốn phương pháp biến đổi sau:

- Biến đổi song song

Trong phương pháp chuyển đổi song song, tín hiệu được so sánh cùng một lúc với nhiều giá trị chuẩn. Do đó tất cả các bit được xác định đồng thời và đưa đến đầu ra.

- Biến đổi nối tiếp theo mã đếm

Ở đây quá trình so sánh được thực hiện lần lượt từng bước theo quy luật của mã đếm. Kết quả chuyển đổi được xác định bằng cách đếm số lượng giá trị chuẩn có thể chứa được trong giá trị tín hiệu tương tự cần chuyển đổi.

- Biến đổi nối tiếp theo mã nhị phân

Quá trình so sánh được thực hiện lần lượt từng bước theo quy luật mã nhị phân. Các đơn vị chuẩn dùng để so sánh lấy các giá trị giảm dần theo quy luật mã nhị phân, do đó các bit được xác định lần lượt từ bit có nghĩa lớn nhất (MSB) đến bit có nghĩa nhỏ nhất (LSB)

- Biến đổi song song - nối tiếp kết hợp

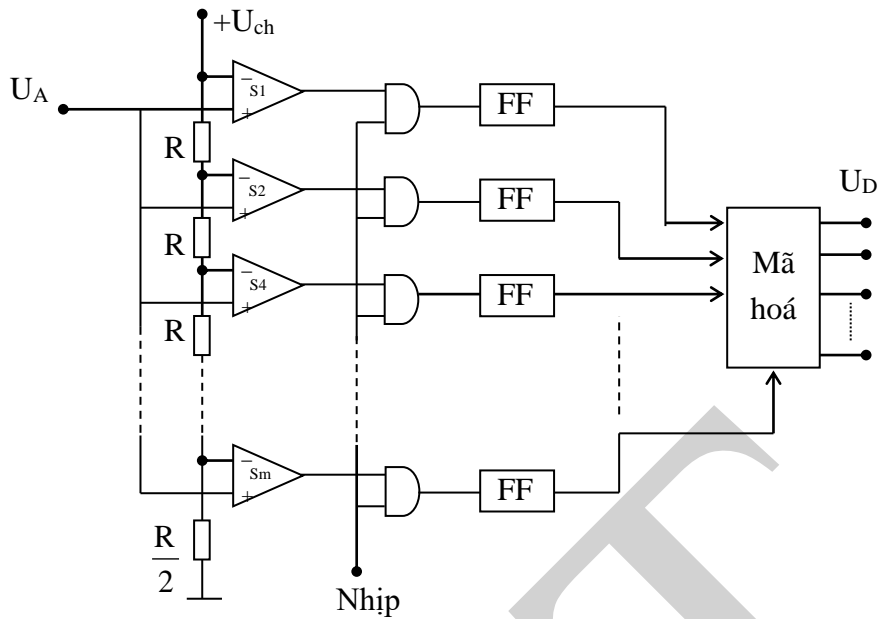
Trong phương pháp này, qua mỗi bước so sánh có thể xác định được tối thiểu là 2 bit đồng thời.

6.2.2. Một số mạch chuyển đổi tương tự - số

6.2.2.1. Chuyển đổi A/D theo phương pháp song song

Sơ đồ của phương pháp này như ở hình 6-5. Tín hiệu tương tự U_A được đồng thời đưa đến các bộ so sánh $S_1 \div S_m$.

Điện áp chuẩn U_{ch} được đưa đến đầu vào thứ 2 của bộ so sánh qua thang điện trở R. Do các điện áp chuẩn đặt vào các bộ so sánh lân cận khác nhau một lượng không đổi và giảm dần từ S_1 đến S_m . Đầu ra các bộ so sánh có điện áp vào lớn hơn điện áp chuẩn lấy trên thang điện trở, có mức logic "1", các đầu ra còn lại có mức logic "0". Tất cả các đầu ra được nối đến mạch "Và", một đầu mạch "Và" nối tới mạch tạo xung nhịp. Chỉ khi có xung nhịp đưa tới đầu vào "Và" thì các xung đầu ra bộ so sánh mới đưa ra mạch nhớ FF (Flip-Flop). Như vậy cứ sau 1 thời gian bằng 1 chu kỳ xung nhịp lại có 1 tín hiệu được biến đổi và đưa đến đầu ra. Xung nhịp bảo đảm cho quá trình so sánh kết thúc mới đưa tín hiệu vào bộ nhớ. Bộ mã hoá có nhiệm vụ biến đổi tín hiệu vào dưới dạng mã đếm thành mã nhị phân.



Hình 6-5. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi A/D theo phương pháp song song

Mạch này có ưu điểm là tốc độ biến đổi nhanh, vì quá trình so sánh thực hiện song song. Nhưng nhược điểm là kết cấu mạch phức tạp với số linh kiện quá lớn. Với bộ chuyển đổi N bit, để phân biệt được 2^N mức lượng tử hoá, phải dùng $(2^N - 1)$ bộ so sánh. Vì vậy phương pháp này chỉ dùng trong các bộ A/D yêu cầu số bit nhỏ và tốc độ chuyển đổi cao.

6.2.2.2. Chuyển đổi AD nối tiếp theo mã nhị phân

Mạch hình 6-6 có số tầng bằng số bit của tín hiệu số, mỗi tầng cho một bit. Giả sử tín hiệu tương tự vào có dải điện áp từ $0 \div U_{Amax}$. Chia dải này thành hai phần bằng nhau. Tín hiệu tương tự cần chuyển đổi U_{A1} được so sánh với mức $U_{ch1} = \frac{U_{Amax}}{2}$. Nếu $U_{A1} < \frac{U_{Amax}}{2}$ thì

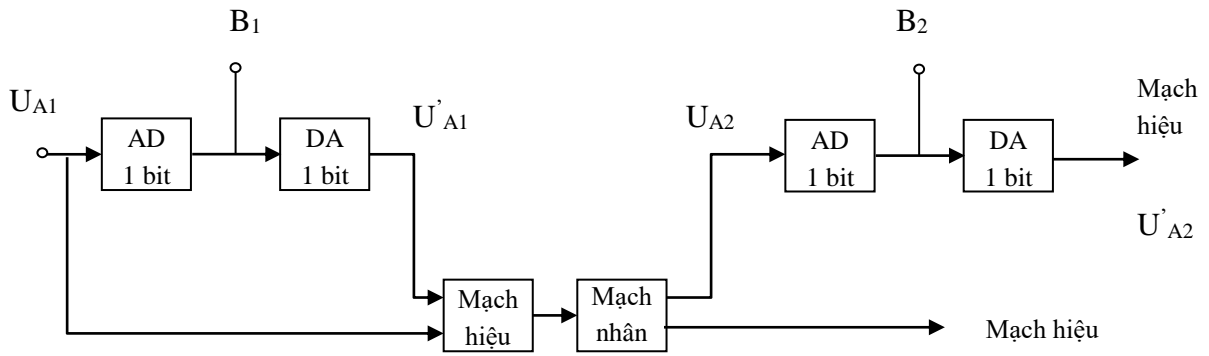
$B_1 = 0$, ngược lại nếu $U_{A1} \geq \frac{U_{Amax}}{2}$ thì $B_1 = 1$. Bộ chuyển đổi DA sẽ cho ra điện áp tương tự,

nếu $B_1 = 0$ nó sẽ cho $U'_{A1} = 0$, nếu $B_1 = 1$ nó sẽ cho $U'_{A1} = \frac{U_{Amax}}{2}$. Mạch hiệu sẽ cho hiệu

điện áp giữa U_{A1} và U'_{A1} là U_{A2} , đây là giá trị dư ra khi đã cho bit thứ nhất. Giá trị điện áp dư này sẽ được đưa vào tầng tiếp theo. Quá trình lặp lại như bước 1 nhưng điện áp dư được so sánh với mức $U_{ch2} = \frac{U_{Amax}}{4}$. Quá trình lặp lại cho các tầng sau với điện áp chuẩn giảm dần,

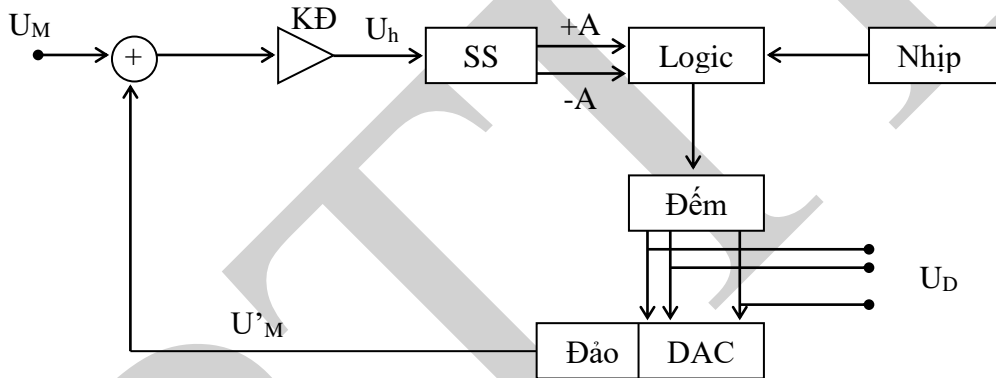
điện áp so sánh của tầng N là $U_{chN} = \frac{U_{Amax}}{2^N}$.

Để giảm số nguồn điện áp chuẩn thay cho việc chia 2 liên tục U_{ch} ta nhân 2 liên tục điện áp dư sau mỗi tầng.



Hình 6-6. Chuyển đổi AD nối tiếp theo mã nhị phân

6.2.2.3. Chuyển đổi AD nối tiếp dùng vòng hồi tiếp



Hình 6-7. Sơ đồ khối A/D nối tiếp dùng vòng hồi tiếp

Điện áp tương tự U_M được so sánh với một giá trị ước lượng cho trước U'_M .

Khi: $U_M > U'_M$ thì $U_h > 0$;

$U_M < U'_M$ thì $U_h < 0$;

Trong đó U_h là điện áp sai số giữa U_M và U'_M . Điện áp hiệu dụng U_h được khuếch đại rồi đưa đến mạch so sánh SS. Nếu $U_h > 0$ thì đầu ra SS có $+A = 1$. Nếu $U_h < 0$ thì đầu ra SS có $-A = 1$

Kết quả so sánh được đưa vào một mạch logic đồng thời với tín hiệu nhịp. Tùy thuộc vào tín hiệu ra SS, tại những thời điểm có xung nhịp mạch logic sẽ điều khiển bộ đếm sao cho ứng với $+A$ thì bộ đếm sẽ đếm thuận và $-A$ thì bộ đếm sẽ đếm ngược.

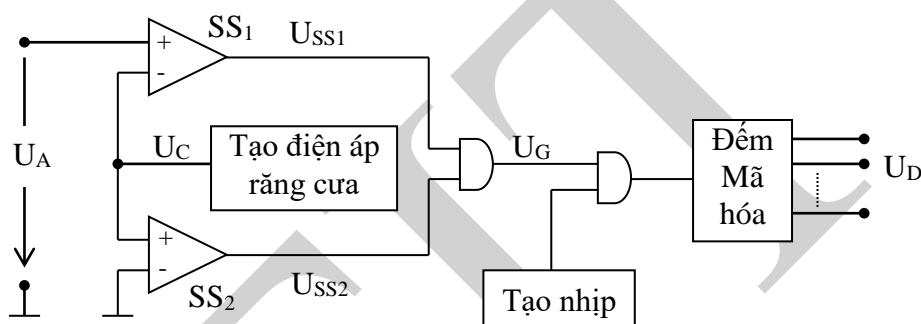
Nếu bộ đếm được kết cấu theo quy luật mã nhị phân thì trên đầu ra A/D sẽ có tín hiệu số dưới dạng mã đó. Tín hiệu đi được một vòng ứng với một chu kỳ của xung nhịp.

Tín hiệu số xác định được trong bước so sánh thứ nhất qua D/A sẽ dẫn ra được giá trị ước lượng mới để so sánh với U_M trong bước tiếp theo. Quá trình này được lặp lại cho đến khi $|U_h| < \frac{Q}{2}$; lúc đó $+A = -A = 0$, do đó mạch đếm giữ nguyên trạng thái và ta nhận được kết quả chuyển đổi chính xác của U_M với N bit yêu cầu.

So sánh với các phương pháp đã xét, ở đây mạch đơn giản, các linh kiện sử dụng lặp lại nhiều lần. Mạch làm việc với tốc độ không cao lắm nhưng chính xác.

6.2.2.4. Chuyển đổi A/D theo phương pháp đếm đơn giản

Hình 6-8 biểu diễn sơ đồ khối và nguyên tắc làm việc của mạch. Hình 6-9 là đồ thị thời gian điện áp ra của các khối hình 6-8.



Hình 6-8. Sơ đồ nguyên tắc của A/D làm việc theo phương pháp đếm đơn giản

Điện áp vào U_A được so sánh với điện áp chuẩn dạng răng cưa U_C nhờ bộ so sánh SS_1 . Khi $U_A > U_C$ thì $SS_1 = 1$, khi $U_A < U_C$ thì $SS_1 = 0$.

