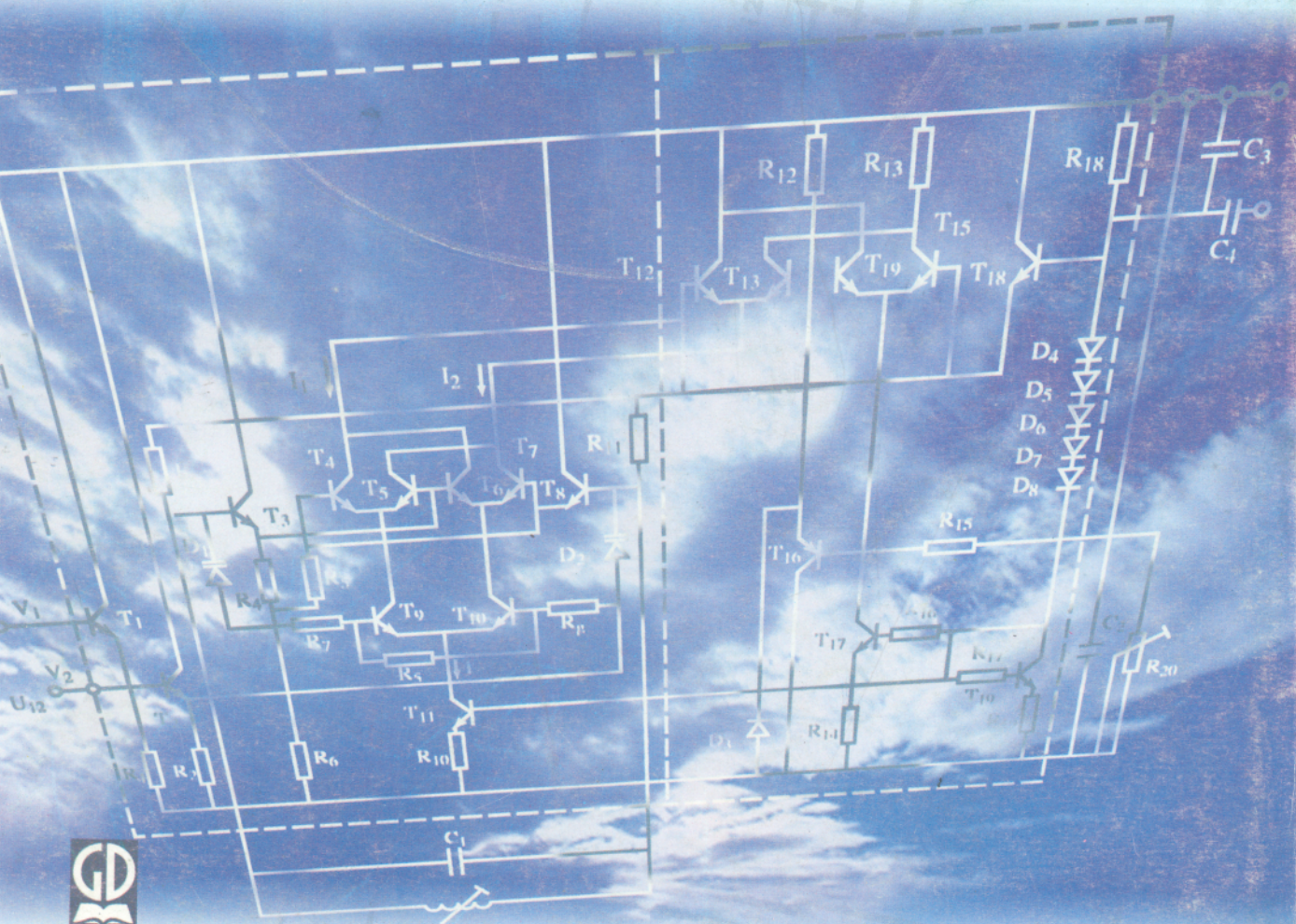


PHẠM MINH VIỆT - TRẦN CÔNG NHƯỢNG

KĨ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ PHI TUYẾN



NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

TS. PHẠM MINH VIỆT - TS. TRẦN CÔNG NHƯỢNG

**KỸ THUẬT
MẠCH ĐIỆN TỬ
PHI TUYẾN**

NHÀ XUẤT BẢN GIÁO DỤC

LỜI NÓI ĐẦU

Xây dựng nền kinh tế tri thức là chiến lược quan trọng trong sự phát triển kinh tế của nước ta trong thế kỷ 21. Cơ sở hạ tầng của nền kinh tế tri thức đòi hỏi sự phát triển công nghệ viễn thông, trong đó kỹ thuật điện tử chiếm một vị trí quan trọng. Sự thay đổi nhanh chóng của công nghệ thông tin một phần là nhờ sự phát triển kỹ thuật và công nghệ điện tử, nhất là sự xuất hiện tranzito (1948), nó đã có những tiến bộ nhảy vọt, mang lại nhiều thay đổi lớn và sâu sắc khác nhau trong đời sống, trở thành một công cụ quan trọng nhất của cuộc cách mạng kỹ thuật ở trình độ cao. Các hệ điện tử như hệ thống thông tin thu - phát, hệ đo lường, hệ điều khiển tự động hay hệ thống máy tính thực chất là một tập hợp các mạch điện tử chức năng nhằm thực hiện một nhiệm vụ kỹ thuật nhất định.

Mạch điện tử phi tuyến gồm các mạch dao động, điều chế, giải điều chế, trộn tần ... là môn học cơ sở của ngành vô tuyến điện tử hay kỹ thuật điện tử viễn thông. Công nghệ điện tử phát triển và biến đổi nhanh chóng, mức độ tổ hợp cao làm cho các mạch điện tử chức năng ngày càng được mở rộng thêm. Vì vậy chúng ta luôn cập nhật, bổ sung vào các mạch điện tử chức năng cơ sở, để làm nền tảng tốt cho việc áp dụng và phát triển.

"Kỹ thuật mạch điện tử phi tuyến" này được dùng làm giáo trình cho sinh viên năm thứ ba và năm thứ tư của Khoa Điện tử Viễn thông, Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội. Giáo trình bao gồm các chủ đề cơ bản, cập nhật các phương pháp khảo sát mạch điện tử phi tuyến, tạo điều kiện cho sinh viên sử dụng tốt hơn các công cụ giải tích mạch điện như phép biến đổi Fourier, Laplace, đồ thị biên pha (Bode), mở rộng khả năng thiết kế và áp dụng các mạch điện tử phi tuyến. Giáo trình còn được dùng cho sinh viên thuộc ngành Kỹ thuật đo lường, Điều khiển tự động, Vật lý vô tuyến... Sách còn có thể dùng cho sinh viên cao đẳng hay trung cấp nếu như bỏ qua các mô hình hay biểu thức toán học phức tạp.

Giáo trình gồm 15 chương : Chương I đến Chương V trình bày các nguyên lý về mạch điện tử chứa linh kiện điện tử phi tuyến như diốt và tranzito, tạo thành các mạch điện tử chức năng như mạch nhân, mạch logarit và mạch tạo hàm. Chương VI đến Chương X đề cập đến các mạch chức năng trong kỹ thuật viễn thông như : dao động, điều chế, giải điều chế, trộn tần, vòng khóa pha... Chương XI và XII cho thấy cách phân tích các khóa chuyển mạch điện tử và nguyên lý về mạch chuyển đổi tương tự - số và ngược lại. Chương XIII đến XV trình bày về mạch tạo giá trị trung bình, giá trị hiệu dụng mạch điện tử công suất và nguồn cung cấp. Giáo trình cung cấp cho bạn đọc các mô hình toán học và các công cụ phân tích khác nhau, giúp cho bạn đọc dễ dàng tiếp cận với kiến thức hiện đại.

Ngày nay công nghệ thông tin bao gồm : công nghệ máy tính, kỹ thuật viễn thông, đo lường và điều khiển tự động phát triển mạnh mẽ như vũ bão. Để phục vụ cho việc đào tạo đáp ứng được các yêu cầu phát triển của nền kinh tế nước nhà, việc cập nhật các thông tin mới là cần thiết và là một nhiệm vụ bức bách. Vì vậy chúng tôi xây dựng giáo trình này, tuy nhiên giáo trình có thể còn thiếu sót. Rất mong các đồng nghiệp và các độc giả gần xa tham gia đóng góp ý kiến. Thư góp ý kiến xin gửi về Khoa Điện tử Viễn thông, Trường Đại học Bách khoa - Hà Nội.

CÁC TÁC GIẢ

CÁC KHÁI NIỆM CƠ BẢN

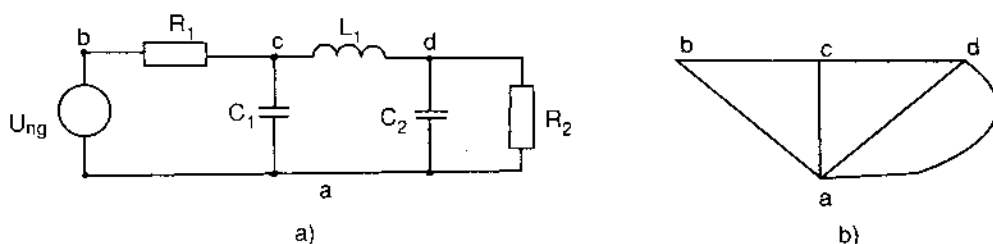
1.1. SỰ HÌNH THÀNH LÝ THUYẾT MẠCH ĐIỆN

Các hiện tượng xảy ra trong tự nhiên được xác định theo thời gian và không gian, nhưng trong lý thuyết và thiết kế các mạch điện, tọa độ mô tả không gian đóng vai trò thứ yếu. Người ta xây dựng mạch điện không phụ thuộc vào tọa độ, đó là mạch điện *thông số tập trung*. Các vấn đề lý thuyết mạch điện *tham số* phụ thuộc vào tọa độ có thể đưa về khảo sát của mạch điện có thông số tập trung.

Sự hình thành lý thuyết mạch điện bắt đầu bằng định luật *Ohm* (1827). Định luật *Ohm* thiết lập quan hệ giữa điện áp U [V] và dòng điện I [A] :

$$U = IR \quad (1.1)$$

trong đó R [Ω] là điện trở. Nếu R là hàm của I thì ta có điện trở phi tuyến điều khiển bằng dòng điện (ví dụ như diốt, hoặc điện trở nhiệt).



Hình 1.1. Mạch điện và đồ thị tương ứng.

Các định luật *Kirchhoff* (1947) đã đặt nền tảng cho lý thuyết mạch điện :

$$\sum U = 0 \quad \text{và} \quad \sum I = 0 \quad (1.2)$$

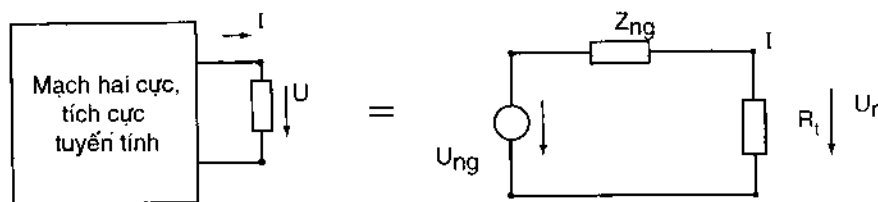
Các biểu thức trên không chứa các thông số về tọa độ, chức năng tọa độ do điểm nút và mạch vòng đảm nhận. H.1.1 cho ta thấy mạch điện và đồ thị của nó. Đồ thị của mạch điện bao gồm các nút và các nhánh, thông thường trong các nhánh có điện trở, điện kháng, tụ điện, nguồn dòng hay nguồn áp. Nhiệm vụ *giải tích* mạch điện là xác định điện áp và dòng điện chạy trong mạch đã cho có thể được thực hiện nhờ các định luật Kirchhoff. Trong các trường hợp phức tạp hơn, thay vì áp dụng trực tiếp các định luật trên người ta cần đến các phương pháp khác.

Cũng cần nhắc đến công thức của Helmholtz và Thévenin :

$$U = U_{ng} - Z_{ng} I_r \quad (1.3)$$

trong đó U_{ng} là điện áp không tải của nguồn, $Z_{ng} = U_{ng}/I_r$ và I_r là dòng ngắn mạch. Theo định lý về mạch hai cực tích cực tuyến tính, một mạch điện có thể được thay thế bằng nguồn điện áp và một điện trở nối tiếp (h.1.2). So sánh phương trình (1.4) với phương trình đường thẳng $y = b + ax$; ta có

thể thấy định lý Thévenin cho một công thức tuyến tính không thuận nhất giữa dòng điện và điện áp.



Hình 1.2. Thay thế mạch hai cực bằng nguồn điện và bằng kháng trở.

Về mặt lý thuyết mạch các phương trình Maxwell (1873) cũng đóng một vai trò quan trọng :

$$\text{rot} H = J + \frac{\partial D}{\partial t}; \quad \text{rot} E = - \frac{\partial B}{\partial t}; \quad \text{div} B = 0; \quad \text{div} D = \rho$$

$$B = \mu H; \quad D = \epsilon E; \quad W = \frac{1}{2} \epsilon E^2 + \frac{1}{2} \mu H^2 \quad (1.4)$$

Dựa trên các phương trình Maxwell ta có thể thiết lập mạch điện bốn cực, năng lượng chuyển qua mạch này để vào một không gian khác. Điện áp và dòng điện của mạch có quan hệ xác định. Đối với các phần tử mạch điện hai cực đơn giản nhất ta có định nghĩa :

$$u_R = Ri; \quad u_L = L \frac{di}{dt}; \quad u_C = \frac{1}{C} \int i dt \quad (1.5)$$

Tụ C liên quan đến sự tích năng lượng điện, điện cảm L quan hệ với việc tích năng lượng từ. Điện trở R tỷ lệ với công suất tiêu tán hoặc với công suất hữu ích.

Khi phân tích mạch điện, giả thiết rằng đã có giá trị của các phần tử mạch điện, nhưng việc thiết kế mạch lại chính là việc xác định giá trị của các phần tử đó. Lý thuyết mạch không có nhiệm vụ đề cập đến việc chế tạo các phần tử, vì đây là nhiệm vụ của người sản xuất linh kiện. Tuy nhiên, cần thiết phải chú ý đến các tính chất của các linh kiện chế tạo trong thực tế như điện trở, tranzito. Trong tính toán ta giả thiết các linh kiện là lý tưởng. Trên phương diện lý thuyết mạch, chỉ có các tính chất quan trọng nhất được xét đến. Các phần tử mạch lý tưởng là các mô hình vật lý thực tế. Sự hình thành mô hình toán học giúp cho ta thực hiện việc tính toán. Các mô hình toán học thường được gọi là *sơ đồ tương đương*. Đại đa số các hiện tượng xảy ra trong tự nhiên có thể được kiến tạo bởi các mô hình và phân tích bằng cách áp dụng các phương pháp của lý thuyết mạch.

Trước những năm 1900, người ta đã xây dựng khái niệm đối ngẫu, công thức chuyển đổi giữa mạch điện hình sao – hình tam giác và hình thành việc tính toán trở kháng phức. Các tín hiệu hàm sin được viết dưới dạng $e^{j\omega t}$ cho phép đưa ra các khái niệm biên độ phức của điện áp và dòng điện. Tỷ lệ giữa các biên độ phức của điện áp và dòng điện là :

$$Z = \frac{U}{I} \quad (1.6)$$

Trở kháng Z không phụ thuộc vào thời gian t , là hàm số của các phần tử mạch và tần số. Lúc này mạch điện không được mô tả trong không gian và thời gian, mà trong miền tần số ω .

Trong những năm 1910 người ta đã biết đến các công trình nghiên cứu của *Heaviside* và thừa nhận sự tiện lợi khi ứng dụng phép biến đổi của *Laplace* :

$$L\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (1.7)$$

Tuy nhiên việc mô tả trong miền số phức $s = \sigma + j\omega$ chỉ mới phát triển sau chiến tranh thế giới thứ hai. Khi từ mặt phẳng phức quay trở về miền thời gian đối với các mạch tuyến tính tập trung,

chúng ta chỉ cần đến một định lý quan trọng nhất. Theo định lý này, nếu biết hàm phân thức $F(s) = \frac{G(s)}{H(s)}$ trong đó $G(s)$ là đa thức có bậc thấp hơn so với $H(s)$ và $H(s)$ có nghiệm đơn, thì hàm thời gian là :

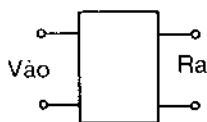
$$f(t) = \sum_{i=1}^n \frac{G(s_i)}{H'(s_i)} e^{s_i t} \quad (1.8)$$

trong đó s_i là nghiệm của phương trình $H(s) = 0$ ($i = 1, 2, \dots, n$); dấu phẩy thể hiện đạo hàm của hàm $H(s)$ theo s .

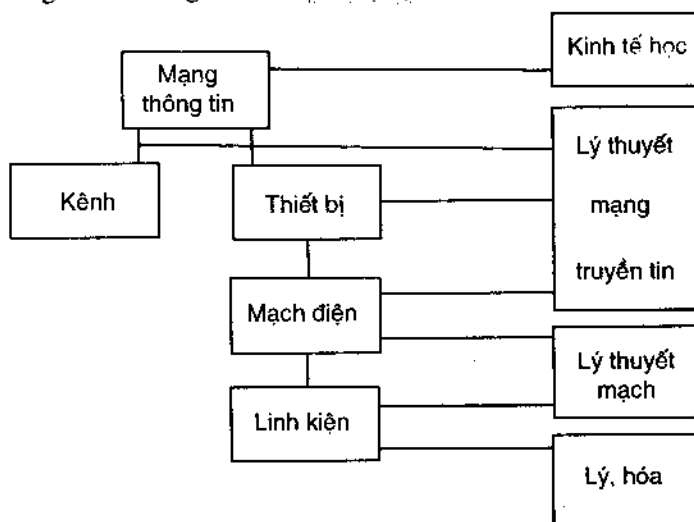
Với việc áp dụng phép biến đổi Laplace, thời kỳ đầu của lý thuyết mạch kết thúc và sau này môn lý thuyết mạch đã tách khỏi sự phát triển thông thường của vật lý. Những kiến thức trên đã được áp dụng rộng rãi và chiếm vị trí quan trọng trong môn điện học ở giáo dục bậc đại học.

Ngành điện thoại đóng một vai trò lớn trong sự phát triển lý thuyết mạch sau chiến tranh, vì cần đến những lời giải cho các bài toán mới. Chúng cũng cần cho việc thiết kế các bộ lọc, các biến áp trong ngành viễn thông. Để thiết kế mạch điện ta có phương pháp cơ bản. Phương pháp thứ nhất là thiết kế dựa trên kết quả của phân tích mạch, tức là biến đổi kết quả phân tích mạch điện dựa trên kinh nghiệm thành các công thức áp dụng trong thiết kế. Phương pháp thứ hai được gọi là *tổng hợp mạch*, là việc thiết kế một cách trực tiếp từ các tính chất đã biết của mạch điện. Từ các phần tử mạch điện đã cho, ta có nhiệm vụ tối ưu hóa các yêu cầu đã đặt ra.

Như ta đã biết, mạch điện hai cực là khái niệm rất cơ bản. Trên h. 1.3 ta thấy mạch bốn cực có hai cực cửa vào và hai cực cửa ra. Đây là mạch bốn cực mở. Mạch kín khi cửa vào và cửa ra khép kín mạch. Tính chất quan trọng của mạch bốn cực là quan hệ vào ra. Trong những năm 1920, việc hình thành lý thuyết mạch bốn cực giữ một vai trò quan trọng trong phân tích mạch và tổng hợp mạch và công lao chủ yếu là của các nhà nghiên cứu Nga và Đức (h.1.4).



Hình 1.3. Mạch bốn cực.



Hình 1.4. Kiến trúc của các hệ thống viễn thông.

1.2. CÁC PHẦN TỬ CỦA MẠCH ĐIỆN

Người ta phân mạch điện ra hai nhóm lớn là các phần tử hai cực và bốn cực, trong đó còn phân biệt các phần tử *thụ động* và các *phần tử tích cực*.

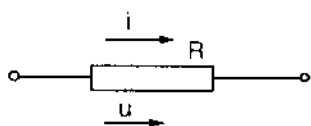
Điện trở R trong hình 1.5 tạo ra mối quan hệ giữa dòng và điện áp :

$$u = Ri \quad (1.9a)$$

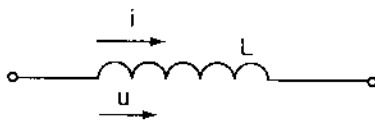
Như vậy tổng trở kháng là :

$$Z_R = R \quad (1.9b)$$

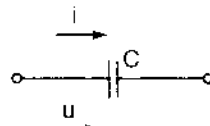
Công thức $u = iR$ giả thiết rằng chiều đo của điện áp và dòng như nhau. Ngoài mô hình toán học, điện trở R thể hiện sự tổn hao hay công suất tiêu tán.



Hình 1.5. Điện trở.



Hình 1.6. Cuộn cảm.



Hình 1.7. Tụ điện.

Cảm kháng L trên h.1.6 tạo ra mối quan hệ tuyến tính giữa điện áp và dòng điện :

$$u = L \frac{di}{dt} \quad (1.10a)$$

Tổng kháng tương ứng là :

$$Z_L = sL \quad (1.10b)$$

Cảm kháng L gắn chặt với năng lượng từ. Công thức $U(s) = sLI(s)$ giả thiết rằng giá trị ban đầu của dòng điện $i(-0) = 0$, hay tại thời điểm $t = -0$ hệ thống không chứa năng lượng.

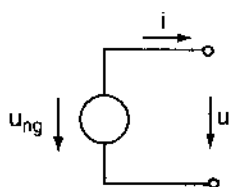
Tụ C trên h.1.7 tạo ra quan hệ tuyến tính giữa điện áp và dòng điện :

$$u = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (1.11a)$$

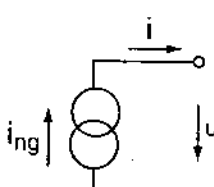
Tổng kháng của tụ điện C sẽ là :

$$Z_C = \frac{1}{sC} \quad (1.11b)$$

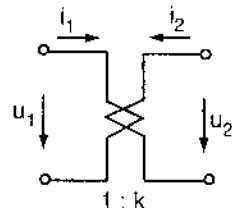
Tụ C có liên quan đến năng lượng điện. Công thức $U(s) = \frac{1}{sC} I(s)$ giả thiết rằng giá trị điện áp ban đầu $u(-0) = 0$, hay nói cách khác tại thời điểm $t = -0$ hệ thống không lưu trữ năng lượng.



Hình 1.8. Nguồn áp lý tưởng.



Hình 1.9. Nguồn dòng lý tưởng.



Hình 1.10. Biến áp lý tưởng.

Nguồn điện áp lý tưởng (h.1.8) không phụ thuộc vào dòng :

$$u = u_{ng} \quad (1.12)$$

Nguồn dòng lý tưởng (h.1.9) không phụ thuộc vào điện áp :

$$i = i_{ng} \quad (1.13)$$

Các nguồn điện áp và nguồn dòng là các máy phát điện độc lập.

H. 1.10 cho thấy một biến áp lý tưởng là một phần tử bốn cực và có thể mô tả bằng đặc trưng của mạch bốn cực :

$$u_1 = \frac{1}{k} u_2 ; \quad i_1 = -ki_2 \quad (1.14a)$$

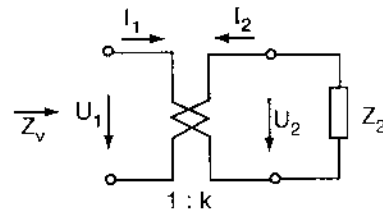
Tham số duy nhất là hệ số truyền đạt k . Trong biến áp lý tưởng, quan hệ giữa u_1 và u_2 không phụ thuộc vào dòng điện, quan hệ $i_1 = -ki_2$ không phụ thuộc vào điện áp trong mọi tình huống. Theo các công thức (1.14a) quan hệ cơ bản giữa các biên độ phức áp và dòng của biến áp lý tưởng là :

$$U_1 = \frac{1}{k} U_2 ; \quad I_1 = -kI_2 \quad (1.14b)$$

Công suất phức do biến áp tiêu thụ :

$$U_1 I_1^* + U_2 I_2^* = U_1 I_1^* + k U_1 \left(-\frac{1}{k} I_1^*\right) = 0 \quad (1.15)$$

(dấu * biểu diễn số liên hợp). Như vậy, biến áp lý tưởng không sản sinh và cũng không tiêu thụ năng lượng. Công suất $U_1 I_1^*$ được biến đổi sang dạng có các thông số khác. Sự biến đổi điện áp và dòng điện tất nhiên cũng xuất hiện trong kháng trở. Ta hãy khảo sát về mức độ chuyển đổi kháng tải Z_2 của biến áp trong h.1.11.



Hình 1.11. Kháng vào của biến áp lý tưởng.

Phương trình cơ bản của biến áp lý tưởng :

$$U_1 = \frac{1}{k} U_2 ; \quad I_1 = -kI_2$$

Chiều đo của dòng và áp trên tải :

$$U_2 = -Z_2 I_2$$

Thay thế phương trình này vào các phương trình cơ bản :

$$U_1 = -\frac{1}{k} Z_2 I_2 ; \quad I_1 = -kI_2 \quad (1.16)$$

Chia hai phương trình cho nhau sẽ được một kết quả quan trọng :

$$\frac{U_1}{I_1} = Z_{1v} = \frac{Z_2}{k^2} \quad (1.17)$$

Như vậy, kháng trở sẽ biến đổi tỷ lệ với bình phương của hệ số truyền đạt.

Với một biến áp lý tưởng ta đã làm quen với mạch điện trừu tượng giống như điện trở, tụ và kháng trở. Từ một biến áp thực tế có thể đi đến mạch điện lý tưởng. Xuất phát từ phương trình của một biến áp không tổn hao (h.1.12) :

$$U_1 = sL_{11} I_1 + sL_{12} I_2 ; \quad U_2 = sL_{12} I_1 + sL_{22} I_2 \quad (1.18)$$

Trong điện học, trở kháng tỷ lệ thuận với bình phương số vòng dây :

$$L_{11} = LN_1^2 ; \quad L_{22} = LN_2^2 ; \quad L_{12} = LN_1 N_2$$

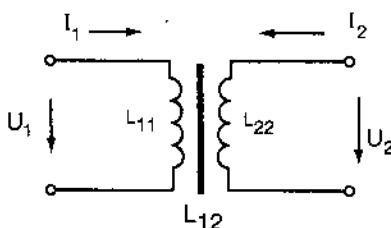
trong đó L là một hằng số tỷ lệ. Như vậy :

$$U_1 = sLN_1^2 I_1 + sLN_1 N_2 I_2 ; \quad U_2 = sLN_1 N_2 I_1 + sLN_2^2 I_2$$

Chia hai vế cho L ta có :

$$\frac{U_1}{L} = sN_1^2 I_1 + sN_1 N_2 I_2$$

$$\frac{U_2}{L} = sN_1 N_2 I_1 + sN_2^2 I_2$$



Hình 1.12. Biến áp cảm kháng.

Nếu L tiến đến vô cực, cả hai phương trình đều tiến đến 0 và sau khi đơn giản biểu thức ta có :

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0 \quad (1.19)$$

Chia hai phương trình cho nhau ta được :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{sN_1^2 I_1 + sN_1 N_2 I_2}{sN_1 N_2 I_1 + sN_2^2 I_2} = \frac{N_1}{N_2} \frac{sN_1 I_1 + sN_2 I_2}{sN_1 I_1 + sN_2 I_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.20)$$

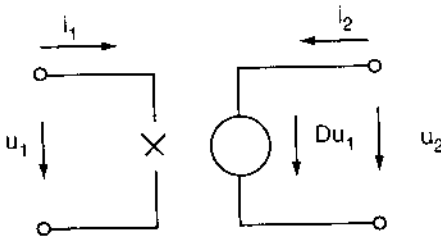
Công thức (1.19) và (1.20) cho ta các tính chất vật lý của biến áp lý tưởng. Ý nghĩa vật lý của phương trình thứ nhất là tổng kích thích bên sơ cấp và bên thứ cấp bằng không, như vậy biến áp lý tưởng phải là một nguồn phát. Ý nghĩa vật lý của phương trình thứ hai là bước điện áp của bên thứ cấp và bên sơ cấp là bằng nhau. Nếu hệ số truyền đạt là :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{N_2}{N_1} = k$$

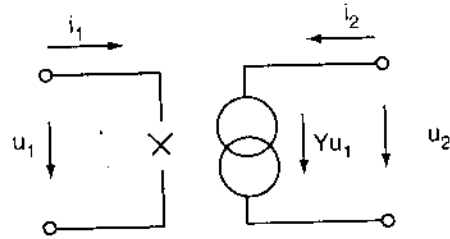
thì ta sẽ đi đến đặc tính của mạch bốn cực đã được định nghĩa :

$$U_1 = \frac{1}{k} U_2; \quad I_1 = -k I_2$$

Với sự xuất hiện linh kiện khuếch đại, cần có các phần tử mạch điện trừu tượng để mô tả hiện tượng khuếch đại điện áp và dòng. Một trong cách mô tả công cụ khuếch đại chính là khái niệm nguồn phát có điều khiển.



Hình 1.13. Nguồn điện áp điều khiển bằng điện áp



Hình 1.14. Nguồn dòng điều khiển bằng điện áp

- Phương trình cơ bản của nguồn điện áp điều khiển bằng điện áp :

$$i_1 = 0; \quad u_2 = Du_1 \quad (1.21)$$

Theo h.1.13 với điện áp vào nhận giá trị bất kỳ thì dòng vào bằng không, hay đầu vào bị hở mạch. Điện áp đầu ra phụ thuộc vào điện áp đầu vào.

- Phương trình cơ bản của nguồn dòng điều khiển bằng điện áp :

$$i_1 = 0; \quad i_2 = Yu_1 \quad (1.22)$$

Theo h.1.14 với điện áp vào nhận giá trị bất kỳ thì dòng vào bằng không, hay đầu vào bị hở mạch. Dòng điện đầu ra phụ thuộc vào điện áp đầu vào.

Phương trình cơ bản của nguồn dòng điều khiển bằng dòng :

$$u_1 = 0; \quad i_2 = Hi_1 \quad (1.23)$$

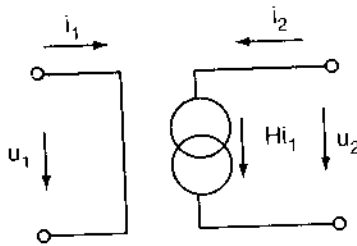
Theo h.1.15 với dòng vào nhận giá trị bất kỳ, điện áp vào bằng không, hay đầu vào bị ngắn mạch. Dòng điện đầu ra phụ thuộc vào dòng đầu vào.

- Phương trình cơ bản của nguồn điện áp điều khiển bằng dòng :

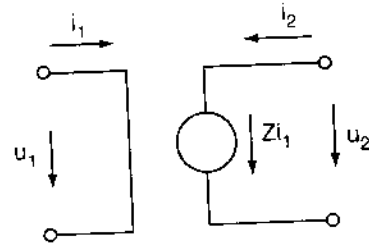
$$u_1 = 0; \quad u_2 = Zi_1 \quad (1.24)$$

Theo h.1.16 với dòng vào nhận giá trị bất kỳ, điện áp vào bằng không, hay đầu vào bị ngắn mạch. Điện áp đầu ra phụ thuộc vào dòng điện đầu vào.

Các nguồn có điều khiển là các mạch điện tích cực, vì $U_1 I_1^* = 0$, nhưng $U_2 I_2^*$ thường khác không.



Hình 1.15. Nguồn dòng điện điều khiển bằng dòng điện.



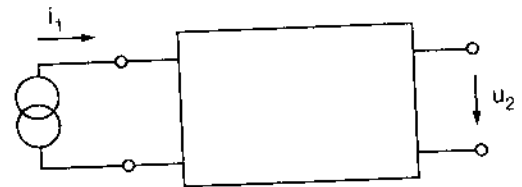
Hình 1.16. Nguồn điện áp điều khiển bằng dòng điện.

1.3. MẠCH ĐIỆN TUYẾN TÍNH

1.3.1. Miền thời gian

Phương pháp tự nhiên của các tham số đặc trưng mạch điện là việc mô tả trong miền thời gian. Điện áp và dòng của các phần tử mạch điện có quan hệ với nhau thông qua việc nhân với một hằng số, phép lấy vi phân và tích phân. Nếu các phương trình Kirchhoff được viết khi điện áp và dòng điện là các hàm bất kỳ theo thời gian, thì ta nhận được một hệ phương trình vi phân.

Khảo sát điện áp của mạch điện do một nguồn dòng kích thích (h.1.17), biến thiên của u_2 và i_1 được mô tả bằng phương trình tuyến tính bậc n :



Hình 1.17. Mạch điện được kích thích bằng nguồn dòng

$$B_n \frac{d^n u_2}{dt^n} + \dots + B_1 \frac{du_2}{dt} + B_0 u_2 = A_m \frac{d^m i_1}{dt^m} + \dots + A_1 \frac{di_1}{dt} + A_0 i_1 \quad (1.25a)$$

Vì các phần tử mạch điện không phụ thuộc vào thời gian, nên A_i và B_j là các hằng số. Mạch điện như vậy được gọi là mạch điện *bất biến* theo thời gian. Các mạch điện biến đổi theo thời gian thường gặp trong thực tế là mạch điều chế, khuếch đại tham số...

Phương trình (1.25a) là một phương trình vi phân không thuần nhất. Phương trình này có dạng tổng quát là:

$$L\{y\} = f(t) \quad (1.26)$$

trong đó L là toán tử vi phân. Nghiệm của phương trình vi phân là sự kết hợp nghiệm tổng quát của phương trình thuần nhất và nghiệm riêng của phương trình không thuần nhất. Nghiệm của phương trình vi phân thuần nhất là:

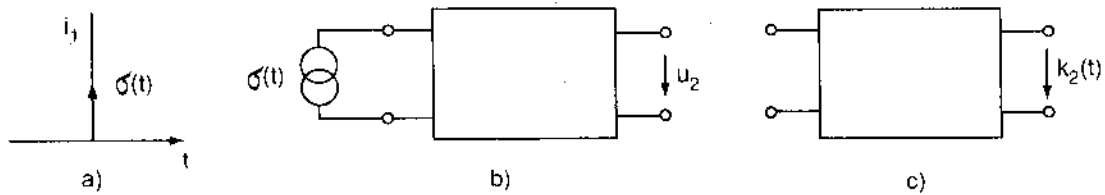
$$y = \sum_{i=1}^n c_i e^{s_i t} \quad (1.27)$$

Trong đó s_i là các nghiệm của phương trình đặc trưng:

$$B_n s^n + \dots + B_1 s + B_0 = 0 \quad (1.28)$$

Các nghiệm s_i là các tần số dao động riêng của mạch điện. Việc lựa chọn các hằng số c_i phải phù hợp với các điều kiện ban đầu. Các hằng số không còn là một số bất kỳ khi dòng kích thích $i_1(t)$ được chọn là một xung đơn vị (h.1.18).

Điện trở trong của nguồn dòng là vô cùng lớn. Trong các thời điểm $t > 0$ giá trị của xung bằng không và bên sơ cấp được coi là hở mạch (h.1.18c). Dưới tác dụng của xung đơn vị, ở đầu ra của mạch điện xuất hiện điện áp đặc trưng cho mạch điện. Phản ứng $u_2(t)$ lúc này được ký hiệu là $k_2(t)$ và được gọi là hàm trọng lượng. Hàm trọng lượng chính là phản ứng của mạch điện đối với xung đơn vị. H.1.18 và phương trình (1.25a) cho thấy các giá trị s_i là các tần số dao động riêng của mạch điện khi đầu ra hở mạch.



Hình 1.18. Mạch điện được kích thích bằng dòng xung đơn vị.

Quay lại phương trình (1.25a), vế phải và vế trái của phương trình không phân biệt được về mặt toán học. Bây giờ coi u_2 là kích thích và i_1 là đáp ứng :

$$A_m \frac{d^m i_1}{dt^m} + \dots + A_1 \frac{di_1}{dt} + A_0 i_1 = B_n \frac{d^n u_2}{dt^n} + \dots + B_1 \frac{du_2}{dt} + B_0 u_2 \quad (1.25b)$$

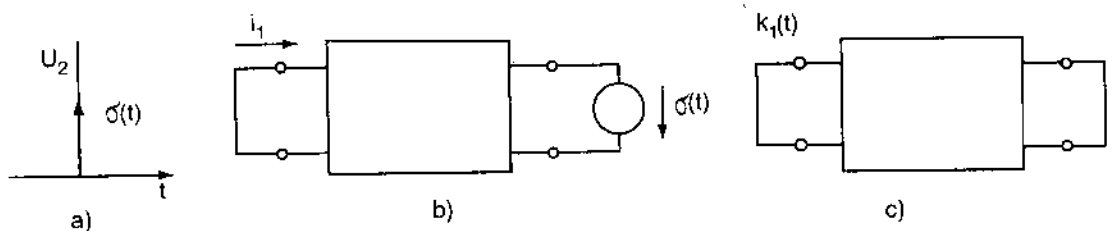
Nghiệm của phương trình thuần nhất có dạng là :

$$y = \sum_{i=0}^m c_i e^{s_i t} \quad (1.29)$$

trong đó s_i là các nghiệm của phương trình đặc trưng :

$$A_m s^m + \dots + A_1 s + A_0 = 0 \quad (1.30)$$

trong đó s_i là các tần số dao động tự do của mạng. Các hệ số tùy ý c_i cũng có thể chuyển thành giá trị xác định khi lựa chọn u_2 là xung đơn vị. Điện trở trong của nguồn áp lý tưởng bằng không, như vậy khi $t > 0$ thì giá trị của xung đơn vị bằng không và hai cực bị ngắn mạch (h.1.19c).



Hình 1.19. Mạch điện được kích thích bằng điện áp xung đơn vị.

Dưới tác động của điện áp xung đơn vị, dòng $i_1(t)$ xuất hiện và đặc trưng cho mạch điện. Đáp ứng $i_1(t)$ trong trường hợp này được ký hiệu là $k_1(t)$ và được gọi là hàm trọng lượng. Khi kết hợp h.1.19 với phương trình (1.30) ta xác định được s_i là tần số dao động riêng của mạch khi cửa ra được nối tắt.

Hàm trọng lượng $k(t)$ là đáp ứng của mạch đối với xung đơn vị, nó quan trọng vì là hàm đặc trưng cho mạch. Như vậy nếu biết hàm $k(t)$ có thể tính được đáp ứng của hàm kích thích bất kỳ. Tích phân chập của hệ theo định lý Duhamel là :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (1.31a)$$

Các mạch tuyến tính thụ động là các hệ nhân quả, nghĩa là $k(t) = 0$ khi $t < 0$. Tích phân chập của hệ theo định lý Duhamel là :

$$y(t) = \int_0^{\infty} k(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (1.31b)$$

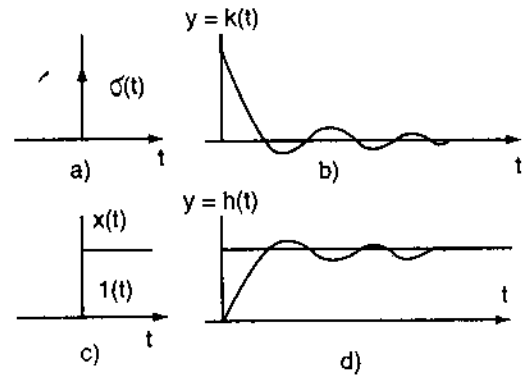
Đáp ứng của các mạch tuyến tính, tham số tập trung, thụ động luôn có thể tính được bằng tích phân chập (1.31b).

Ngoài hàm trọng lượng $k(t)$ ta còn sử dụng đáp ứng của mạch đối với hàm $1(t)$. Đáp ứng này được gọi là *hàm quá độ* và ký hiệu là $h(t)$ (h.1.20). Quan hệ giữa hàm quá độ và hàm trọng lượng có dạng :

$$h(t) = \int_0^t k(\tau)d\tau \quad (1.32a)$$

hoặc là :

$$k(t) = \frac{dh(t)}{dt} \quad (1.32b)$$



Hình 1.20. Hàm trọng lượng và hàm quá độ của mạch điện.

1.3.2. Miền tần số

Các hiện tượng biến đổi theo thời gian, dạng hình sin có tầm quan trọng trong lý thuyết mạch vì hầu hết các máy phát tạo ra các tín hiệu hình sin. Trong thực tế các hàm kích thích có thể tổng hợp từ các tín hiệu hình sin nhờ sự hỗ trợ của phép biến đổi Fourier. Các hiện tượng biến đổi theo thời gian có dạng hình sin được quan tâm, vì có thể bỏ qua được việc giải phương trình vi phân.

Hàm dòng kích thích $i = I_M \cos(\omega t + \varphi_i)$ có thể viết dưới dạng :

$$i = \text{Re } I_M e^{j(\omega t + \varphi_i)} \quad (1.33)$$

Ta có thể bỏ ký hiệu Re (phần thực) nếu ngầm hiểu là hàm thời gian do phần thực của hàm $I_M e^{j(\omega t + \varphi_i)}$ tạo ra. Nghiệm riêng của phương trình (1.25a) kích thích đầu vào là hàm điều hòa $i = I_M e^{j(\omega t + \varphi_i)}$ sẽ có dạng $U_M e^{j(\omega t + \varphi_u)}$. Thay thế các hàm trên vào phương trình (1.25a) ta có :

$$\begin{aligned} & [B_n(j\omega)^n + B_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + B_1(j\omega) + B_0] U_M e^{j(\omega t + \varphi_u)} = \\ & = [A_m(j\omega)^m + A_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + A_1(j\omega) + A_0] I_M e^{j(\omega t + \varphi_i)} \end{aligned} \quad (1.34)$$

Đơn giản hóa hai vế cho $e^{j\omega t}$ và gọi :

$$U = \frac{U_M}{\sqrt{2}} e^{j\varphi_u} \quad (1.35)$$

là biên độ phức, ta sẽ nhận được công thức giữa biên độ phức của dòng và điện áp là :

$$\frac{U}{I} = \frac{A_0 + A_1(j\omega)^1 + \dots + A_m(j\omega)^m}{B_0 + B_1(j\omega)^1 + \dots + B_n(j\omega)^n} \quad (1.36)$$

Ta gọi đại lượng này là kháng trở :

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{\sum_{i=0}^m A_i(j\omega)^i}{\sum_{i=0}^n B_i(j\omega)^i} = \frac{|U|}{|I|} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} \quad (1.37)$$

Giá trị tuyệt đối của kháng trở Z là tỷ số giữa giá trị tuyệt đối của điện áp và dòng điện, góc pha của nó sẽ là hiệu của pha điện áp và dòng điện. Ta chỉ có thể nói về kháng trở trong trường hợp kích thích có dạng $e^{j\omega t}$, vì giá trị tức thời của tỷ số giữa điện áp và dòng điện biến thiên theo hình sin là hàm của thời gian và giá trị của nó thay đổi từ $(-\infty)$ đến $(+\infty)$.

Số hạng biến thiên theo thời gian $e^{j\omega t}$ không còn trong biểu thức tỷ số giữa điện áp và dòng điện. Quan hệ đó được biểu diễn bằng $Z(j\omega)$. Để xác định giá trị của $Z(j\omega)$ ta có nhiều khả năng :

- Cung cấp giá trị tuyệt đối của $Z(j\omega)$, $a = |Z(j\omega)|$ và góc pha của nó $\varphi = \arg Z(j\omega)$
- Có thể cho phần thực và phần ảo ;
- Có thể cho theo đồ thị trong mặt phẳng pha.

Kháng trở là một đại lượng không phụ thuộc vào thời gian và áp dụng nó sẽ thuận lợi hơn khi giải các phương trình vi phân.

Như ta đã biết các hàm kích thích có thể tạo từ tích phân Fourier :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F_x(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.38)$$

trong đó $F(j\omega)$ là phổ Fourier của hàm $f(t)$. Phép biến đổi Fourier của hàm $x(t)$ là phép biến đổi tích phân :

$$L\{x(t)\} = F_x(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.39)$$

Công thức (1.39) được gọi là phép biến đổi Fourier ngược và thông thường được ký hiệu là $L^{-1}\{F_x(j\omega)\}$. Tương tự như vậy, ta có thể định nghĩa về phổ $F_y(j\omega)$ của đáp ứng đầu ra $y(t)$. Hàm truyền đạt tần số $K(j\omega)$ nối kết phổ của kích thích $x(t)$ và đáp ứng $y(t)$:

$$F_y(j\omega) = K(j\omega) F_x(j\omega) \quad (1.40)$$

Theo công thức (1.40), vì $K(j\omega) = \frac{F_y(j\omega)}{F_x(j\omega)}$ nên mỗi thành phần tần số đặc trưng truyền đạt sẽ cho tỷ số giá trị tuyệt đối phức và hiệu giữa các pha. Công thức (1.40) mang ý nghĩa hàm truyền đạt tần số $K(j\omega)$ là hàm đặc trưng của hệ thống. Nếu biết phổ Fourier của tín hiệu vào, ta sẽ xác định được phổ của tín hiệu ra và chuyển về miền tần số nhờ tích phân Fourier.

Chú ý rằng công thức (1.38) kết hợp với công thức (1.40) tạo thành :

$$K(j\omega) = 2\pi F\{k(t)\} \quad (1.41a)$$

$$k(t) = \frac{1}{2\pi} F^{-1}\{K(j\omega)\} \quad (1.41b)$$

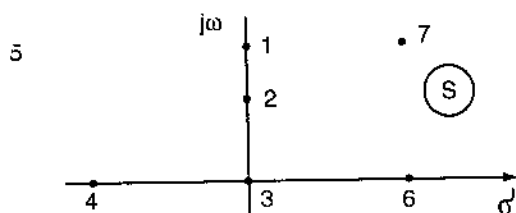
hoặc là mối quan hệ giữa hàm trọng lượng và đặc trưng truyền đạt.

1.3.3. Miền tần số phức

Hãy khảo sát hàm thời gian dạng e^{st} trong đó s là tần số phức.

$$s = \sigma + j\omega \quad (1.42)$$

Phương pháp 1: Miền tần số phức biểu diễn trên mặt phẳng phức h.1.21. Trục hoành biểu thị giá trị σ và trục tung biểu thị giá trị $j\omega$. Nếu $\sigma = 0$, thì $s = j\omega$ và ta sang miền tần số.



Hình 1.21. Các điểm đặc trưng trong miền tần số.

Ta thấy các điểm s ở các vị trí khác nhau (h.1.21) sẽ cho các hàm thời gian khác nhau (h.1.22).

Trong quá trình tính toán kháng của các phần tử mạch điện, ta thực hiện phép thay thế $j\omega \rightarrow s$ và hàm truyền đạt sẽ là :

$$F(s) = \frac{A_0 + A_1 s^1 + \dots + A_m s^m}{B_0 + B_1 s^1 + \dots + B_n s^n} \quad (1.43)$$

Hàm $F(s)$ là một phân thức của s . Việc áp dụng hàm thời gian dạng e^{st} một mặt có thể mở rộng lớp hàm so với các biến đổi dạng hình sin, mặt khác loại bỏ được việc tính toán phức tạp, khi ta chuyển sang miền tần số bằng cách thay thế $s = j\omega$.

Phương pháp 2: Đây là phương pháp áp dụng phép chuyển đổi Laplace. Phương pháp này có các ưu điểm của việc dẫn nhập miền tần số phức $s = \sigma + j\omega$.

Quan hệ giữa kích thích $x(t)$ và đáp ứng $y(t)$ của mạch tuyến tính tập trung bất biến mô tả bằng phương trình tuyến tính hệ số hằng :

$$B_n \frac{d^n y}{dt^n} + \dots + B_1 \frac{dy}{dt} + B_0 y = A_m \frac{d^m x}{dt^m} + A_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + A_1 \frac{dx}{dt} + A_0 x \quad (1.44)$$

Giả thiết rằng vào thời điểm $t = -0$ hệ thống không tích lũy năng lượng, như vậy giá trị ban đầu đều là không. Thực hiện phép biến đổi Laplace cho phương trình (1.44) ta có:

$$[B_n s^n + B_{n-1} s^{n-1} + \dots + B_1 s + B_0] Y(s) = [A_m s^m + A_{m-1} s^{m-1} + \dots + A_1 s + A_0] X(s) \quad (1.45)$$

suy ra :

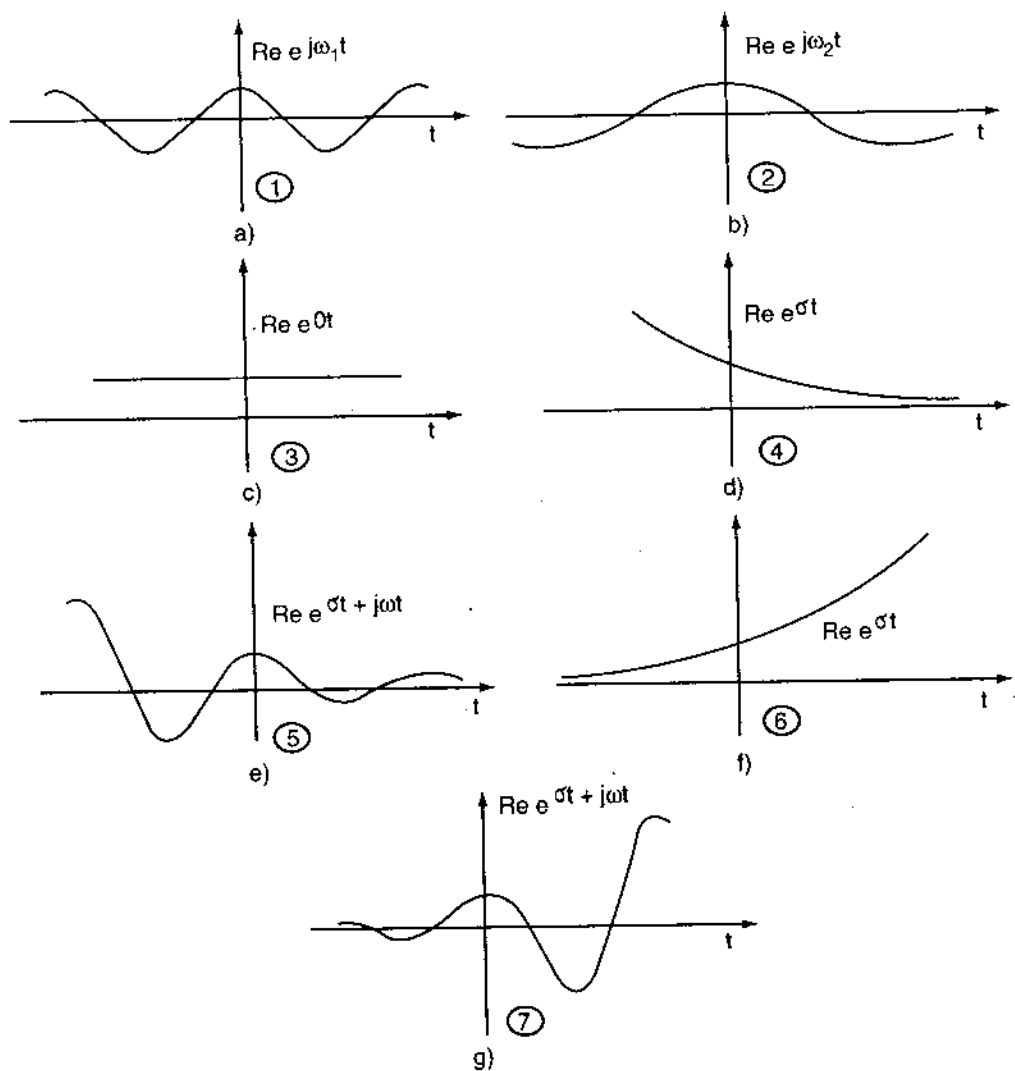
$$K(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{A_0 + A_1 s^1 + \dots + A_m s^m}{B_0 + B_1 s^1 + \dots + B_n s^n} \quad (1.46)$$

Hàm truyền đạt $K(s)$ là tỷ số phép biến đổi Laplace của tín hiệu đầu ra và tín hiệu đầu vào. Hàm truyền đạt $K(s)$ là hàm đặc trưng cho hệ thống, vì nếu đã biết hàm truyền đạt thì có thể xác định được đầu ra trong trường hợp đầu vào là hàm tùy ý.

$$Y(s) = K(s) X(s) \quad (1.47)$$

Hàm truyền đạt $K(s)$ theo biểu thức (1.46) có thể viết dưới dạng :

$$K(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{A_m (s - s'_1)(s - s'_2) \dots (s - s'_m)}{B_n (s - s''_1)(s - s''_2) \dots (s - s''_n)} = k_1 \frac{\prod_{i=1}^m (s - s'_i)}{\prod_{i=1}^n (s - s''_i)} \quad (1.48)$$



Hình 1.22. Hàm thời gian của các điểm đặc trưng trong miền tần số thuộc h. 1.21.

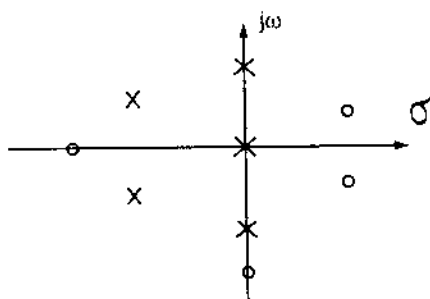
trong đó $k_1 = \frac{A_m}{B_n}$. Hàm $K(s)$ có các điểm không là s_i' :

$$\lim_{s \rightarrow s_i'} K(s) = 0$$

và các điểm cực là s_i'' :

$$\lim_{s \rightarrow s_i''} K(s) = \infty$$

Các điểm không, điểm cực và hằng số thực k_1 được xác định là duy nhất. Các điểm không (hình tròn) và điểm cực (các điểm gạch chéo) được thể hiện trong h.1.23.



Hình 1.23. Các điểm cực và điểm không.

1.4. ĐẶC TRƯNG CỦA MẠCH BẰNG ĐIỂM KHÔNG VÀ ĐIỂM CỰC

1.4.1. Nhiệm vụ của bài toán

Hàm truyền đạt $F(s)$ của mạch tuyến tính, hệ số hằng và bất biến là một phân thức hữu tỷ của tần số phức s :

$$F(s) = \frac{A(s)}{B(s)} \quad (1.49)$$

Để phù hợp với mục đích cụ thể, hàm có thể viết ở nhiều dạng khác nhau. Hàm $F(s)$ là tỷ số giữa hai đa thức:

$$F(s) = \frac{A_0 + A_1 s^1 + \dots + A_m s^m}{B_0 + B_1 s^1 + \dots + B_n s^n} = \frac{\sum_{i=0}^m A_i s^i}{\sum_{i=0}^n B_i s^i} \quad (1.50)$$

Các đa thức viết dưới dạng thừa số:

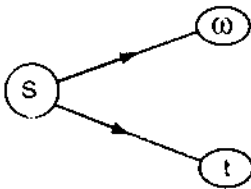
$$F(s) = \frac{A_m (s - s'_1)(s - s'_2) \dots (s - s'_m)}{B_n (s - s''_1)(s - s''_2) \dots (s - s''_n)} \quad (1.51a)$$

Đặt $k_1 = \frac{A_m}{B_n}$ ta có:

$$F(s) = k_1 \frac{(s - s'_1)(s - s'_2) \dots (s - s'_m)}{(s - s''_1)(s - s''_2) \dots (s - s''_n)} \quad (1.51b)$$

Dạng khác của hàm $F(s)$:

$$F(s) = k_2 \frac{\left(1 - \frac{s}{s'_1}\right) \left(1 - \frac{s}{s'_2}\right) \dots \left(1 - \frac{s}{s'_m}\right)}{\left(1 - \frac{s}{s''_1}\right) \left(1 - \frac{s}{s''_2}\right) \dots \left(1 - \frac{s}{s''_n}\right)} \quad (1.52)$$



trong đó $k_2 = \frac{A_0}{B_0}$.

Như vậy trong công thức $F(s)$ có chứa các điểm cực và điểm không.

Trong mục này ta đi qua phương pháp xác định các thuộc tính của mạch điện trong miền tần số và trong miền thời gian xuất phát từ miền tần số phức khi biết các điểm cực và điểm không của mạch (h.1.24).

Hình 1.24. Từ miền tần số phức s có thể chuyển sang miền tần số và miền thời gian.

1.4.2. Đồ thị Bode (đồ thị biên – pha)

Đồ thị Bode cho phép vẽ một cách đơn giản các đường đặc trưng từ điểm không và điểm cực. Nguyên lý cơ bản là vẽ hàm truyền đạt dựa vào các đường đặc trưng của điểm không và điểm cực theo đơn vị logarit. Các đường đặc trưng của mỗi phần tử là các đơn nguyên, do đó có thể dễ dàng xây dựng hàm truyền đạt cho toàn mạch.

Nếu thay $s = j\omega$ vào công thức (1.52) thì :

$$F(j\omega) = k_2 \frac{\left(1 - \frac{j\omega}{s'_1}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{s'_2}\right) \dots \left(1 - \frac{j\omega}{s'_m}\right)}{\left(1 - \frac{j\omega}{s''_1}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{s''_2}\right) \dots \left(1 - \frac{j\omega}{s''_n}\right)} \quad (1.53)$$

Chuyển sang dạng logarit ta có :

$$a(\omega) = \ln |F(j\omega)| \text{ [Np]} ; \quad b(\omega) = \arg F(j\omega) \text{ [rad]} \quad (1.54)$$

Quá trình vẽ các đường đặc trưng được đơn giản hóa vì hai nguyên nhân. Thứ nhất là phép nhân được chuyển sang phép cộng, tử số và mẫu số trừ cho nhau. Nguyên nhân thứ hai là việc áp dụng thang đo tần số logarit cho phép vẽ đường đặc trưng của các thừa số khác nhau có thể làm gần đúng theo từng đoạn, như vậy việc vẽ các đường đặc trưng sẽ không phức tạp.

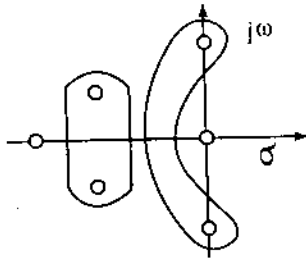
Ta có thể tính đến các phần tử cơ bản của hàm là : hằng số k_2 và các điểm không. Các nghiệm phức liên hợp ghép thành một đôi nghiệm phức duy nhất. Các nghiệm nằm trên trục $j\omega$ có tầm quan trọng trong thực tế và vì các tính chất khác biệt nên ta coi chúng là các trường hợp riêng. Ta cũng cần quan tâm đặc biệt tới điểm không nằm ở gốc tọa độ (h.1.25).

Theo thường lệ người ta tính các đặc trưng theo đơn vị dB và radian :

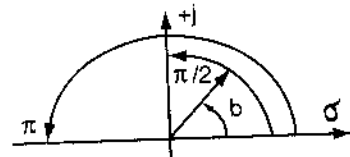
$$a(\omega) = 20 \lg |F(j\omega)| \text{ [dB]} ; \quad b(\omega) = \arg F(j\omega) \text{ [rad]} \quad (1.55)$$

1. Hằng số k_2 có thể âm hoặc dương do :

$$a(\omega) = 20 \lg |k_2| \text{ [dB]}$$



Hình 1.25. Các điểm không đặc biệt.

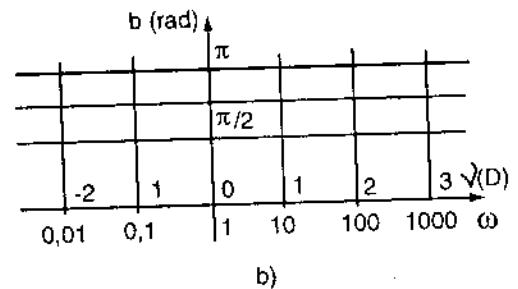
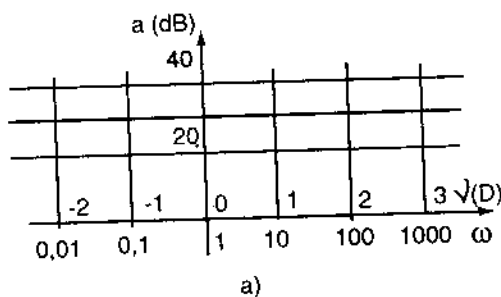


Hình 1.26. Hệ số khuếch đại là hằng trên mặt phẳng phức.

$$b = \begin{cases} 0, k_2 > 0 \\ \pi, k_2 < 0 \end{cases} \text{ [rad]} \quad (1.56)$$

hoặc là có thể thấy số âm có góc là π (h. 1.26).

Trên h. 1.27a ta vẽ đồ thị của a trong hệ trục tọa độ logarit. Giá trị của a là 30dB. H. 1.27b cho thấy pha $b = \pi$



Hình 1.27. Đồ thị Bode của một hằng số.

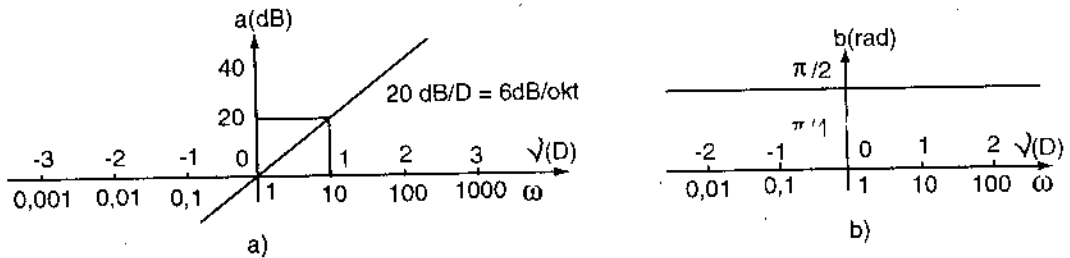
2. Điểm không tại gốc tọa độ. Điểm không nằm ở gốc tọa độ có dạng thừa số là $(s - 0) = s$ và trong miền tần số là :

$$F = j\omega.$$

Theo công thức (1.55) ta có :

$$A = 20 \lg |j\omega| = 20 \lg \omega = 20 \text{ v [dB]}; \quad B = \pi/2 \quad [\text{rad}] \quad (1.57)$$

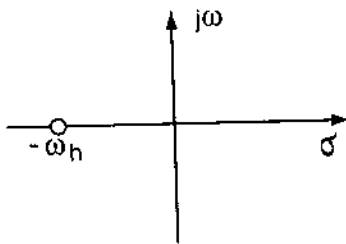
H. 1.28 biểu diễn đồ thị Bode của điểm không nằm ở gốc tọa độ. Nếu $\omega = 1$ thì $a = 0$, và nếu $\omega = 10$ thì $a = 20\text{dB}$. Trong đơn vị đo logarit a là một đường thẳng có độ dốc là $20 \text{ dB/decad} = 6 \text{ dB/oktav}$. Góc pha của $j\omega$ không phụ thuộc vào tần số và có giá trị là $\pi/2$.



Hình 1.28. Đồ thị Bode của điểm không nằm ở gốc tọa độ.

3. Điểm không trên trục số thực. Thừa số được viết dưới dạng :

$$\left(1 + \frac{s}{\omega_h}\right)$$



Hình 1.29. Điểm không nằm trên trục số thực.

Trong thực tế tại $s = -\omega_h$ cho một điểm không nằm trên trục số thực (h. 1.29). Sau này ta sẽ thấy điểm không xuất hiện chủ yếu bên trái mặt phẳng, nên ta sử dụng dạng này.

Giá trị của ω_h là âm nếu điểm không nằm bên phải của mặt phẳng. Theo công thức (1.55) ta có :

$$a = 20 \lg |F(j\omega)| = 20 \lg \left|1 + \frac{j\omega}{\omega_h}\right| = 20 \lg \sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_h^2}} = 10 \lg \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right)^2\right] \quad [\text{dB}]$$

$$b = \arctan \left(\frac{\omega}{\omega_h}\right) = \arctg \frac{\omega}{\omega_h} \quad (1.58)$$

Ta thấy rằng khi ω_h đổi dấu, dấu của a không đổi còn dấu của b thay đổi. Nếu $\omega < 0,1\omega_h$, có nghĩa là ω nhỏ hơn ω_h một *decad*, thì :

$$a \approx 10 \lg 1 = 0$$

Nếu $\omega > 10\omega_h$ hay nói cách khác ω lớn hơn ω_h ít nhất một *decad*, thì :

$$a \approx 20 \lg \frac{\omega}{\omega_h} \quad [\text{dB}]$$

Trong phương trình cuối cùng, khi $\omega = \omega_h$ cho giá trị 0 ; $\omega = 10$ cho giá trị 20 dB ; $\omega = 100$ cho giá trị 40 dB thì xuất phát từ ω_h sẽ là một đường thẳng có độ dốc 20 dB/decad . Điểm $\omega = \omega_h$ được gọi là điểm gián đoạn :

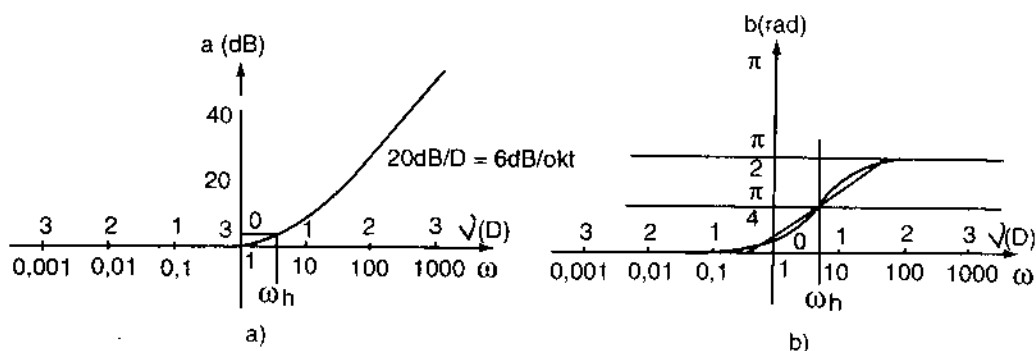
$$a(\omega_h) = 10 \lg 2 = 3 \text{ dB}$$

Như vậy khi biết ω_h , từ các đường thẳng gấp khúc xuất phát từ các công thức tiệm cận và biết giá trị 3 dB tại điểm ω_h , đường đặc trưng a đã cho với phương trình (1.58) có thể vẽ một cách dễ dàng.

Đường đặc trưng pha :

$$b = \arctg \frac{\omega}{\omega_h}$$

cho giá trị $b = 0$, nếu $(\omega/\omega_h) < 0,1$ và $b = \pi/2$, nếu $(\omega/\omega_h) > 10$. Tại $\omega = \omega_h$ giá trị của b là $\pi/4$. Đặc tuyến pha được biểu diễn trong h. 1.30b.

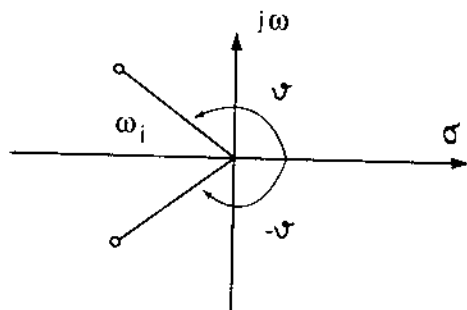


Hình 1.30. Đồ thị Bode của điểm không nằm trên trục số thực.

4. Hai nghiệm phức liên hợp. Trên h. 1.31 ta thấy các nghiệm liên hợp phức cùng với giá trị tuyệt đối và góc của nó. Giá trị tuyệt đối là ω_i , góc pha là ϑ , như vậy giá trị của nghiệm là $\omega_i e^{j\vartheta}$ hoặc là $\omega_i e^{-j\vartheta}$. Nếu nhân hai thừa số liên hợp với nhau ta có :

$$\left(1 - \frac{s}{\omega_i e^{j\vartheta}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_i e^{-j\vartheta}}\right) = 1 - \frac{s}{\omega_i} (e^{-j\vartheta} + e^{j\vartheta}) + \left(\frac{s}{\omega_i}\right)^2$$

$$= 1 - \frac{s}{\omega_i} 2 \cos \vartheta + \left(\frac{s}{\omega_i}\right)^2$$



Hình 1.31. Đặc trưng của cặp nghiệm phức bù nhau.

Nếu điểm không nằm bên trái mặt phẳng phức thì $\vartheta > \pi/2$ và $\cos \vartheta$ sẽ âm, ta đặt :

$$-\cos \vartheta = \zeta \quad (1.59)$$

Ta nhận được dạng :

$$1 + 2\zeta \left(\frac{s}{\omega_i}\right) + \left(\frac{s}{\omega_i}\right)^2$$

Khi vẽ đồ thị Bode phải luôn luôn đưa về dạng này. Chú ý rằng không phải tất cả các biểu thức bậc hai đều có nghiệm phức liên hợp. Phương trình có nghiệm phức liên hợp chỉ khi $|\zeta| < 1$. Khi $|\zeta| > 1$ phương trình chỉ có hai nghiệm thực. Khi $|\zeta| = 1$ sẽ cho nghiệm thực kép. Nếu điểm không ở trên nửa bên phải của mặt phẳng phức, $\vartheta > \pi/2$ và $\cos \vartheta$ sẽ dương và $\zeta = -\cos \vartheta$ có giá trị âm. Tương tự các nghiệm trên trục số thực, các nghiệm này chỉ khác nhau về pha. Trong trường hợp nghiệm phức liên hợp, công thức (1.54) sẽ là :

$$a = 20 \lg \left| 1 + j2\zeta \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right) - \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^2 \right| = 10 \lg \left\{ \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^2 \right]^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^2 \right\} \quad [dB] \quad (1.60a)$$

$$b = \arctg \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_i}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^2} \quad [rad] \quad (1.60b)$$

Ta cần phải vẽ đồ thị của các đường đặc trưng (1.60). Nếu $(\omega/\omega_h) < 0,1$ thì:

$$a \approx 10 \lg 1 = 0$$

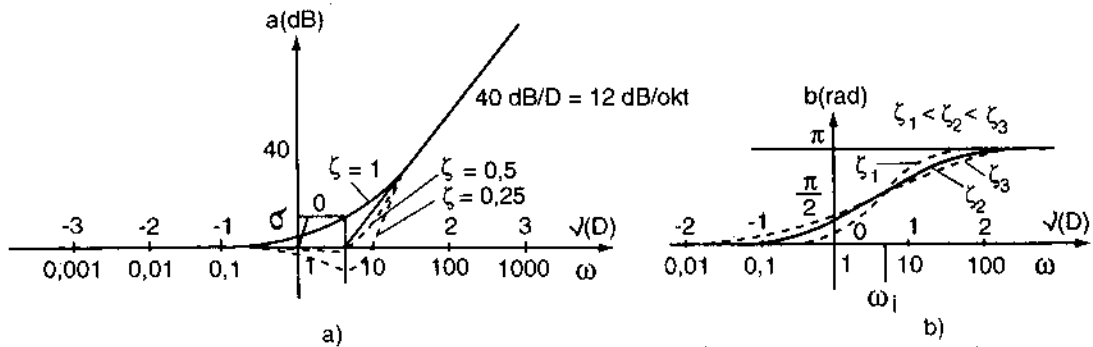
Nếu $(\omega/\omega_h) > 10$ thì :

$$a \approx 10 \lg \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^4 = 40 \lg \frac{\omega}{\omega_i}$$

Tại $\omega = \omega_i$ ta có thể tính toán chính xác :

$$a(\omega_i) = 10 \lg 4\zeta^2 \quad (1.61)$$

Như vậy điểm gián đoạn $a(\omega_i)$ phụ thuộc vào ζ . Nếu $\zeta = 1$, ta có $a(\omega_i) = 10 \lg 4 = 6dB$. Khi $\zeta = 0,5$ giá trị $a(\omega_i) = 0$, và $\zeta = 0,25$ thì $a(\omega_i) = -6dB$. Dựa vào các thông số đã tính, có thể vẽ đồ thị của $a(\omega)$ trong h. 1.32.