Bộ so sánh SS_2 so sánh điện áp răng cưa với mức 0V (đất). U_{SS1} và U_{SS2} được đưa đến một mạch "Và". Xung ra U_G có độ rộng tỷ lệ với độ lớn của điện áp vào tương tự U_A , với giả thiết xung chuẩn dạng răng cưa có độ dốc không đổi.

Mạch "Và" thứ 2 chỉ cho ra các xung nhịp khi tồn tại U_G , nghĩa là trong khoảng thời gian $0 < U_C < U_A$. Mạch đếm đầu ra sẽ đếm số xung nhịp đó. Đương nhiên, số xung này tỷ lệ với độ lớn của U_A .

Bộ tạo xung răng cưa là một bộ tích phân ta đã nghiên cứu ở chương 4. Sơ đồ nguyên lý trên hình 6-10.

Dùng điện áp chuẩn một chiều U_{ch} để nạp cho tụ C thông qua điện trở R , ta có điện áp ra:

$$U_C = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{ch} dt = \frac{U_{ch}}{RC} \cdot t$$

Giả sử tại $t = t_m$ thì $U_C = U_A$, ta có:

$$U_A = \frac{U_{ch}}{RC} t_M, \text{ do đó}$$

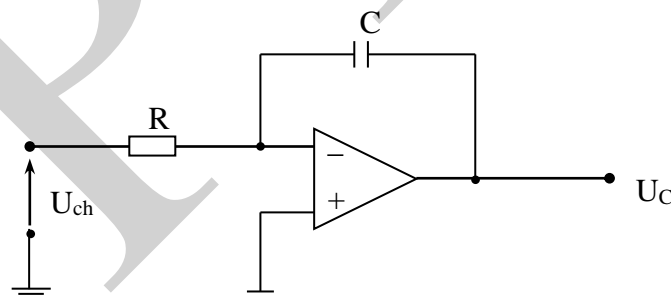
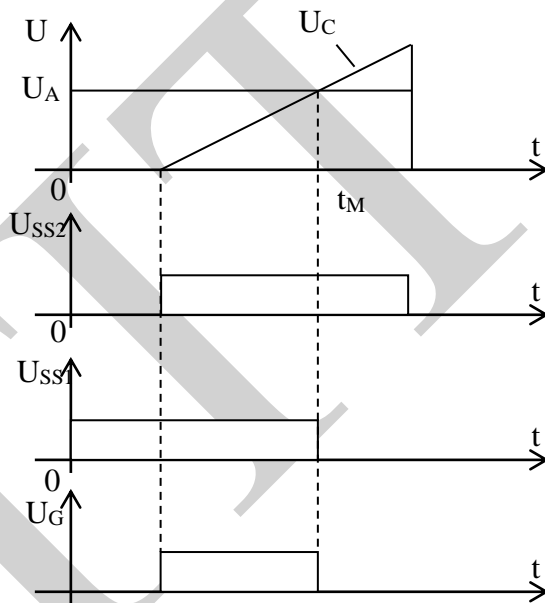
$$t_M = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot RC$$

Số xung nhịp đếm được trong thời gian t_M gọi là Z

$Z = f_n \cdot t_M$, với f_n là tần số xung nhịp, hay:

$$Z = f_n \cdot \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot RC \quad (6-6)$$

Hình 6-9. Đồ thị thời gian điện áp ra các khối của hình 6-8.



Hình 6-10. Sơ đồ nguyên lý mạch tạo xung răng cưa

Theo (6-6) ta thấy rằng Z tỷ lệ với U_A như mong muốn, nhưng Z còn phụ thuộc vào R , C và f_n . Nếu những tham số này không ổn định thì kết quả đếm có sai số. Ngoài ra, trong phương pháp này yêu cầu f_n phải đủ lớn để đạt được độ chính xác cần thiết.

6.2.2.5. Chuyển đổi A/ D theo phương pháp tích phân hai sườn dốc

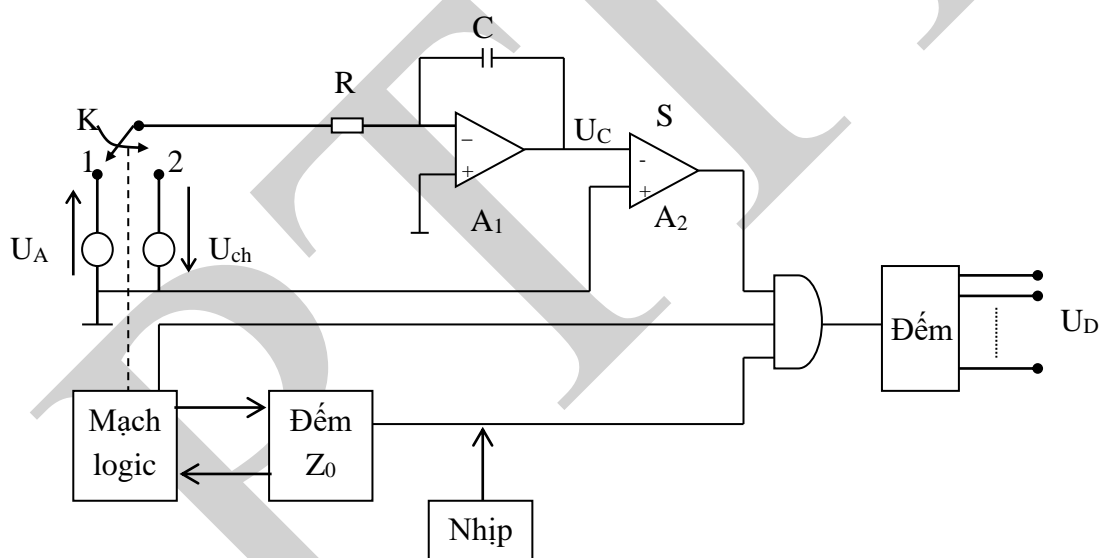
Mạch điện ở hình 6-11 minh hoạ nguyên tắc làm việc của bộ A/D theo phương pháp tích phân hai sườn dốc. Khi mạch logic điều khiển cho khoá K ở vị trí 1 thì U_A nạp điện cho tụ C thông qua điện trở R. Trên đầu ra mạch tích phân A_1 có điện áp:

$$U'_C = \frac{1}{RC} \int_0^t U_A dt = \frac{1}{RC} U_A \cdot t \quad (6-7)$$

Giả thiết thời gian nạp cho tụ là t_1 , ta có điện áp hạ trên tụ sau thời gian t_1 là

$$U'_{Ct_1} = \frac{U_A}{RC} \cdot t_1 \quad (6-8)$$

U'_{Ct_1} tỷ lệ với U_A Tùy theo U_A lớn hay bé mà điện áp $U'_C(t)$ có độ dốc khác nhau như trên hình 6-12. Trong thời gian t_1 , bộ đếm Z_0 cũng đếm các xung nhịp. Hết thời gian t_1 khoá K được mạch logic điều khiển sang vị trí 2, đồng thời tín hiệu từ mạch logic cũng được đưa đến mạch "Và" làm cho mạch "Và" thông đối với xung nhịp. Tại thời điểm này mạch đếm ở đầu ra bắt đầu đếm, đồng thời mạch đếm Z_0 được mạch logic điều khiển về vị trí nghỉ.



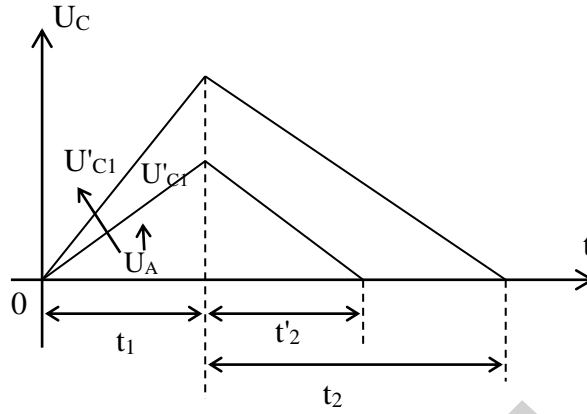
Hình 6-11. Sơ đồ nguyên lý của bộ A/D làm việc theo phương pháp tích phân hai sườn dốc

Khi khoá K ở vị trí 2, điện áp U_{ch} bắt đầu nạp cho tụ C theo chiều ngược lại, phương trình nạp là:

$$U''_C = -\frac{U_{ch}}{RC} \cdot t \quad (6-9)$$

Sau một khoảng thời gian t_2 thì:

$$U''_{Ct_2} = -\frac{U_{ch}}{RC} \cdot t_2 \quad (6-10)$$



Hình 6-12. Đồ thị thời gian điện áp ra trên mạch tích phân

Giả thiết sau thời gian t_2 thì $|U_C''| = |U_C'|$, nghĩa là điện áp trên tụ C bằng 0. Theo (6-8) và (6-10) ta có:

$$\frac{U_A}{RC} t_1 = \frac{U_{ch}}{RC} t_2$$

$$\text{hay: } t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} t_1 \quad (6-11)$$

Mặt khác, có thể xác định được số xung đưa đến mạch đếm Z_0 trong khoảng thời gian t_1 là:

$$Z_0 = f_n \cdot t_1 \quad (6-12)$$

trong đó: f_n là tần số dãy xung nhịp. Từ (6-12) suy ra:

$$t_1 = \frac{Z_0}{f_n} \quad (6-13)$$

Thay (6-13) vào (6-11) xác định được:

$$t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot \frac{Z_0}{f_n} \quad (6-14)$$

Do đó số xung nhịp đếm được nhờ mạch đếm ở đầu ra trong khoảng thời gian t_2 là:

$$Z = t_2 \cdot f_n = \frac{U_A}{U_{ch}} \cdot Z_0 \quad (6-15)$$

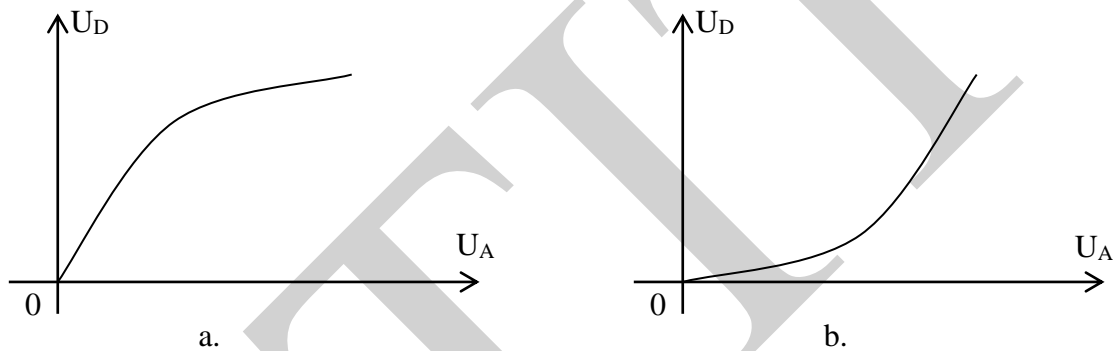
Sau thời gian t_2 mạch đếm ra bị ngắt, vì $U_C = 0$ và mạch logic đóng cổng "Và". Quá trình đó được lặp lại trong chu kỳ chuyển đổi tiếp theo.

Theo (6-15) ta thấy số xung đếm được ở đầu ra tỷ lệ với điện áp tương tự U_A cần chuyển đổi. ở đây kết quả đếm không phụ thuộc vào các thông số RC của mạch và cũng không phụ thuộc vào tần số xung nhịp f_n , như trong phương pháp đếm đơn giản. Nhờ vậy kết quả chuyển đổi khá chính xác và không cần chọn tần số xung nhịp f_n cao. Tuy nhiên tần số xung nhịp phải có độ ổn định cao sao cho trị số của nó trong khoảng thời gian t_1 và t_2 như nhau để phép giản ước trong biểu thức (6-15) không gây sai số.

Trong phương pháp đếm đơn giản và phương pháp tích phân hai sườn dốc, ta đã làm cho điện áp U_A tỷ lệ với thời gian t_1 và t_2 rồi đếm số xung nhịp xuất hiện trong khoảng thời gian đó. Vì vậy các phương pháp này còn có tên gọi chung là phương pháp gián tiếp thông qua thông số thời gian.

6.2.2.6. Chuyển đổi A/D, D/A phi tuyến

Ta biết rằng sai số tuyệt đối của bộ chuyển đổi A/D không đổi, còn sai số tương đối của nó tăng khi biên độ tín hiệu vào giảm. Trường hợp muốn cho sai số tương đối không đổi trong toàn dải biến đổi của điện áp vào thì đường đặc tính truyền đạt của bộ biến đổi phải có dạng loga (hình 6-13a), sao cho tỷ số tín hiệu trên tạp âm thay đổi trong dải biến đổi của điện áp vào. Nhờ đó tiếng nói nhỏ không bị tạp âm lấn át và đó cũng là một cách làm cho quá trình lượng tử hoá thích ứng với đặc tính của tai người. Đó là đặc tính lấn át được tạp âm khi tín hiệu vào lớn. Ngoài ra, lượng tử hoá phi tuyến còn cho phép tăng dung lượng của kênh thoại do giảm được số bit với cùng chất lượng thông tin như nhau khi lượng tử hoá tuyến tính.



Hình 6-13. Đặc tính biến đổi phi tuyến

a. của bộ biến đổi A/D;

b. của bộ biến đổi D/A

Để có lại tín hiệu trung thực như ban đầu, bộ biến đổi ngược D/A theo phương pháp này có cấu tạo sao cho đường đặc tính biến đổi ngược của nó có dạng hàm số mũ (hình 6-13b). Đặc trưng biến đổi A/D thường dùng hàm số:

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (6-16)$$

trong đó: $x = \frac{U_A}{U_{A\max}}; y = \frac{U_D}{U_{D\max}}$

Theo (6-16) $y = 0$ khi $x = 0$ và $y = 1$ khi $x = 1$.

Độ dốc y' tại $x = 0$:

$$y'|_{x=0} = \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)}$$

Hình 6-14 biểu diễn hàm số này với $\mu = 100$. So sánh với đường đặc tính $y = x$ thì đường cong có độ dốc gấp đôi tại gốc tọa độ. Do đó với tín hiệu bé, đường đặc tính

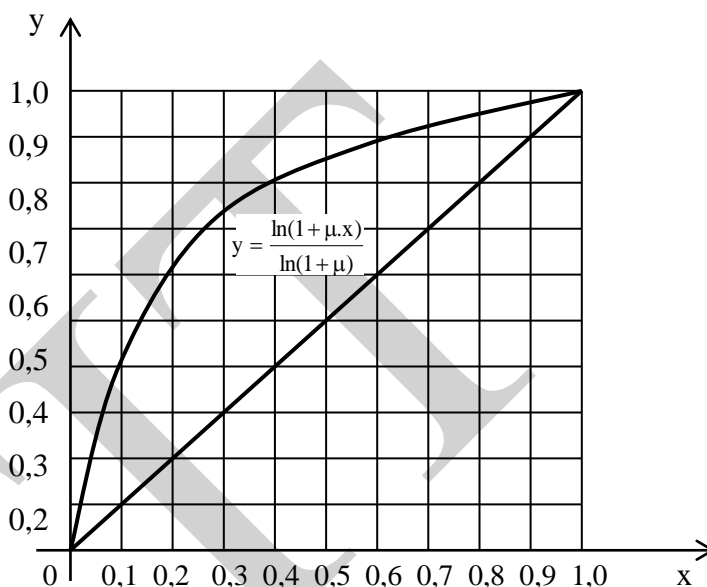
có bậc "thang" biến đổi dày hơn. Tương ứng tỷ số tín hiệu trên tạp âm tính được là 6dB. Nếu đường đặc tính có độ dốc tại gốc tạo độ $y'' = 21,7$ thì tỷ số $S/N = 26,7$ dB

Thực tế rất khó tăng hệ số μ , vì đường đặc tính càng cong thì việc thực hiện hai đường cong biến đổi A/D và D/A có dạng như nhau, biến đổi ngược nhau và có độ dốc phù hợp rất phức tạp. Trong thực tế để đơn giản ta chia đường đặc tính truyền đạt thành 2 đoạn có độ dốc khác nhau: với tín hiệu bé ($x < \frac{1}{A}$) dùng hàm số $y_1 = \frac{A_x}{1 + \ln A}$ và với tín hiệu lớn dùng hàm

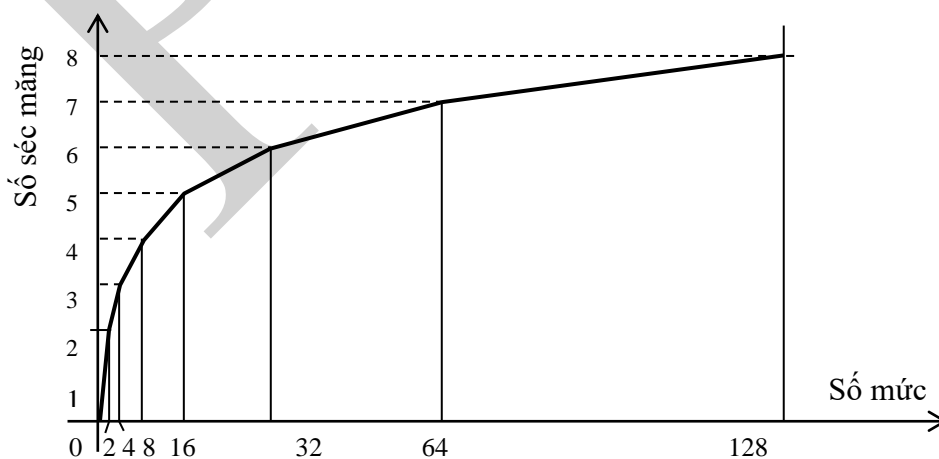
số: $y_2 = \frac{1 + \ln A_x}{1 + \ln A}$.

Hình 6-14. Đường cong

$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$ với $\mu = 100$.



Theo nguyên tắc đó, người ta thực hiện đường đặc tính gồm 13 séc măng: 6 séc măng ứng với $x > 0$; 6 séc măng ứng với $x < 0$ và séc măng thứ 13 đi qua gốc tọa độ. Các séc măng kế nhau có độ dốc hơn kém nhau hai lần.



Hình 6-15. Đặc tính truyền đạt của bộ chuyển đổi D/A phi tuyến dùng trong thực tế

Bằng cách có thể chế tạo một bộ chuyển đổi A/D- 4 bit, trong đó 1 bit dùng để chỉ thị cực tính của điện áp vào, và 3 bit để biểu diễn một tín hiệu có giải biến đổi điện áp vào lớn

gấp 256 lần séc măng nhỏ nhất, nghĩa là so với lượng tử hoá tuyến tính thì số bit giảm đi một nửa.

Để truyền tín hiệu tiếng nói thường dùng mã 8 bit. Bằng cách chia mỗi séc măng ở trên thành 16 phần nhỏ sẽ thu được mã 8 bit mong muốn.

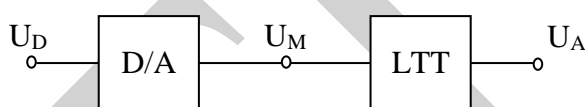
6.3. Các phương pháp chuyển đổi số tương tự

Chuyển đổi số-tương tự (D/A) là quá trình tìm lại tín hiệu tương tự từ N số hạng (N bit) đã biết của tín hiệu số, với độ chính xác là một mức lượng tử từ 1 LSB.

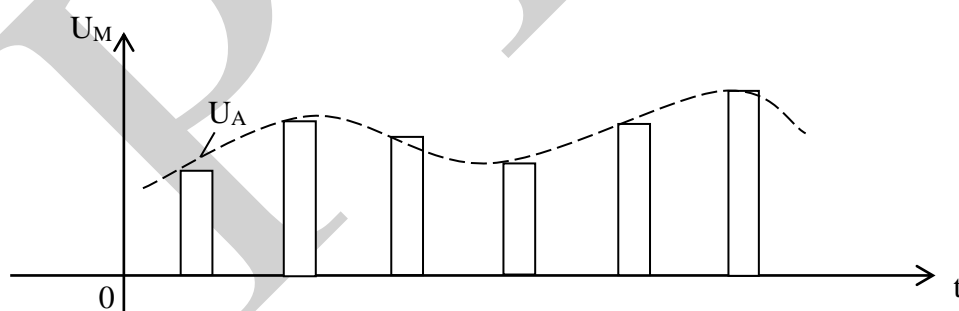
Chuyển đổi D/A không phải là phép nghịch đảo của chuyển đổi A/D, vì không thể thực hiện phép nghịch đảo của quá trình lượng tử hóa.

Để lấy lại tín hiệu tương tự từ tín hiệu số, dùng sơ đồ nguyên tắc trên hình 6-16.

Theo sơ đồ này thì quá trình chuyển đổi số- tương tự là quá trình tìm lại tín hiệu tương tự đã lấy mẫu được. Tín hiệu đầu ra là tín hiệu rời rạc theo thời gian như trên hình 6-17. Tín hiệu này được đưa qua một bộ lọc thông thấp lý tưởng. Đầu ra bộ lọc được tín hiệu U_A biến đổi liên tục theo thời gian, đó là tín hiệu nội quy của U_M .



Hình 6-16. Sơ đồ khối nguyên tắc biến đổi tìm lại tín hiệu tương tự từ tín hiệu số



Hình 6-17. Đồ thị thời gian của tín hiệu sau mạch chuyển đổi D/A

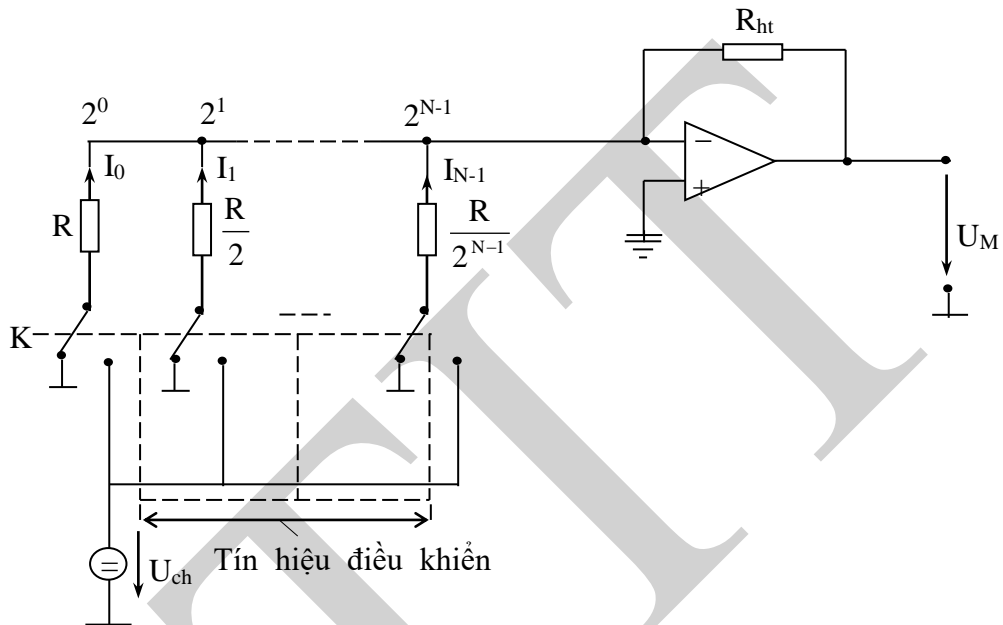
6.3.1. Chuyển đổi D/A bằng phương pháp thang điện trở

Sơ đồ hình 6-18 minh họa nguyên lý làm việc của bộ chuyển đổi D/A theo phương pháp thang điện trở. Đầu vào bộ khuếch đại thuật toán là một thang điện trở. Mà trị số của chúng phân bố theo mã nhị phân, các điện trở lân cận nhau hơn kém nhau 2 lần. Tín hiệu điều khiển là tín hiệu số cần chuyển đổi. Bit có nghĩa nhỏ nhất (LSB) được đưa đến điều khiển khóa nối với điện trở lớn nhất R, bit có nghĩa lớn hơn tiếp đó được đưa đến điều khiển khóa nối với

điện trở nhỏ hơn $R/2\ldots$ và MSB điều khiển khóa nối với điện trở nhỏ nhất ($\frac{R}{2^{N-1}}$). Nếu một bit

có giá trị "0" thì khóa tương ứng nối đất và nếu một bit có giá trị "1" thì khóa K tương ứng nối với nguồn điện áp chuẩn U_{ch} để tạo nên một dòng điện tỷ lệ nghịch với trị số điện trở của nhánh đó, nghĩa là I_0 có giá trị bé nhất, I_{N-1} có giá trị lớn nhất. Dòng sinh ra trong các nhánh điện trở được đưa đến đầu vào bộ khuếch đại, đầu ra bộ khuếch đại thuật toán có điện áp:

$$U_M = -R_{ht} \sum_{n=0}^{N-1} I_n \quad (6-17)$$



Hình 6-18. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi D/A theo phương pháp thang điện trở

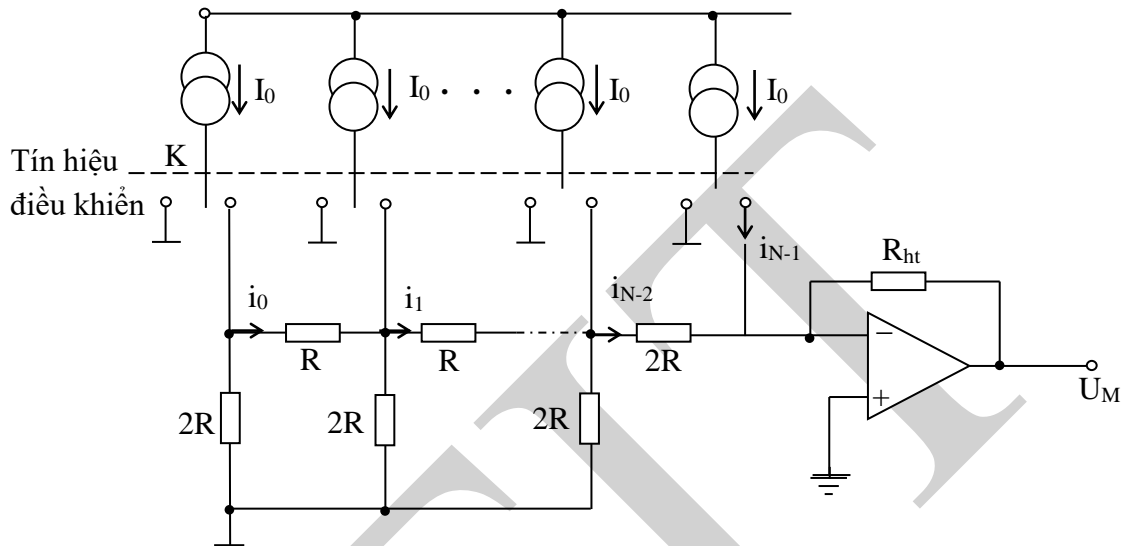
Chuyển đổi D/A theo phương pháp này yêu cầu trị số của các điện trở phải rất chính xác. Ví dụ điện trở nhỏ nhất $\frac{R}{2^{N-1}}$ phải chính xác đến mức sai số dòng điện qua đó không vượt quá 1 LSB, với $N=16$ thì sai số này khoảng 0,5%.