Hình 1.32. Đồ thị Bode của nghiệm phức liên hợp.

Đặc tính pha :

$$b = \arctg \frac{2\zeta \frac{\omega}{\omega_i}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_i} \right)^2}$$

cho giá trị là 0 và không phụ thuộc vào ζ tại điểm $\omega = 0$. Khi $\omega = \omega_i$, b có giá trị là $\pi/2$ và khi $\omega = \infty$ thì nhận giá trị π .

5. Nghiệm phức liên hợp trên trục ảo. Hai điểm không nằm trên trục j trong h. 1.25 có tọa độ $+j\omega_j$ và $-j\omega_j$:

$$\left(1 - \frac{s}{j\omega_j} \right) \left(1 + \frac{s}{j\omega_j} \right) = 1 + \left(\frac{s}{\omega_j} \right)^2$$

Theo công thức (1.54) ta có :

$$a = 20 \lg \left| 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_j} \right)^2 \right| ; \quad b = \arctan \left| 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_j} \right)^2 \right| \quad (1.62)$$

Nếu $(\omega/\omega_j) < 0,1$ thì : $a \approx 20 \lg 1 = 0$

Nếu $(\omega/\omega_j) > 10$ thì : $a \approx 40 \lg \frac{\omega}{\omega_j}$

Như vậy ta được đường thẳng có độ dốc $40 \text{ dB/decad} = 12 \text{ dB/oktav}$, khi $\omega = \omega_j$ thì $a = -\infty$. Để có thể dễ dàng vẽ gần đúng (h. 1.33a), ta tính tần số thuộc giá trị $a = 0$, theo công thức (1.62) :

$$\left| 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_j} \right)^2 \right| = 1$$

suy ra :

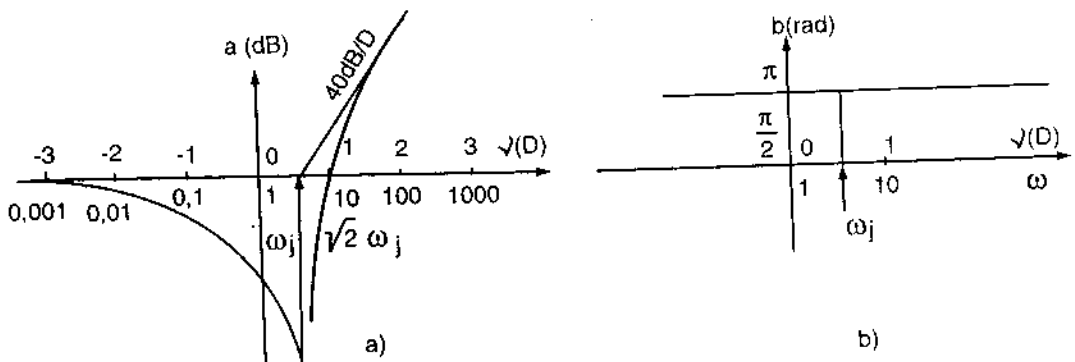
$$\left(\frac{\omega}{\omega_j} \right)^2 - 1 = 1$$

Như vậy tần số cần tìm là : $\omega = \sqrt{2} \omega_j$ (1.63)

Điểm đặc trưng thứ hai $\omega = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_j$, vì $a = 20 \lg(1-1/2) = -6 \text{ dB}$. Vậy :

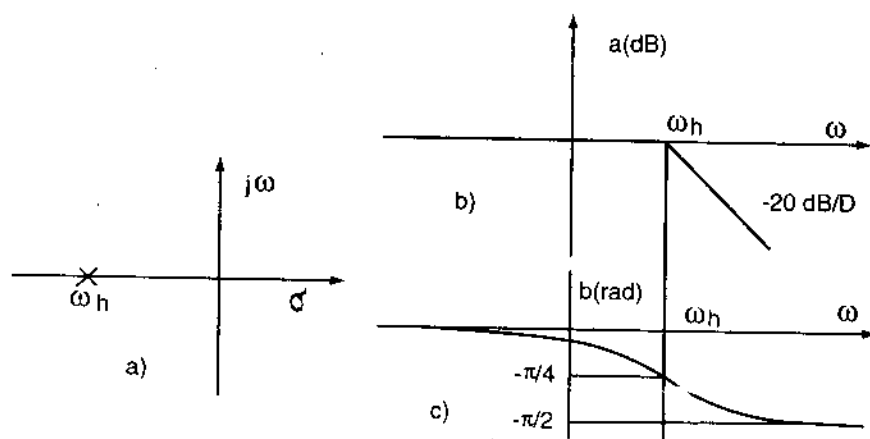
$$a \left(\frac{\omega_j}{\sqrt{2}} \right) = -6 \text{ dB} \quad (1.64)$$

Để vẽ đồ thị pha ta tham khảo công thức (1.62). Nếu $(\omega/\omega_j) < 1$, thì $[1 - (\omega/\omega_j)^2]$ có giá trị dương và pha bằng không. Nếu $(\omega/\omega_j) > 1$, thì $[1 - (\omega/\omega_j)^2]$ có giá trị âm và pha có giá trị π (h. 1.33). Tại $\omega = \omega_j$, trong đồ thị pha có bước nhảy π . Bước nhảy pha như vậy thường có ở các mạch dao động nối tiếp lý tưởng, khi dao động chuyển từ tính chất tụ sang tính chất cảm kháng.

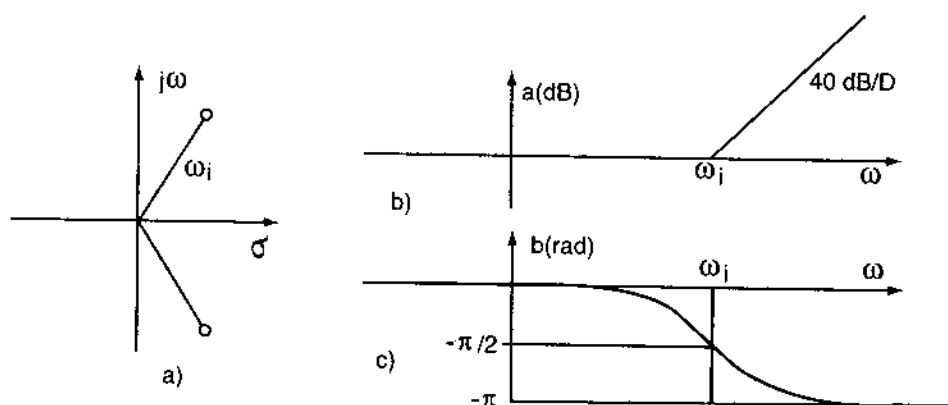


Hình 1.33. Đồ thị Bode của hai nghiệm kép nằm trên trục ảo.

Ta đã làm quen với các yếu tố cơ bản là các điểm không, nằm trên trục số của hàm truyền đạt. Các nghiệm của mẫu số, hay là các điểm cực cũng được vẽ tương tự như các điểm không, nhưng đối xứng qua trục ω (h. 1.34) và hai điểm cực phức liên hợp (h. 1.35).



Hình 1.34. Đồ thị Bode của cực nằm trên trục số thực.



Hình 1.35. Đồ thị Bode của hai điểm cực phức liên hợp.

1.5. CÁC PHÉP TOÁN PHI TUYẾN

1.5.1. Các chức năng hệ thống

Một trong những nhóm mạch điện tử quan trọng trong kỹ thuật tương tự là họ mạch phi tuyến. Các mạch điện tử quen thuộc như kỹ thuật xung, kỹ thuật số cũng dựa trên tính chất phi tuyến của các công cụ. Những mạch điện loại này được khảo sát trong các chuyên đề khác. Cũng cần nhấn mạnh là việc phân loại không thể nhất quán được, đôi khi theo thói quen, còn chồng chéo lẫn nhau, không có giới hạn rõ ràng.

Mạch điện phi tuyến tương tự được áp dụng trong mọi lĩnh vực có áp dụng kỹ thuật điện tử. Các lĩnh vực quan trọng nhất là viễn thông, truyền tin, truyền dữ liệu, xử lý dữ liệu, đo lường, máy tính, điều khiển điều chỉnh và tự động.

Các mạch điện tử phi tuyến có thể phân chia thành các nhóm trên cơ sở chức năng trong hệ thống. Ở đây, ta đề cập đến hệ thống yêu cầu tính phi tuyến, có thể thực hiện bằng các phần tử phi tuyến và có thể liệt kê các chức năng hệ thống phi tuyến. Cần lưu ý rằng việc phân chia theo chức năng hệ thống phụ thuộc ít nhiều vào mạch điện (một mạch điện có thể thực hiện được nhiều chức năng và một chức năng có thể được thực hiện bằng nhiều mạch điện khác nhau).

• *Chỉnh lưu* thường tạo ra một giá trị điện áp một chiều, giá trị này tỷ lệ thuận với các đặc trưng của tín hiệu tuần hoàn (giá trị đỉnh, giá trị trung bình, giá trị hiệu dụng...). Chỉnh lưu cũng có ý nghĩa đối với các tín hiệu không tuần hoàn. Cần quan tâm đến giá trị cực đại, cực tiểu, giá trị trung bình hoặc hiệu dụng. Với chỉnh lưu nhảy pha, tín hiệu được tạo ra tỷ lệ thuận với độ lệch pha giữa hai tín hiệu, hoặc tỷ lệ với $\cos\varphi$ và $\sin\varphi$.

• Mạch chức năng hệ thống phi tuyến đặc trưng là các mạch *điều chế* và *giải điều chế*.

• Chức năng phi tuyến thường gặp là sự *trộn* và *nhân tần*. Yêu cầu của các phép toán này là trong quá trình biến đổi, một số tính chất của tín hiệu ban đầu vẫn được duy trì.

Việc điều chỉnh và điều khiển hệ số truyền đạt của hệ thống tuyến tính (khuếch đại) có thể thực hiện bằng các phần tử phi tuyến. Các hệ thống có thông số thay đổi có thể thực hiện nhiệm vụ trên. Các hệ thống này tuyến tính theo ý nghĩa toán học, nhưng nghiệm của các phương trình đặc trưng cho hoạt động biểu diễn bằng hệ thống phi tuyến. Ví dụ khi hàm truyền đạt của một hệ là :

$$u_2 = A \cdot u_1 \quad (1.65)$$

$$\text{và hệ số truyền đạt là :} \quad A = A(u_3) \quad (1.66)$$

thì ta sẽ nói về sự điều khiển, nếu u_3 độc lập với các đại lượng truyền đạt khác (u_1 và u_2). Nếu u_3 là hàm của u_1 hoặc u_2 thì hệ thống được gọi là tự động điều chỉnh (ví dụ như điều khiển khuếch đại tự động, AGC). Việc sử dụng các công cụ phi tuyến với tín hiệu điều khiển có thể tạo bộ dao động có tần số cộng hưởng, hoặc bộ lọc có thể thay đổi liên tục các đặc trưng truyền đạt.

• Các mạch *khóa* (đóng mở) tạo ra nhóm quan trọng trong hệ thống phi tuyến. Chúng là các hệ thống phân phối hay thu thập số liệu (bộ phân đường ghép, ghép kênh) phức tạp của các tín hiệu tương tự bằng khóa chuyển mạch tương tự. Nhóm này có mạch lấy mẫu, bộ lọc và khuếch đại điều khiển bằng chương trình các bộ phân mức (so sánh). Ở đây các chức năng hệ thống quan trọng nhất được thực hiện thông qua mạch điện tử.

1.5.2. Các hàm toán học

Cơ sở của sự phân nhóm các mạch điện phi tuyến có thể là quan hệ đặc trưng toán học phi tuyến. Ở đây ta chỉ đề cập đến loại mạch phi tuyến không có nhớ.

1. Tạo hàm liên tục

Các phép toán cơ bản thường gặp :

Nhân và chia:
$$y = K \frac{x_1 x_2 \dots}{x_3 x_4 \dots} \quad (1.67)$$

trong đó $x_1, x_2, x_3, x_4, \dots$ là các biến đầu vào, y là đầu ra, K là một hằng số.

• Lũy thừa :
$$y = K x^2 \quad (1.68)$$

• Khai căn :
$$y = K \sqrt{x} \quad (1.69)$$

• Logarit :
$$y = K \ln x \quad (1.70)$$

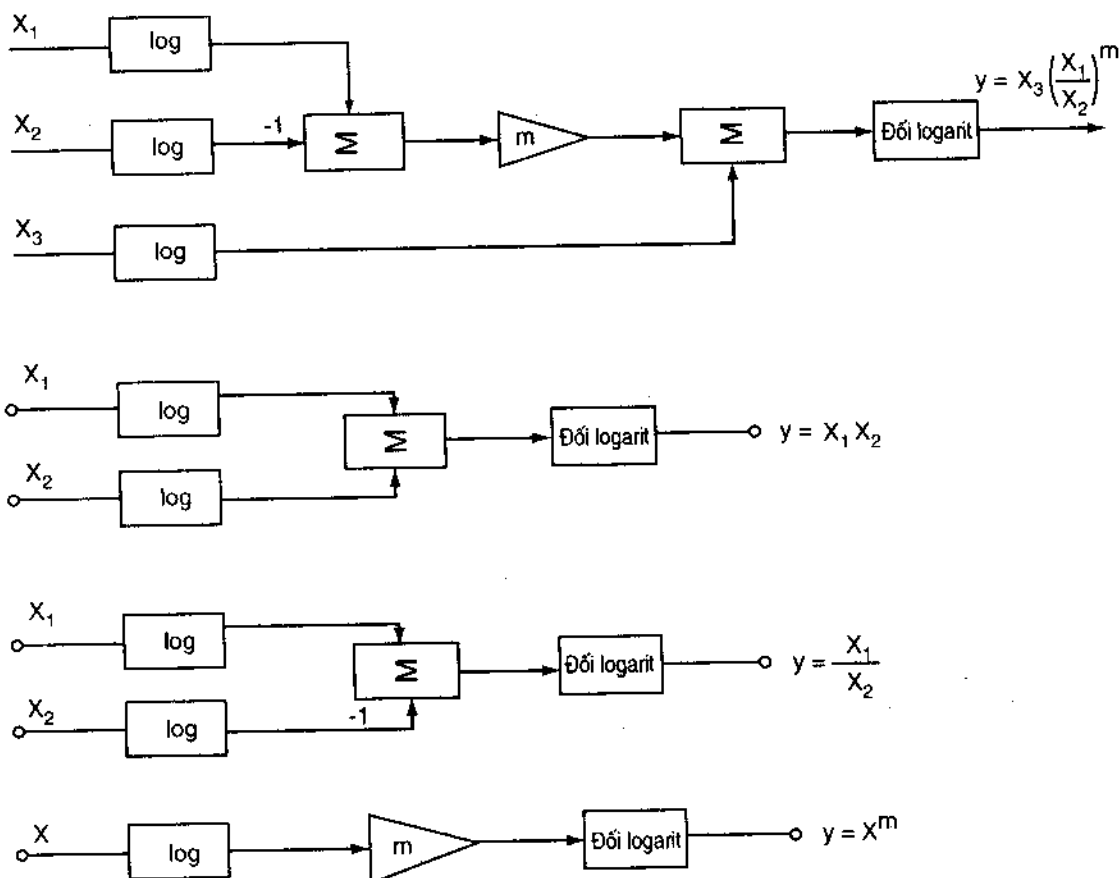
Hàm mũ cơ số tự nhiên :
$$y = K e^x \quad (1.71)$$

Với các phép toán cơ sở ta có các suy diễn quan trọng sau đây :

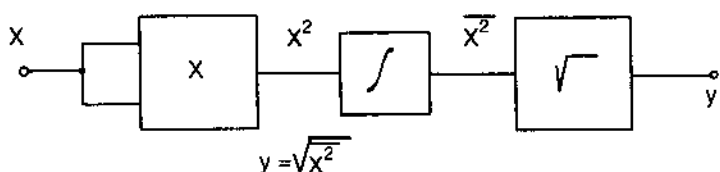
Với phép toán logarit và lũy thừa có thể thực hiện phép toán nhân chia và nâng lên lũy thừa với cơ số bất kỳ (h. 1.36). Bên cạnh các mạch điện logarit và lũy thừa cần có các mạch cộng (trừ) tuyến tính và mạch khuếch đại (khuếch đại m). Hàm truyền đạt của mạch điện tử ở h. 1.36 ($K = 1$) :

$$y = e^{m(\ln x_1 - \ln x_2) + \ln x_3} = x_3 \left(\frac{x_1}{x_2} \right)^m \quad (1.72)$$

Theo h. 1.36, chỉ có mạch điện tử thực hiện các phép toán nhân chia và nâng lên lũy thừa.



Hình 1.36. Tạo mạch nhân, chia và lũy thừa bằng các mạch logarit và mạch đối logarit



Hình 1.37. Sơ đồ khối của bộ tạo giá trị hiệu dụng.

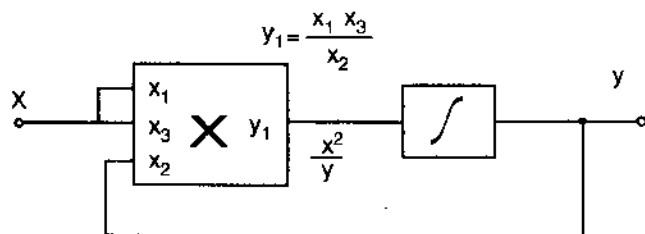
Có thể sử dụng các dạng toán học ẩn để tạo các hàm một cách dễ dàng bằng mạch điện tử tương tự (h.1.37 và h.1.38). Công thức sau tính giá trị hiệu dụng :

$$y = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} = \sqrt{\bar{x^2}} \quad (1.73)$$

Mạch điện trong h.1.37 thực hiện trực tiếp phép toán này. Mạch nhân thực hiện phép bình phương, bộ tích phân lấy giá trị trung bình, cuối cùng bộ khai căn tạo ra giá trị hiệu dụng. Lời giải cần đến hai mạch phi tuyến (nhân và chia). H.1.38 cho thấy phương pháp sử dụng hàm ẩn. Hàm truyền đạt của bộ nhân và chia như sau :

$$y_1 = \frac{x_1 x_3}{x_2} \quad (1.74)$$

Với sự hỗ trợ của các mạch này và chú ý rằng bộ tích phân làm nhiệm vụ lấy trung bình, ta có thể viết biểu thức cho toàn bộ vòng tín hiệu :



Hình 1.38. Sơ đồ khối của mạch tạo giá trị trung bình theo hàm ẩn.

$$\frac{x^2}{y} = y \quad (1.75)$$

Suy ra :
$$y = \sqrt{x^2} \quad (1.76)$$

Như vậy ta sẽ nhận được giá trị hiệu dụng chỉ cần một mạch điện phi tuyến. Tạo các hàm ẩn giống như tạo ra phép cộng véc tơ ở h.1.39. Nếu v và u là các thành phần trực giao của các véc tơ w , thì độ dài của véc tơ w sẽ là :

$$w = \sqrt{u^2 + v^2}.$$

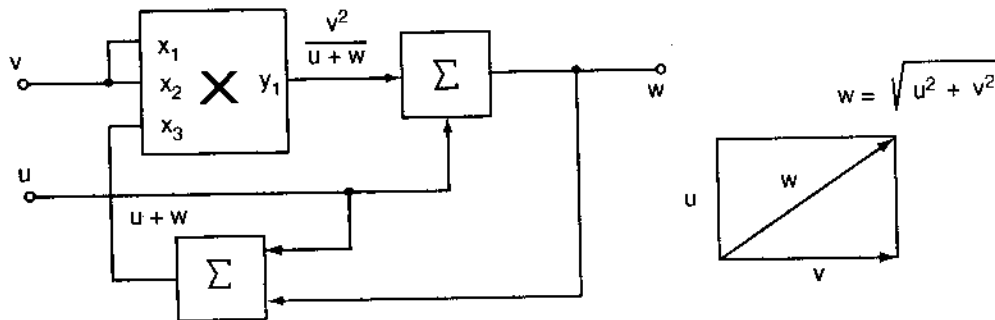
Công thức trên có thể chuyển thành dạng :

$$w = u + \frac{v^2}{u + w} \quad (1.77)$$

Cách tạo hàm ẩn có thể thực hiện được bằng mạch điện trong h.1.39. Hàm truyền đạt của bộ nhân - chia đã áp dụng:

$$y_1 = \frac{x_1 x_3}{x_2} \quad (1.78)$$

Trong h.1.39 có vẽ các tín hiệu đầu ra của mỗi khối chức năng. Nhờ có mạch điện này ta dễ dàng thấy rằng mạch điện có thể tạo ra công thức ẩn w . Để tạo ra quan hệ hàm ẩn ban đầu ta cần đến ba mạch điện phi tuyến (hai mạch nâng lũy thừa và một mạch lấy căn). Các hàm thường gặp như hàm lượng giác, hàm hyperbol và hàm ngược của chúng có thể tạo ra trong dạng gần đúng nâng lũy thừa hoặc theo dạng làm gần đúng theo hàm ẩn.



Hình 1.39. Tạo ra phép cộng véc tơ.

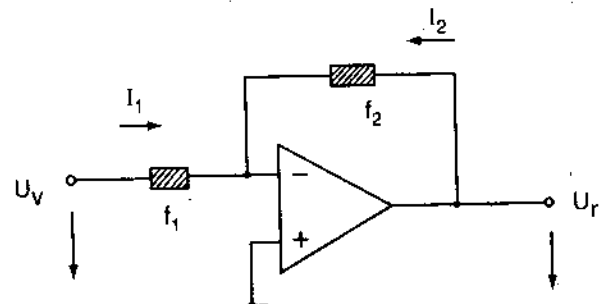
Việc tạo các quan hệ tuyến tính thường được thực hiện theo mạch điện trong h. 1.40, trong đó f_1 và f_2 là các đường đặc trưng dòng - điện áp của các phần tử không tích lũy năng lượng đơn trị. Nếu khuếch đại thuật toán là lý tưởng, và điểm tổng cộng là đẳng thế với đất và :

$$I_1 = f_1(U_v); \quad I_2 = f_2(U_r) \quad (1.79)$$

Vì $I_1 = -I_2$, điện áp ra U_r sẽ là :

$$U_r = f_2^{-1} \{-f_1(U_v)\} \quad (1.80)$$

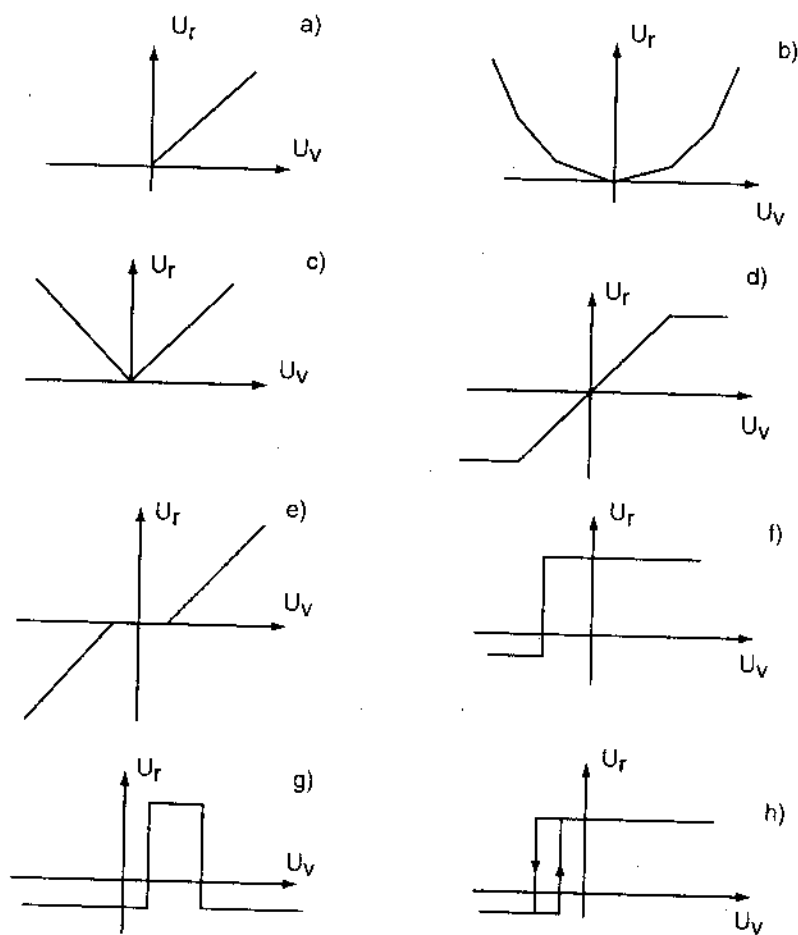
Trong đó mũ (-1) biểu diễn hàm ngược. Thông thường chỉ có một phần tử là



Hình 1.40. Khuếch đại thuật toán.

phi tuyến và phần tử còn lại là điện trở tuyến tính. Trong trường hợp này đường đặc trưng $U_v - U_r$ có thể là hàm f_1 hoặc hàm ngược của f_2 tùy thuộc vào vị trí của điện trở R . Kết cấu mạch này rất hay được dùng.

2. *Tạo hàm không liên tục.* Trong nhiều phương diện có thể dùng các mạch phi tuyến, trong đó từng đoạn phi tuyến có thể thay thế bằng biểu thức toán học khác. Trong nhóm này chủ yếu là các hàm tuyến tính. Một vài ví dụ được biểu diễn trong h.1.41. Để thuận tiện cho việc tìm hiểu, hình vẽ biểu thị đường đặc trưng điện áp vào ra ($U_v - U_r$). Trong h.1.41a ta thấy một đường đặc trưng chứa một điểm gián đoạn (đốt lý tưởng), đó là phần tử cơ bản nhất của các mạch điện tuyến tính từng đoạn. H.1.41b cho thấy, về phương diện lý thuyết, một đường đặc trưng phi tuyến bất kỳ có thể thực hiện được bằng việc tuyến tính hóa từng đoạn. Độ chính xác chỉ phụ thuộc vào vị trí của các điểm trung giữ mức. H. 1.41c cho thấy đường đặc trưng của bộ tạo giá trị trung bình. H.1.41d là đường đặc trưng giữ mức. H. 1.41e có khu vực không nhạy cảm; bộ so sánh trong h.1.41f. H.1.41g cho thấy bộ so sánh cửa sổ và cuối cùng là một bộ h.1.41h là bộ so sánh có trễ.



Hình 1.41. Các hàm có điểm gián đoạn.

CHƯƠNG II

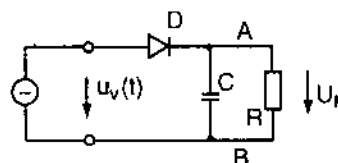
CÁC MẠCH ĐIỆN CHỨA PHẦN TỬ PHI TUYẾN

2.1. CÁC GIẢ THUYẾT

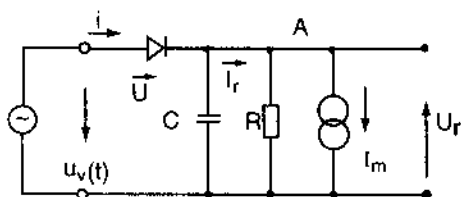
Chương này khảo sát các mạch điện có chứa một phần tử tuyến tính không có nhớ và có bộ lọc. Về mặt chức năng của hệ thống, thông thường người ta chỉ quan tâm đến một trong số các thành phần hài bậc cao xuất hiện khi mạch điện được kích thích bằng tín hiệu tuần hoàn. Tuyến tính hóa các hài bậc cao hay phương pháp hàm số được áp dụng trong phân tích hay tổng hợp mạch.

Điốt trong h.2.1 là một phần tử phi tuyến không nhớ, điốt D đóng vai trò là một phần tử phi tuyến. Các kết quả phân tích mô hình này có thể áp dụng vào các trường hợp phi tuyến khác. Điện áp nguồn $U_v(t)$ là hàm thời gian, tuần hoàn và không có thành phần một chiều (giá trị trung bình bằng 0). Khâu RC là bộ lọc thông thấp, tần số giới hạn của trở kháng giữa hai điểm A và B nhỏ hơn tần số của $U_v(t)$. Nói cách khác, khâu này coi như ngắn mạch đối với thành phần xoay chiều và thể hiện một điện trở nào đó đối với thành phần một chiều.

Có thể giải thích hoạt động theo phương diện vật lý của mạch điện như sau : điện áp xoay chiều $U_v(t)$ xuất hiện trên điốt D , vì giữa hai điểm A - B với dòng điện xoay chiều là ngắn mạch. Do tính chất phi tuyến của điốt D nên dòng của i cũng chứa thành phần một chiều. Điều này chỉ đúng khi đường đặc trưng điốt thỏa mãn một số điều kiện toán học nhất định. Thành phần một chiều trong vòng mạch chạy qua điện trở R và gây ra sụt áp là U_r . Trong trạng thái cân bằng, điện áp U_r sẽ tạo ra sự phân cực của điốt D . Như vậy trên điện trở R điện áp một chiều hình thành dưới tác dụng của tín hiệu. H.2.2 giới thiệu hoạt động của mạch với tín hiệu đầu vào hình sin. Dòng điện của điốt có chứa các thành phần hài bậc cao, các hài này có thể được lọc bằng



Hình 2.1. Mạch điện chứa phần tử phi tuyến.



Hình 2.2. Mô hình khảo sát mạch điện có phần tử phi tuyến.

các bộ lọc để loại các thành phần không dùng đến.

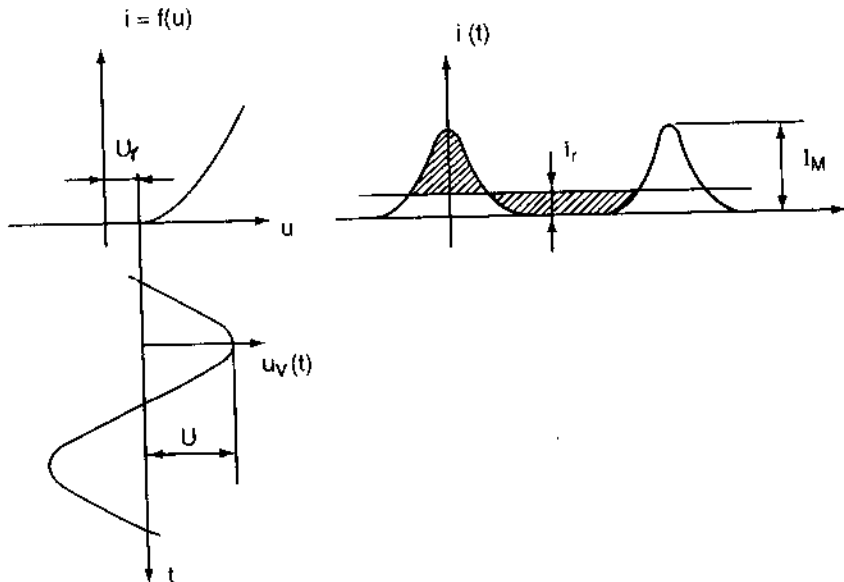
Trước hết là xác định thành phần một chiều vì :

- Thành phần một chiều ảnh hưởng đến điểm làm việc, ảnh hưởng về cơ bản đến độ lớn các thành phần khác.
- Khi biết thành phần một chiều, các thành phần khác dễ dàng xác định.
- Việc sử dụng thành phần một chiều thường gặp hơn.

Ta có thể mô tả hoạt động của mạch điện bằng các biểu thức toán học xuất phát từ mạch điện trong h.2.2. Để tổng quát hóa, trên hình vẽ thêm một phần tử là nguồn dòng một chiều I_m . Chức

năng của nguồn này là thiết lập điểm làm việc ban đầu không phụ thuộc vào tín hiệu. Trên hình vẽ có thể thấy các chiều của đại lượng có giá trị dương theo hướng dòng mở của điốt. Đường đặc trưng của điốt là một hàm phi tuyến (h. 2.3):

$$i = f(u) \quad (2.1)$$



Hình 2.3. Đặc trưng phi tuyến của điốt.

Điện áp sụt trên điốt : $u = u_v(t) + U_r$ (2.2)

Như vậy dòng điện của điốt là hàm thời gian :

$$i(t) = f[u_v(t) + U_r] \quad (2.3)$$

Dòng điện này có giá trị trung bình chính là dòng I_r :

$$I_r = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t) d(\omega t) \quad (2.4)$$

T và ω là các chu kỳ và tần số góc của hàm $u_v(t)$. Thay giá trị của $i(t)$ ta có :

$$I_r = \frac{1}{T} \int_0^T f[u_v(t) + U_r] dt \quad (2.5)$$

Tích phân này là biểu thức diễn đạt thành phần một chiều của điốt. Tại điểm A ta có thể viết phương trình của dòng điện một chiều :

$$I_r = I_m - \frac{U_r}{R} \quad (2.6)$$

Việc xác định giá trị I_r và U_r có thể thực hiện nhờ các công thức (2.1), (2.5) và (2.6).

Để có nghiệm toán học, tùy theo yêu cầu thực tế, có thể chọn một trong hai cách mô tả đường đặc trưng của điốt :

- Hàm mũ ;
- Hàm lũy thừa có điểm gián đoạn.

Trước hết ta khảo sát đường đặc trưng hàm mũ. Đường đặc trưng này có tầm quan trọng lớn trong thực tiễn, vì các phần tử phi tuyến trong các mạch điện hầu hết là các lớp tiếp giáp PN. Đường đặc trưng của diốt là :

$$i = f(u) = I_d e^{\frac{u}{U_T}} \quad (2.7)$$

I_d và U_T là các hằng số quen thuộc trong lý thuyết của lớp tiếp giáp PN. Đối với hàm kích thích có thể chọn ba dạng tín hiệu đặc trưng sau :

- Hàm cos ;
- Tam giác đối xứng ;
- Xung vuông (giá trị trung bình bằng 0).