6.3.2 Chuyển đổi D/A bằng phương pháp mạng điện trở

Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi D/A theo phương pháp này như ở hình 6-19. ở đây các nguồn dòng được tạo ra bởi nguồn điện áp chuẩn U_{ch} . Dòng điện của chúng bằng nhau và bằng I_0 . Tín hiệu cần chuyển đổi được đưa đến chuyển mạch K. Khi một bit nào đó của tín hiệu điều khiển là "0" thì I_0 tương ứng với bit đó bị ngắn mạch qua khóa xuống đất. Ngược lại, nếu tín hiệu điều khiển là "1" thì I_0 ứng với bit đó được dẫn tới đầu vào bộ khuếch đại qua mạng điện trở.

Trong sơ đồ này mạng điện trở làm nhiệm vụ phân dòng. Vì điện trở nhánh ngang bằng một nửa điện trở nhánh dọc, nên dòng đi qua mỗi khâu điện trở thì giảm đi một nửa. Dòng điện ứng với LSB đi qua $N-1$ khâu điện trở, dòng điện ứng với bit có nghĩa lớn hơn đi qua

N-2 khâu.....và dòng ứng với MSB được đưa trực tiếp đến đầu bộ khuếch đại. Kết quả là các dòng điện ở cửa vào bộ khuếch đại có trị số tương ứng với bit mà nó đại diện. Chúng có trị số giảm dần từ MSB đến LSB theo mã nhị phân. Điện trở ở nhánh ngang cuối cùng có giá trị số là $2R$ bằng điện trở nhánh dọc để đảm bảo sự phân dòng cho $i_{N-2} = \frac{I_0}{2}$ ở khâu cuối cùng cũng giống như các khâu trước.



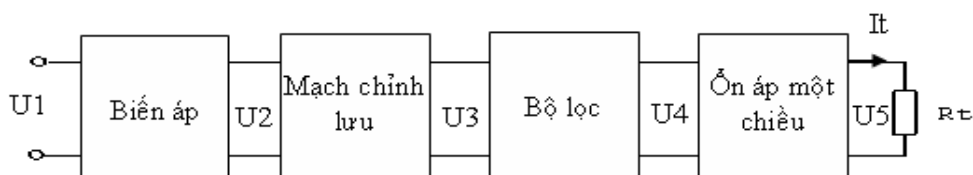
Hình 6-19. Sơ đồ nguyên lý bộ chuyển đổi D/A theo phương pháp mạng điện trở

Trong sơ đồ này số điện trở phải dùng khá lớn. Nếu phải chuyển đổi N bit thì số điện trở phải dùng là $2(N-1)$, trong khi theo phương pháp thang điện trở chỉ phải dùng N điện trở mà thôi.

CHƯƠNG 7 MẠCH CUNG CẤP NGUỒN MỘT CHIỀU

7.1. Khái niệm chung

Mạch nguồn cung cấp có nhiệm vụ cung cấp năng lượng một chiều cho các mạch điện và thiết bị điện tử hoạt động. Năng lượng một chiều của nó được lấy từ nguồn xoay chiều của lưới điện thông qua quá trình biến đổi thực hiện trong bộ nguồn một chiều. Hình 7-1 biểu diễn sơ đồ khối của một bộ nguồn một chiều hoàn chỉnh với chức năng các khối như sau:

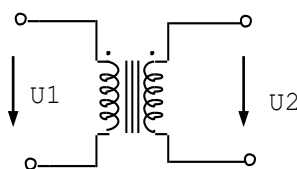


Hình 7-1. Sơ đồ khối của một bộ nguồn một chiều

- 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 . Sự không bằng phẳng này phụ thuộc cụ thể vào từng dạng mạch chỉnh lưu.
- Mạch lọc có nhiệm vụ san bằng điện áp một chiều đập mạch U_3 thành điện áp một chiều U_4 ít nhấp nhô hơn.
- Mạch 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 thay đổi theo sự mất ổn định của U_1 hay I_t . Trong những trường hợp nếu không có yêu cầu cao thì không cần mạch ổn áp hay ổn dòng một chiều.

7.2. Biến áp nguồn và mạch chỉnh lưu

Biến áp nguồn có nhiệm vụ biến đổi điện áp xoay chiều đặt vào cuộn sơ cấp thành điện áp xoay chiều theo yêu cầu trên cuộn thứ cấp. Đa số các biến áp dùng trong thiết bị điện tử là biến thế hạ áp.



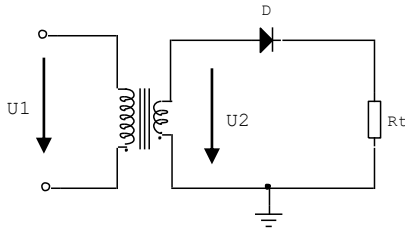
Hình 7- 2. Biến áp nguồn.

Các thông số phía sơ cấp thường có ghi chỉ số 1: số vòng dây sơ cấp W_1 điện áp hiệu dụng, dòng điện hiệu dụng, công suất hiệu dụng sơ cấp U_1, I_1, P_1 . Các thông số cuộn thứ cấp ghi chỉ số 2: W_2, U_2, I_2, P_2 . Ngoài ra còn có các đại lượng định mức của biến áp: điện áp định mức: U_{1dm}, U_{2dm} , dòng định mức I_{1dm}, I_{2dm} , công suất định mức P_{dm} .

Nếu bỏ qua tổn hao do điện trở dây cuộn và từ thông tổn hao thì hệ số biến áp n được tính:

$$n = U_2 / U_1 = W_2 / W_1 \quad (7-1)$$

7.2.1. Chỉnh lưu nửa chu kỳ

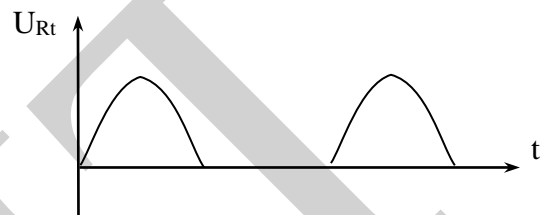
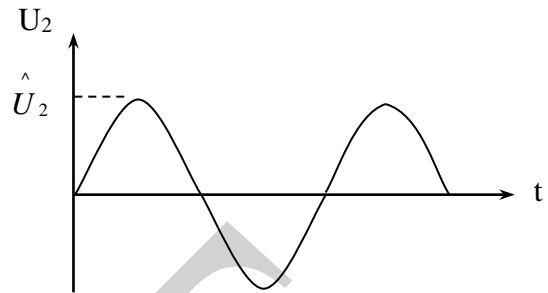


Hình 7-3. Mạch điện chỉnh lưu nửa chu kỳ

Hình 7-3 là mạch điện chỉnh lưu nửa chu kỳ.

Giả sử nửa chu kỳ đầu U_2 dương, điốt D phân cực thuận, D thông nên có dòng qua điốt, qua R_t khép kín mạch.

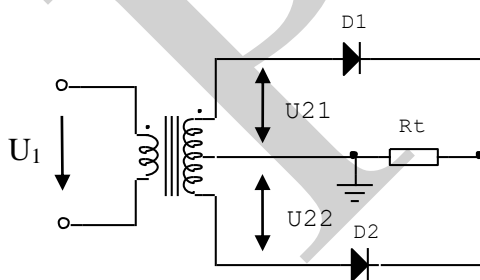
Nửa chu kỳ âm của U_2 điốt D phân cực ngược nên khoá, không có dòng qua tải. Như vậy trên tải chỉ có dòng với nửa chu kỳ dương. Nếu bỏ qua điện trở thuần của cuộn thứ cấp và sụt áp trên điốt thì dạng sóng điện áp trên tải như hình 7-4.



Hình 7-4. Dạng điện áp trước và sau nắn một nửa chu kỳ

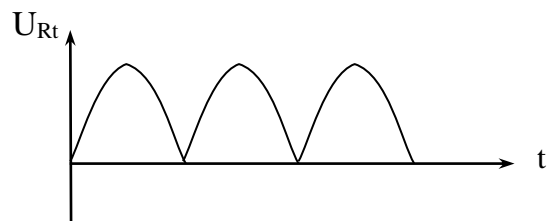
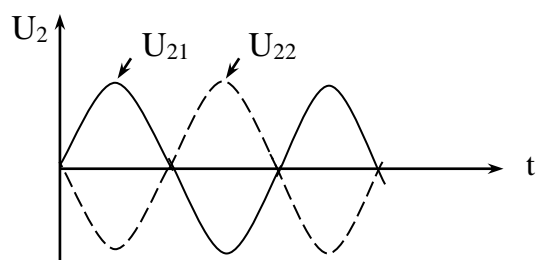
7.2.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ

7.2.2.1. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng biến áp thứ cấp có điểm giữa



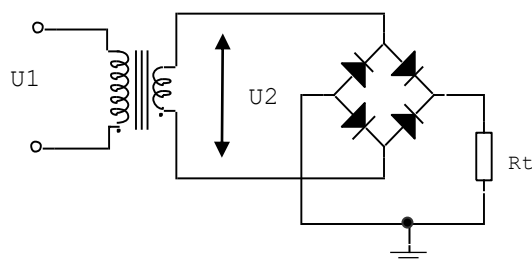
Hình 7-5. Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ

Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ hình 7-5, là trong cả hai nửa chu kỳ của điện áp xoay chiều đều có dòng điện qua tải. Điện áp vào và điện áp ra được mô tả trên đồ thị hình 7-6.

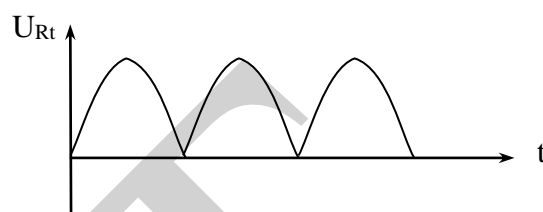
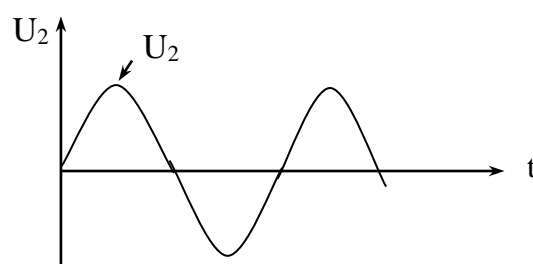


Hình 7-6. Dạng điện áp vào, ra

7.2.2.2. Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng mạch chỉnh lưu cầu



Hình 7-7. Mạch chỉnh lưu cầu



Hình 7-8. Dạng điện áp vào, ra

Giống như mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng biến áp có điểm giữa, mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ dùng mạch cầu diốt (hình 7-7) cũng có dòng trên tải liên tục trong hai nửa chu kỳ điện áp vào. Điện áp ra được minh họa trên đồ thị hình 7-8.

7.2.2.3. Mạch chỉnh lưu bội áp

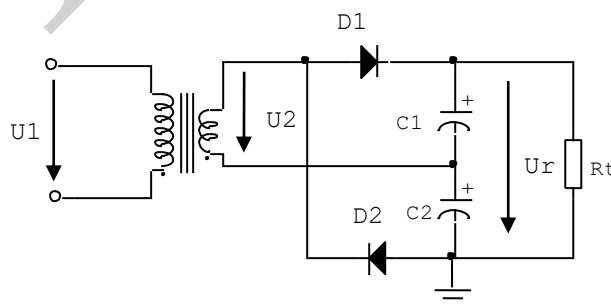
Mạch chỉnh lưu bội áp thường được sử dụng khi yêu cầu điện áp ra lớn nhưng dòng nhỏ. Mạch nhân đôi điện áp như hình 7-9. Nếu hở tải ta có:

$$U_r \approx 2\hat{U}_2. \quad (7-2)$$

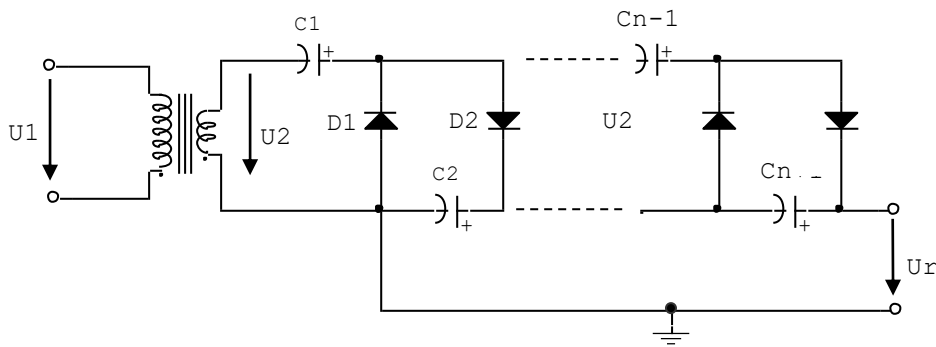
Giả sử nửa chu kỳ dương D_1 thông C_1 nạp đầy tới giá trị \hat{U}_2 , nửa chu kỳ âm D_2 thông C_2 được nạp đầy tới giá trị \hat{U}_2 như vậy khi hở tải sẽ có điện áp $U_r = U_{C1} + U_{C2} = 2\hat{U}_2$.

Mạch nhân điện áp có n tầng như hình 7-10.

Giả sử nửa chu kỳ âm D_1 thông C_1 nạp đầy tới giá trị \hat{U}_2 , nửa chu kỳ dương D_2 thông C_2 được nạp đầy với giá trị $U_{C2} = U_{C1} + \hat{U}_2 = 2\hat{U}_2$, như vậy nếu có n tầng và hở tải thì điện áp ra sẽ bằng $n\hat{U}_2$.



Hình 7-9. Mạch nhân đôi điện áp



Hình 7-10. Mạch nhân điện áp có n tầng

7.3. Bộ lọc nguồn

Đầu ra của bộ chỉnh lưu ta thu được điện áp một chiều, tuy nhiên điện áp này không ổn định do nó còn các thành phần xoay chiều. Vì vậy để có điện áp một chiều ổn định hơn phải cho qua bộ lọc, để lọc bỏ thành phần xoay chiều.

Tín hiệu sau khi qua bộ lọc gồm thành phần một chiều có giá trị U_{DC} và thành phần thay đổi có giá trị U_{rms} , thành phần thay đổi này có giá trị nhỏ.

Ta xác định độ gợn sóng theo công thức:

$$r = \frac{U_{rms}}{U_{DC}} \cdot 100\% \quad (7-3)$$

Điện áp ra của nguồn khi không tải và khi có tải là khác nhau (khi có tải sẽ nhỏ hơn). Lượng chênh lệch này được gọi là hệ số ổn định điện áp ΔU_r :

$$\Delta U_r = \frac{U_{kt} - U_{ct}}{U_{ct}} \cdot 100\% \quad (7-4)$$

Hệ số này càng tiến tới gần không thì bộ nguồn càng lý tưởng.

VD:

Mạch chỉnh lưu nửa chu kỳ có điện áp ra như sau:

$$U_{DC} = 0,318 \hat{U}_2$$

$$U_{rms} = 0,385 \hat{U}_2$$

Độ gợn sóng của mạch là:

$$r = \frac{U_{rms}}{U_{DC}} \cdot 100\% = \frac{0,385 \hat{U}_2}{0,318 \hat{U}_2} \cdot 100\% = 121\%$$

Mạch chỉnh lưu hai nửa chu kỳ có điện áp ra như sau:

$$U_{DC} = 0,636 \hat{U}_2$$

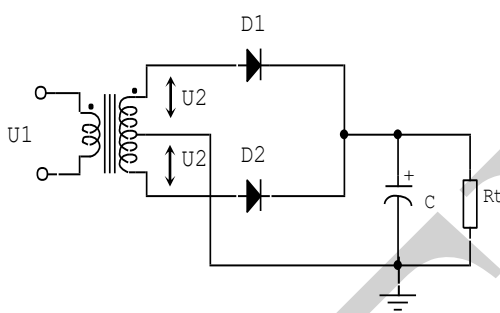
$$U_{rms} = 0,308 \hat{U}_2$$

Độ gợn sóng của mạch là:

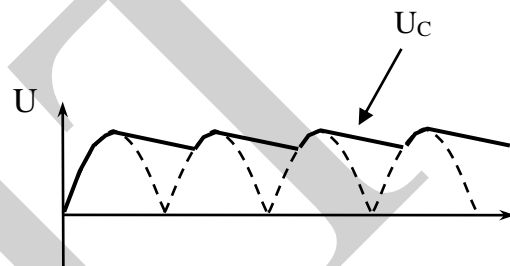
$$r = \frac{U_{rms}}{U_{DC}} \cdot 100\% = \frac{0,308 \hat{U}_2}{0,636 \hat{U}_2} \cdot 100\% = 48\%$$

7.3.1. Bộ lọc dùng tụ điện

Mạch lọc thông dụng hiện nay là dùng tụ điện như hình 7-11. Tụ sẽ ngắn mạch thành phần xoay chiều làm độ gợn sóng trên tải ít nhỏ hơn nhưng vẫn còn nhấp nhô.



Hình 7-11. Mạch chỉnh lưu có tụ lọc nguồn



Hình 7-12. Dạng điện áp ra khi có tụ lọc nguồn

Đường nét đứt trên hình 7-12 là điện áp sau chỉnh lưu khi chưa có tụ lọc nguồn, còn đường nét liền là khi có tụ lọc nguồn. Khi điện áp tăng tụ nạp, khi điện áp giảm tụ phóng qua R_t . Nếu $R_t \rightarrow \infty$ thì U_C sẽ luôn bằng \hat{U}_2 .

Điện áp gợn sóng sau lọc được tính theo công thức:

$$U_{rms} = \frac{I_{DC}}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot C} \quad (7-5)$$

Điện áp U_{DC} sau lọc được tính theo công thức:

$$U_{DC} = \hat{U}_2 - \frac{I_{DC}}{4 \cdot f \cdot C} = \hat{U}_2 \left(\frac{4 \cdot f \cdot R_t \cdot C}{4 \cdot f \cdot R_t \cdot C + 1} \right) \quad (7-6)$$

Trong đó: \hat{U}_2 - Biên độ điện áp sau chỉnh lưu.

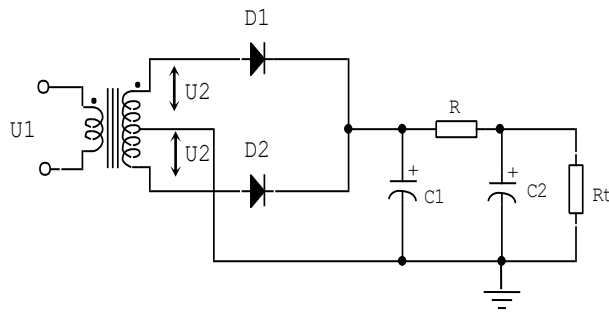
I_{DC} - Dòng trên tải, đơn vị mA.

C - Điện dung bộ lọc, đơn vị μF .

f - Tần số của mạng điện, đơn vị kHz.

7.3.2. Bộ lọc RC, LC

Để giảm nhỏ độ gợn sóng, ở đầu ra bộ lọc tụ điện ta mắc thêm khâu lọc RC như hình 7-13.

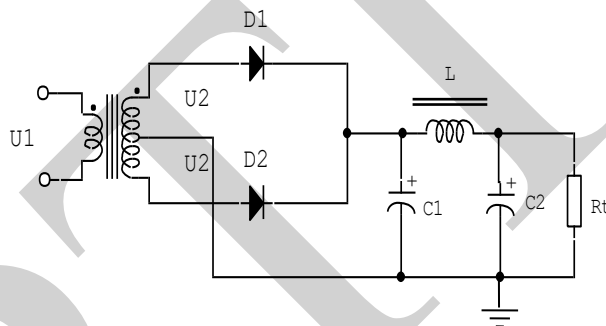


Hình 7-13. Mạch chỉnh lưu có khâu lọc RC

Điện áp một chiều trước và sau điện trở R là U_{DC} và U'_{DC} được tính như sau:

$$U'_{DC} = \frac{R_t}{R + R_t} \cdot U_{DC} \quad (7-7)$$

Với mạch lọc RC, gợn sóng sau R là khá nhỏ, tuy nhiên mạch này chỉ dùng khi dòng tải nhỏ, khi dòng tải lớn công suất tổn hao trên R là lớn, để tránh điều này người ta thay điện trở R bằng cuộn cảm (hình 7-14). Điện trở thuần cuộn cảm là rất nhỏ nên tổn hao công suất trên nó là nhỏ, còn điện áp xoay chiều sẽ bị chặn lại không cho ra tải.



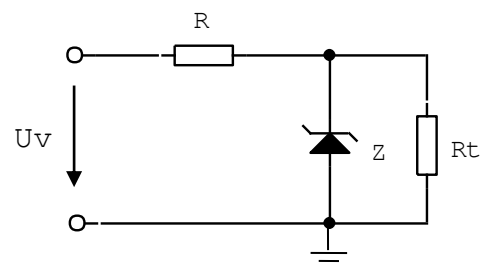
Hình 7-14. Mạch chỉnh lưu có khâu lọc LC

7.4. Mạch ổn áp

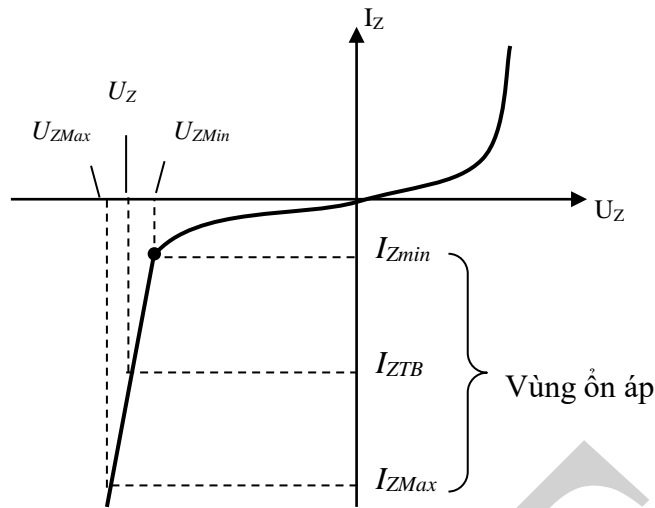
Mạch ổn áp có nhiệm vụ ổn định điện áp ra khi điện lưới (U_1) thay đổi hoặc khi tải (R_t) thay đổi.

7.4.1. Ổn áp dùng điốt Zener

Sơ đồ mạch ổn áp dùng điốt Zener trên hình 7-15. Điốt zener khi được phân cực ngược và làm việc ở vùng đánh thủng đặc điểm là dòng ngược qua điốt thay đổi lớn nhưng điện áp ngược hai đầu điốt thay đổi rất ít. Nếu điốt có đặc tuyến ngược càng dốc hay đặc tuyến càng gần song song với trục tung thì độ ổn định điện áp càng tốt.



Hình 7-15. Sơ đồ mạch ổn áp dùng điốt Zener



Hình 7-16. Đặc tuyến V-A của điốt Zener

Từ mạch điện ta có:

$$U_{Rt} = U_Z = U_V - R.(I_Z + I_{Rt}) \quad (7-8)$$

Từ công thức trên ta thấy khi U_V tăng hoặc giảm thì dòng qua điốt sẽ tăng hay giảm theo nên sụt áp trên R cũng tăng hoặc giảm làm cho điện áp ra ổn định. Để ổn định điện áp cân bằng về hai phía (tăng và giảm) ta phải chọn R sao cho điểm làm việc nằm giữa đặc tuyến vùng đánh thủng của điốt.