H.2.4 biểu diễn các dạng của tín hiệu cùng với các thông số đặc trưng. Hình vẽ chỉ mô tả các hàm thời gian trong một chu kỳ. Để tính toán điện áp một chiều U_r , ta viết dòng điện theo phương trình (2.3), chú ý đến đường đặc trưng hàm mũ (2.7).

$$i(t) = I_d e^{\frac{u_v(t) + U_r}{U_T}} = I_d e^{\frac{U_r}{U_T}} \cdot e^{\frac{u_v(t)}{U_T}}$$

Thừa số đầu tiên của công thức trên là dòng điện tương đương với điện áp U_r , điểm làm việc mới ở trạng thái cân bằng :

$$I_d e^{\frac{U_r}{U_T}} = I_0 \quad (2.8)$$

Như vậy ta có thể viết :

$$i(t) = I_0 e^{\frac{u_v(t)}{U_T}}$$

Dòng một chiều toàn bộ theo công thức (2.5) là :

$$I_r = I_0 \frac{1}{T} \int_0^T e^{\frac{u_v(t)}{U_T}} dt \quad (2.9)$$

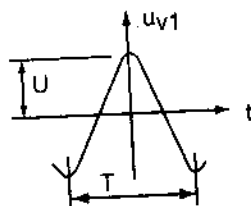
Gọi $F(x)$ là giá trị của tích phân :

$$F(x) = \frac{1}{T} \int_0^T e^{\frac{u_v(t)}{U_T}} dt \quad (2.10)$$

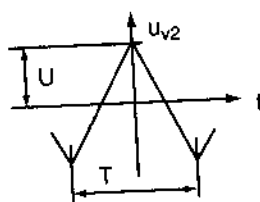
$$\text{trong đó : } x = \frac{U_r}{U_T} \quad (2.11)$$

$$\text{Ta có : } I_r = I_0 F(x) \quad (2.12)$$

Nhờ có các hàm thời gian đã cho trong h.2.4, có thể tính toán hàm $F(x)$ theo công thức (2.10) và trình bày trong bảng 2.1. Với công thức (2.12) có thể nêu ý nghĩa vật lý như sau : hàm $F(x)$ là tỷ số giữa toàn bộ dòng điện một chiều xuất hiện dưới tác dụng của tín hiệu và dòng điện một chiều thuộc điểm làm việc. $F(x)$ là một hàm của x và không có tín hiệu ($x = 0$) ta có :

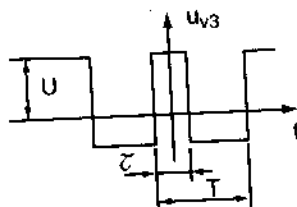


$$u_{v1}(t) = U \cos \omega t$$



$$u_{v2}(t) = U + \frac{4U}{T} t$$

$$u_{v2}(t) = U - \frac{4U}{T} t$$



$$u_{v3}(t) = U$$

$$u_{v3}(t) = -U \frac{P}{1-P}$$

$$P = \frac{z}{T}$$

Hình 2.4. Các thông số đặc trưng của các dạng sóng đầu vào.

$$F(0) = 1 \quad (2.13)$$

Kết hợp các công thức (2.12) và (2.6) ta được :

$$I_m = \frac{U_r}{R} = I_0 F(x)$$

Thay I_0 theo công thức (2.8) sau đó sắp xếp hoặc biến đổi công thức ta có :

$$\frac{I_m R}{U_T} - \frac{U_r}{U_T} = \frac{R I_d}{U_T} e^{\frac{I_m R}{U_T}} \cdot e^{-\left(\frac{I_m R}{U_T} \frac{U_r}{U_T}\right)} F(x) \quad (2.14)$$

Ta sử dụng ký hiệu sau đây :

$$y = \frac{U_r}{U_T} \quad (2.15)$$

$$a = \frac{R I_d}{U_T} e^{\frac{I_m R}{U_T}} ; \quad b = \frac{I_m R}{U_T} \quad (2.16)$$

Với các ký hiệu trên ta có :

$$(b - y)e^{b-y} = a F(x) \quad (2.17)$$

Phương trình (2.17) cho biết quan hệ giữa x , biên độ chuẩn hóa của nguồn kích thích và y , giá trị chuẩn hóa của điện áp một chiều, chính là quan hệ giữa U_v và U_r . Vì b cho biết điểm làm việc ban đầu, giá trị $b - y$ cơ bản cho giá trị điện áp một chiều bị lệch khỏi điểm ban đầu theo giá trị chuẩn hóa. Ký hiệu giá trị này bằng Y :

$$Y = b - y \quad (2.18)$$

Ta có :

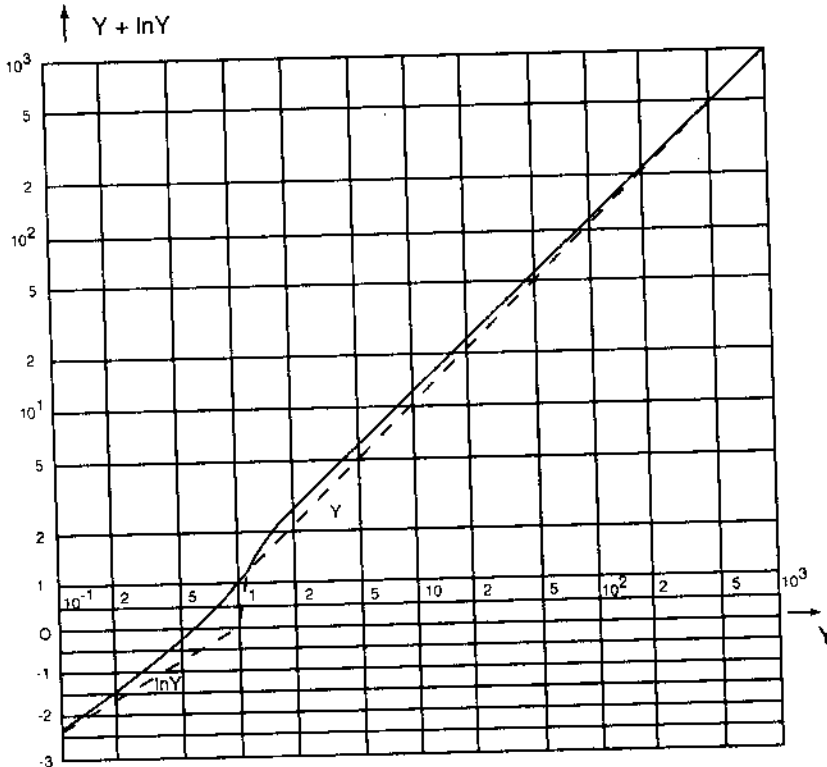
$$Y e^Y = a F(x) \quad (2.19)$$

Nếu điểm làm việc ban đầu bằng 0 ($I_m = 0$) thì :

$$y = -Y$$

Với sự hỗ trợ của phương trình (2.19) và chú ý đến giá trị liên quan đến dạng tín hiệu phù hợp của giá trị $F(x)$, theo nguyên lý có thể xác định được giá trị điện áp một chiều. Trong thực tế phương trình (2.19) vốn khó xử lý về mặt toán học cũng có thể giải được bằng phương pháp số nhưng mất nhiều thời gian. Tốt nhất là dùng phương pháp gần đúng.

Trước hết khảo sát điểm làm việc khi không có tín hiệu. Khi đó $Y = Y_0$. Vì $x = 0$, từ các phương trình (2.13) và (2.19) ta có :



Hình 2.5. Giải đồ chuẩn hóa đặc trưng phi tuyến của diốt.

$$Y_0 e^{Y_0} = a \quad (2.20)$$

$$\text{Logarit hóa hai vế :} \quad Y_0 + \ln Y_0 = \ln a \quad (2.21)$$

Y_0 không thể diễn đạt theo công thức tường minh, nhưng có thể xác định được một cách nhanh chóng bằng h. 2.5. Những đường gạch trên hình vẽ cho thấy :

$$Y \gg 1 \text{ thì } Y + \ln Y \approx Y; \quad Y \ll 1 \text{ thì } Y + \ln Y \approx \ln Y \quad (2.22)$$

Như vậy khi $\ln a \gg 1$ thì : $Y_0 \approx \ln a$ và nếu $\ln a \ll 1$ ta có : $Y_0 \approx a$.

Khi biết giá trị của Y_0 điện áp một chiều thuộc điểm công tác với các phương trình (2.15), (2.16) và (2.18), ta có :

$$U_r = I_m R - Y_0 U_T \quad (2.23)$$

Ví dụ từ đường đặc trưng của diốt loại BAY41 ta thấy giá trị $I_d = 5.10^{-13}$ A. Cho $R = 100k\Omega$ và $I_m = 0$. Ta được : $a = 2.10^{-6}$

$$\text{Vì } \ln a \ll 1, \text{ ta có :} \quad Y_0 \cong a$$

$$\text{và :} \quad U_r = -Y_0 U_T = -a U_T = 5.10^{-8} \text{ V}$$

(trong thực tế $U_r = 0$, điện áp quá nhỏ có thể bỏ qua, vì đường đặc trưng trong phương trình (2.7) là gần đúng đối với lớp tiếp giáp PN) Nếu áp dụng điện áp phân cực chiều thuận và $I_m = 5\mu\text{V}$, thì $\ln a = 7$.

$$\text{Từ h. 2.5 ta được } Y_0 = 5,3 \text{ và theo công thức (2.23) :} \quad U_r = 0,36\text{V.}$$

(nếu tính bằng công thức gần đúng $Y_0 \approx \ln a$ thì $U_r = 0,33\text{V}$).

Nếu cung cấp điện áp xoay chiều, thì phương trình (2.19) hợp lệ, nhưng thông thường việc tính toán gặp nhiều khó khăn. Lúc này nên dùng phương pháp gần đúng. Khi biên độ kích thích x tương đối lớn, các hàm $F(x)$ có thể thay thế bằng các công thức gần đúng ở bảng 2.1 với giá trị giới hạn liên quan tới độ lớn của x . Khi sử dụng phương trình (2.19) nên đưa về dạng logarit. Bảng 2.1 cũng chứa các biểu thức $Y + \ln Y$ cho cả ba dạng tín hiệu, từ đó dễ dàng tính được giá trị điện áp một chiều theo h.2.5.

BẢNG 2.1. CÔNG THỨC GẦN ĐÚNG CỦA $F(x)$.

Công thức đúng		Các công thức gần đúng				
$F(x)$		Đối với giá trị x lớn				$x \ll 1$ $F(x) \cong (1 + kx^2)$
		Giới hạn	$F(x)$	$Y + \ln Y$	$\frac{I_r}{I_m}$	k
1. cos	$B_0(x)$	$x > 5$	$\frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$	$x - \frac{1}{2} \ln x - \ln \frac{a}{\sqrt{2\pi}}$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi x}}$	$\frac{1}{4}$
2. Xung giác	$\frac{\text{sh } x}{x}$	$x > 5$	$\frac{e^x}{2x}$	$x + \ln x + \ln \frac{a}{2}$	$\frac{1}{2x}$	$\frac{1}{6}$
3. Xung vuông	$pe^x + (1-p)e^{-\frac{p}{1-p}x}$ $p = \frac{\tau}{T}$	$x > -\ln p$	pe^x	$x + \ln(pa)$	p	$\frac{1}{2} \frac{p}{1-p}$

$B_0(x)$ có thể tính toán được từ các hàm Bessel loại một :

$$B_n(x) = (j^{-n}) \cdot j_n(jx) ; n = 0, 1, 2, 3...$$

Từ công thức $Y + \ln Y$, ta rút ra một kết luận quan trọng không phụ thuộc vào dạng của tín hiệu. Trong các phương trình biến x tham gia bên cạnh các số hạng logarit. Nếu biến x ngày càng lớn thì nó càng chiếm ưu thế và x đủ lớn sao cho $Y + \ln Y \approx x$. Vì $x \gg 1$ theo phương trình (2.22) nên :

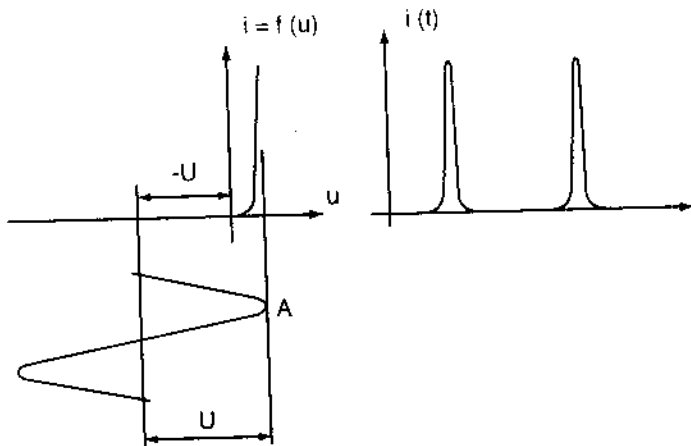
$$Y \approx x \quad (2.24)$$

Ta bỏ qua điện áp phân cực ban đầu, thì $Y = -y$, và :

$$Y = -x \quad (2.25)$$

tức là:

$$U_r = -U \quad (2.26)$$



Hình 2.6. Đặc trưng hàm mũ của diốt.

Như vậy điện áp một chiều xuất hiện mang giá trị âm (điện áp ngược đối với diốt) và gần bằng giá trị đỉnh của điện áp xoay chiều. Đây chính là trường hợp chỉnh lưu giá trị đỉnh thường áp dụng trong thực tế. H.2.6 vẽ trường hợp gần như được coi là chỉnh lưu điện áp đỉnh. Ta bỏ qua điện áp phân cực ban đầu. Trong ví dụ này điện áp kích thích là hàm sin, nhưng những điều nêu trên vẫn đúng với các dạng tín hiệu khác.

Theo h.2.6, đường đặc trưng hàm mũ sau một giá trị nhất định có độ dốc lớn.

Trong bộ chỉnh lưu tách đỉnh điện áp phân cực $-U_r$ xuất hiện sao cho điện áp đỉnh A của điện áp kích thích rơi vào trong miền này. Nếu điện áp U tăng, điện áp đỉnh A chỉ cần hơi dịch chuyển về vùng mở, dòng điện của diốt tăng thì giá trị trung bình của $i(t)$ cũng tăng. Giá trị trung bình của dòng $i(t)$ tạo ra điện áp phân cực $-U_r$. Trên thực tế điểm A vẫn giữ nguyên tại một vị trí (xê dịch một giá trị rất nhỏ) và giá trị điện áp một chiều $-U_r$ được hình thành sao cho điểm A vẫn giữ nguyên vị trí. Như vậy nếu U đủ lớn thì $-U_r \approx U$. Từ các suy luận trên có thể thấy rõ rằng điều kiện vật lý của sự chỉnh lưu tách đỉnh là đường đặc trưng của diốt trong vùng mở phải rất dốc, nghĩa là điện trở trong nhỏ hơn rất nhiều so với điện trở tải R . Trong trường hợp đường đặc trưng hàm mũ, chỉ có thể thực hiện việc chỉnh lưu tách đỉnh khi mức điện áp lớn vì điện trở trong của đường đặc trưng hàm mũ giảm rất nhanh khi điện áp thuận tăng. Do đó nếu diốt lý tưởng (điện trở trong bằng 0) thì sẽ thực hiện được việc chỉnh lưu tách đỉnh lý tưởng. Qua h.2.1 cũng có thể thấy : nếu $u(t) > 0$, diốt D ngắn mạch và tụ C được nạp điện áp âm so với chiều đo của U_r . Quá trình này tồn tại cho tới khi điện áp $u_v(t)$ đạt tới giá trị đỉnh. Khi $u_v(t)$ xuống dưới giá trị này diốt D bị khóa lại và điện tích của tụ C chỉ có thể phóng qua điện trở R . Nếu hằng số RC đủ lớn, thì điện tích của tụ C trong một chu kỳ không thay đổi do quá trình phóng điện và vì vậy sẽ giữ giá trị cực đại của $u_v(t)$.

Đối với mạch điện đã khảo sát, cần lưu ý rằng điện áp một chiều hình thành do tác dụng của tín hiệu (không phải là giá trị ban đầu) luôn có chiều khóa đối với diốt và có thể suy ra được từ hình ảnh vật lý và từ các phương trình. Với sự đổi chiều các cực của diốt ta có thể tạo ra điện áp một chiều có phân cực bất kỳ. Sự phân cực ban đầu không thay đổi được hình ảnh vật lý, nó chỉ làm lệch

điện áp một chiều đi một giá trị không đổi. Để có được sự phân cực ban đầu người ta thường đặt một nguồn điện mắc nối tiếp với điện trở (h.2.7).

Lúc này điện áp trên điện trở R không phải là U_r mà là U_r' . Giá trị này có thể xác định dễ dàng bằng các công thức đã cho. Theo h.2.7 ta có :

$$U_r' = U_r - U_0$$

Chuẩn hóa công thức này đối với U_T và theo công thức (2.16) ta có :

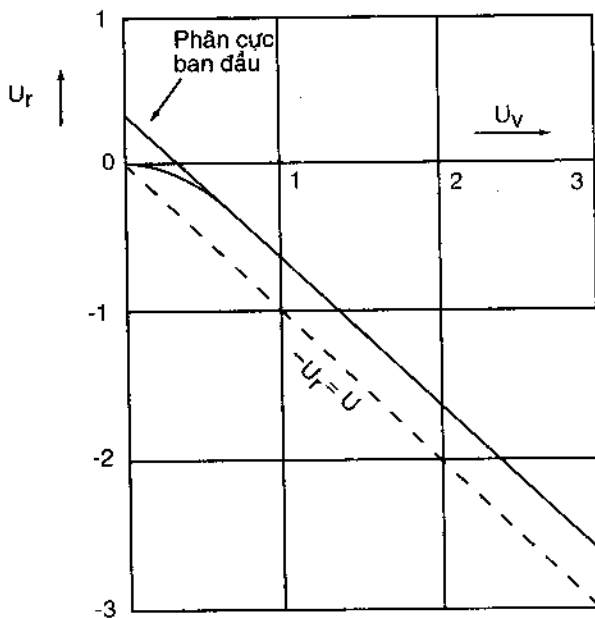
$$\frac{U_0}{U_T} = b \quad (2.27)$$

và cuối cùng là :

$$\frac{U_r'}{U_T} = \frac{U_r}{U_T} - \frac{U_0}{U_T} = y - b = -Y \quad (2.28)$$

Ta tính điện áp một chiều với số liệu trong ví dụ trước (đối với diốt loại BAY41). Nếu không có điện áp phân cực ban đầu, thì $a = 2 \cdot 10^{-6}$ và $\ln \frac{a}{\sqrt{2\pi}} = -14$. Như vậy với điều kiện hàm kích thích có hình sin và theo bảng 2.1 thì :

$$Y \ln Y = x + \frac{1}{2} \ln x - 14$$

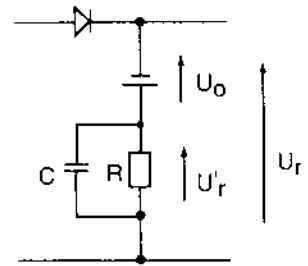


Hình 2.8. Sự hình thành điện áp phân cực theo tín hiệu vào.

– Với tín hiệu nhỏ ($x \ll 1$) ta có thể sử dụng các phương pháp gần đúng khác. Trong trường hợp này hàm $F(x)$ có thể viết gần đúng theo hàm bậc hai :

$$F(x) \cong 1 + kx^2 \quad (2.29)$$

trong đó k là hằng số đã cho trong bảng 2.1 dành cho một số dạng tín hiệu.



Hình 2.7. Mạch điện phân cực của diốt.

Khi x (biên độ của nguồn kích thích) nhỏ hơn 14, nghĩa là $U < 360 \text{ mV}$ thì vế phải của phương trình âm và như vậy giá trị $\ln Y$ đóng vai trò chính, Y nhỏ hơn một đơn vị. Trong vùng này việc chỉnh lưu cực kỳ kém, điện áp một chiều được tạo ra rất nhỏ ($U_r \ll U_T$).

Nếu $x \gg 14$, Y gần như tăng theo tỷ lệ với x . Các giá trị tính toán bằng cách sử dụng h.2.5 được thể hiện trong h.2.8. Đoạn đầu tiên bị uốn cong nhiều là do điện áp ngưỡng của diốt có đường đặc trưng hàm mũ.

Nếu cung cấp điện áp phân cực ban đầu theo các số liệu trong ví dụ trước ($U_0 = I_m R = 5 \mu\text{A} \cdot 100k = 500 \text{ mV}$ và $\ln a = 7$), thì sự tăng điện áp một chiều bắt đầu từ giá trị nhỏ của x . Trên h.2.8 cũng có trường hợp này. Từ hình vẽ ta thấy đường phân cực có độ cong ban đầu có thể giảm rất nhiều.

Dưới tác dụng của tín hiệu, điện áp một chiều được tạo ra rất nhỏ ($U_r \ll U$) và có thể xác định bằng cách dùng công thức tổng quát (2.19) với giả thiết là điện áp một chiều biến đổi rất ít so với giá trị của Y .

$$(Y_0 + \Delta Y) e^{Y_0 + \Delta Y} = aF(x)$$

Sử dụng phương trình (2.19), khai triển $e^{\Delta Y}$ thành chuỗi, sau đó tách ΔY ta có :

$$\Delta Y = \frac{Y_0}{1 + Y_0} kx^2 \quad (2.30)$$

Như vậy sự chỉnh lưu các tín hiệu nhỏ có dạng bậc hai và có hiệu suất thấp (vì $x \ll 1$).

– *Chỉnh lưu đỉnh dòng điện* (h.2.2). Việc xác định giá trị dòng đỉnh rất đơn giản. I_M là giá trị dòng thuộc về điện áp $U_r + U$, với công thức (2.8) và (2.11) ta có :

$$I_M = I_d e^{\frac{U_r + U}{U_T}} = I_d e^{\frac{U_r}{U_T}} e^{\frac{U}{U_T}} = I_0 e^x$$

Kết hợp với phương trình (2.12) :

$$\frac{I_r}{I_M} = F(x) e^{-x} \quad (2.31)$$

Bảng 2.1 chứa các giá trị của công thức trên đối với từng loại dạng tín hiệu trong trường hợp giá trị x lớn. Vì giá trị I_r theo công thức (2.6) là :

$$I_r = I_m - \frac{U_r}{R}$$

nên dễ dàng xác định được giá trị I_M .

Trong trường hợp kích thích điều hòa (hàm sin), ta thường cần đến thành phần cơ sở của dòng điện. Để xác định các hài, ta cần đến phép biến đổi Fourier :

$$I_n = \frac{2I_0}{T} \int_0^T e^{x \cos \omega t} \cos n\omega t dt \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

Từ tích phân suy ra :

$$I_n = 2I_0 B_n(x) \quad (2.32.a)$$

Như vậy :

$$i(t) = I_r + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\omega t = I_0 e^{x \cos \omega t} \quad (2.32.b)$$

Suy ra công thức quan trọng là:

$$e^{x \cos \omega t} = B_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B_n(x) \cos n\omega t \quad (2.32c)$$

trong đó hàm $B_n(x)$ có thể tìm thấy được trong bảng 2.1.

Như vậy hài cơ sở sẽ là :

$$I_1 = 2I_0 B_1(x) \quad (2.33)$$

Sử dụng công thức (2.12) và do kích thích mang tính hài $F(x) = B_0(x)$, ta được biểu thức:

$$I_1 = 2I_r \frac{B_1(x)}{B_2(x)} \quad (2.34)$$

Kết hợp với các công thức (2.6), (2.15), (2.16) và (2.18) ta có :

$$I_1 = \frac{2U_T Y}{R} \frac{B_1(x)}{B_0(x)} \quad (2.35)$$

Với sự hỗ trợ của I_1 có thể xác định một khái niệm quan trọng. Đó là *điện trở tải tương đương*. Hãy xác định tải của nguồn trong mạch điện của h. 2.1. Công suất lấy từ nguồn phát :

$$P_g = \frac{UI_1}{2} \quad (2.36)$$

Dòng điện cũng chứa các thành phần có tần số khác, nhưng điện áp nguồn phát chỉ chứa hài cơ sở, như vậy công suất chỉ có I_1 tham gia.

Theo định nghĩa của điện trở tương đương, R_{td} tiêu tán một công suất như mạch diốt :

$$P_g = \frac{U^2}{2R_{td}}$$

Kết hợp với công thức (2.36) ta có :

$$R_{td} = \frac{U}{I_1} \quad (2.37)$$

Khái niệm R_{td} trên chỉ có thể sử dụng được khi điện áp đưa vào mạch của diốt có dạng sin. Sử dụng công thức (2.35) ta có:

$$R_{td} = \frac{R}{2} \frac{x}{Y} \frac{B_1(x)}{B_0(x)} \quad (2.38)$$

Với các mức tín hiệu cao thì : $\frac{x}{Y} \cong 1$ và $\frac{B_1(x)}{B_0(x)} \cong 1$

$$\text{Suy ra :} \quad R_{td} \cong \frac{R}{2} \quad (2.39)$$

Với các mức tín hiệu nhỏ ($x \ll 1$):

$$B_0(x) \cong 1, \quad B_1(x) \cong \frac{x}{2} \quad \text{và} \quad I_r \cong I_0$$

Kết hợp với biểu thức (2.34) ta có :

$$I_1 \cong I_0 x$$

Với biểu thức (2.37) giá trị của R_{td} là :

$$R_{td} = \frac{U}{I_0 x} = \frac{U_T}{I_0} = R_D \quad (2.40)$$

đây chính là nội trở động điện trở trong thuộc điểm công tác của diốt.

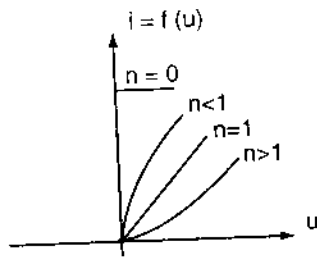
Sau đây ta khảo sát hoạt động của mạch trong h.2.2 với đường đặc trưng của diốt được mô tả bằng hàm lũy thừa gián đoạn. Phương trình của đường đặc trưng có dạng:

$$I = f(u) = 0 \quad \text{nếu } u < 0$$

$$I = Au^n, \quad n > 0 \quad \text{nếu } u \geq 0$$

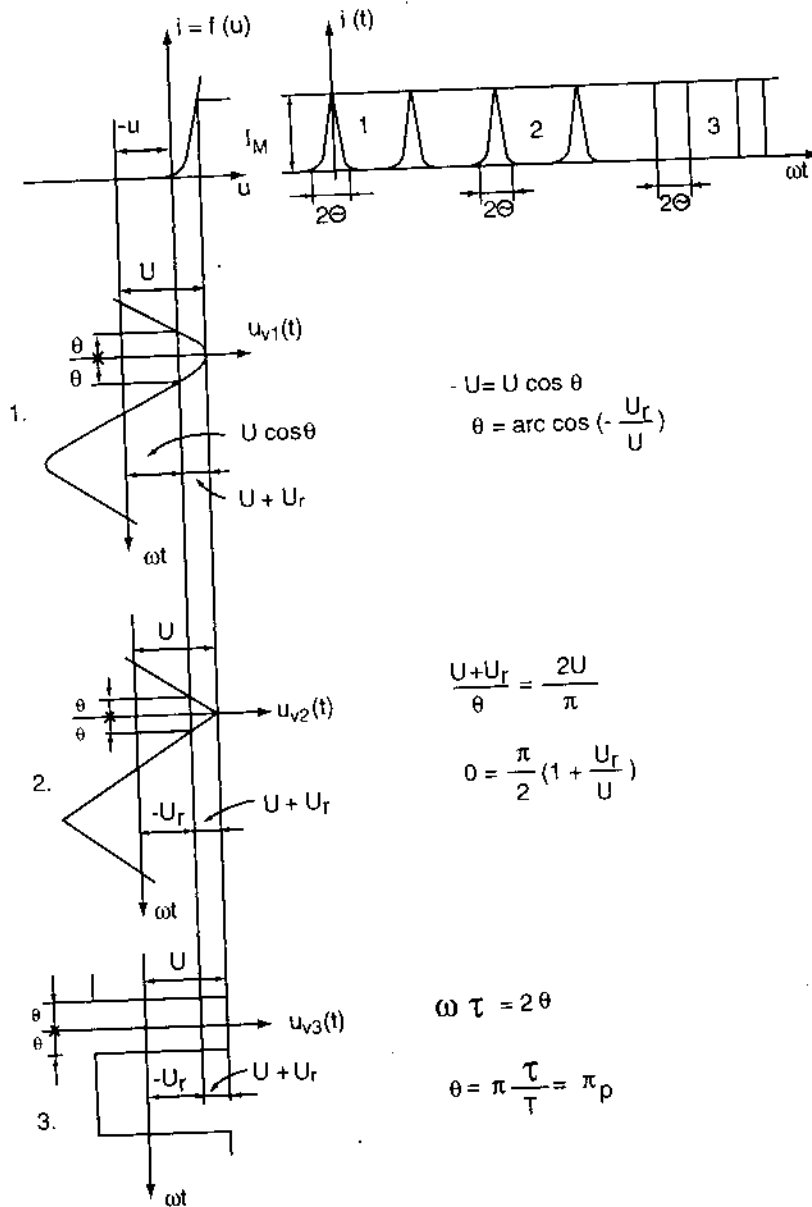
trong đó các đại lượng n và A (có đại lượng) là các hằng số (h.2.9).

Về mặt vật lý, mạch điện hoạt động giống như các trường hợp trên, chỉ khác về phương pháp toán học được dùng để phân tích. Các phương trình (2.1) + (2.6) vẫn đúng. Kết quả tích phân trong



Hình 2.9. Đặc tuyến của điốt mô tả bằng các mũ gián đoạn.

phương trình (2.5) được viết theo dạng khác. Để thuận lợi cho việc khảo sát sau này, người ta đưa ra khái niệm *góc cắt*. Trên h.2.10 nếu giả thiết hàm đặc trưng của điốt có dạng (2.40) thì dòng chạy qua điốt chỉ trong một khoảng thời gian nhỏ so với chu kỳ của tín hiệu. Thời gian này được ký hiệu là 2θ . Việc xác định góc cắt θ có thể thực hiện đơn giản bằng các giả thiết hình học. H.2.10 cho thấy góc cắt liên quan đến ba dạng tín hiệu đã khảo sát trước đây. Ký hiệu tỷ số U_r/U trong h.2.10 sẽ được thay bằng ký hiệu y/x .



Hình 2.10. Góc cắt của các tín hiệu có dạng khác nhau.

Khi đã biết θ , kết quả của tích phân (2.5) có thể viết dưới dạng :

$$I_r = I_M f_0(\theta)_n \quad (2.41)$$

trong đó I_M là giá trị đỉnh của dòng điện (h.2.10), $f_0(\theta)_n$ là một hàm chỉ phụ thuộc vào θ . Bảng 2.2 cung cấp giá trị $f_0(\theta)_n$ cho ba dạng tín hiệu. Với hàm kích thích là hàm điều hòa (cos) thì có thể biểu diễn $f_0(\theta)_n$ bằng các biểu thức giải tích khi n là số nguyên. H.2.11 vẽ hàm $f_0(\theta)_n$ khi kích thích là hàm điều hòa đối với một số giá trị n . Các biểu thức của $f_0(\theta)_n$ và θ có thể biểu diễn bằng các biểu thức gần đúng trong trường hợp $\theta < \frac{1}{2}$. Trong bảng 2.2 cũng có các biểu thức gần đúng.

BẢNG 2.2. CÔNG THỨC GẦN ĐÚNG CHO Y/X.

	$f_0(\Theta)_n = \frac{I_r}{I_M}$	$\ominus$	$-\frac{y}{x}$ (gần đúng, khi $b = 0$) và $-\frac{y}{x} < \frac{1}{2}$												
1. cos	$f_0(\Theta)_0 = \frac{\Theta}{\pi}$ $f_0(\Theta)_1 = \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{\pi(1 - \cos \Theta)}$ $f_0(\Theta)_2 = \frac{\Theta \left(\cos^2 \Theta + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \sin \Theta \cos \Theta}{\pi(1 - \cos \Theta)^2}$ $f_0(\Theta)_n \cong \frac{k_n}{2} \Theta$: nếu $\Theta < \frac{1}{2}$ <table> <tr> <td>k_n</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>2</td> <td>3</td> <td>5</td> </tr> <tr> <td>n</td> <td>0,637</td> <td>0,427</td> <td>0,339</td> <td>0,291</td> <td>0,229</td> </tr> </table>	k_n	0	1	2	3	5	n	0,637	0,427	0,339	0,291	0,229	$\arccos(-\frac{y}{x})$ $\cong \sqrt{2}(1 + \frac{y}{x})^{1/2}$ nếu $-\frac{y}{x} < \frac{1}{2}$	$1 - \frac{1}{\left(\frac{\alpha^{k_n}}{\sqrt{2}} x^{n-1} \right)^{\frac{2}{2n-1}} + \frac{2}{2n+1}}$
k_n	0	1	2	3	5										
n	0,637	0,427	0,339	0,291	0,229										
2. Xung tam giác	$\frac{\Theta}{\pi(n-1)}$	$\frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{y}{x} \right)$	$1 - \frac{1}{\left(\frac{\alpha}{2(1+n)} x^{n-1} \right)^{\frac{1}{n+1}} + \frac{1}{1+n}}$												
3. Xung vuông	$\varphi \left(\varphi = \frac{\tau}{T} \right)$	π_p	$1 - \frac{1}{(\alpha p x^{n-1})^{\frac{1}{n}} + \frac{1}{n}}$												

Theo h.2.10 giá trị của I_M là :

$$I_M = A (U + U_r)^n$$

Dòng một chiều sẽ là :

$$I_r = A (U + U_r)^n f_0(\theta)_n$$

Sử dụng phương trình (2.6) và (2.11) và các ký hiệu (2.15) và (2.16) ta có kết quả :

$$b - y = \alpha x^n \left(1 + \frac{y}{x} \right)^n f_0(\theta)_n \quad (2.42)$$

$$\alpha = RAU_T^{n-1} \quad (2.43)$$

Có thể xác định giá trị điện áp một chiều nhờ phương trình (2.42) với các công thức của $f_0(\theta)_n$ và θ đã cho trong bảng 2.2. Thông thường phương trình (2.42) rất khó xử lý về mặt toán học và chỉ giải được bằng các phép biến đổi phức tạp. Vì vậy trong thực tế ta chỉ khảo sát trường hợp đặc biệt quan trọng và áp dụng phương pháp gần đúng.

Nếu điểm công tác nằm tại gốc tọa độ ($b = 0$) và $-\frac{y}{x} < \frac{1}{2}$, thì có thể giải gần đúng phương trình (2.42) bằng cách khai triển chuỗi đối với y/x . Các công thức gần đúng có trong bảng 2.2.