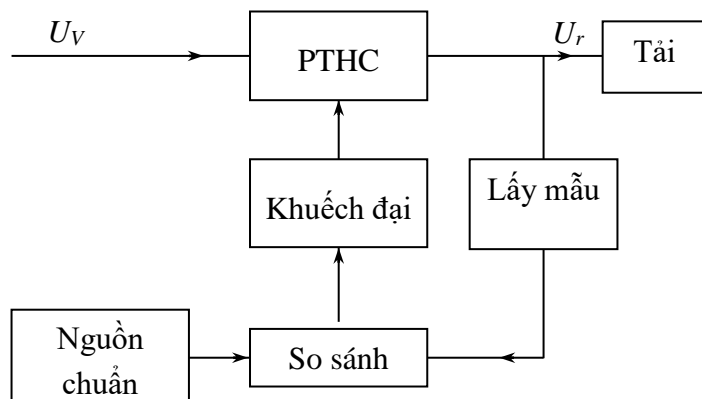
7.4.2. Ổn áp dùng transistor

Có hai loại ổn áp dùng transistor là ổn áp nối tiếp và ổn áp song song. Ổn áp nối tiếp là transistor được mắc nối tiếp với tải, ổn áp song song là transistor được mắc song song với tải.

7.4.2.1. Ổn áp nối tiếp

Sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp hình 7-17. Chức năng các khối như sau:

- Mạch lấy mẫu: Lấy mẫu điện áp ra.
- Nguồn chuẩn: Là điện áp có giá trị chuẩn.
- Mạch so sánh: So sánh điện áp lấy mẫu và điện áp chuẩn.
- Khâu khuếch đại: Khuếch đại điện áp sai lệch giữa nguồn chuẩn và điện áp mẫu.



Hình 7-17. Sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp

- PTHC: Là transistor công suất làm việc ở chế độ khuếch đại. Khi điện áp vào hay tải thay đổi, điện áp mẫu sẽ thay đổi do đó điện áp sai lệch do mạch so sánh đưa ra sẽ thay đổi làm cho transistor sẽ thông nhiều hay thông ít nên điện áp ra sẽ được ổn định.

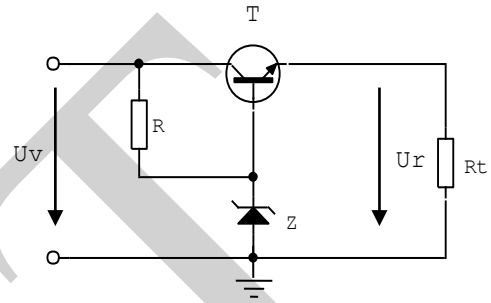
a. Ổn áp không có khâu khuếch đại

Mạch ổn áp không có khâu khuếch đại hình 7-18, cho điện áp ra:

$$U_r = U_Z - U_{BE} \quad (7-9)$$

Giả sử U_r tăng tức là U_E tăng nên U_{BE} giảm (do điện áp U_B được giữ cố định bởi Z) làm cho transistor thông yếu hơn làm cho U_R giảm, do đó U_r được duy trì ổn định.

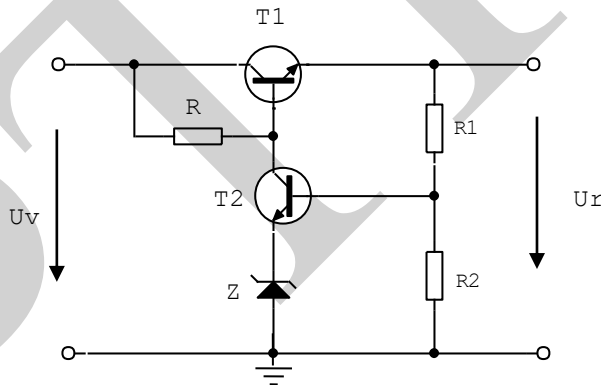
Ngược lại nếu U_r giảm tức là U_E giảm nên U_{BE} tăng (do điện áp U_B được giữ cố định bởi Z) làm cho transistor thông mạnh hơn làm cho U_r tăng, do đó U_r được duy trì ổn định.



Hình 7-18. Ổn áp không có khuếch đại

b. Ổn áp có khâu khuếch đại

Ổn áp có khâu khuếch đại hình 7-19.



Hình 7-19. Ổn áp có khuếch đại

Nguyên lý ổn áp như sau:

Giả sử U_r tăng lên $\rightarrow U_{B2}$ tăng lên, do đó $U_{BE2} = U_{B2} - U_Z$ tăng lên $\rightarrow T_2$ thông mạnh hơn làm cho U_{CE2} giảm tức là U_{B1} giảm làm cho T_1 giảm thông, do đó U_R giảm xuống nên duy trì ổn định U_r . Nếu U_r giảm chúng ta giải thích ngược lại.

Vì dòng I_{B2} nhỏ nên từ mạch điện ta có:

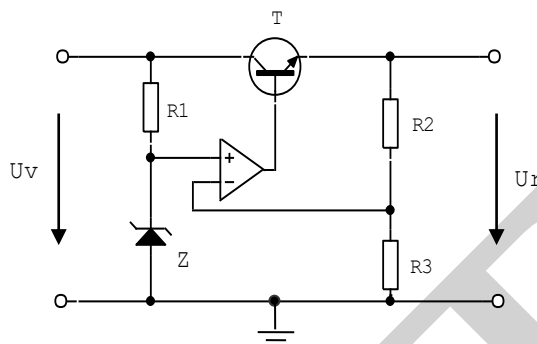
$$\begin{aligned} \frac{U_r}{R_1 + R_2} \cdot R_2 &= U_{BE2} + U_Z \\ \Rightarrow U_r &= \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (U_{BE2} + U_Z) \end{aligned} \quad (7-10)$$

c. Mạch ổn áp với khâu khuếch đại dùng bộ KĐTT

Hình 7-20 là mạch ổn áp dùng bộ KĐTT.

Ta có thể tính điện áp ra theo công thức :

$$U_r = \left(\frac{R_3 + R_2}{R_3} \right) \cdot U_Z \quad (7-11)$$



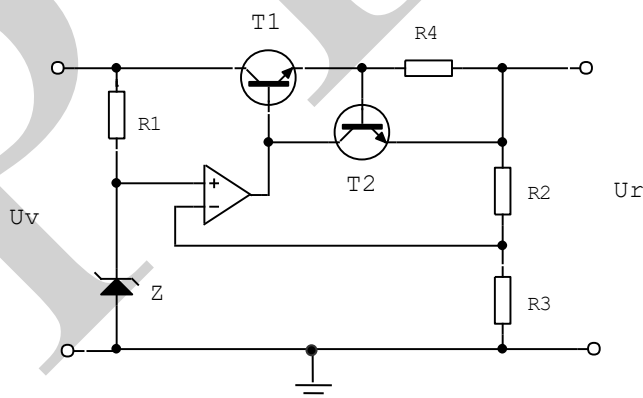
Hình 7-20. Mạch ổn áp dùng bộ KĐTT

Giả sử U_r tăng làm cho điện áp tại cửa đảo của bộ KĐTT tăng theo nên điện áp ra sẽ giảm xuống, do đó duy trì ổn định điện áp ra. Nếu U_r giảm ta giải thích ngược lại.

d. Mạch ổn áp có hạn chế dòng

Để bảo vệ mạch ổn áp khi bị quá tải hoặc ngắn mạch ta dùng sơ đồ hình 7-21.

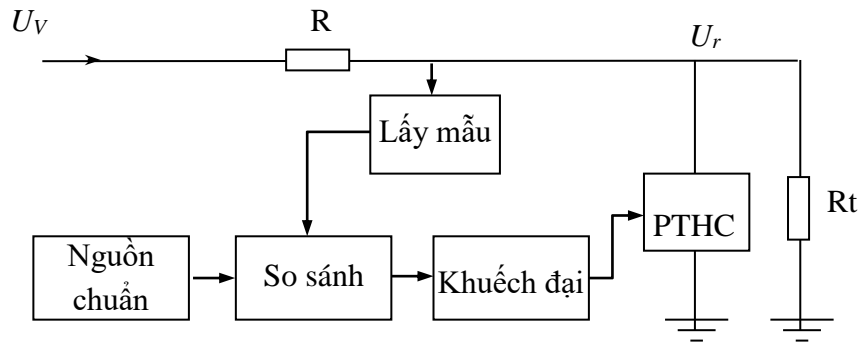
Khi dòng tải tăng quá giới hạn thì sụt áp trên R_4 tăng lên, làm cho T_2 thông, làm giảm dòng I_{B1} do đó giảm dòng qua T_1 tránh quá dòng trên tải.



Hình 7-21. Mạch ổn áp có hạn dòng

7.4.2.2. Ổn áp song song

Hình 7-22 là sơ đồ khối mạch ổn áp song song. Các khối chức năng của nó cũng giống với sơ đồ khối mạch ổn áp nối tiếp. Mạch ổn áp song song chỉ khác với mạch ổn áp nối tiếp ở chỗ phần tử hiệu chỉnh được mắc song song với tải, nó có tác dụng tăng hoặc giảm dòng khi điện áp vào tăng hoặc giảm do đó làm cho sụt áp trên R tăng hoặc giảm theo nên U_r được ổn định .



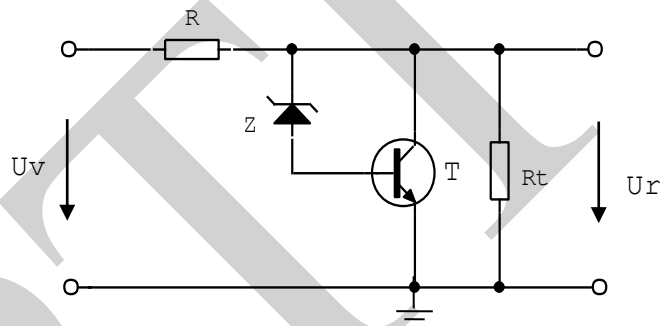
Hình 7-22. Sơ đồ khối mạch ổn áp song

a. Ổn áp không có khâu khuếch đại

Điện áp ra của mạch hình 7-23 được tính theo công thức :

$$U_r = U_Z + U_{BE} \quad (7-12)$$

Giả sử U_r tăng lên sẽ làm cho $U_{BE} = U_r - U_Z$ tăng lên, do đó T sẽ thông mạnh hơn, dòng qua T sẽ tăng làm cho sụt áp trên R tăng, kéo U_r giảm xuống, nên U_r được duy trì ổn định. Nếu U_r giảm ta giải thích ngược lại.



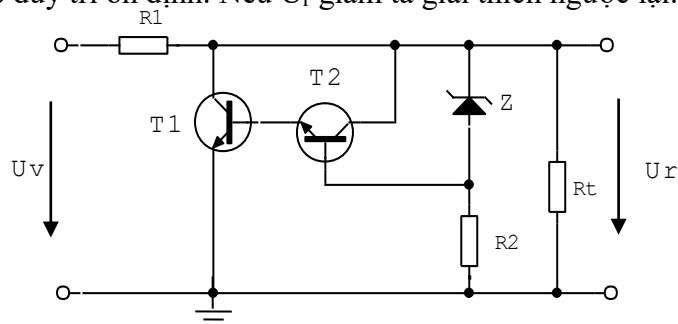
Hình 7-23. Ổn áp song song không có khuếch đại

b. Ổn áp có khâu khuếch đại

Điện áp ra của mạch điện hình 7-24 được tính theo công thức :

$$U_r = U_Z + U_{BE1} + U_{BE2} \quad (7-13)$$

Giả sử U_r tăng lên sẽ làm cho U_{B2} tăng lên, do đó T_2 sẽ thông mạnh hơn, dòng qua T_2 sẽ tăng tức là dòng I_{B1} tăng, làm cho dòng qua T_1 tăng, do đó sụt áp trên T tăng, kéo U_r giảm xuống, nên U_r được duy trì ổn định. Nếu U_r giảm ta giải thích ngược lại.

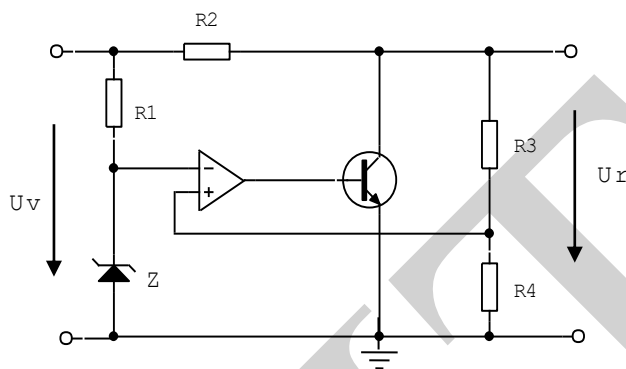


Hình 7-24. Ổn áp song song có khuếch đại

c. Ổn áp với khâu khuếch đại dùng bộ KĐTT

Hình 7-25 là ổn áp song song dùng bộ KĐTT. Điện áp U_Z ổn định được so sánh với điện áp hồi tiếp từ bộ phân áp R_3 và R_4 để điều khiển Transistor.

Giả sử U_r tăng làm cho điện áp tại cửa thuận của bộ KĐTT tăng theo nên điện áp ra của bộ KĐTT tăng lên, do đó Transistor thông mạnh hơn làm cho sụt áp trên R_2 tăng $\rightarrow U_r$ giảm xuống, do đó duy trì ổn định điện áp ra. Nếu U_r giảm ta giải thích ngược lại.