Trường hợp quan trọng là trường hợp đường đặc trưng của diốt có điểm gián đoạn tuyến tính $n = 1$. Thông thường điện trở mắc nối tiếp với diốt và đường đặc trưng tổng thể sẽ được tuyến tính hóa và có thể áp dụng phép tính gần đúng cho loại tuyến tính có điểm gián đoạn. Khi đó có thể giải phương trình (2.42) bằng các phương pháp đại số trong trường hợp dạng tín hiệu là tam giác hoặc hình vuông. Khi nguồn kích thích là hàm điều hòa ta khảo sát trường hợp $b = 0$. Sau khi thay thế $f_0(\theta)_1$ phương trình (2.42) sẽ là :

$$-y = \alpha x \left(1 + \frac{y}{x} \right) \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$$

thay $-y/x$ bằng $\cos \theta$ ta có :

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{1}{\pi} (\pi \cos \theta - \theta) = E(\theta) \quad (2.44)$$

vì:

$$\alpha = RA = \frac{R}{R_D}$$

R_D là điện trở trong của diốt tuyến tính. Như vậy :

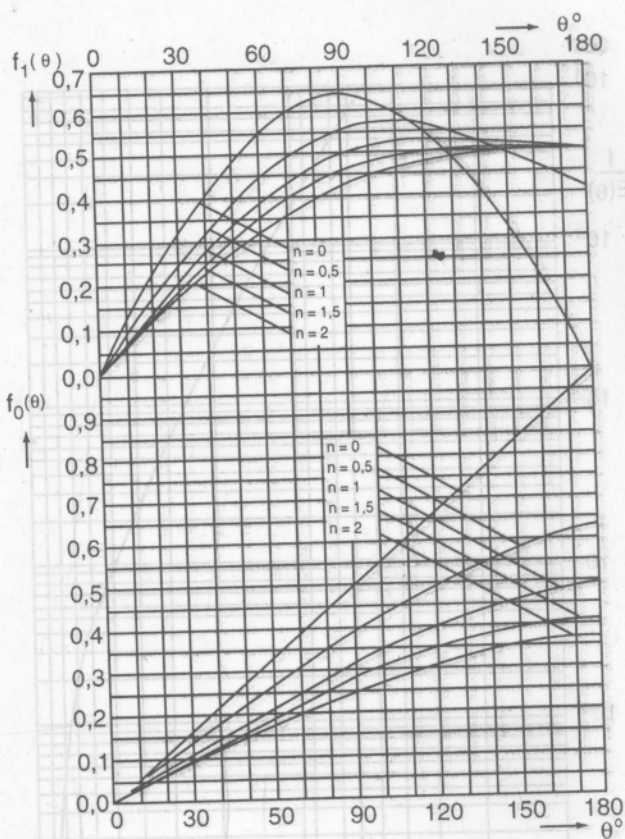
$$\frac{R_D}{R} = E(\theta) \quad (2.45)$$

Hàm $E(\theta)$ gọi là hàm lũy tiến và được vẽ trong h.2.12. Như vậy nếu $n = 1$ và $b = 0$ thì θ không phụ thuộc vào mức mà chỉ phụ thuộc vào giá trị của các phần tử trong mạch điện. Điều này cũng đúng với dạng tín hiệu tam giác. Khi tỷ số R_D/R giảm, giá trị của θ sẽ tiến đến 0. Như vậy :

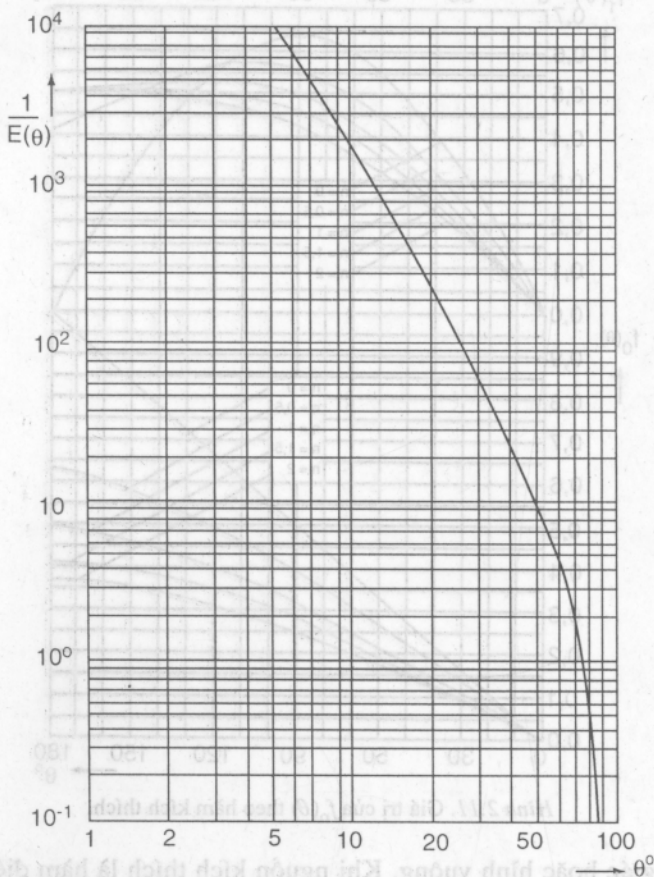
$$-\frac{U_r}{U} = \cos \theta \rightarrow 1$$

Đây là trường hợp chỉnh lưu tách đỉnh. Điều kiện liên quan đến tỷ số R_D/R trùng với điều kiện nhận được trong quá trình khảo sát vật lý của chỉnh lưu tách đỉnh.

Trong trường hợp kích thích bằng hàm điều hòa, có thể xác định điện trở tương đương R_{td} theo cách trước đây :



Hình 2.11. Giá trị của $f_0(\theta)$ theo hàm kích thích.

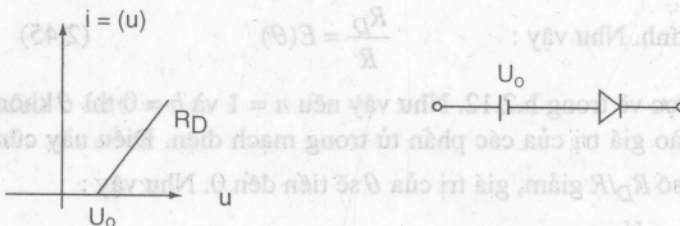


Hình 2.12. Hàm lũy tiến $E(\theta)$ phụ thuộc vào góc cắt.

$$\theta \rightarrow 0, \quad \text{và} \quad \frac{f_0(\theta)}{f_1(\theta)} \rightarrow \frac{1}{2}$$

Cuối cùng ta có :

$$R_{td} = \frac{R}{2}$$



Hình 2.13. Đặc trưng có tính gián đoạn của diốt.

Điểm gián đoạn lệch khỏi gốc tọa độ một giá trị U_0 . Đặc tuyến loại này thường gặp nếu một điện trở thuần nối tiếp với diốt. Có thể thay thế bằng mạch tương đương trong h.2.13 bằng cách áp dụng một nguồn điện mắc nối tiếp U_0 :

$$R_{td} = \frac{U}{I_1}$$

Dòng điện có hài cơ sở là :

$$I_1 = I_M f_1(\theta)_n \quad (2.46)$$

trong đó $f_1(\theta)_n$ là hàm mô tả liên quan đến hài cơ sở. H.2.11 cho biết giá trị của $f_1(\theta)_n$ với các giá trị khác nhau của n . Khi $n = 1$ thì :

$$f_1(\theta)_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \quad (2.47)$$

Điện trở tương đương là :

$$R_{td} = \frac{U}{I_M f_1(\theta)_n} = \frac{-U_r \cos \theta}{I_M f_1(\theta)_n}$$

Trong trường hợp $b = 0$, theo phương trình (2.6) thì $-U_r = I_r R$.

Thay thế I_r theo phương trình (2.41) ta được :

$$R_{td} = R \frac{f_0(\theta)_n}{f_1(\theta)_n} \frac{1}{\cos \theta} \quad (2.48)$$

Như vậy nếu biết giá trị góc cắt θ có thể tính được điện trở R_{td} . Trong trường hợp chỉnh lưu tách đỉnh :

Điện trở tương đương trùng với giá trị đã nhận được ở trên.

Thông qua một ví dụ, hãy tính toán trường hợp thường gặp trong thực tế. Mạch điện trong h.2.1 chứa diốt có đường đặc trưng tuyến tính có điểm gián đoạn. Các đặc trưng của đường đặc tuyến là :

$$n = 1 \quad \text{và} \quad A = \frac{1}{R_D}$$

$$b = \frac{U_0}{U_T}$$

thay vì U_r ta dùng U_r' (điện áp sụt trên điện trở R). Theo phương trình (2.18) ta có :

$$\frac{U_r'}{U_T} = y - b$$

Với các ký hiệu trên, trong phương trình (2.42) thay $n = 1$ và $f_0(\theta)_1$ ta được :

$$b - y = \alpha \left(1 + \frac{y}{x} \right) \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} x$$

Thay α và y/x và phối hợp với biểu thức (2.44) :

$$\left(1 + \frac{b}{x \cos \theta} \right) \frac{R_D}{R} = E(\theta) \quad (2.49)$$

Có thể dễ dàng giải gần đúng phương trình trên trong trường hợp $b = 0$ đi qua giai đoạn của (2.45) và phương trình (2.49), nếu góc cắt θ đủ nhỏ. Với giả thiết này ta sử dụng công thức gần đúng $\cos \theta \cong 1$:

$$E(\theta) \cong \left(1 + \frac{b}{x} \right) \frac{R_D}{R} \quad (2.50)$$

và nhờ sự hỗ trợ của h.2.12 có thể xác định nhanh chóng giá trị góc cắt θ theo hàm của mức tín hiệu (x). Nếu điện áp U_0 ngược (âm), điều này thường gặp trong thực tế, thì có thể áp dụng phép tính gần đúng. Biểu thức (2.50) chỉ sử dụng được khi $x > |b|$. Khi $\left| \frac{b}{x} \right|$ gần bằng 1, góc cắt θ rất nhỏ và phép toán gần đúng vẫn còn áp dụng được. Khi x tăng thì góc cắt θ cũng tăng, nhưng $\left| \frac{b}{x} \right|$ sẽ nhỏ, như vậy sai số khó có thể bỏ qua. Hãy xét ví dụ với các giá trị :

$U_0 = -0,6V$; U thay đổi từ 0,6V đến 5V:

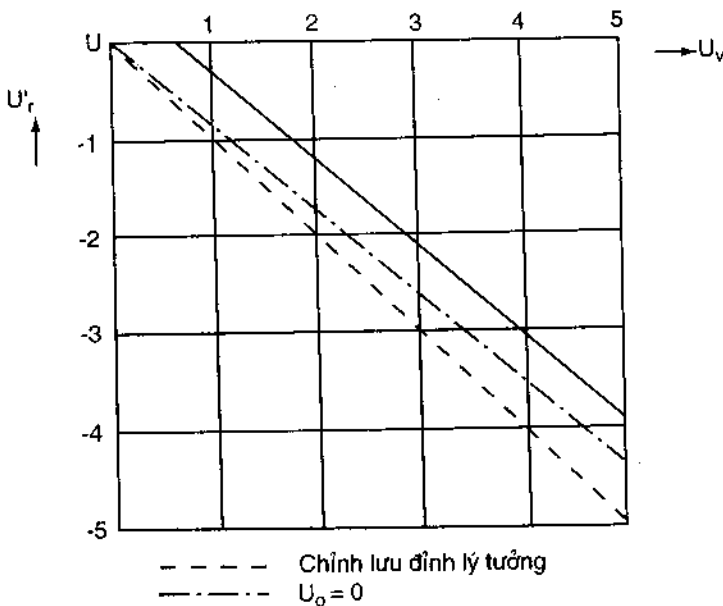
$$R = 10k\Omega ; R_D = 100\Omega$$

Với số liệu này từ phương trình (2.50) có thể tính được $E(\theta)$, từ phương trình (2.45) có thể xác định được giá trị góc cắt θ và như vậy $U_r = -U \cos \theta$. Cuối cùng ta có :

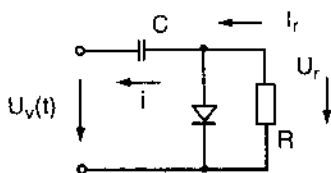
$$U_r' = U_r - U_0$$

Giá trị của U_r' biểu diễn theo hàm của U được vẽ trong h.2.14.

Điều kiện hoạt động của mạch điện trong h.2.1 là nguồn nuôi được lấy từ máy phát lý tưởng. Nếu nguồn nuôi lấy từ



Hình 2.14. Quan hệ giữa điện áp ra và điện áp vào.



Hình 2.15. Tách thành phần một chiều của nguồn nuôi.

mạch điện tử thì cần tách điện áp một chiều. Vì dòng điện một chiều đi qua nguồn phát nên không thể tách dòng một chiều. Khi đó cần sử dụng dạng khác của mạch điện (h.2.15). Mạch điện này gọi là mạch diốt song song. Về mặt vật lý, hoạt động của mạch điện phù hợp với hoạt động của mạch diốt nối tiếp, nếu theo các nguyên lý sau :

- Điện áp xoay chiều đi qua diốt là $u_v(t)$, vì tụ bị ngắn mạch ở dòng xoay chiều.

- Dòng một chiều I_r đi qua điện trở tạo ra điện áp một

chiều U_r . Trong trường hợp này ta không đề cập đến điện áp phân cực ban đầu mặc dù không có gì khác biệt.

Các công thức dùng cho mạch nối tiếp cũng đúng với mạch mắc song song. Những điểm khác nhau giữa hai mạch mắc nối tiếp và mạch mắc song song là :

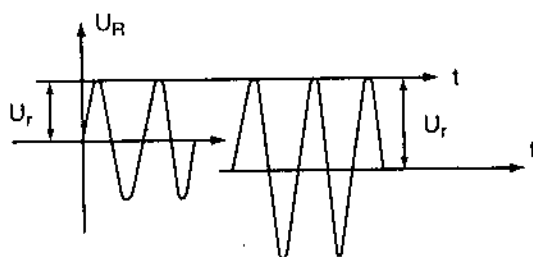
1. Nguồn bị tách biệt đối với dòng một chiều.

2. Vì C ngắn mạch nên trên điện trở R bên cạnh điện áp một chiều U_r , điện áp $u_r(t)$ xuất hiện theo nguyên lý xếp chồng.

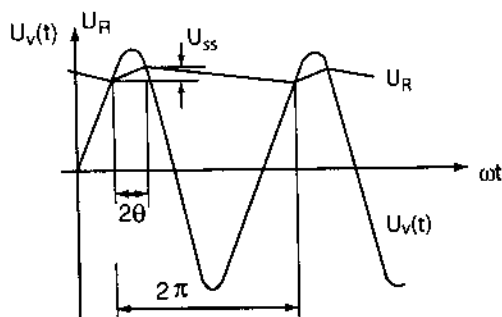
3. Vì điện trở R mắc trực tiếp với nguồn, tải tăng lên và điện trở tải tương đương sẽ là :

$$R'_{td} = R_{td} // R \quad (2.51)$$

Tính chất trong mục 2 có thể sử dụng vào việc khống chế điện áp. H.2.16 biểu diễn điện áp xuất hiện trên điện trở R khi kích thích bằng hàm điều hòa $u_v(t) = U \sin \omega t$. Nếu giả thiết có chỉnh lưu điện áp đỉnh, thì điện áp một chiều U_r hơi nhỏ hơn so với biên độ U. Khi tăng biên độ U, điện áp U_r cũng tăng lên sao cho giá trị đỉnh dương của tín hiệu luôn luôn ở trên trục, nghĩa là cố định giá trị đỉnh dương của tín hiệu trên một mức đã cho, không phụ thuộc vào độ lớn của tín hiệu. Khi đảo cực của diốt, có thể cố định được các giá trị đỉnh âm của tín hiệu. Với sự hỗ trợ của điện áp phân cực ban đầu, có thể thay đổi được mức điện áp.



Hình 2.16. Sự hình thành điện áp một chiều của bộ chỉnh lưu.



Hình 2.17. Sự sụt áp trên điện trở của bộ chỉnh lưu.

Ta đã giả thiết trong h.2.1 rằng tụ điện C ngắn mạch, trong thực tế tụ C hữu hạn, như vậy điện áp xoay chiều xuất hiện. Trên điện trở R, ngoài điện áp một chiều U_r còn có điện áp xoay chiều. Điện áp xoay chiều này thông thường nhỏ hơn U_r rất nhiều, và được gọi là độ gợn sóng. Độ gợn sóng có thể xác định một cách đơn giản dựa trên góc cắt. Trong khoảng thời gian 2θ khi diốt dẫn điện, tụ nạp thì điện áp trên R tăng lên (h.2.17). Trong khoảng thời gian còn lại của chu kỳ, diốt bị khóa và tụ C phóng điện qua điện trở R. Dạng

của điện áp trong thời gian nạp điện là một hàm tương đối phức tạp về mặt tính toán, phụ thuộc vào đường đặc trưng của diốt trong thời gian phóng điện là đường cong hàm mũ. Khi độ gọn sóng tương đối nhỏ, đường cong có thể gần như hình tam giác. Có thể tính được U_{SS} là giá trị từ đỉnh tới đỉnh với giả thiết điện tích trung bình của tụ C là hằng số. Như vậy điện tích đi vào và điện tích đi ra trong một chu kỳ không đổi :

$$CU_{SS} = I_r \frac{2\pi - 2\theta}{\omega}$$

Vì $I_r = U_r / R$ nên :

$$\frac{U_{SS}}{U_r} = \frac{T}{RC} \left(1 - \frac{\theta}{\pi} \right) \quad (2.52)$$

Nếu $\theta < 1$ thì :

$$\frac{U_{SS}}{U_r} \cong \frac{T}{RC} \quad (2.53)$$

2.2. CÁC ÁP DỤNG

Trong phần này ta làm quen với một số áp dụng quan trọng trong thực tế của các mạch điện đã khảo sát. Một trong các áp dụng là nguồn nuôi sẽ được khảo sát chi tiết trong chương 14.

Mạch cơ sở trong h.2.1 nếu thỏa mãn một số điều kiện thì có thể coi là thuộc loại chỉnh lưu tách đỉnh. H.2.8 và h.2.14 cho thấy mạch diốt trong thực tế có sai số lớn so với bộ chỉnh lưu tách đỉnh lý tưởng. Với nguồn kích thích hàm điều hòa, có thể dễ dàng xác định được sai số tương đối cho diốt trong mô hình theo h.2.13, một trường hợp quan trọng trong thực tế. Nếu giả thiết góc cắt $\theta \ll 1$, thì $E(\theta)$ có thể khai triển thành chuỗi :

$$E(\theta) = \frac{1}{\pi} (tg\theta - \theta) \cong \frac{\theta^3}{3\pi} \quad (2.54)$$

Thay thế vào công thức (2.50) và sử dụng giá trị gần đúng của θ trong bảng 2.2, ta được :

$$-\frac{U_r'}{U} = 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{3\pi R_D}{R} \left(1 + \frac{U_0}{U} \right) \right]^{\frac{2}{3}} + \frac{U_0}{U} \quad (2.55)$$

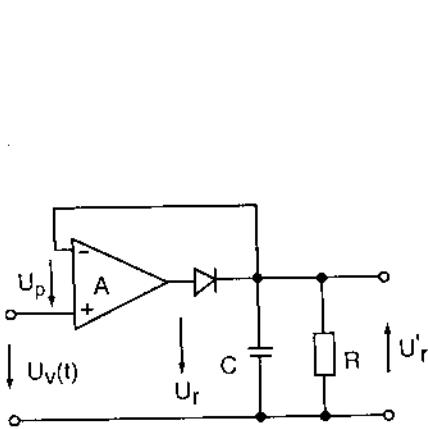
$$U > |U_0|$$

Từ đây ta đọc trực tiếp được sai số tương đối của chỉnh lưu tách đỉnh :

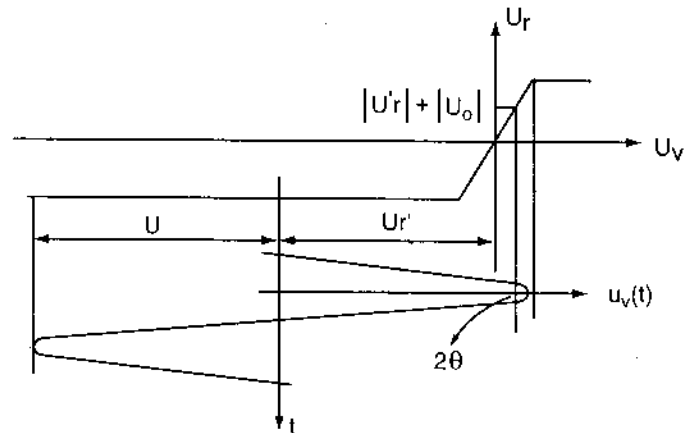
$$h = -\frac{1}{2} \left[\frac{3\pi R_D}{R} \left(1 + \frac{U_0}{U} \right) \right]^{\frac{2}{3}} + \frac{U_0}{U} \quad (2.56)$$

Hai yếu tố gây ra sai số tương đối là giá trị hữu hạn R_D / R và U_0 / U .

Sai số có thể giảm đi rất nhiều khi dùng một bộ khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại là A (h.2.18).



Hình 2.18. Bộ chỉnh lưu tích cực.



Hình 2.19. Đặc tuyến của bộ chỉnh lưu tích cực.

Điện áp một chiều U_r' sẽ điều chỉnh điểm làm việc của khuếch đại thuật toán (h.2.19) sao cho tín hiệu điều khiển vào thời điểm $U_r' > (|U_r'| + |U_0|)$ sẽ mở điốt và nạp điện cho tụ C (khoảng thời gian 2θ).

Mạch chỉnh lưu có khuếch đại thuật toán có hai điểm khác nhau chính so với mạch chỉnh lưu cơ bản :

1. Dòng nạp tăng lên A lần, tương đương với trường hợp điện trở trong R_D của điốt giảm đi A lần.
2. Điện áp gián đoạn U_0 đo được trong h.2.7 trên trục tung nhỏ hơn điện áp vào có biên độ là U giảm đi A lần.

Trên các cơ sở này, ở h.2.26 phương trình (2.56) liên quan đến sai số hình thành sao cho :

$$R_D \rightarrow R_D/A ; \quad U_0 \rightarrow U_0/A$$

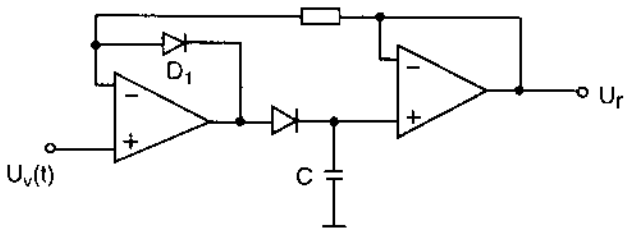
$$h = -\frac{1}{2} \left[\frac{3\pi R_D}{AR} \left(1 + \frac{U_0}{AU} \right) \right]^{\frac{2}{3}} + \frac{U_0}{AU} \quad (2.57)$$

Như vậy hai thành phần gây ra sai số sẽ giảm đi A lần. Vì khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại khoảng $10^4 \div 10^6$ nên sai số sẽ rất nhỏ. Sai số của khuếch đại thuật toán lý tưởng chủ yếu là do độ lệch quyết định. Có thể áp dụng mô hình theo h.2.13, vì điện trở ra của khuếch đại thuật toán được mắc nối tiếp với điốt có đường đặc trưng hàm mũ, điện trở ra này có thể tính gần đúng với điốt có điểm gián đoạn tuyến tính tại U_0 . Chúng ta khảo sát với nguồn cung cấp là hàm điều hòa, nhưng các kết luận liên quan đến R_D và U_0 cũng đúng với các tín hiệu có dạng khác. Bộ chỉnh lưu tách đỉnh với khuếch đại thuật toán có độ chính xác cao và tùy thuộc vào tính chất của khuếch đại thuật toán và mức điện áp có giá trị khoảng $10^{-3} \div 10^{-4}$. Độ chính xác cao có nghĩa là góc cắt θ rất nhỏ. Nếu bỏ qua giá trị U_0 , từ công thức (2.50) và (2.51) suy ra :

$$\theta \cong \sqrt[3]{3\pi \frac{R_D}{AR}} \quad (2.58)$$

Trong thực tế, thông thường $\theta < 0,01$ ($\theta < 0,57^\circ$), nghĩa là góc cắt θ nhỏ hơn $1,6 \cdot 10^{-3} T$ (T là chu kỳ của tín hiệu). Như vậy khi tín hiệu vào có tần số 1kHz thì thời gian cắt nhỏ hơn μsec . Khuếch đại thuật toán cần phải truyền tải một xung có độ rộng là $1,6 \mu\text{sec}$. Mạch điện yêu cầu cao về tốc độ khuếch đại thuật toán. Độ chính xác cao chỉ có thể thực hiện được ở tần số thấp, tần số càng tăng thì độ chính xác giảm càng nhanh. Trong thực tế cho tới khoảng 100 kHz có thể đảm bảo độ chính xác không dưới 1%. Trái lại mạch diốt đơn giản có thể sử dụng được trong vùng tần số cao.

Khuếch đại thuật toán trong mạch của h.2.18 không cần phải bù khi C tương đối lớn. Điều này rất có lợi về mặt tốc độ thay đổi của tín hiệu.

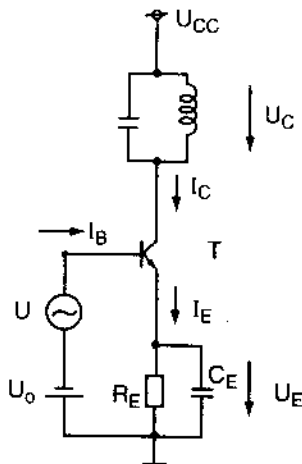


Hình 2.20. Mạch giảm độ gợn sóng.

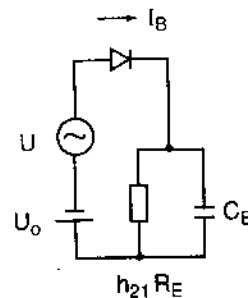
Nếu tần số rất thấp, hoặc cần phải chỉnh lưu xung rất hẹp, hoặc cần phải giảm độ gợn sóng, khi đó cần tăng giá trị R . Lúc này khả năng chịu tải quyết định giới hạn của R . Trong trường hợp này nên dùng mạch ở h.2.20. Tụ điện C tải dòng ngược của diốt và dòng vào của bộ khuếch đại thuật toán (FET). Trái lại trở kháng đầu ra rất nhỏ. H.2.18

cho thấy khuếch đại thuật toán hầu hết ở trạng thái bão hòa trong một chu kỳ (h.2.19), đó là nhược điểm về mặt tốc độ. Diốt D_1 trong h.2.18 dùng để chống sự bão hòa của khuếch đại thuật toán. Vì có diốt nên cần bù để có độ khuếch đại là một đơn vị và như vậy sẽ làm giảm tốc độ làm việc của mạch.

Bộ khuếch đại cộng hưởng cơ bản được vẽ trong h.2.21. Hệ số khuếch đại thay đổi theo mức tín hiệu. Tranzito T nhận tín hiệu điều khiển điều hòa có biên độ (U) lớn. Dưới tác dụng của tín hiệu này một mặt điểm công tác ban đầu bị dịch chuyển, mặt khác dòng colectơ bị méo. Từ dòng bị méo, bộ dao động lọc hài cơ bản, điện áp U_c sẽ là hình sin. Khi mức tín hiệu tăng, hài cơ bản sẽ không tăng theo tỷ lệ với tín hiệu điều khiển, như vậy độ khuếch đại giảm khi tín hiệu tăng. Để tính toán độ khuếch đại, có thể áp dụng các công thức đã nêu. Mạch đầu vào có thể mô hình hóa theo h.2.22. Lớp tiếp giáp bazơ - emitơ có thể mô tả bằng đường đặc trưng hàm mũ. Trong thực tế khi



Hình 2.21. Khuếch đại cộng hưởng.



Hình 2.22. Mô hình phân cực

tính toán, điện trở R_E trong mạch emitơ được thay thế bằng $h_{21} R_E$. Về phương diện dòng một chiều, tụ điện được coi như đoạn mạch. Qua mạch điện này điểm làm việc ban đầu có thể xác định được bằng công thức (2.21) hoặc đo điện áp của lớp tiếp giáp. Sau đây ta giả thiết là :

$$I_E \cong I_C = h_{21} I_B$$

và hằng số h_{21} là hệ số khuếch đại dòng của mạch phân cực emitter. U_E và I_E có giá trị ban đầu đã biết là U_{E0} và $I_{E0} = U_{E0}/R$. Bây giờ ta cấp tín hiệu đầu vào U , điểm làm việc ban đầu sẽ bị dịch chuyển. Vì diốt của h.2.22 được phân cực theo chiều thuận theo như h.2.8 nên có thể tính gần đúng chỉnh lưu tách đỉnh với mức tín hiệu nhỏ. Như vậy dưới tác dụng của tín hiệu :

$$\begin{aligned} U_{E0} &\rightarrow U_{E0} + U; \\ I_{E0} &\rightarrow I_{Ee} = \frac{U_{E0} + U}{R_E} \end{aligned} \quad (2.59)$$

Giữa dòng một chiều emitter và hài cơ bản, theo công thức (2.34) ta có mối liên kết :

$$I_{E1} = 2I_{Ee} \frac{B_1(x)}{B_0(x)}$$

Giả thiết là $x > 5$, thì :

$$\frac{B_1}{B_0} \cong 1 \text{ và } I_{E1} \cong 2I_{Ee}$$

thay thế giá trị I_{Ee} :

$$I_{E1} = I_{C1} = \frac{2}{R_E} (U_{E0} + U)$$

Độ dốc hiệu dụng (đối với hài cơ sở) của tầng là :

$$S = \frac{I_{C1}}{U} = \frac{2}{R_E} \left(1 + \frac{U_{E0}}{U} \right) \quad (2.60)$$

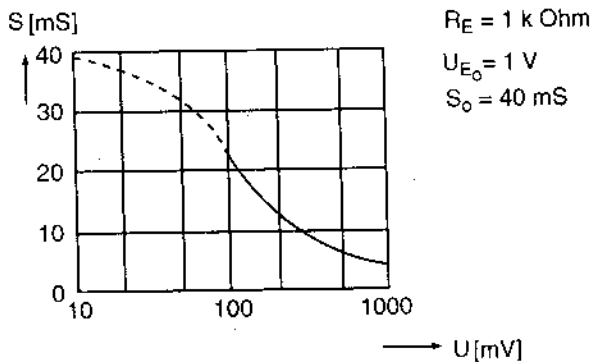
Hệ số khuếch đại là :

$$A = SZ_r \quad (2.61)$$

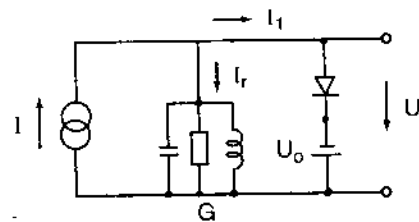
Trong đó Z_r là điện trở cộng hưởng của mạch dao động. Ta tính toán với $R_E = 1k\Omega$ và $U_{E0} = 1V$ trong miền $x > 5$ ($U > 100mV$) (h.2.23). Khi $x \ll 1$, thì $S \rightarrow S_0$:

$$S_0 = \frac{I_{E0}}{U_T}$$

Đôi khi người ta còn sử dụng mạch điện để điều chỉnh biên độ dao động của bộ tạo sóng.



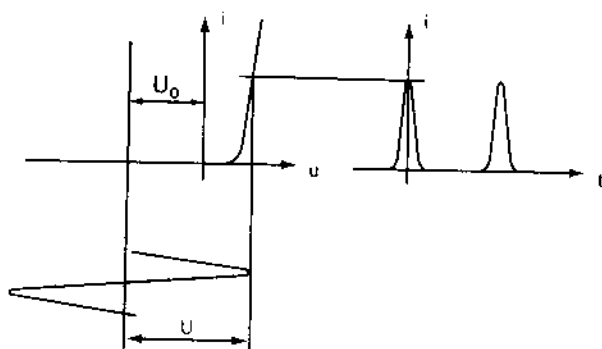
Hình 2.23. Độ dẫn hiệu dụng.



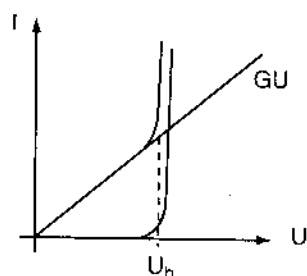
Hình 2.24. Bộ không chế.

Bộ không chế bằng diốt (h.2.24). Nguồn dòng hình sin có biên độ I kích thích mạch dao động có độ dẫn là G , được điều chỉnh cộng hưởng với tần số của nguồn kích thích. Diốt phân cực bằng điện áp U_0 theo chiều khóa của diốt. Khi U nhỏ sao cho không có dòng chạy qua diốt thì :

$$I = GU$$



Hình 2.25. Đặc tuyến của diốt.



Hình 2.26. Đặc tuyến của bộ không chế.

I tăng trong các vùng đỉnh của điện áp dòng chạy qua diốt (h.2.25) nếu hệ số phẩm chất của khung dao động tương đối lớn, nên các dòng có hài bậc cao coi như ngắn mạch, như vậy nó không tham gia vào việc tạo ra điện áp U . Dạng sóng của U vẫn là hình sin và tính toán chỉ cần đến dòng cơ bản I_1 là đủ. Khi dòng I tăng, I_1 tăng đột ngột sao cho dòng của khung dao động I_r không thay đổi và U gần như là hằng số. Đối với các dòng điện ta có thể viết các công thức sau :

$$I = I_r + I_1 = GU + I_1$$

Thay I_1 từ công thức (2.32) ta được :

$$I = GU + 2I_0 B_1(x) = 2I_d e^{\frac{U_0}{U_T}} B_1(x)$$

Nếu $x > 5$, ta có :

$$B_1(x) \cong \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$$

Sử dụng công thức $x = U/U_T$ ta được :

$$I = GU + \frac{2I_d}{\sqrt{2\pi \frac{U}{U_T}}} e^{\frac{U-U_0}{U_T}} \quad (2.62)$$

Theo công thức trên I gồm hai thành phần, một thành phần tuyến tính (GU) và thành phần thứ hai cơ bản là hàm mũ, khi qua giới hạn U_h thành phần hàm mũ tăng một cách đột ngột và cuối cùng giữ vai trò chính (h. 2.26).

Giá trị U_h có thể coi như điểm ngưỡng không chế. Ta chọn giá trị U_h sao cho số hạng thứ hai trong phương trình (2.62) có giá trị bằng một phần mười giá trị của số hạng thứ nhất :

$$\frac{2I_d}{\sqrt{2\pi \frac{U}{U_T}}} e^{\frac{U_h-U_0}{U_T}} = \frac{GU_h}{10} \quad (2.63)$$

$$\text{Ký hiệu :} \quad I_D = I_d e^{\frac{U_h-U_0}{U_T}} \quad (2.64)$$

$$\text{Ta có :} \quad \frac{8I_D}{GU_T} = \left(\frac{U_h}{U_T} \right)^{3/2} \quad (2.65)$$

Từ các công thức (2.64) và (2.65) có thể tính được giá trị điện áp phân cực U_0 thuộc về U_h . Thay vì tính toán theo công thức (2.64) ta sẽ tra cứu từ đường đặc trưng diốt của giá trị $U_h - U_0$. Ký hiệu :

$$GU_h = I_0 \quad (2.66)$$

Nếu dòng I tăng so với I_0 , U cũng tăng so với U_h , nhưng do độ dốc đường đặc trưng của diốt, sự gia tăng do đường đặc trưng của bộ không chế tạo ra không đáng kể. Để tính toán giá trị này có thể sử dụng ký hiệu sau ($U > U_h$) :

$$U = U_h + \Delta U$$

Thay vào công thức (2.62) :

$$I = GU_h \left(1 + \frac{\Delta U}{U_h} \right) + \frac{2I_d e^{\frac{U_h - U_0}{U_T}}}{\sqrt{2\pi} \sqrt{\frac{U_h}{U_T} + \sqrt{1 + \frac{\Delta U}{U_h}}}} e^{\frac{\Delta U}{U_T}}$$

Sử dụng các ký hiệu của các phương trình (2.63) và (2.66) ta có :

$$\frac{I}{I_0} = \left(1 + \frac{\Delta U}{U_h} \right) + \frac{1}{10} \frac{e^{\frac{\Delta U}{U_T}}}{\sqrt{1 + \frac{\Delta U}{U_h}}} \quad (2.67)$$

Đây là phương trình chính xác của đường đặc trưng của bộ không chế. Vì tỷ số $\Delta U/U_h \ll 1$ và gây ra sai số rất nhỏ nên có thể bỏ qua. Như vậy :

$$\frac{I}{I_0} \cong 1 + \frac{1}{10} e^{\frac{\Delta U}{U_T}}$$

Đường đặc trưng của bộ không chế (h.2.27) :

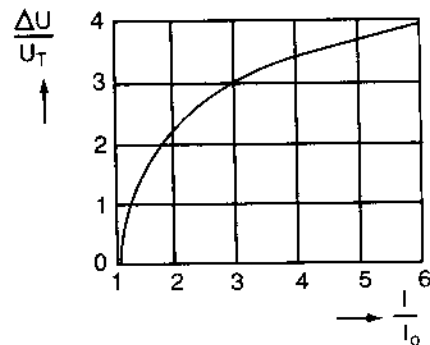
$$\frac{\Delta U}{U_T} = \ln \left[10 \left(\frac{I}{I_0} - 1 \right) \right] \quad (2.68)$$

Phương trình trên đúng khi $I > 1,1I_0$. Với sự hỗ trợ của h.2.27 có thể dễ dàng xác định được toàn bộ đường đặc trưng $U(I)$:

$$U = \frac{I}{G} \text{ nếu } I < I_0$$

$$U = U_h + \Delta U(I) \text{ nếu } I > 1,1I_0$$

H.2.28 minh họa mạch trong thực tế. Trong mạch có hai diốt. Những diốt này có phân cực ngược chiều và về mặt dòng xoay chiều chúng được mắc song song với khung dao động. Như vậy chúng sẽ bổ sung cho các tính chất của bộ không chế. Về mặt dòng một chiều, để bảo đảm điện áp phân cực U_0 , các



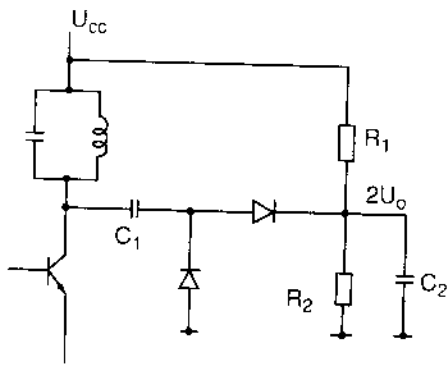
Hình 2.27. Đặc tuyến chuẩn hóa.

điốt này được mắc nối tiếp. Điện áp phân cực $2U_0$ do bộ phân áp $R_1 - R_2$ tạo ra. Trên các điốt có điện áp phân cực theo chiều ngược, điện áp $2U_0$ không bao giờ được phân phối đều nhau theo tỷ lệ 1 : 1. Sự không đối xứng sẽ tự động biến mất trong quá trình hoạt động. Do tính không đối xứng một trong hai điốt sẽ dẫn dòng lớn hơn, như vậy cũng có dòng chảy qua tụ C_1 . Dòng điện này nạp tụ C_1 theo chiều nào đó sao cho các điốt được phân cực đối xứng nhau. Lúc này dòng qua tụ triệt tiêu và hệ thống có trạng thái cân bằng.

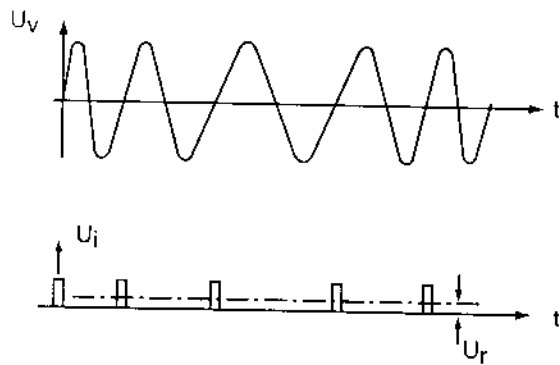
Dòng phân áp cần được điều chỉnh sao cho dòng một chiều của các điốt không phải là tải. Dòng một chiều của các điốt tính được gần đúng theo phương trình (2.34) ($x > 5$):

$$I_m \cong \frac{I_1}{2}$$

và I_1 có thể tính gần đúng với giá trị $I - I_0$.



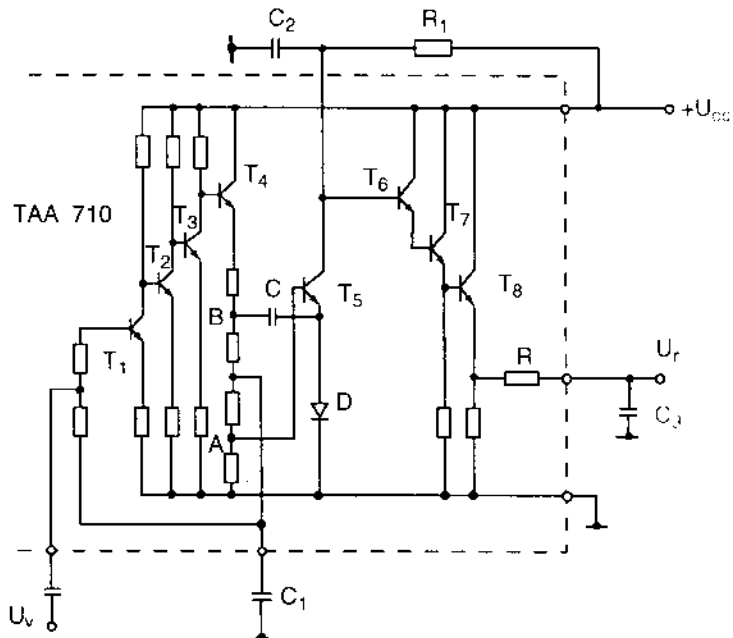
Hình 2.28. Mạch không chế trong thực tế.



Hình 2.29. Tạo xung có tần số giống tần số của tín hiệu vào.

Bộ tách sóng FM có chất lượng cao có thể hoạt động theo nguyên lý đếm xung. Từ tín hiệu đầu vào U_v , tín hiệu sin điều chế tần số, người ta tạo ra dãy xung (h.2.29) có tần số tức thời bằng với tín hiệu đầu vào U_v và gồm các xung có cùng hình dạng. Sau đó tính giá trị trung bình của chuỗi xung. Giá trị trung bình tỷ lệ thuận với tần số. Kết quả là giá trị trung bình tỷ lệ với mức điều chế.

Sơ đồ của vi mạch TA A 710 được vẽ trong h.2.30. Tín hiệu điều chế tần số U_v được đưa vào



Hình 2.30. Vi mạch TA A 710.

bộ khuếch đại gồm 4 tầng có các tranzito $T_1 + T_4$. Về mặt dòng một chiều, bộ khuếch đại có hồi tiếp để ổn định điểm làm việc, về mặt dòng xoay chiều thì không có hồi tiếp (C_1 ngắn mạch), lúc đó mạch có hệ số khuếch đại rất lớn.

Điện áp U_v điều khiển bộ khuếch đại sao cho trên emitor của T_4 xuất hiện các xung vuông, nhưng có tần số bằng tần số của tín hiệu vào. Bộ khuếch đại tạo xung vuông và vì có độ khuếch đại lớn nó còn giữ chức năng khống chế. Các sườn trước và sườn sau của tín hiệu hình vuông trên emitor của T_4 có nhiệm vụ nạp hoặc phóng tụ C . Diốt mắc nối tiếp với diốt emitor – bazơ của tranzito T_5 nhận được điện áp phân cực từ điểm A (điện áp một chiều) sao cho diốt không dẫn điện. Nếu điện áp tại điểm B dương tăng lên một lượng ΔU , thì diốt D dẫn và giảm đi T_5 sẽ dẫn. Điện áp ra sẽ tỷ lệ với giá trị trung bình của dòng đi qua T_5 . Có thể tính toán dễ dàng dòng điện trung bình của T_5 , nếu giả thiết rằng kháng trở mạch nạp và phóng của tụ nhỏ đến nỗi việc nạp hoặc phóng xảy ra hoàn toàn trong một chu kỳ của tín hiệu hình vuông. Nếu điện áp tại điểm B chuyển sang âm, sự thay đổi điện áp trên tụ C sẽ là :

$$Q = C \cdot \Delta U$$

Lượng điện tích này sẽ truyền qua emitor T_5 trong một chu kỳ, như vậy dòng emitor của T_5 có giá trị trung bình là :

$$I_E = \frac{\Delta Q}{T} = \frac{C \Delta U}{T} = C \Delta U f$$

trong đó T là chu kỳ và f là tần số của tín hiệu vào. Tụ C_2 tích phân dòng của tranzito T_5 và khuếch đại $T_6 - T_8$ khuếch đại điện áp rơi vào R_1 , điện áp này tỷ lệ thuận với giá trị trung bình của dòng điện T_5 . Độ gọn sóng được tụ C_3 tiếp tục lọc. Điện áp đầu ra cuối cùng tỷ lệ thuận với tần số. Việc lấy tích phân chỉ thực hiện được khi không có độ méo nội dung điều chế. Độ méo có thể bỏ qua với độ gọn sóng nhỏ nếu tần số sóng mang của tín hiệu điều chế cơ bản lớn hơn rất nhiều so với tần số cao nhất của tín hiệu điều chế.

MẠCH NHÂN TƯƠNG TỰ

3.1. BỘ NHÂN HAI PHẦN TỬ MẶT PHẪNG

Mạch nhân tương tự tạo ra các đại lượng là tích của các đại lượng đầu vào. Phép nhân tương tự dùng các mạch điện tử có thể thực hiện bằng nhiều cách. Trong nhiều giải pháp, bộ khuếch đại vi sai được áp dụng rộng rãi nhất. Sau đây ta khảo sát các tính chất của bộ nhân dùng khuếch đại vi sai hoặc cách thay đổi mạch cơ bản của khuếch đại vi sai cũng như cách ghép các tầng để có được một mạch điện tử ngày càng tiệm cận với bộ nhân lý tưởng.

Ta xuất phát từ mạch điện cơ sở quen thuộc của bộ khuếch đại vi sai (h.3.1). Trong hình vẽ không có nguồn nuôi, nhưng ta giả thiết là các linh kiện không làm việc ở chế độ bão hòa. Trong quá trình khảo sát có tính chất nguyên lý, ta không đề cập đến việc khảo sát nguồn nuôi. Chỉ trong các ví dụ áp dụng thực tế mới đề cập đến vấn đề này.

Ta giả thiết rằng hai tranzito hoàn toàn giống nhau, và sử dụng mô hình toán học đơn giản nhất. Đối với tín hiệu lớn, hệ số khuếch đại A được coi là 1, thì ta có đặc trưng truyền đạt tín hiệu lớn quen thuộc của một khuếch đại vi sai :

$$\frac{i_1}{I_0} = \frac{1}{2} \left(1 + th \frac{x}{2} \right); \quad \frac{i_2}{I_0} = \frac{1}{2} \left(1 - th \frac{x}{2} \right) \quad (3.1)$$

trong đó $x = \frac{u}{U_T}$ là điện áp điều khiển được chuẩn hóa.

Để thuận tiện cho việc tính hiệu của các dòng điện, ta sẽ sử dụng các ký hiệu :

$$Y = \frac{i_1 - i_2}{I_0} \quad (3.2)$$

Thay i_1 và i_2 từ phương trình (3.1) :

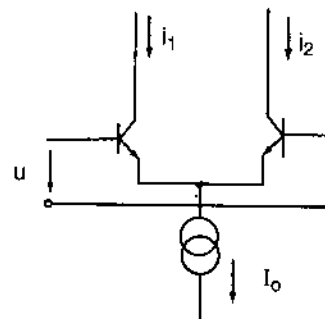
$$Y = Y(x) = th \frac{x}{2} \quad (3.3)$$

Trong trường hợp này lần đầu tiên ta đưa ra biểu thức của i_1 và i_2 và từ đó có thể tính được Y . Nếu đại lượng Y đã biết, i_1 và i_2 tính được theo hệ phương trình sau :

$$i_1 + i_2 = I_0; \quad i_1 - i_2 = I_0 Y$$

Nghiệm của phương trình là :

$$\frac{i_1}{I_0} = \frac{1}{2} (1 + Y); \quad \frac{i_2}{I_0} = \frac{1}{2} (1 - Y) \quad (3.4)$$



Hình 3.1. Mô hình khuếch đại vi sai.

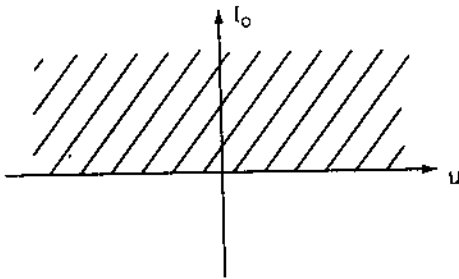
Sau này ta sẽ dùng đến các biểu thức. Các tính chất của bộ nhân dùng khuếch đại vi sai có thể suy ra từ phương trình (3.3), nếu ta giả thiết rằng $x < 1$, khi đó $th \frac{x}{2} \cong \frac{x}{2}$ và $Y \cong \frac{x}{2}$. Theo định nghĩa của Y và x :

$$i_1 - i_2 \cong \frac{I_0}{2} \frac{u}{U_T} \quad (3.5)$$

Hai đại lượng vào của bộ nhân chính là điện áp điều khiển u và dòng I_0 . Chú ý rằng các bộ nhân thường được điều khiển bằng điện áp, như vậy giữa I_0 và một đầu vào của bộ nhân thường có bộ chuyển đổi điện áp – dòng điện. Ta sẽ khảo sát các trường hợp khi cụ thể hóa các ứng dụng sau.

Hai yếu điểm của bộ nhân dùng khuếch đại thuật toán:

1. Tỷ lệ thuận với điện áp u chỉ đúng với tín hiệu nhỏ ($x < 1$), khi tín hiệu lớn cần dùng đến biểu thức $th \frac{x}{2}$, như vậy bộ nhân sẽ phi tuyến đối với một đầu vào u .



Hình 3.2. Miền hoạt động của bộ nhân hai phần tử mặt phẳng.

2. Đối với phép nhân toán học, dấu của các thừa số là bất kỳ. Nhưng theo công thức (3.5) một thừa số I_0 chỉ có một chiều. Nếu vẽ miền khai thác của u và I_0 (h.3.2), ta thấy rằng vùng làm việc của hai đại lượng chỉ là hai phần tử mặt phẳng. Như vậy khuếch đại vi sai được coi là *bộ nhân hai phần tử mặt phẳng*.

Hai nhược điểm trên hạn chế sự sử dụng của mạch nhân dùng các bộ khuếch đại vi sai. Tuy nhiên chúng có nhiều khả năng ứng dụng, khi tính phi tuyến hoặc hoạt động theo nguyên lý hai phần tử mặt phẳng không còn ý nghĩa. Lúc này khuếch đại vi sai được dùng làm bộ nhân rất thuận tiện. Ưu điểm quan trọng nhất của mạch là tính chất tần số cao vì cấu trúc mạch đơn giản.

Trong phần trên ta đã đề cập đến tính chất nhân đối với đầu ra $i_1 - i_2$. Với phương trình (3.1) ta nhận thấy rằng dòng i_1 và i_2 đều chứa số hạng của một tích còn số hạng thứ hai chỉ có một thừa số (I_0). Tùy thuộc vào cách sử dụng, i_1 hoặc i_2 cũng là các đầu ra. Ta sẽ giới thiệu ứng dụng của mạch khuếch đại vi sai làm bộ nhân thông qua các ví dụ.

3.2. TUYẾN TÍNH HÓA BẰNG HỒI TIẾP ÂM

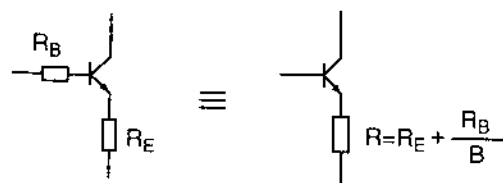
Người ta tìm kiếm các phương pháp để hạn chế hai nhược điểm của bộ khuếch đại vi sai: đó là tính phi tuyến và hoạt động giới hạn trong hai phần tử của mặt phẳng. Khảo sát đầu tiên chính là *tuyến tính hóa đường đặc trưng truyền đạt* bằng cách sử dụng *hồi tiếp âm*. Hồi tiếp dòng nối tiếp do điện trở R_E trong mạch emitter hoặc R_B trong mạch bazơ tạo ra. Nếu tranzito có độ khuếch đại dòng B không đổi, thì hai điện trở này tương đương với một điện trở R đặt trong mạch emitter (h.3.3).

Khi đó mạch khuếch đại vi sai có hồi tiếp sẽ được hình thành như h.3.3.

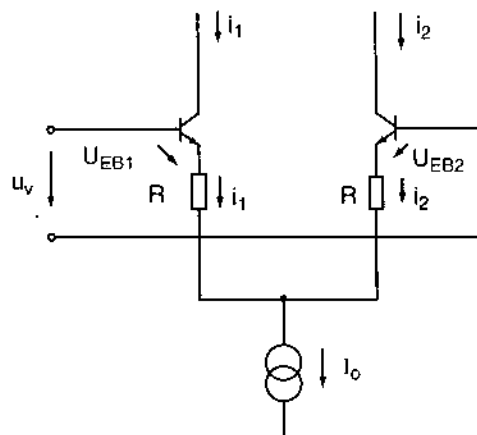
Giả thiết là tranzito giống nhau và mô hình được đơn giản hóa (hệ số khuếch đại $A = 1$):

$$i_1 = I_{Se} \frac{U_{EB1}}{U_T} ; i_2 = I_{Se} \frac{U_{EB2}}{U_T} ; I_0 = i_1 + i_2$$

$$u = U_{EB1} - U_{EB2} + R(i_1 - i_2)$$



Hình 3.3. Điện trở tương đương của R_B và R_E .



Hình 3.4. Mô hình khuếch đại vi sai khi có điện trở R_B .

Dòng I_S đặc trưng cho tranzito. Từ hai phương trình đầu thay các giá trị U_{EB1} và U_{EB2} trong phương trình thứ 3 và chuẩn hóa theo U_T ta có (h.3.4) :

$$x = \ln \frac{i_1}{i_2} + (i_1 - i_2) \frac{R}{U_T}$$

Tiếp tục chuẩn hóa theo dòng I_0 theo phương trình (3.2), tính Y và các công thức i_1 và i_2 theo phương trình (3.4), ta sẽ có :

$$x = \ln \frac{1+Y}{1-Y} + \frac{I_0 R}{U_T} Y \quad (3.6)$$

Hằng số đặc trưng cho sự hồi tiếp :

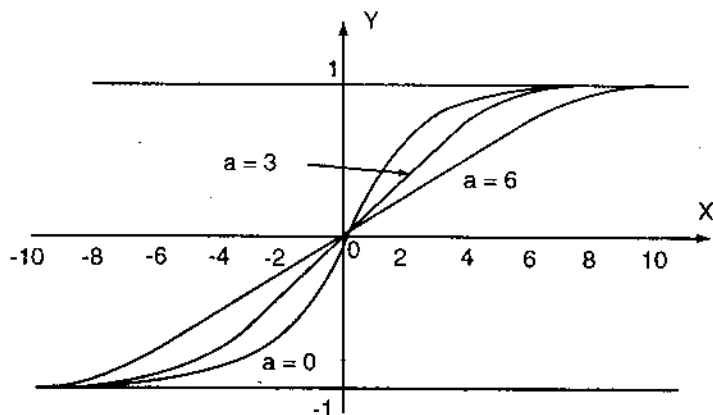
$$a = \frac{I_0 R}{U_T} \quad (3.7)$$

Như vậy :

$$x = \ln \frac{1+Y}{1-Y} + aY = 2\text{arth}Y + aY \quad (3.8)$$

Đây là phương trình đặc trưng truyền đạt được chuẩn hóa của khuếch đại vi sai có hồi tiếp $Y(x)$, nhưng $Y(x)$ là một hàm ẩn. Nếu loại bỏ hồi tiếp ($a \rightarrow 0$) thì từ phương trình (3.8) ta sẽ nhận được đường đặc trưng truyền đạt (3.3).

Đồ thị của phương trình (3.8) được vẽ trên h.3.5. Số hạng aY trong phương trình biểu thị mức độ hồi tiếp. Theo hình vẽ khi giá trị a tăng thì độ dốc của đường



Hình 3.5. Đặc trưng truyền đạt.

đặc trưng giảm. Đây chính là kết quả mong đợi, vì đây là hồi tiếp âm. Độ dốc của đường đặc trưng tại gốc tọa độ có thể xác định từ phương trình (3.8) :

$$S_0 = \frac{dY}{dx} \Big|_{x=0} = \frac{1}{\frac{dx}{dY} \Big|_{Y=0}} = \frac{1}{2+a} \quad (3.9)$$

Khi không có hồi tiếp độ dốc là 1/2. Đây là số liệu đã biết của khuếch đại vi sai. Khi tăng độ khuếch đại độ dốc sẽ giảm đi gần như tỷ lệ nghịch ($a \gg 1$). Khi biết S_0 ta có thể tính gần đúng điểm gián đoạn tuyến. Sau này ta sẽ thấy điểm này sẽ đóng vai trò quan trọng trong trường hợp không có hồi tiếp :

$$S_0 x_0 = 1$$

Suy ra :

$$x_0 = \frac{1}{S_0} = 2 + a \quad (3.10)$$

Sau cùng có thể biểu thị gần đúng đường đặc trưng truyền đạt bằng các đoạn thẳng sau (h.3.6) :

$$Y = S_0 x = \frac{x}{2+a} \quad -x_0 < x < x_0$$

$$Y = 1 \quad x > x_0; \quad Y = -1 \quad x < -x_0 \quad (3.11)$$

Khảo sát độ tuyến tính hóa của đường đặc trưng thực sự là một bài toán khó. Từ phương trình (3.6), hàm ẩn của Y không thể chuyển về dạng tường minh. Ta khai triển chuỗi hàm $Y(x)$ tại $x = 0$:

$$Y(x) \cong Y(0) + \frac{dY(0)}{dx} x + \frac{1}{2!} \frac{d^2 Y(0)}{dx^2} x^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3 Y(0)}{dx^3} x^3$$

Sau khi tính toán ta được :

$$Y(x) \cong \frac{x}{2+a} - \frac{2}{3} \frac{x^3}{(2+a)^4}$$

Để thuận tiện cho việc so sánh các đường đặc trưng trong các trường hợp có mức hồi tiếp khác nhau, ta chuẩn x theo x_0 . Sử dụng biểu thức (3.10) của x_0 ta có :

$$Y(x) \cong \left(\frac{x}{x_0} \right) - \frac{2}{3(2+a)} \left(\frac{x}{x_0} \right)^3 \quad (3.12)$$

Từ phương trình (3.12) ta nhận thấy số hạng bậc ba sẽ giảm đi khi độ hồi tiếp tăng lên. Đường đặc trưng của khuếch đại vi sai có hồi tiếp với mức hồi tiếp tăng trong miền $\frac{x}{x_0} < 1$ ngày càng tiến

tới đường thẳng gián đoạn. Sau đó tại vùng lân cận của điểm gián đoạn đường cong quay sang đường tiệm cận với bán kính đường tròn có độ cong ngày càng giảm. Điều này thể hiện rằng số hạng có lũy thừa bậc ba trong vùng lân cận điểm gián đoạn không còn đúng, đường đặc trưng thực

tế tuyến tính hơn, và không thể bỏ qua các số hạng có bậc cao hơn. Với $\frac{x}{x_0} < 0,6$ có thể sử dụng phương trình (3.12), và từ đó có thể dễ dàng tính được độ méo.

Như ta đã thấy đường đặc trưng ngày càng gần với đường gián đoạn tuyến tính khi mức hồi tiếp tăng. Vì trong mạch điện khi thỏa mãn $a \gg 1$ thì có thể sử dụng khuếch đại vi sai có hồi tiếp bằng phương trình (3.11).

Với hồi tiếp khuếch đại vi sai có thể tuyến tính hóa được với mức độ tùy ý. Ta khảo sát các tính chất của bộ nhân. Sử dụng công thức gần đúng :

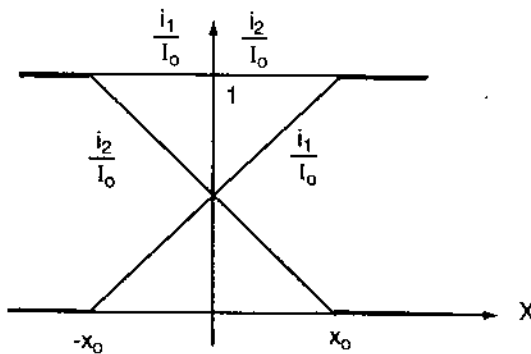
$$Y = \frac{x}{2+a}$$

Thay thế Y, x và các công thức :
$$i_1 - i_2 = \frac{I_0 \frac{u}{U_T}}{2 + \frac{I_0 R}{U_T}}$$

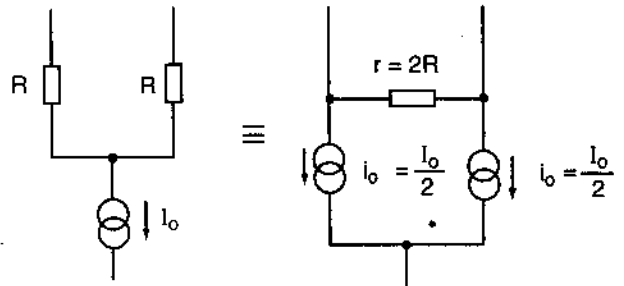
Phương trình này cho kết quả không thỏa mãn. Trong khi mạch hồi tiếp tuyến tính hóa sự phụ thuộc vào u , thì nó lại làm hỏng sự phụ thuộc vào I_0 tới mức : trong trường hợp hồi tiếp lớn ($a \gg 1$) mẫu số của phân thức số 2 có thể bỏ qua và I_0 sẽ được đơn giản hóa. Như vậy khuếch đại vi sai sẽ không thể áp dụng để làm bộ nhân.

Trái lại sự hồi tiếp đã được khảo sát chi tiết vì chúng đóng vai trò quan trọng trong kiến trúc của các bộ nhân hiện đại. Tuy nhiên với sự hỗ trợ của nó có thể đạt được quan hệ có tuyến tính cao, và có thể sử dụng làm bộ chuyển đổi có độ tuyến tính lớn. Thậm chí còn có thể tạo được bộ chuyển đổi có đôi tranzito cung cấp dòng bù nhau. Với công thức (3.4) và (3.11) có thể biểu thị i_1 và i_2 dưới dạng :

$$\frac{i_1}{I_0} = \frac{1}{2} + \frac{x}{2(2+a)}; \quad \frac{i_2}{I_0} = \frac{1}{2} - \frac{x}{2(2+a)}$$



Hình 3.7. Tính đối xứng của mạch khuếch đại vi sai.



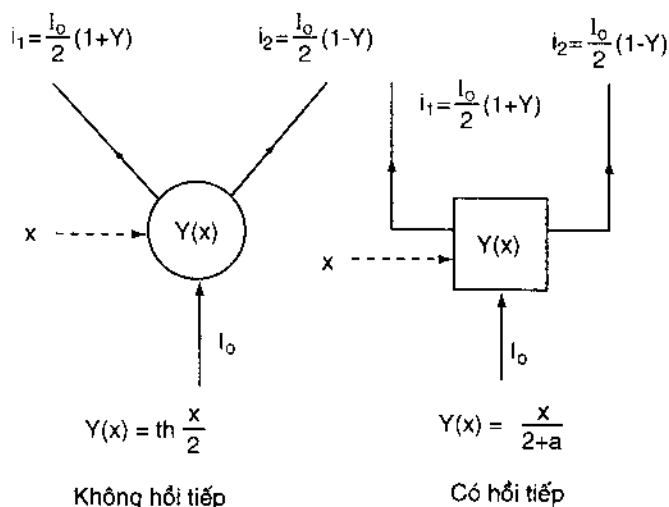
Hình 3.8. Mô hình tương đương của khuếch đại vi sai.

Như vậy hai dòng điện phụ thuộc tuyến tính vào điện áp điều khiển x sao cho một dòng tăng và một dòng giảm, và tổng của hai dòng điện là không đổi (h.3.7). Những mạch điện như vậy có tầm quan trọng trong việc xây dựng các bộ nhân hiện đại. Trong h.3.4 hai điện trở (R) giống nhau mắc nối tiếp thực hiện việc hồi tiếp. Trong cấu trúc của các mạch tích hợp, các điện trở này do các tranzito đối xứng đảm nhận. Như vậy, thay cho mạch đấu theo hình sao người ta sử dụng mạch

tương đương hình tam giác (h.3.8). Hình vẽ cho thấy sơ đồ của các tham số hồi tiếp : $i_0 = \frac{I_0}{2}$ và $r = 2R$, ta có :

$$a = \frac{I_0 R}{U_T} = \frac{2I_0 \frac{r}{2}}{U_T} = \frac{i_0 r}{U_T} \quad (3.13)$$

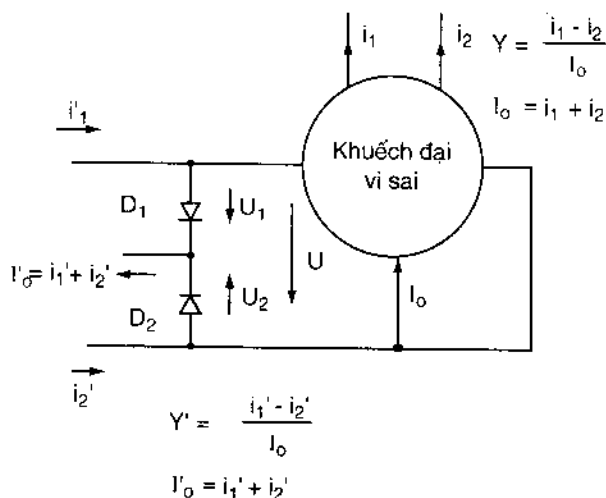
Khuếch đại vi sai (có hồi tiếp hay không) có thể được coi là bộ chia dòng, chia dòng I_0 thành hai phần (i_1 và i_2) theo hàm của biến điều khiển x . Trong h.3.9 các bộ chia dòng này được ký hiệu



Hình 3.9. Khuếch đại vi sai có hồi tiếp.

theo biểu tượng. Các mạch có hồi tiếp và không có hồi tiếp được biểu diễn khác nhau. Hai trường hợp chỉ khác nhau về biểu thức $Y(x)$. Các công thức trong hình là các kết quả đã tính ở trên.

3.3. TUYẾN TÍNH HÓA BẰNG PHƯƠNG PHÁP BÙ



Hình 3.10. Tuyến tính hóa bằng phương pháp bù.

Các kết quả trên cho ta thấy bộ khuếch đại vi sai không áp dụng vào việc tuyến tính hóa của bộ nhân. Sự tuyến tính hóa của bộ nhân dùng khuếch đại vi sai chỉ thực hiện được bằng phương pháp bù. Vì đường đặc trưng của bộ khuếch đại vi sai mang

tính hàm mũ ($\tanh \frac{x}{2}$), ta thực hiện việc phi tuyến hóa có tính chất logarit vào tín hiệu điều khiển. Sơ đồ của thiết bị được vẽ trong h.3.10. Dòng i_1' và dòng i_2' điều khiển thiết bị. Giả thiết rằng D_1 và D_2 có lớp tiếp giáp PN lý tưởng và giống nhau và các dòng vào i_1' và i_2' của khuếch đại vi sai có thể bỏ qua.

$$U_1 - U_2 = u; \quad \frac{U_1}{U_T} = \ln \frac{i_1'}{i_S}; \quad \frac{U_2}{U_T} = \ln \frac{i_2'}{i_S}$$

Suy ra :
$$\frac{U_1 - U_2}{U_T} = \ln \frac{i_1}{i_2} = \frac{u}{U_T} \quad \text{hay} \quad \frac{i_1}{i_2} = e^{\frac{u}{U_T}} = e^x$$

Đặc tuyến truyền đạt của khuếch đại vi sai :

$$Y = th \frac{x}{2} = \frac{e^x - 1}{e^x + 1}$$

Thay giá trị e^x ta có :

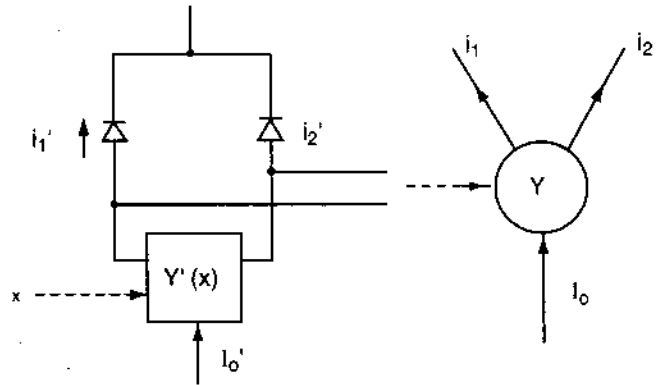
$$Y = \frac{\frac{i_1}{i_2} - 1}{\frac{i_1}{i_2} + 1} = \frac{i_1 - i_2}{i_1 + i_2} = Y'$$

Cuối cùng :

$$Y = Y' \quad (3.14)$$

Y' chứa hai dòng bù, có thể tạo ra bằng bộ khuếch đại vi sai có hồi tiếp đã đề cập ở trên, là hàm tuyến tính của điện áp điều khiển. Như vậy Y phải là hàm tuyến tính của điện áp điều khiển (trái với hàm $th \frac{x}{2}$). Trong khi đó sự phụ thuộc

của Y vào I_0 vẫn không thay đổi, và mạch điện có thể áp dụng vào việc nhân. H.3.11 cho thấy nguyên lý của bộ khuếch đại vi sai được tuyến tính hóa theo hai cách và sơ đồ mạch được khảo sát trong h.3.12.



Hình 3.11. Nguyên lý tuyến tính hóa bằng hai cách.