Hình 7-25. Mạch ổn áp dùng bộ KĐTT

7.4.3. Ổn áp dùng IC

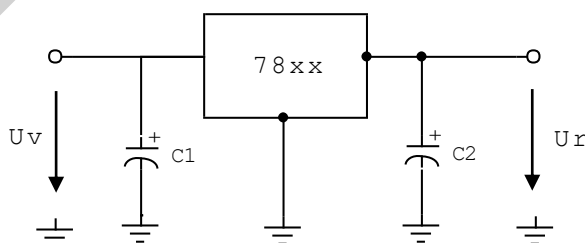
Các mạch ổn áp nối tiếp hay song song hiện nay được tích hợp thành IC ổn áp, mặc dù cấu tạo bên trong IC có thể khác nhau nhưng tác dụng của chúng là như nhau. Điện áp ra ổn định có thể thay đổi được bằng cách nối thêm linh kiện bên ngoài.

7.4.3.1. IC ổn áp cố định

Họ IC 78xx cung cấp điện áp ra từ +5V đến +24V. ký hiệu xx để chỉ điện áp ra.

VD: 7805 cho điện áp ra là 5V; 7812 cho điện áp ra 12V. Họ IC 78xx cung cấp dòng cho tải tối đa là 1A.

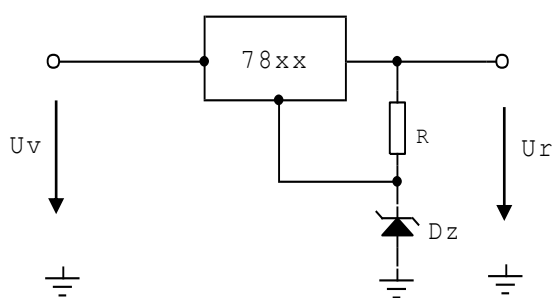
78xx có 3 chân một chân vào, một chân ra và một chân nối đất (hình 7-26)



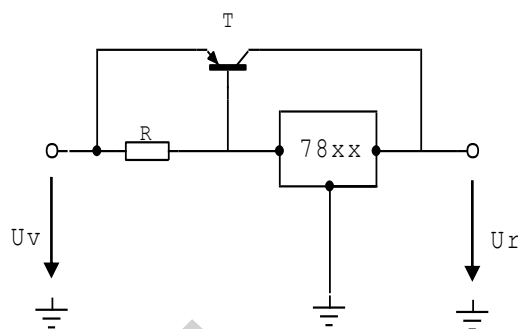
Hình 7-26. Họ IC ổn áp 78xx

Họ IC 79xx tương tự họ 78xx chỉ khác là nó cung cấp điện áp ra cố định từ -5V đến -24V.

Để tăng điện áp và dòng điện ra của họ IC này người ta nối mạch theo hình 7-27 và hình 7-28.



Hình 7-27. Tăng điện áp ra cho họ 78xx



Hình 7-28. Tăng dòng ra cho họ 78xx

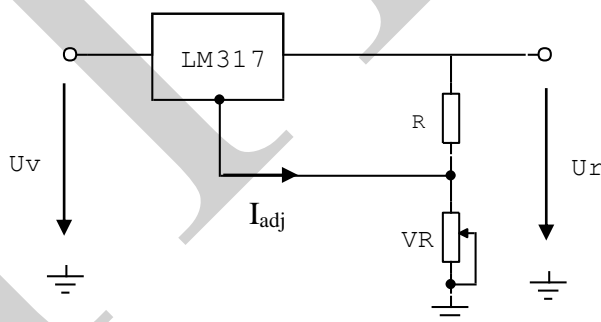
Với mạch điện hình 7-27 ta có:

$$U_r = U_Z + U_{R78xx}. \quad (7-14)$$

Mạch hình 7-28, điện áp ra bằng điện áp của 78xx nhưng dòng ra được tăng lên do có Transistor T.

7.4.3.2. IC ổn áp có thể điều chỉnh điện áp ra

Một số loại IC ổn áp có thể điều chỉnh được điện áp ra theo yêu cầu như IC LM317, nó có thể điều chỉnh điện áp ra từ 1,2V đến 37V tùy theo các linh kiện đấu bên ngoài (hình 7-29). Khi điều chỉnh chiết áp VR thì điện áp ra thay đổi theo công thức:



Hình 7-29. Ổn áp dùng LM317

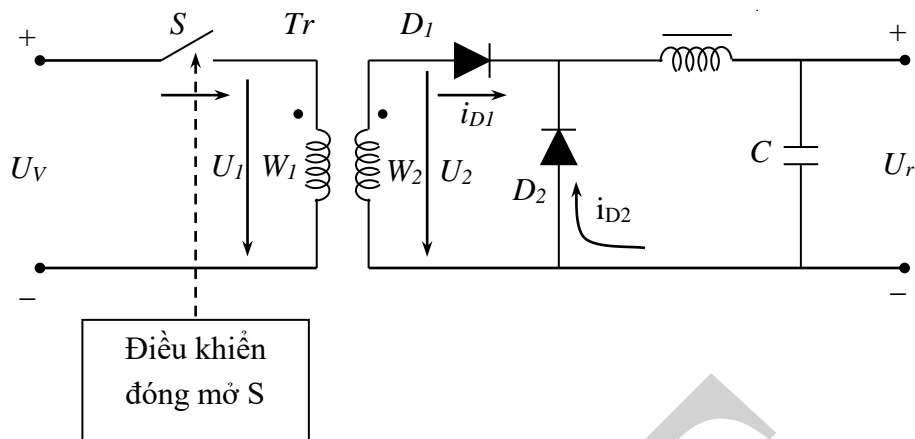
$$U_r = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{VR}{R}\right) + I_{adj} \cdot (VR) \quad (7-15)$$

7.5. Nguồn ổn áp chuyển mạch

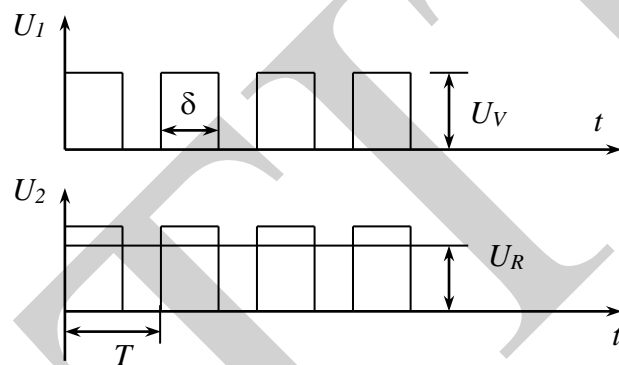
7.5.1 Khái niệm về nguồn chuyển mạch

Để có khái niệm về nguồn ổn áp chuyển mạch ta lấy ví dụ 1 mạch điện trên hình 7-30.

Nguồn điện áp 1 chiều U_V thông qua chuyển mạch S đặt vào sơ cấp biến áp T_r . Khi S đóng, có dòng qua W_1 khi S mở \rightarrow không có dòng qua W_1 . Hai cuộn sơ cấp và thứ cấp cuốn cùng chiều nên trên cuộn thứ cấp W_2 cũng xuất hiện chuỗi xung cùng chiều với chuỗi xung trên cuộn sơ cấp, nên khi S đóng thì D_1 dẫn, có dòng i_{D1} qua cuộn chặn L và tải, cuộn L tích năng lượng. Khi S mở dòng i_{D1} mất đột ngột, năng lượng trên L đổi dấu làm D_2 dẫn, có dòng i_{D2} qua tải, như vậy dòng qua tải có liên tục cả khi S mở.



Hình 7-30. Mô tả khái niệm về nguồn chuyển mạch



Hình 7-31. Dãy xung điện áp trên W1, W2 và điện áp ra của mạch hình 6-10

Trong đó :

- U_1 là biên độ xung trên cuộn W_1 ; $U_1 = U_v$
- U_2 là biên độ xung trên cuộn W_2 (giả sử T_r là biến áp hạ áp)
- U_r là điện áp 1 chiều ra trên tải
- T là chu kỳ đóng mở S
- δ là thời gian đóng của S
- n là tỉ số biến áp

$$n = \frac{W_1}{W_2} \text{ và coi bộ lọc LC là lý tưởng}$$

Ta có:

$$U_r = \frac{1}{n} U_v \frac{\delta}{T} \quad (7-16)$$

Đặt $\tau = \frac{\delta}{T}$ gọi là độ xấp của xung (Hệ số lấp đầy)

Từ (7-16) ta thấy điện áp ra phụ thuộc U_v và độ rộng của xung. Từ đó ta thấy: muốn U_r không đổi khi U_v thay đổi ta làm thay đổi độ xấp của xung τ .

Có 3 cách không chế τ

- Thay đổi δ và giữ nguyên T
- Thay đổi T và giữ nguyên δ
- Thay đổi kết hợp cả T và δ

Cách thay đổi δ và giữ nguyên T gọi là " Điều chế độ rộng xung ĐRX" (Pulse - Width - Modulation PWM). Phương pháp điều chế độ rộng xung được sử dụng phổ biến nhất trong các bộ nguồn kiểu chuyển mạch.

Tất cả các bộ nguồn biến đổi từ 1 chiều vào 1 chiều bằng phương pháp chuyển mạch có điều khiển điện áp ra thì gọi là bộ nguồn chuyển mạch.

7.5.2. Sơ đồ khối của bộ nguồn chuyển mạch

- (1) Bộ lọc nhiễu tần số cao
- (2) Bộ chỉnh lưu và lọc sơ cấp (Nếu U_v là một chiều thì không có phần này)
- (3) Phần chuyển mạch chính
- (4) Phần chỉnh lưu lọc thứ cấp
- (5) Phần hồi tiếp (lấy mẫu)
- (6) Phần khuếch đại sai lệch
- (7) Tạo áp chuẩn
- (8) Tạo dao động sóng tam giác
- (9) Điều chế độ rộng xung
- (10) Bộ khuếch đại kích thích và đảo pha

Đầu vào (9) có thể còn các tín hiệu không chế khác (P) để ngắt bộ nguồn

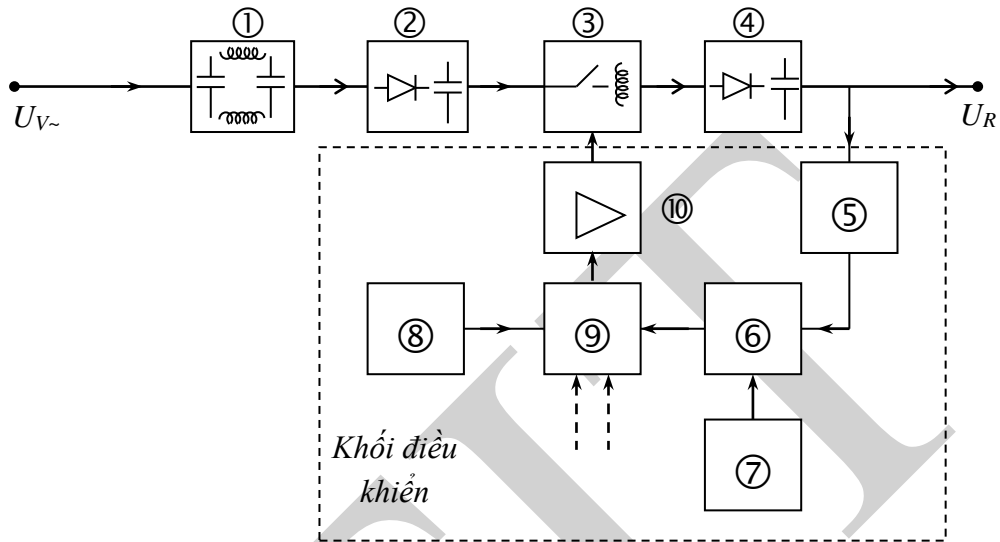
Tần số công tác (tần số chuyển mạch) của bộ nguồn xung thường trong khoảng 15kHz đến 50kHz để giảm nhỏ kích thước của biến áp và nâng cao hiệu suất.

Phần chuyển mạch chính sử dụng các transistor lưỡng cực và transistor trường công suất lớn, có tốc độ chuyển mạch cao, làm việc ở 2 trạng thái: bão hoà và ngắt nên có tổn hao tranzito chuyển mạch rất nhỏ, nên sự toả nhiệt cho chúng đơn giản.