Dựa vào các kết quả trên :

$$Y'(x) = \frac{x}{2 + a}$$

trong đó :

$$a = \frac{i_0 r'}{U_T}$$

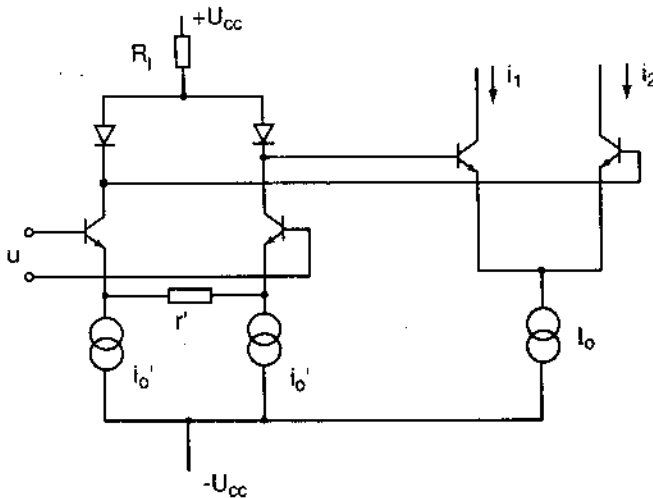
Và vì $Y = Y'$ nên :

$$\frac{i_1 - i_2}{I} = \frac{x}{2 + \frac{i_0 r'}{U_T}}$$

Thay giá trị x ta có :

$$i_1 - i_2 = \frac{I_0}{2U_T + i_0 r'} \quad (3.15)$$

Như vậy $i_1 - i_2$ phụ thuộc tuyến tính vào I_0 và cũng vào u . Sơ đồ phác thảo giải quyết vấn đề tuyến tính hóa, tuy nhiên các giới hạn của hai phần tử mặt phẳng vẫn không thay đổi. Điện trở R_1

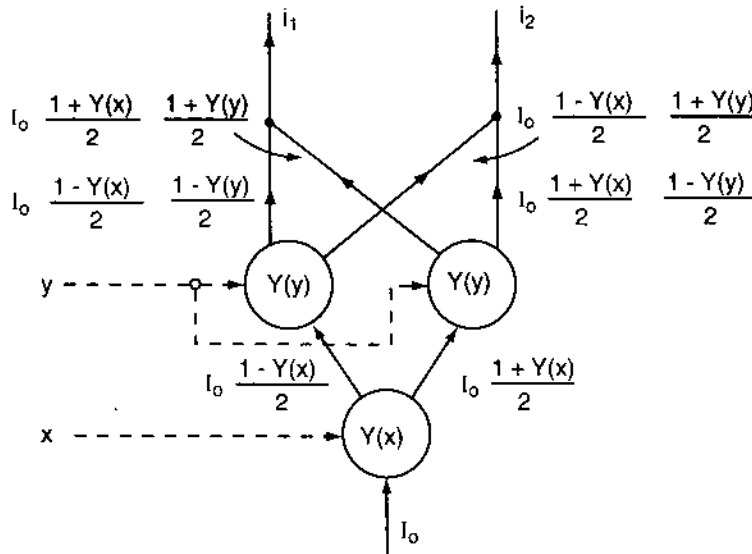


Hình 3.12. Sơ đồ mạch điện tuyến tính hóa.

trong h.3.12 có nhiệm vụ định thiên cho điểm công tác. Điện trở (I_0') chạy qua điện trở là một hằng số.

Việc thực hiện tuyến tính hóa chủ yếu phụ thuộc vào công nghệ của tranzito. Trong quá trình tính toán ta dùng các mô hình đã được đơn giản hóa. Các tính chất thực tế (tính không đồng nhất, dòng và sự phụ thuộc nhiệt không giống nhau, độ lệch khỏi hàm mũ...) sẽ ảnh hưởng đến độ tuyến tính. Sự cân bằng của các tranzito và sự đồng nhất về nhiệt độ là các yêu cầu cơ bản, vì vậy chỉ có mạch tích hợp mới thích hợp với những mạch điện được tuyến tính hóa.

3.4. BỘ NHÂN HOẠT ĐỘNG TRONG TOÀN MẶT PHẶNG



Hình 3.13. Bộ nhân với ba khuếch đại vi sai.

Trong phần này ta khảo sát việc mở rộng bộ nhân hoạt động trong toàn mặt phẳng. Bộ nhân có thể thực hiện bằng ba khuếch đại vi sai như trong h.3.13.

Trên h.3.13 ta sử dụng ký hiệu tượng trưng cho bộ chia dòng và ký hiệu các dòng truyền vào các dây dẫn. Vì ta có hai tín hiệu điều khiển x và y , ta áp dụng các ký hiệu sau đây :

$$x = \frac{u_x}{U_T}; \quad y = \frac{u_y}{U_T}$$

Hai khuếch đại vi sai ở trên được đấu song

song với nhau. Theo hình vẽ ta có thể viết các biểu thức sau đối với i_1 và i_2 :

$$i_1 = \frac{I_0}{4} [(1 + Y(x))(1 + Y(y)) + (1 - Y(x))(1 - Y(y))]$$

$$i_2 = \frac{I_0}{4} [(1 + Y(x))(1 - Y(y)) + (1 - Y(x))(1 + Y(y))]$$

Sau khi sắp xếp lại ta có :

$$i_1 = \frac{I_0}{2} [1 + Y(x)Y(y)]; \quad i_2 = \frac{I_0}{2} [1 - Y(x)Y(y)] \quad (3.16)$$

Vì : $Y(x) = th \frac{x}{2}; \quad Y(y) = th \frac{y}{2}$

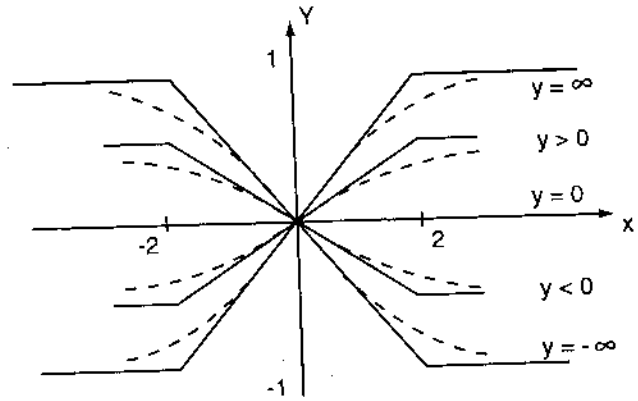
Như vậy hai dòng điện là :

$$i_1 = \frac{I_0}{2} \left(1 + th \frac{x}{2} th \frac{y}{2} \right); \quad i_2 = \frac{I_0}{2} \left(1 - th \frac{x}{2} th \frac{y}{2} \right)$$

Cuối cùng dòng vi phân đầu ra là :

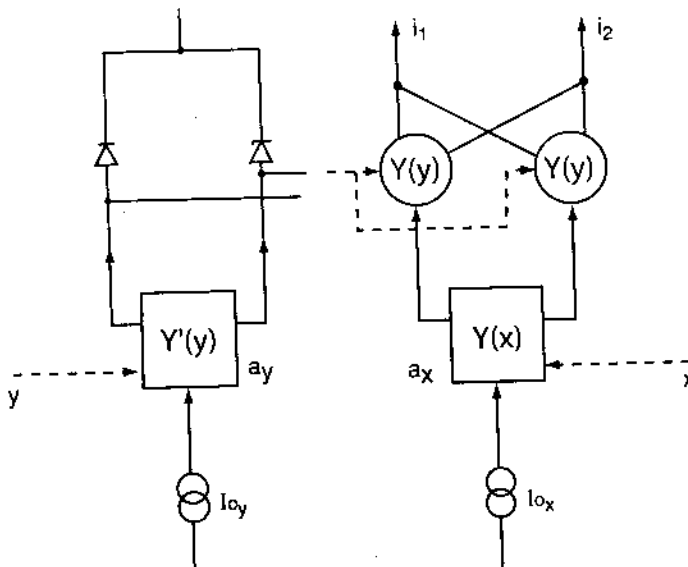
$$Y_e = \frac{i_1 - i_2}{I_0} = Y(x)Y(y) = th \frac{x}{2} th \frac{y}{2} \quad (3.17)$$

Cuối cùng dòng điện là tích các đường đặc trưng của hai khuếch đại vi sai. Vì x và y có thể âm và dương, như vậy ta có tích nằm trong toàn bộ mặt phẳng (I_0 bây giờ không phải là tín hiệu điều khiển, giá trị của nó là một hằng số). Như vậy ta đã mở rộng hoạt động của bộ nhân trong phạm vi toàn mặt phẳng, tuy nhiên đường đặc trưng truyền đạt của cả hai đầu vào không tuyến tính. H. 3.14 cho thấy đường đặc trưng truyền đạt của bộ nhân toàn mặt phẳng (gần đúng bằng gián đoạn tuyến tính). Đại lượng x là biến độc lập, y là tham số. Khi giá trị của x và y thay đổi cho nhau ta sẽ nhận được hình tương tự.



Hình 3.14. Đặc tuyến truyền đạt của bộ nhân toàn mặt phẳng.

Việc tuyến tính hóa bộ nhân dùng khuếch đại vi sai toàn mặt phẳng có thể thực hiện được bằng các phương pháp vẫn sử dụng. Ngoài ra, có thể tuyến tính hóa được khuếch đại vi sai phía dưới (x) bằng hồi tiếp (I_0 là hằng số) và hai khuếch đại phía trên (y) bằng việc bù. Có thể xác định đường đặc trưng truyền đạt dựa trên các kết quả đã có.



Hình 3.15. Tuyến tính hóa bộ nhân dùng khuếch đại vi sai.

Hệ số truyền đạt của bộ nhân hoạt động trong toàn mặt phẳng theo phương trình (3.17):

$$Y_e = \frac{i_1 - i_2}{I_{0x}} = Y(x)Y(y)$$

$Y(x)$ là hàm truyền đạt của bộ khuếch đại thuật toán được tuyến tính hóa (h. 3.15):

$$Y(x) = \frac{x}{2 + a_x}$$

$Y(y)$ nhờ có sự bù:

$$Y(y) = Y'(y)$$

$Y'(x)$ lại là khuếch đại có hồi tiếp:

$$Y'(x) = \frac{y}{2 + a_y}$$

Như vậy hệ số truyền đạt là:

$$Y_e = \frac{x}{2 + a_x} \frac{y}{2 + a_y} \quad (3.18)$$

Phương trình (3.18) cho biết đường đặc trưng truyền đạt của cả hệ thống. Công thức này cần được biến đổi để phục vụ tính toán thực tế. Giả thiết rằng $a_x \gg 1$ và $a_y \gg 1$. Khi đó có thể bỏ số 2 ở mẫu số. Thay thế các biểu thức của x và y cũng như a_x và a_y :

$$Y_e = \frac{i_1 - i_2}{I_{0x}} = \frac{\frac{U_x}{U_T}}{\frac{i_{0x} r_x}{U_T}} \cdot \frac{\frac{U_y}{U_T}}{\frac{i_{0y} r_y}{U_T}}$$

Vì $I_{0x} = 2 i_{0x}$ (h. 3.8), ta có :

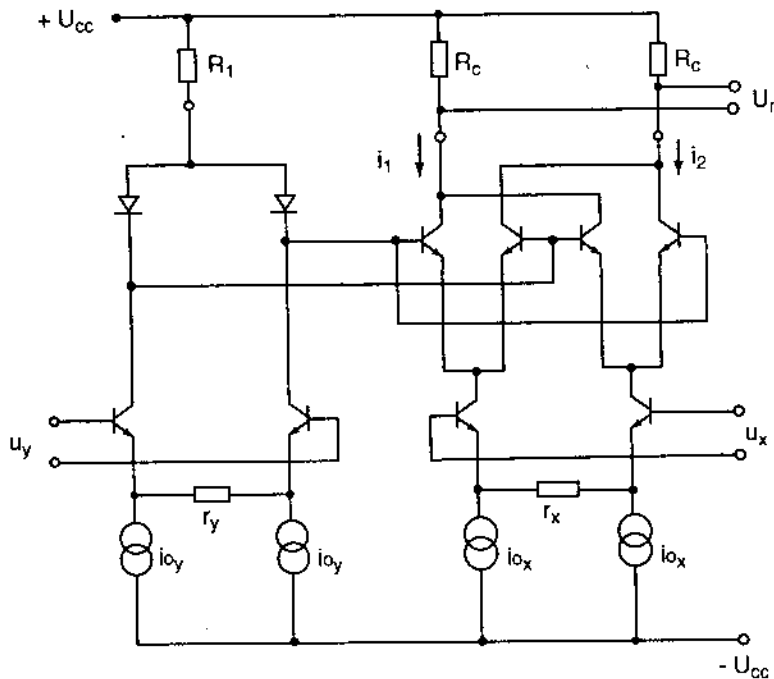
$$i_1 - i_2 = \frac{2U_x U_y}{r_x r_y i_{0y}} \quad (3.19)$$

H.3.16 mô tả mạch điện của bộ nhận hoạt động trong toàn mặt phẳng được tuyến tính hóa cả hai đầu vào. Nếu đặt các điện trở R_c , cho đầu ra thì điện áp đầu ra là :

$$U_r = (i_1 - i_2) R_c = \frac{2R_c}{r_x r_y i_{0y}} u_x u_y = K u_x u_y$$

trong đó hệ số K sẽ là :

$$K = \frac{2R_c}{r_x r_y i_{0y}}$$



Hình 3.16. Sơ đồ mạch điện của bộ nhân.

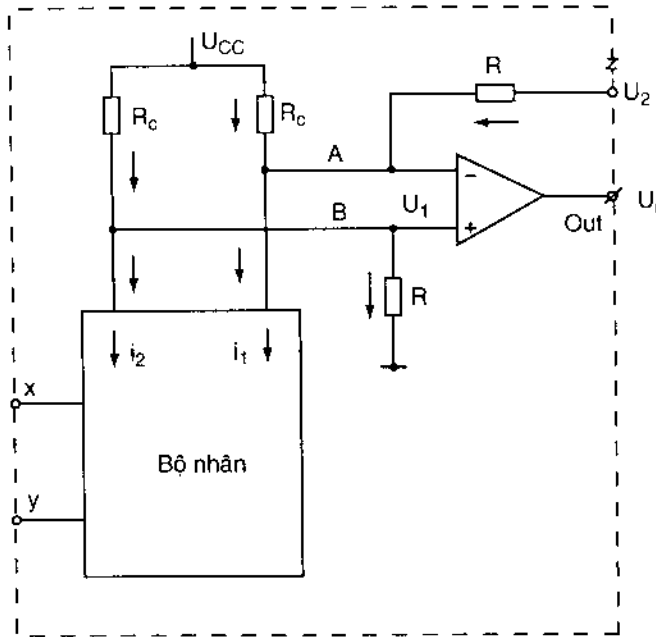
H.3.16 cho thấy sơ đồ đơn giản hóa của bộ nhân thông dụng dùng dòng $795 \mu A$. Mạch điện này có các điện trở bên ngoài R_c , R_1 , r_x và r_y và các phần tử khác dùng để điều chỉnh dòng i_{0x} và i_{0y} . Với các linh kiện này có thể điều khiển được hệ số khuếch đại. H.3.16 còn cho thấy dòng ra đối xứng (i_1 và i_2). Thông thường điện áp ra không đối xứng, vì có một khuếch đại vi sai làm bộ cộng và không đối xứng (h.3.17).

Nếu ta giả thiết rằng khuếch đại thuật toán trong vùng tích cực không bị bão hòa, điểm A và B sẽ đẳng áp và ở điện áp U_1 . Tại điểm nút A và B có thể viết được các phương trình sau :

$$\frac{U_{CC} - U_1}{R_c} = i_2 + \frac{U_1}{R}; \quad \frac{U_{CC} - U_1}{R_c} = i_1 - \frac{U_2 - U_1}{R}$$

Trừ hai phương trình trên cho nhau, ta có :

$$U_2 = R(i_1 - i_2) \quad (3.20)$$



Hình 3.17. Bộ nhân có đầu ra không đối xứng và bộ cộng ở đầu ra.

Để cho khuếch đại thuật toán không bị bão hòa cần phải mắc mạch hồi tiếp. Điện áp U_2 nối với U_r :

$$U_r = U_2 = R(i_1 - i_2)$$

Sử dụng phương trình (3.19) :

$$U_r = \frac{2R}{r_x r_y i_{0y}} u_x u_y$$

Hệ số tỷ lệ :

$$K = \frac{2R}{r_x r_y i_{0y}} \quad (3.21)$$

Khuếch đại thuật toán có thể ghép với bộ nhân ở bên ngoài có đầu ra đối xứng (ví dụ như μA), nhưng với loại khác người ta kết hợp chúng vào bộ nhân với một điện trở R mắc nối tiếp (ví dụ như AD 530). Trong trường hợp này, các điểm U_2 và U_r được nối với nhau. Đôi khi khuếch

đại thuật toán không thể thiếu hồi tiếp, nếu U_r để tự do, thì hồi tiếp lấy ra từ một điểm khác. Như vậy các phép toán khác sẽ thực hiện được với bộ nhân. Trong bộ nhân loại AD 530, tất cả các phần tử chỉnh điểm làm việc và hệ số tỷ lệ đều được tích hợp, như vậy hệ số tỷ lệ không điều chỉnh được.

Trên thị trường có nhiều loại mạch nhân, hệ số tỷ lệ thường là 1/10V, đặc trưng truyền đạt :

$$U_r = \frac{u_x u_y}{10}$$

và giá trị U_r cực đại sẽ là $\pm 10V$. Khi sử dụng khuếch đại vi sai cần lưu ý đến sự phụ thuộc vào tính đối xứng của hai điện trở R . Như vậy hai điện trở R cần khác nhau rất ít.

Như ta đã biết bộ khuếch đại vi sai với hồi tiếp âm làm cho bộ nhân có thể thực hiện các phép toán khác. H.3.17 minh họa sơ đồ khối của bộ nhân cũng như của khuếch đại thuật toán.

Ngoài các đầu ra dùng để chỉnh điểm làm việc, khuếch đại thuật toán (ví dụ như AD 530) còn có bốn đầu ra :

x, y, z và Out

với các cách đấu dây khác nhau. Mạch điện có thể thực hiện được bốn phép toán (h.3.18). Như ta đã thấy, với cực z và cực Out , hệ số tỷ lệ K của mạch nhân theo phương trình (3.21) là :

$$U_r = U_2 = K u_x u_y \quad (3.22)$$

Nếu hai đầu vào đều được nối với nhau thì $u_x = u_y$ và :

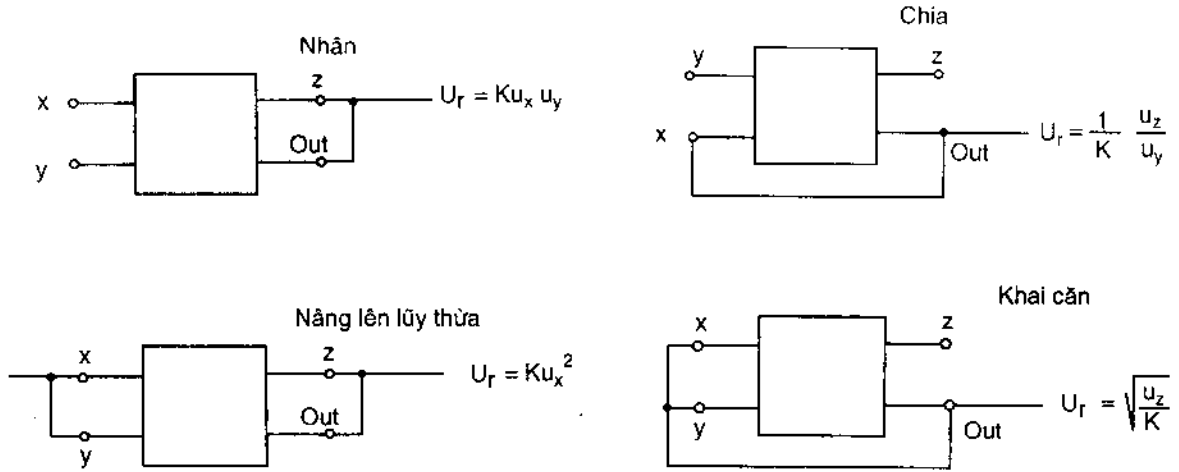
$$U_r = Ku_x^2 \quad (3.23)$$

Mạch điện thực hiện phép tính bình phương. Nếu tín hiệu phản hồi đưa vào đầu vào x , $u_x = u_r$ ta có :

$$u_z = (i_1 - i_2)R = Ku_x u_y = Ku_r u_y$$

Từ đó suy ra :

$$U_r = \frac{1}{K} \frac{u_z}{u_y} \quad (3.24)$$



Hình 3.18. Sơ đồ khối của vi mạch AD 530.

Với cách mắc như vậy mạch điện là bộ chia. Cuối cùng khi nối các đầu dây x và y và đưa hồi tiếp vào đây, ta có :

$$u_x = u_y = U_r$$

Suy ra :

$$U_r = \sqrt{\frac{u_z}{K}} \quad (3.25)$$

Như vậy có thể áp dụng một mạch điện để thực hiện nhiều phép toán khác nhau (h.3.18).

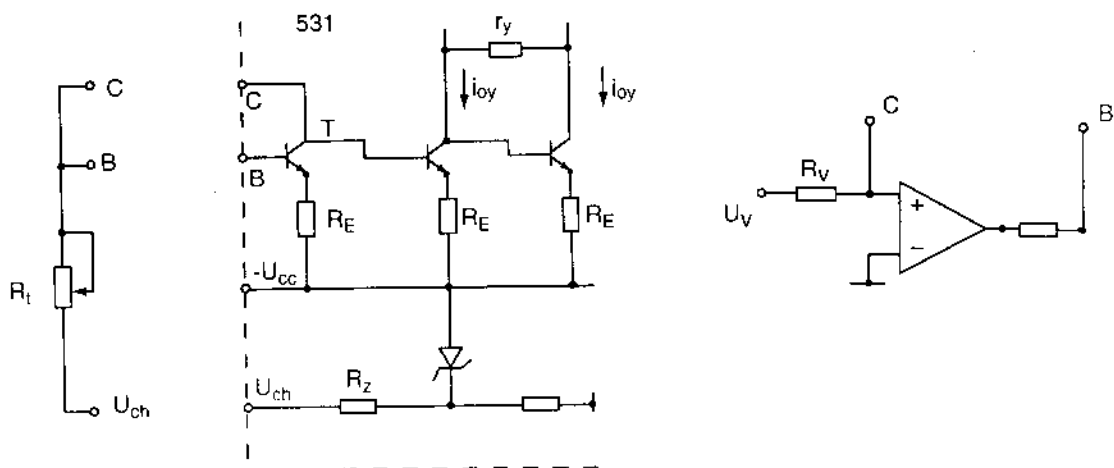
Nếu đầu ra được dùng làm hồi tiếp đưa về đầu vào (phép chia và phép khai căn), thì dấu (dương và âm) của tín hiệu đầu vào bị hạn chế bởi một thực tế là các yêu cầu ổn định chỉ có thể là hồi tiếp âm. Điều này là do bộ chia, điện áp u_y chỉ có thể âm (dấu của u_z bất kỳ). Vì thế mạch điện sẽ là hai phần tử mặt phẳng. Tại bộ khai căn dấu của U_r âm để đảm bảo cho điều kiện hồi tiếp âm. Lúc này điện áp U_z có dấu âm (h. 3.17). Như vậy mạch điện lấy căn là phép tính một phần tử mặt phẳng.

Như ta đã thấy, hệ số tỷ lệ chứa dòng i_{0y} của nguồn dòng (phương trình 3.21). Nếu đưa dòng điều khiển i_{0y} ra ngoài, hoạt động của bộ nhân có thể rộng về nhiều mặt. Có thể thấy ví dụ này trong h. 3.19 (chi tiết của mạch AD 531). Tranzito T với tư cách là tranzito đối xứng điều khiển bộ nguồn dòng i_{0y} . Dòng colectơ của T có thể điều chỉnh nhờ điện trở ngoài R_t bằng cách sử dụng điện áp chuẩn U_{ch} với mức 8V trong bộ nhân. Khi đó (nếu điện áp emitơ – bazơ T là U_{EB}) :

$$i_{0y} = \frac{U_{ch} - U_{EB}}{R_t + R_E + R_z}$$

và :

$$K = \frac{2R}{r_{xy}(U - U_{EB})} (R_t + R_E + R_z) \quad (3.26)$$



Hình 3.19. Chi tiết vi mạch AD 531.

Như vậy hệ số tỷ lệ K có thể điều khiển bằng điện trở R_f . Dòng điện collector của tranzito T có thể điều khiển được tỷ lệ liên tục với điện áp điều khiển bên ngoài. Mạch điện trong h.3.19 thực hiện được điều này. Dòng collector của T được nối với các điểm C và B có thể khống chế :

$$i_{oy} = \frac{u_v}{R_v}$$

và :

$$K = \frac{2RR_v}{xy} \frac{1}{u_v} \quad (3.27)$$

Mạch điện đầu theo kiểu bộ nhân, điện áp ra là :

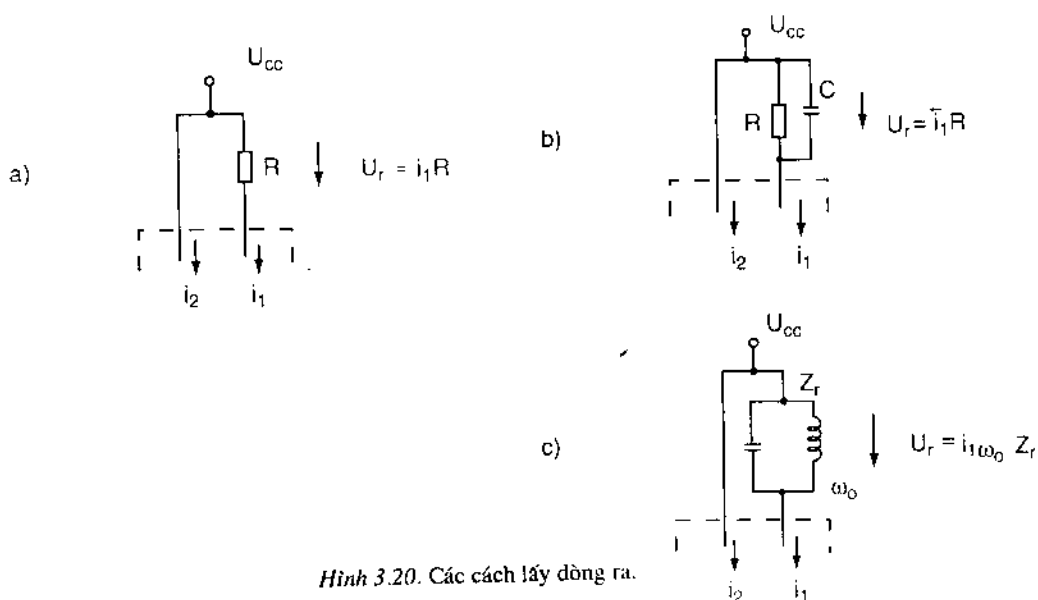
$$U_r = Ku_x u_y = \frac{2RR_v}{xy} \frac{u_x u_y}{u_v} = K' \frac{u_x u_y}{u_v} \quad (3.28)$$

Như vậy mạch điện hoạt động với ba biến đầu vào, thực hiện đồng thời với cả phép nhân và phép chia. Đây là sự thuận lợi cho việc mở rộng khả năng áp dụng.

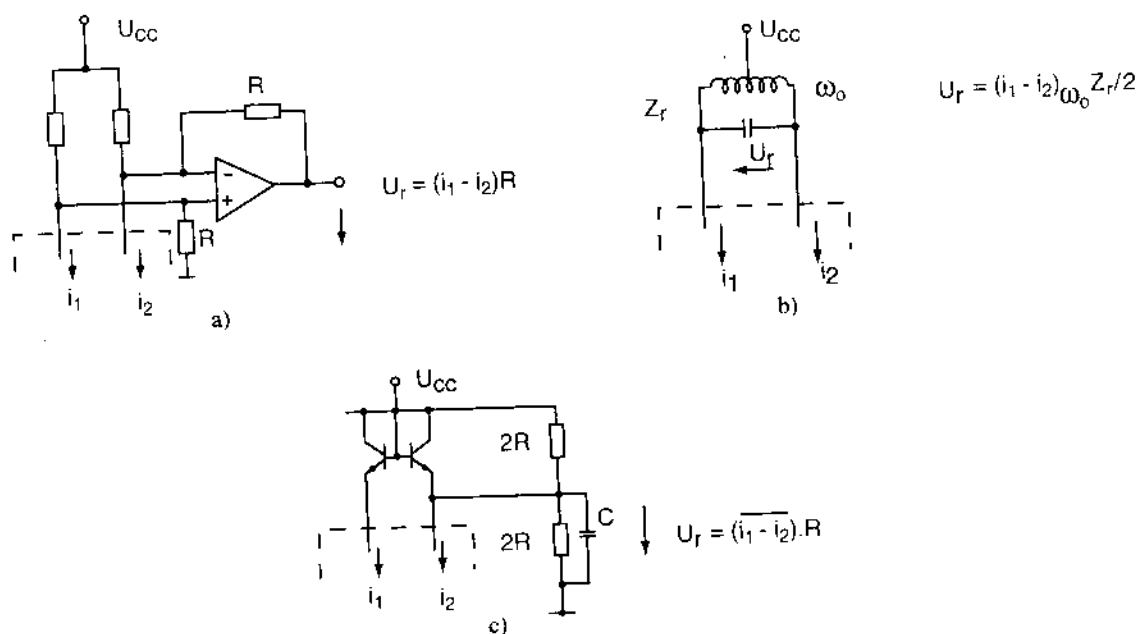
3.5. CÁC ÁP DỤNG

Trong phần này ta thấy bộ nhân tương tự có thể áp dụng trong các bộ trộn tần, điều chế biên độ, tách sóng điều biên, tách sóng điều tần, bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại điều khiển được. Trước hết ta tóm tắt các công thức cần thiết cho việc tính toán trong các trường hợp hai cũng như toàn mặt phẳng, phi tuyến tính cũng như tuyến tính hóa từng phần. Bất kỳ bộ nhân nào cũng có hai dòng ra i_1 và i_2 . Trong trường hợp không đối xứng ta chỉ dùng một trong hai dòng điện. Khi đó có thể tạo được dòng ra theo h.3.20.

Điện áp ra U_r trong h.3.20a tỷ lệ với toàn bộ dòng i_1 , và trong h.3.20b tỷ lệ với giá trị trung bình i_1 , trong h.3.20c tỷ lệ với thành phần ω_0 của dòng i_1 . Trong các trường hợp khác người ta khai thác dòng $i_1 - i_2$ đối xứng. Trong h.3.21 các mạch điện như vậy không phụ thuộc tần số (a), bộ lọc thông dưới (b) và lọc dải (c).



Hình 3.20. Các cách lấy dòng ra.



Hình 3.21. Các khả năng khai thác tính đối xứng của i_1 và i_2 .

Trong các biểu thức dùng để tính toán các mạch điện cần phân biệt hai tín hiệu đầu vào x và y cũng như i_1 và i_2 .

1. Đối với mạch điện hai phần tử mặt phẳng (theo phương trình (3.2) và (3.4)) :

$$i_1 = \frac{I_x}{2}(1 + Y_y) ; \quad i_1 - i_2 = I_x Y_y \quad (3.29)$$

2. Đối với mạch điện toàn mặt phẳng (theo công thức (3.16) và (3.17)) ta có :

$$i_1 = \frac{I}{2}(1 + Y_x Y_y) ; \quad i_1 - i_2 = I_0 Y_x Y_y \quad (3.30)$$

3. Trong trường hợp không tuyến tính hóa :

$$Y_x = th \frac{U_x}{2U_T}; \quad Y_y = th \frac{U_y}{2U_T} \quad (3.31)$$

Nếu $U_x \ll U_T$ và $U_y \ll U_T$ (tín hiệu nhỏ).

$$Y_x \cong \frac{U_x}{2U_T}; \quad Y_y \cong \frac{U_y}{2U_T} \quad (3.32)$$

$$Y_x(t) = Y_y(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} \frac{\cos(2n-1)\omega t}{2n-1} \quad (3.33)$$

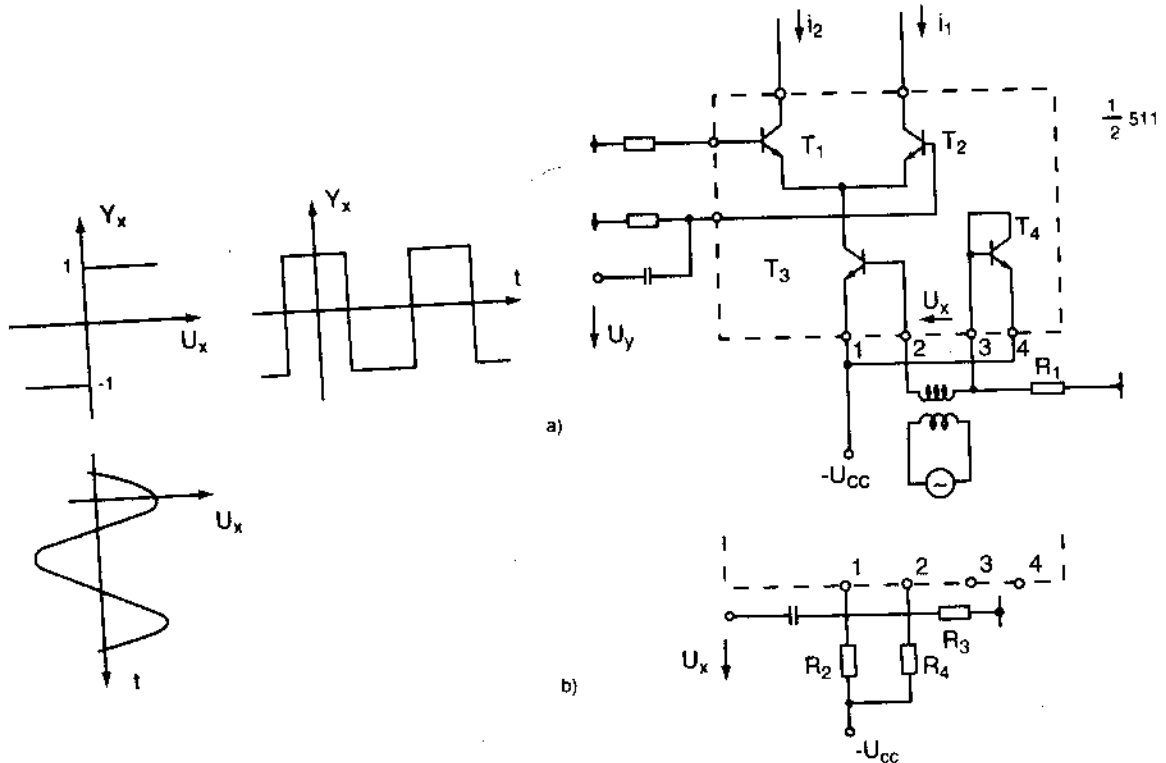
4. Trường hợp tuyến tính hóa bằng hồi tiếp (phương trình (3.11)) :

$$Y_x = \frac{U_x}{U_T(2+a)}; \quad Y_y = \frac{U_y}{U_T(2+a)} \quad (3.34)$$

trong đó :

$$a = \frac{i_0 r}{U_T}$$

Ta thấy bộ trộn đơn giản có tính nhân được tạo ra bởi bộ khuếch đại vi sai trong h.3.23a. Ta khảo sát với điều kiện bộ nhân gồm hai bộ hai phần tử mặt phẳng và không được tuyến tính hóa.



Hình 3.22. Khả năng tạo xung.

Hình 3.23. Bộ trộn đơn giản.

Mạch điện đầu ra trong h.3.21c (sử dụng $i_1 - i_2$) :

$$\begin{aligned} U_x &= U_{ns} \cos \omega_{ns} t & U_{ns} \gg U_T \\ U_y &= U_v \cos \omega_v t & U_v \gg U_T \\ \omega_0 &= \omega_{ns} + \omega_v & \text{hoặc} & \omega_{ns} - \omega_v \end{aligned} \quad (3.35)$$

Ta tính toán dòng ra với sự hỗ trợ của công thức (3.29) :

$$i_1 - i_2 = I_x Y \quad (3.36)$$

Do tính chất điều khiển tín hiệu lớn, dòng I_x

$$I_x = I_0 + I_1 \cos \omega_{ns} t + I_2 \cos 2\omega_{ns} t \dots \quad (3.37)$$

Sau đây ta chỉ cần đến dòng I_1 (dòng này cung cấp thành phần ω_0 trong hiệu $i_1 - i_2$).