Với những đặc điểm đó làm cho bộ nguồn chuyển mạch có các ưu điểm hơn hẳn các bộ nguồn ổn áp thông thường như:

- Hiệu suất cao từ 80% ÷ 90%, trong khi các bộ nguồn ổn áp thông thường có $\eta < 65\%$

- Dải ổn định rộng
- Độ bền, tuổi thọ cao
- Kích thước trọng lượng nhỏ
- Giá thành rẻ

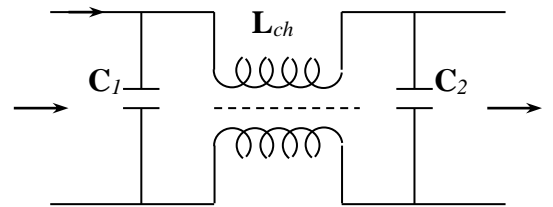


Hình 7-32. Sơ đồ khối của bộ nguồn chuyển mạch

7.5.3 Các khối trong bộ nguồn chuyển mạch

7.5.3.1. Khối lọc nhiễu đầu vào

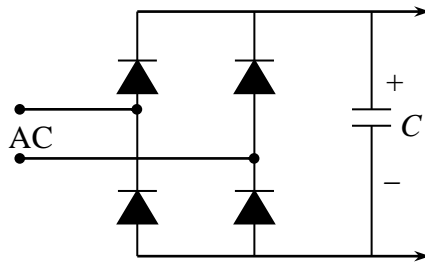
Để lọc bỏ các nhiễu cao tần vì nguồn xung nên có rất nhiều các thành phần tần số cao tần sẽ gây nhiễu cho các thiết bị điện tử khác trong vùng, nên bộ lọc sẽ chặn lại các tín hiệu nhiễu đó không đưa ra đường dây dẫn gây nhiễu. Đồng thời nó cũng chặn các xung nhiễu cao tần từ ngoài không cho vào bộ nguồn khỏi ảnh hưởng đến sự làm việc của hệ thống chuyển mạch.



Hình 7-33. Mạch lọc nhiễu tần số cao đầu vào

Biến áp cao tần, có rất ít vòng dây và cách bố trí như hình 7-33 sẽ chặn lại các nhiễu cao tần đối xứng từ đầu vào và đầu ra. Còn đối với dòng cung cấp ngược chiều và tần số 50/60Hz thì biến áp lọc có trở kháng coi như bằng 0. Các tụ lọc C_1 , C_2 là các tụ cao tần (khoảng vài chục nF) để lọc các nhiễu cao tần đầu vào, đầu ra không đối xứng, đối với tần số điện mạng 50/60Hz thì $Z_{C1,2} \approx \infty$.

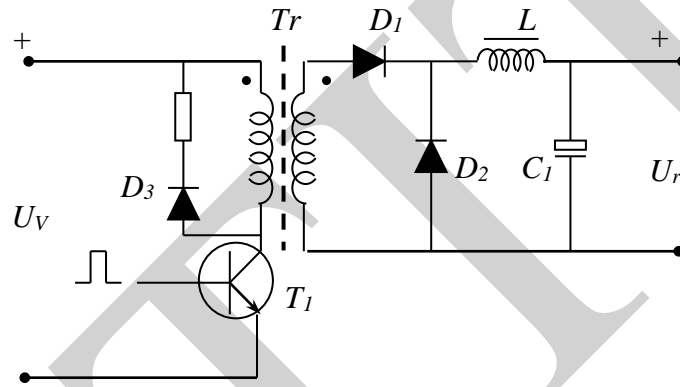
7.5.3.2. Phân chỉnh lưu và lọc sơ cấp



Hình 7-34. Bộ chỉnh lưu sơ cấp trong bộ nguồn chuyển mạch

7.5.3.3. Phần chuyển mạch và chỉnh lưu, lọc thứ cấp

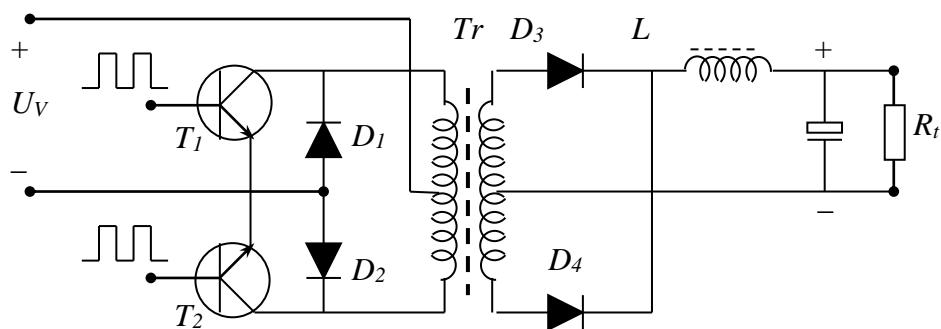
Phần này còn thường gọi là bộ biến đổi 1 chiều vào 1 chiều (DC to DC Converter) vì đầu vào là 1 chiều và đầu ra cũng là 1 chiều. Nếu bộ nguồn công suất nhỏ và U_V thấp thì chuyển mạch dùng 1 transistor như hình 7-35.



Hình 7-35. Phần chuyển mạch và nắn lọc thứ cấp của bộ nguồn xung công suất nhỏ.

Mạch hình 7-35 biến áp T_r có cuộn sơ cấp và thứ cấp cuốn cùng chiều, nên mạch này được gọi là đồng pha dẫn. Khi xung mức cao kích mở T_1 bên sơ cấp có dòng thì cuộn sơ cấp có xung dương thì cuộn thứ cấp cũng có xung dương và D_1 dẫn. D_2 khép kín dòng qua tải khi T_1 và D_1 ngắt.

Khi cần nâng công suất của bộ nguồn mà với điện áp vào thấp thì phần tử chuyển mạch dùng mạch đẩy kéo mắc song song như hình 7-36.



Hình 7-36. Chuyển mạch kiểu đẩy kéo song song.

T_1 và T_2 được kích thích bởi các xung ngược pha nhau và phần nắn, lọc thứ cấp là nắn toàn sóng với biến áp thứ cấp điểm giữa.

Với nguồn điện áp vào cao và công suất trung bình thì chuyển mạch theo kiểu đẩy kéo nối tiếp.

7.5.3.4. Khối điều khiển

Khối điều khiển gồm các khối (5,6,7,8,9,10) của hình 7-32. Khối điều khiển làm các nhiệm vụ sau:

Tạo ra các xung vuông có tần số cố định nhưng độ rộng biến đổi ngược với điện áp trên tải để điều khiển các transistor chuyển mạch

Đủ công suất kích thích cho các chuyển mạch chính.

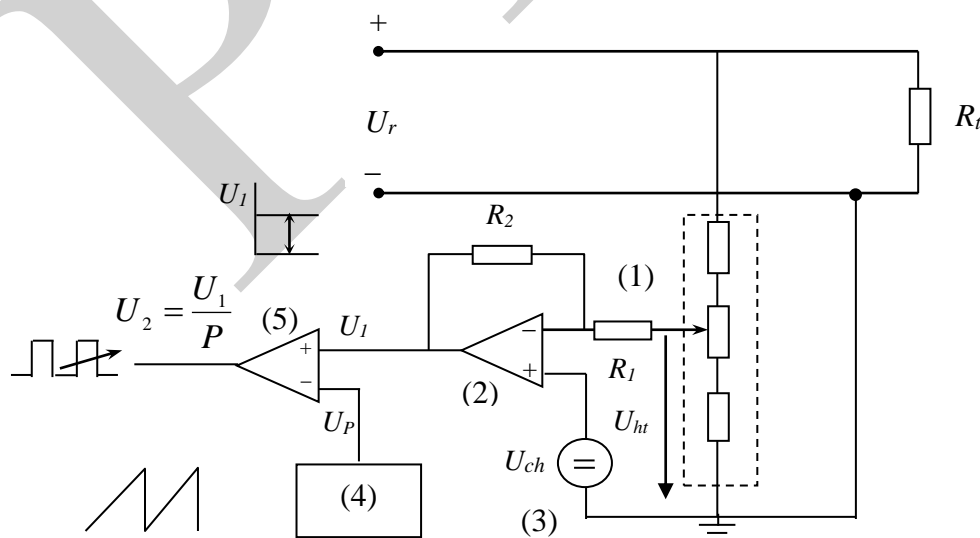
Ngoài ra khối này còn làm các nhiệm vụ: Bảo vệ quá dòng, quá áp trên tải và bảo vệ mạch khử điện áp vào quá thấp, quá cao.

- Nguyên lý điều chế độ rộng xung:

Để thực hiện việc điều chế độ rộng xung, mạch phải có cấu trúc như hình 7-37.

Điện áp DC ra trên tải qua bộ phân áp lấy điện áp hồi tiếp U_{ht} đưa về đầu đảo của bộ khuếch đại thuật toán làm bộ khuếch đại sai lệch.

- (1) Mạch hồi tiếp (phân áp)
- (2) Bộ khuếch đại sai lệch
- (3) Bộ tạo áp chuẩn
- (4) Bộ tạo sóng tam giác
- (5) Bộ so sánh (bộ điều chế độ rộng xung).



Hình 7-37. Mạch điều chế độ rộng xung

U_{ht} phản ánh đầy đủ sự thay đổi của U_r , đầu không đảo của bộ khuếch đại SL được đưa vào điện áp chuẩn U_{ch} . Nguồn U_{ch} là cố định không phụ thuộc U_r .

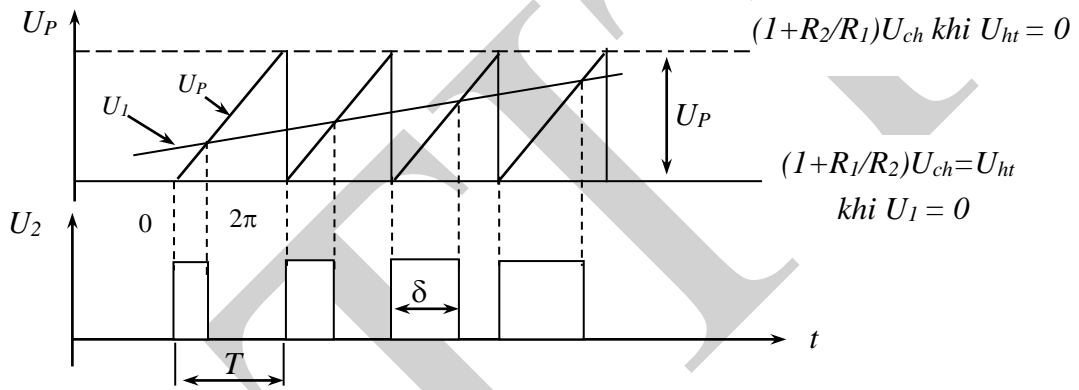
Điện áp đầu ra của bộ khuếch đại SL là:

$$U_1 = (1 + \frac{R_2}{R_1})U_{ch} - \frac{R_2}{R_1}U_{ht} \quad (7-17)$$

Điện áp U_1 biến đổi tuyến tính theo U_{ht} (tức là theo điện áp ra) nhưng với chiều ngược, U_1 là điện áp 1 chiều.

Bộ so sánh (5) là bộ điều chế độ rộng xung, tín hiệu điều chế (U_1) đưa vào đầu (+). Tín hiệu sóng mang (U_P) là sóng tam giác đưa vào đầu (-) của bộ điều chế.

Bộ điều chế so sánh 2 biên độ của sóng mang U_P và tín hiệu điều chế U_1 . Dạng sóng ra của bộ điều chế U_2 là sóng vuông có tần số là tần số của sóng mang (sóng tam giác) nhưng độ rộng xung δ biến đổi theo tín hiệu điều chế U_1 . Hình 7-38 mô tả nguyên lý điều chế ĐRX.



Hình 7-38. Nguyên lý điều chế ĐRX

Nếu U_1 biến đổi từ 0 đến $U_P = (1 + \frac{R_2}{R_1})U_{ch}$ ứng với $U_{ht} = (1 + \frac{R_1}{R_2})U_{ch}$ đến $U_{ht} = 0$, thì δ sẽ biến thiên trong khoảng từ 0 đến T , chuỗi xung U_2 đưa đến kích mở tranzito chuyển mạch, chuyển mạch đóng ngắt theo U_2

Tỉ số $\frac{U_1}{U_P} = M$ gọi là hệ số điều chế.

M biến đổi trong khoảng $0 < M < 1$.

Có những bộ nguồn chuyển mạch công suất nhỏ dưới 100w mà chuyển mạch là tầng đơn, thì có khi cả transistor chuyển mạch cũng được cấu trúc trong vi mạch điều chế độ rộng xung.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Phạm Minh Hà: Kỹ thuật mạch điện tử,
NXB Khoa học kỹ thuật, 2002.
- [2] Đỗ Xuân Thụ: Kỹ thuật điện tử,
NXB Giáo dục, 1997.
- [3] Lê Phi Yến: Kỹ thuật mạch điện tử,
NXB Đại học Bách khoa Tp Hồ Chí Minh, 1996.
- [4] William D.Stanley: Bộ khuếch đại xử lý và IC tuyến tính,
NXB Khoa học kỹ thuật, 1994.
- [5] Phạm Minh Việt, Trần Công Nhượng: Kỹ thuật mạch điện tử phi tuyến,
NXB Giáo dục, 2000.
- [6] Đặng Văn Chuyết: Kỹ thuật mạch điện tử
NXB Giáo dục, 2008.
- [7] Donald L. Schilling, Charles Belove, Tuvia Apelewicz, Raymond J. Saccardi:
ELECTRONIC CIRCUITS
DISCRETE AND INTEGRATED
Printed in Singapore