Giả thiết đường đặc trưng tranzito dạng hàm mũ :

$$I_1 = 2I_0 B_1 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) \quad (3.38)$$

trong đó dòng I_0 là dòng làm việc tĩnh (không có tín hiệu) của tranzito T_3 . Dòng điện này do điện trở R_1 và tranzito đối xứng T_4 xác định :

$$I_0 = \frac{U_{CC} - U_D}{R_1} \quad (3.39)$$

U_D và điện áp lớp tiếp giáp emitơ - bazơ của T_3 . Như vậy I_1 có dạng :

$$I_1 = \frac{U_{CC} - U_D}{R_1} 2B_1 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) \quad (3.40)$$

Hệ số Y_y theo (3.29) là :

$$Y_y = \frac{U_v}{2U_T} \cos \omega_v t \quad (3.41)$$

và dòng ra :

$$i_1 - i_2 = I_x Y_y = \frac{U_v}{2U_T} \cos \omega_v t (I_0 + I_1 \cos \omega_{ns} t + I_2 \cos 2\omega_{ns} t + \dots) \quad (3.42)$$

Thành phần thuộc tần số ω_0 là :

$$(i_1 - i_2)_{\omega_0} = \frac{U_v I_1}{2U_T} \cos \omega_v t \cos \omega_{ns} t = \frac{U_v I_1}{4U_T} \cos(\omega_v + \omega_{ns}) t \quad (3.43)$$

Hoặc là biên độ :

$$I_{\omega_0} = \frac{U_v I_1}{4U_T} \quad (3.44)$$

Hệ số truyền đạt của bộ trộn là :

$$S_c = \frac{I_{\omega_0}}{U_v} = \frac{I_1}{4U_T} \quad (3.45)$$

và điện áp ra là :

$$U_r = \frac{1}{2} U_v S_c Z_r \quad (3.46)$$

Đây là bộ trộn được cân bằng (balanced mixer), vì dòng $(i_1 - i_2)$ không chứa thành phần tần số ω_{ns} . Tính chất này có được là nhờ tính đối xứng của mạch đầu ra.

Mạch điện đó cũng là mạch điều chế AM/DSB, nếu tín hiệu điều khiển T_3 được tạo ra theo h.3.23. Mạch điện đầu ra được đối xứng hóa theo h. 3.21a. Các điều kiện lúc này là :

$$U_x = U_m \cos \omega_m t \quad \text{nếu} \quad U_m \gg U_T$$

$$U_y = U_v \cos \omega_v t \quad \text{nếu} \quad U_v \gg U_T$$

Để tính toán I_x ta chú ý rằng vì điện trở emitter – bazơ R_2 lớn nên T_3 trong thực tế hoạt động ở chế độ tuyến tính. Như vậy dòng I_x là :

$$I_x = I_0 + I_1 \cos \omega_m t$$

trong đó I_0 là dòng một chiều tại điểm công tác, do nguồn nuôi U_{CC} và bộ phân áp $R_3 - R_4$ quyết định. Dòng I_1 sẽ là :

$$I_1 \cong \frac{U_m}{R_2} \quad (3.47)$$

Hệ số Y_y có giá trị :

$$Y_y = \frac{U_v}{2U_T} \cos \omega_v t \quad (3.48)$$

và dòng ra (theo 3.23) :

$$i_1 - i_2 = I_x Y_y = \frac{I_0 U_v}{2U_T} \cos \omega_v t \left(1 + \frac{I_1}{I_0} \cos \omega_m t \right) \quad (3.49)$$

Điện áp ra U_r :

$$U_r = \frac{R I_0 U_v}{2U_T} \cos \omega_v t \left(1 + \frac{I_1}{I} \cos \omega_m t \right) \quad (3.50)$$

Đây chính là tín hiệu AM/DSB, độ sâu điều chế m :

$$m = \frac{I_1}{I_0} \cong \frac{U_m}{I_0 R_1} \quad (3.51)$$

Mạch có nhiều chức năng có thể dùng đến mạch $\mu A796$ (h. 3.24).

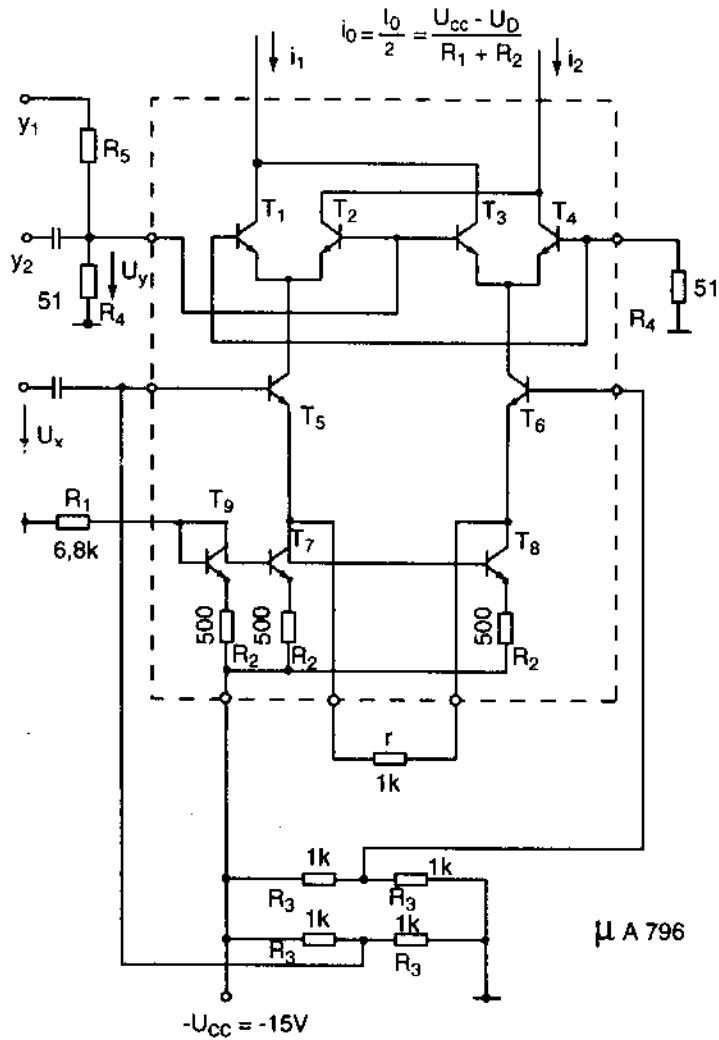
Bộ nhân được tuyến tính hóa từ đầu vào x toàn mặt phẳng. Tranzito $T_5 - T_6$ tạo thành khuếch đại x được tuyến tính hóa bằng hồi tiếp. Cùng với bộ nguồn gồm tranzito $T_7 - T_8$ cung cấp dòng i_0 và điện trở hồi tiếp r (h.3.24), mạch T_9 phục vụ cho việc điều chỉnh i_0 :

$$i_0 = \frac{I_0}{2} \cong \frac{U_{CC} - U_D}{R_1 + R_2} \quad (3.52)$$

Với số liệu đã cho thì $i_0 = 2mA$. Giá trị đặc trưng cho sự hồi tiếp theo phương trình (3.13) là :

$$a = \frac{i_0 r}{U_T} \approx 77 \quad (3.53)$$

Các điện trở R_3 không chế điểm làm việc của khuếch đại x , các điện trở R_4 điều chỉnh khuếch đại y .



Hình 3.24. Vi mạch $\mu A 796$.

Bộ khuếch đại có hệ số khuếch đại điều khiển được. Nếu ta đưa điện áp U_{y1} vào đầu vào y_1 và đầu ra đối xứng (h. 3.21b), thì từ các phương trình (3.25), (3.27) và (3.31) :

$$U_r = I_0 R Y_x Y_y = 2i_0 R \frac{U_x}{U_T(2+a)} \text{th} \frac{U_y}{2U_T} \quad (3.54)$$

Độ khuếch đại :

$$A = \frac{U_r}{U_x} = \frac{2i_0 R}{U_T(2+a)} \text{th} \frac{U_y}{2U_T} \quad (3.55)$$

Như vậy ta thấy độ khuếch đại có thể điều khiển được bằng điện áp U_y . Điện áp U_y được lấy từ U_{y1} :

$$U_y = U_{y1} \frac{R_4}{R_5 + R_4} \quad (3.56)$$

Đặc tuyến điều khiển không tuyến tính. Trong thực tế đây không phải là nhược điểm. Thay đổi dấu của U_y ta có thể thay đổi được dấu của hệ số khuếch đại.

Mạch điều biên (AM/SDB/SC). Có thể tạo ra bộ điều chế AM/SDB/SC, nếu điều khiển khuếch đại y bằng cách đưa tín hiệu vào đầu vào y_2 . Giả thiết rằng đầu ra là một bộ lọc thông thấp không đối xứng (h.3.20b). Các điều kiện của mạch :

$$\begin{aligned} U_y &= U_v \cos \omega_v t & U_v &\gg U_T \\ U_x &= U_m \cos \omega_m t; & \omega_v &\gg \omega_m \end{aligned} \quad (3.57)$$

Bộ lọc thông thấp nhưng vẫn chấp nhận các tín hiệu có tần số $\omega_v + \omega_m$. Với phương trình (3.24), (3.30) và (3.31), cần chú ý thêm điều kiện bộ lọc có dải thông thấp :

$$\begin{aligned} U_r &= \frac{RI_0}{2} \left(1 + \frac{U_m \cos \omega_m t}{U_T(2+a)} \frac{4}{\pi} \cos \omega_v t \right) = \\ &= \frac{RI_0}{2} \left\{ 1 + \frac{2U_m}{\pi U_T(2+a)} [\cos(\omega_v + \omega_m)t + \cos(\omega_v - \omega_m)t] \right\} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Nếu bỏ qua thành phần một chiều, đây là tín hiệu điều biên AM/DSB/SC.

Mạch điện không đối, nhưng khi đưa tín hiệu AM/DSB vào đầu vào của khuếch đại x , ta sẽ được bộ giải điều chế biên độ đồng bộ. Các điều kiện của chúng là :

$$\begin{aligned} U_y &= U_v \cos \omega_v t, & U_v &\gg U_T \\ U_x &= U_m \cos \omega_v t (1 + m \cos \omega_m t), & \omega_v &\gg \omega_m \end{aligned} \quad (3.59)$$

Bộ lọc cho tín hiệu ω_m đi qua, nhưng tín hiệu $\omega_v - \omega_m$ bị cắt. Sử dụng phương trình (3.24), (3.30) và (3.31) ta có :

$$i_1 = \frac{I_0}{2} \left[1 + \frac{U_m \cos \omega_v t (1 + m \cos \omega_m t)}{U_T(2+a)} \frac{4}{\pi} \cos \omega_v t \right] \quad (3.60)$$

Thực hiện các phép biến đổi lượng giác và chú ý đến thành phần đi qua được bộ lọc :

$$U_r = \frac{I_0 R}{2} + \frac{I_0 R U_m}{U_T(2+a)\pi} (1 + m \cos \omega_m t) \quad (3.61)$$

Thành phần xoay chiều chính là tín hiệu điều chế. Với hệ thống phương trình, ta dễ dàng thấy được mạch điện này cũng có thể áp dụng cho việc giải điều chế các tín hiệu AM/DSB/SC.

Bộ tách sóng nhảy pha. Mạch điện trở thành bộ tách sóng nhảy pha hay còn gọi là bộ tách pha, nếu đưa vào các tín hiệu cùng tần số và lệch một pha là φ (y_2 ở chế độ công tắc). Các điều kiện là :

$$\begin{aligned} U_y &= U \cos \omega t & U &\gg U_T; \\ U_x &= U \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (3.62)$$

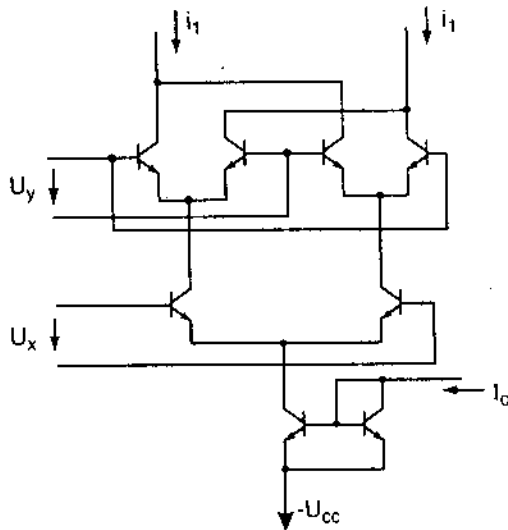
Vì bộ lọc không đối xứng, cho thông qua tần số thấp, tín hiệu với tần số ω đã bị nén. Khi này với các công thức (3.24), (3.30) và (3.31) ta có :

$$i_1 = \frac{I_0}{2} \left[1 + \frac{U \cos(\omega t + \varphi)}{U_T(2+a)} \frac{4}{\pi} \cos \omega t \right] \quad (3.63)$$

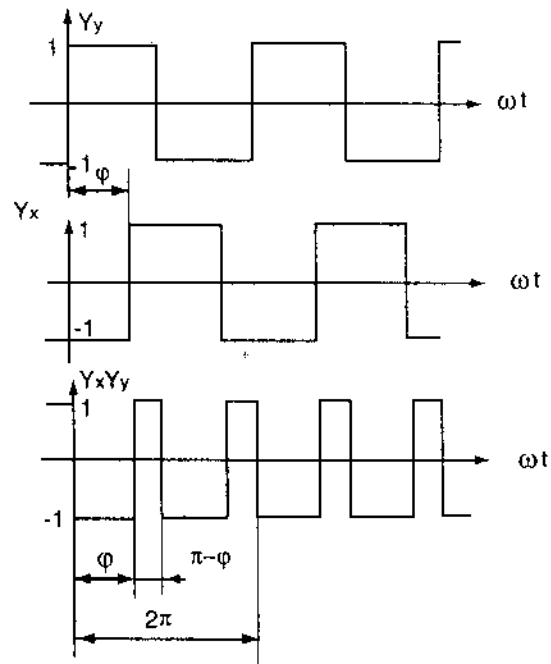
Thực hiện các phép biến đổi lượng giác và chỉ quan tâm đến thành phần một chiều :

$$U_r = \frac{I_0 R}{2} \left[1 + \frac{2U}{U_T(2+a)\pi} \cos \varphi \right] \quad (3.64)$$

Như vậy U_r có một thành phần tỷ lệ với $U \cos \varphi$. Nếu sử dụng đầu ra đối xứng, ta sẽ đi đến một biểu thức của U_r chỉ tỷ lệ thuận với $U \cos \varphi$ (sử dụng mạch ra ở h.3.21).



Hình 3.25. Bộ nhân toàn mặt phẳng đơn giản.



Hình 3.26. Các hàm xung đầu vào và tích của chúng.

Với bộ nhân bốn góc mặt phẳng có thể tạo được *hệ tách pha* có điện áp ra không phải tỷ lệ thuận với $\cos\varphi$, mà tỷ lệ với chính φ . Để thực hiện điều này, người ta sử dụng bộ nhân bốn góc mặt phẳng đơn giản nhất (không tuyến tính hóa). Bây giờ ta không đề cập đến việc thiết lập điểm làm việc. Giả thiết rằng đưa tín hiệu lớn vào cả hai đầu vào, điện áp đầu ra đi qua bộ lọc thông qua tần thấp, thành phần có tần số ω không qua được. Khi đó :

$$\begin{aligned} U_x &= U \sin(\omega t - \varphi) \text{ khi } U_x \gg U_T; \\ U_y &= U \sin \omega t \text{ } U_y \gg U_T \end{aligned} \quad (3.65)$$

Với phương trình (3.25) :

$$U_r = I_0 R \overline{Y_x Y_y} \quad (3.66)$$

Vì mức điện áp của cả hai đầu vào quá lớn nên các hàm Y_x và Y_y (h. 3.25) đều là xung vuông. Các hàm này và tích của chúng được biểu diễn trong h. 3.26.

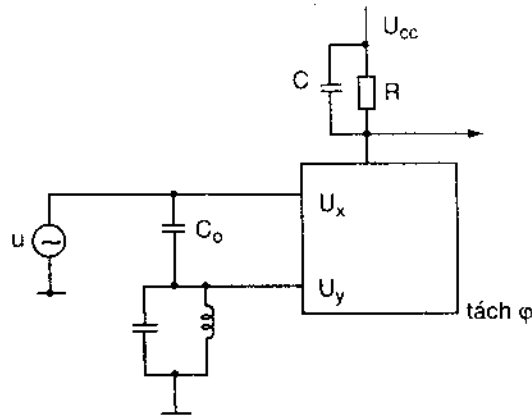
Điện áp ra U_r tỷ lệ với giá trị trung bình của tích hai hàm. Theo hình vẽ có thể dễ dàng tính được giá trị trung bình bằng cách tính các diện tích :

$$\overline{Y_x Y_y} = 1 - \frac{2\varphi}{\pi} \quad (3.67)$$

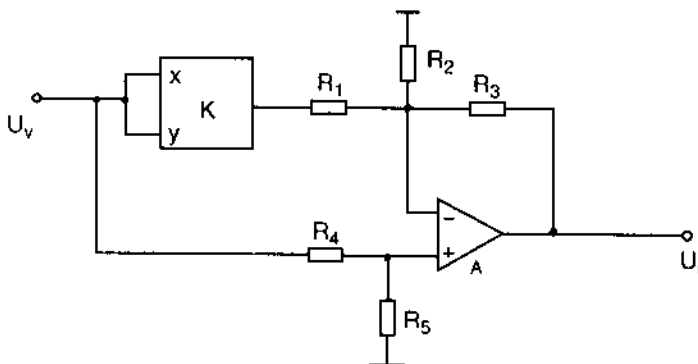
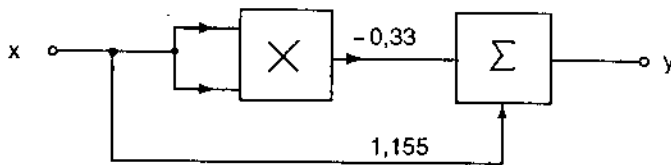
U_r tỷ lệ với biểu thức này, là hàm tuyến tính của φ . Cần nhớ rằng mạch điện cơ bản là mạch hoặc loại trừ (XOR).

Người ta thường dùng bộ tách pha để làm mạch giải điều chế FM (h. 3.27). Máy phát u cung cấp tín hiệu FM. Tín hiệu này được đưa trực tiếp vào đầu vào U_x của bộ tách φ . Bộ dịch pha gồm tụ C_0 và khung dao động tạo ra tín hiệu U_y . Có thể lựa chọn các phần tử của bộ dịch pha sao cho trong

vùng lân cận của tần số ω_v , độ dịch pha φ giữa các điện áp U_x và U_y tỷ lệ với tần số. Kết quả là khi tần số ω_v được điều chế thì φ tỷ lệ với tín hiệu điều chế. Bộ tách φ tạo ra một điện áp U_r tỷ lệ thuận với φ , như vậy U_r cũng sẽ tỷ lệ với tín hiệu điều chế. Cần phải thay đổi hằng số thời gian của khâu RC sao cho nó lấy giá trị trung bình đối với tần số mang, hằng số thời gian này nhỏ hơn rất nhiều so với chu kỳ tín hiệu có tần số lớn nhất.



Hình 3.27. Giải điều chế FM.



Hình 3.28. Tạo đường đặc trưng có dạng hình sin.

Sau đây là một vài ứng dụng của bộ nhân toàn mặt phẳng hoàn toàn được tuyến tính hóa. Chú ý rằng các bộ nhân loại này có thể được áp dụng để giải quyết các nhiệm vụ đã nêu (trộn, điều chế, giải điều chế, tách pha...). Các yêu cầu (dải tần số, các sai số động và tĩnh...) quyết định việc lựa chọn phù hợp. Sau đây ta chỉ đề cập đến các ứng dụng cần đến bộ nhân toàn mặt phẳng.

Đặc trưng truyền đạt dạng hình sin. H. 3.28 vẽ mạch điện phục vụ cho việc tạo đường đặc trưng có dạng hình sin. Tạo hình sin gần đúng trong miền

$$0 < x < \frac{\pi}{2} \quad (x \text{ tính theo radian})$$

dựa trên điều kiện có sai số quân phương nhỏ nhất :

$$y = \sin x \approx 1,155x - 0,33x^2 \quad (3.68)$$

Sơ đồ trong h.3.28 thực hiện mối quan hệ này (trong vùng $0 < x < \frac{\pi}{2}$ sai số nhỏ hơn 2%).

Mạch điện gồm hai phần : bộ nhân có kèm theo hệ số K và bộ khuếch đại thuật toán lý tưởng. Có thể tính được các điện trở của bộ khuếch đại thuật toán làm chức năng bộ cộng như sau : trước tiên xác định độ đo của x và y trong toàn miền. Ví dụ :

$$\varphi : 0 \rightarrow 90^\circ; \quad U_v : 0 \rightarrow 9V;$$

$$\varphi^0 = 10U_v; \quad \varphi^{RAD} = \varphi^0 \frac{\pi}{180}; \quad \sin 90^\circ = 10V$$

đầu đảo của bộ đảo A là đẳng thế với đất và U_T là điện áp lớp tiếp giáp của diốt D_1 . Mức tín hiệu đầu ra U_r (dạng hình sin) được tính theo công thức sau :

$$\frac{U_r - U_D}{\pi R_5} = \frac{U_{ch}}{R_4}$$

Suy ra :

$$U_r = \frac{U_{ch}}{\pi} \frac{R_5}{R_4} U_D \quad (3.70)$$

Giá trị này trong vùng điều khiển sẽ là hằng số, không phụ thuộc vào U_v . Để xác định vùng điều khiển ta cần tính giá trị U_v vào lớn nhất (U_{vmax}) và giá trị nhỏ nhất (U_{vmin}). Nếu điện áp điều khiển U_{dk} bằng 0 thì giá trị U_v nhỏ nhất :

$$U_{vmin} = -U_r \frac{R_1}{R_2} \quad (3.71)$$

Hệ số khuếch đại lớn nhất, khi U_{dk} là giá trị lớn nhất có thể (U_{dkmax}). Bây giờ giá trị lớn nhất U_{vmax} của tín hiệu vào có thể tính bằng các công thức sau đây :

$$-\frac{U_{vmax}}{R_1} = \frac{U_r}{R_2} + \frac{KU_{ch}U_{dkmax}}{R_3} \quad (3.72)$$

Từ đó ta có :

$$U_{vmax} = -U_r \frac{R_1}{R_2} \left(1 + \frac{KU_{dkmax}R_2}{R_3} \right) = U_{vmin} \left(1 + \frac{KU_{dkmax}R_2}{R_3} \right) \quad (3.73)$$

Như ta đã thấy trong quá trình khảo sát các bộ nhân, các giá trị tốt nhất là :

$$K = 1/10 (V^{-1}) \quad \text{và} \quad U_{dkmax} = 10V$$

Với các giá trị này thì :

$$U_{vmax} = U_{vmin} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (3.74)$$

$$U_3 = U_2 \left(\frac{KU_{dk}}{RC_p} \right)^2 \quad (3.75)$$

Quan hệ giữa U_1 và U_2 như sau :

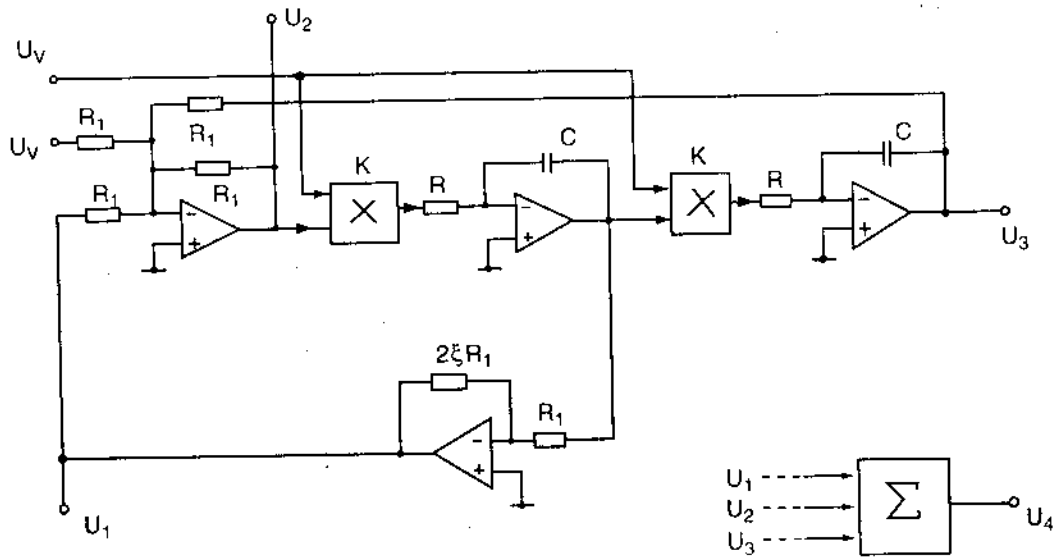
$$U_1 = U_2 \frac{KU_v}{RC_p} 2\zeta \quad (3.76)$$

Cuối cùng đối với bộ khuếch đại cộng :

$$-U_2 = U_1 + U_2 + U_3 \quad (3.77)$$

Sử dụng các phương trình (3.39), (3.40) và (3.41) để tìm U_1 , U_2 , U_3 :

$$-\frac{U_1}{U_v} = \frac{\frac{2\zeta}{\omega_0} s}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (3.78)$$



Hình 3.31. Tổ hợp đầu vào của bộ nhân.

$$-\frac{U_2}{U_v} = \frac{\frac{s^2}{\omega_0}}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2}; \quad -\frac{U_1}{U_v} = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2} \quad (3.79)$$

và tần số ω_0 sẽ là :

$$\omega_0 = \frac{KU_{dk}}{RC} \quad (3.80)$$

Các phương trình 3.41 cho thấy thiết bị này là bộ lọc bậc hai. Bộ lọc theo băng thông thấp đối với đầu ra U_1 , thông cao đối với U_2 . Trên trục tần số các đường đặc trưng bị đẩy đi một giá trị là điện áp cộng hưởng U_{dk} , sao cho tất cả đường đặc trưng không thay đổi theo hàm số của tần số được chuẩn hóa. Tổng hợp các điện áp ra U_1 , U_2 và U_3 (h.3.31), ta có thể tạo ra các tổ hợp khác nhau. Hệ số phẩm chất ζ của bộ lọc trong mạch điện này do tỷ số điện trở quyết định. Sử dụng một bộ nhân khác có thể đảm bảo điều kiện hệ số phẩm chất có thể điều khiển được bằng điện áp bên ngoài.

CHƯƠNG IV

CÁC MẠCH ĐIỆN TỬ LOGARIT

4.1. MẠCH LOGARIT VÀ ĐỐI LOGARIT

Với một khuếch đại thuật toán có hồi tiếp phi tuyến có thể tạo ra các mạch điện có đường đặc trưng là hàm mũ (đối logarit) và logarit. Vì những mạch này có nhiều ứng dụng nên chúng đóng một vai trò quan trọng. Để tạo ra đường đặc trưng logarit và đối logarit cần có phần tử có đường đặc trưng logarit chính xác cao. Với mục đích như vậy có thể sử dụng lớp tiếp giáp PN. Một diốt có đường đặc trưng là hàm mũ lý tưởng có quan hệ dòng và áp như sau :

$$I_D = I_S e^{\frac{U_D}{U_T}}$$

Khi sử dụng loại diốt như vậy trong mạch hồi tiếp hoặc mạch đầu vào của một khuếch đại thuật toán như trong h.4.1, ta có mạch điện logarit và đối logarit. Nếu khuếch đại lý tưởng thì có thể viết quan hệ sau cho mạch điện logarit :

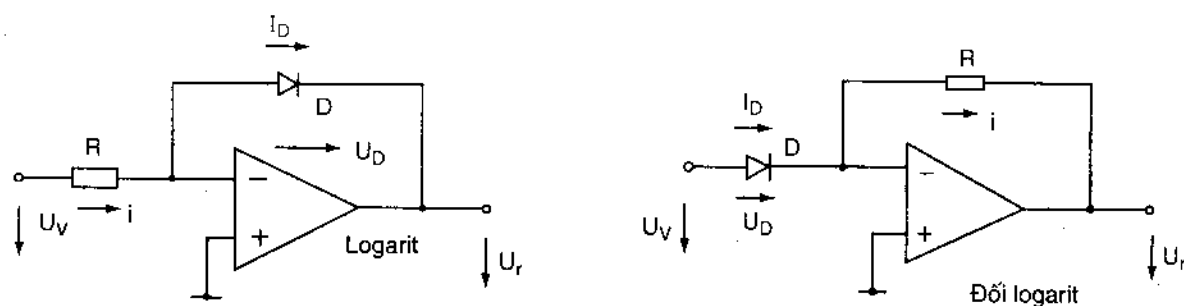
$$i = \frac{U_v}{R} = I_D; \quad U_r = -U_D = -U_T \ln \frac{I_D}{I_S}$$

Như vậy :

$$U_r = -U_T \ln \frac{U_v}{RI_S} \quad (4.1)$$

Như vậy quan hệ giữa tín hiệu vào U_v và tín hiệu đầu ra U_r là quan hệ logarit. Đối với mạch đối logarit ta có :

$$U_v = U_D; \quad i = I_D; \quad U_r = -I.R$$
$$U_r = -RI_S e^{\frac{U_v}{U_T}} \quad (4.2)$$



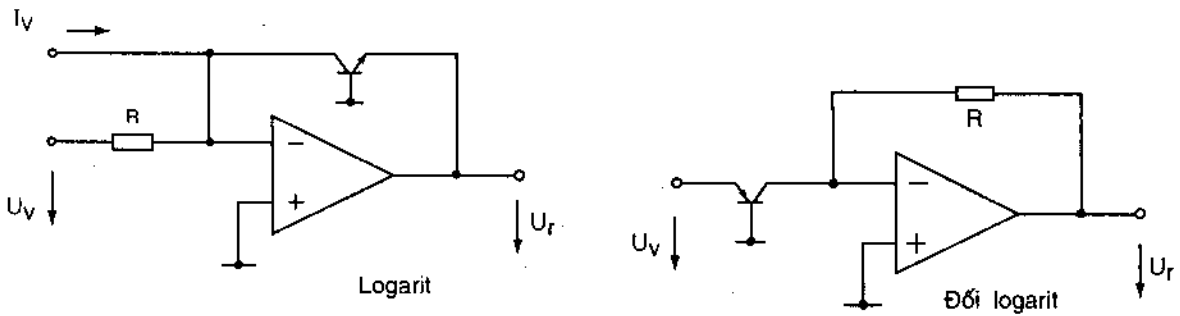
Hình 4.1. Mạch điện logarit và đổi logarit.

Các điều kiện hoạt động của mạch logarit và đổi logarit là linh kiện phi tuyến và khuếch đại thuật toán đều lý tưởng. Trong thực tế phải hiểu biết chính xác các nguyên nhân gây ra sai số mới

có thể thiết kế cho phù hợp. Vì vậy ta sẽ khảo sát các nguyên nhân gây ra các sai lệch so với đường đặc trưng lý tưởng cũng như cách duy trì sai số ở mức độ thấp nhất có thể. Điểm quan trọng nhất của mạch điện là điốt D có đường đặc trưng dựa trên các giả thuyết là :

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{U_T}} - 1 \right)$$

Số hạng -1 trong dấu ngoặc luôn luôn có thể bỏ qua, vì U_D luôn lớn hơn U_T . Rất đáng tiếc là các điốt có đường đặc trưng hàm mũ như vậy chỉ làm việc trong một vùng rất hạn chế. Đối với các dòng nhỏ, những dòng điện tái kết hợp và tái sinh của điện tích bề mặt và không gian là các thành phần xoay chiều với hệ số khuếch đại nhỏ. Đối với dòng điện lớn với độ dốc đường đặc trưng có mức dòng cường bức ở mức cao sẽ giảm, nhưng điện trở nối tiếp sẽ gây ra sai số lớn hơn nhiều. Các hiện tượng trên xuất hiện với các mức độ khác nhau ở các điốt khác nhau. Tuy nhiên trong vùng sai số vài phần trăm, có thể sử dụng các điốt trong vùng dòng hai decad.



Hình 4.2. Mạch logarit và đối logarit dùng tranzito.

Về cơ bản có thể đạt kết quả tốt hơn nếu dùng tranzito làm thành phần không tuyến tính, hay là mạch điốt quá độ (h. 4.2). Ta viết phương trình Ebers – Moll cho dòng colector :

$$I_C = A_N I_{ES} \left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T}} - 1 \right) - I_{RGC} \left(e^{\frac{U_{CB}}{2U_T}} - 1 \right)$$

Trong công thức này, số hạng cuối cùng là thành phần đặc trưng cho dòng tái kết hợp và nguồn sinh. Trong vùng có dòng nhỏ, chúng đóng vai trò quan trọng, vì I_{RGC} lớn hơn hai dòng bão hòa khác rất nhiều.

Nếu cả hai khuếch đại thuật toán đều lý tưởng thì điểm đảo và colector của tranzito đều nằm trên điện thế đất, như vậy $U_{CB} = 0$. Khi đó :

$$I_C = A_N I_{ES} \left(e^{\frac{U_{EB}}{U_T}} - 1 \right)$$

Ta thấy giữa I_C và U_{EB} có một quan hệ theo hàm mũ. Số hạng -1 trong ngoặc có thể bỏ qua, vì I_S có độ lớn $10^{-12} \div 10^{-13}$ A. Công thức trên tùy thuộc vào tranzito vẫn đúng với một sai số nhỏ trong vùng 5 ÷ 7 decad. Giới hạn dưới do I_S hạn chế, trong khi giới hạn trên bị hạn chế do dòng áp đặt lớn, hoặc là điện áp nối tiếp. Vùng sử dụng được tùy thuộc vào tranzito khoảng $10^{-10} \div 10^{-3}$ A. Dòng I_C dựa trên công thức trên và với phương trình (4.1) điện áp lối ra của bộ biến đổi logarit :

$$U_r = -U_T \ln \frac{U_V}{R A_N I_{EAS}}$$

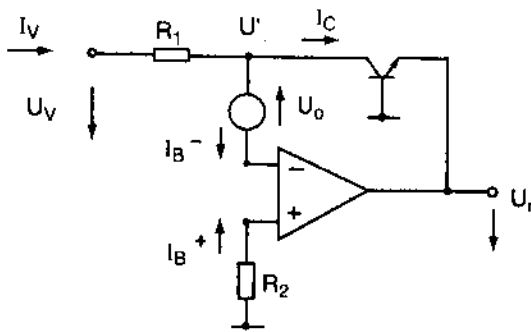
Trong phương trình có A_N là hằng số khuếch đại dòng lý thuyết. Hệ số khuếch đại dòng này không giống với hệ số khuếch đại dòng đo được trên thực tế : $A = I_C / I_E$. Vì dòng I_E còn chứa dòng tái kết hợp và nguồn sinh. Hệ số A là đại lượng phụ thuộc vào dòng. Trong thực tế A_N là một hằng số. Sử dụng ký hiệu $A_N I_{ES} = I_S$ ta có :

$$U_r = -U_T \ln \frac{U_v}{R I_S} \quad (4.3)$$

Hoặc công thức cho mạch đối logarit :

$$U_r = -R I_S e^{\frac{U_v}{U_T}} \quad (4.4)$$

Các công thức này đúng với độ chính xác cao trong một vùng rộng. Mạch có tranzito là cơ sở của các mạch logarit và đối logarit có độ chính xác lớn. Điều kiện của độ chính xác cao là điện áp colector – bazơ của tranzito bằng không. Trong một số mạch do điều kiện này không được thỏa mãn nên độ chính xác của đường đặc trưng logarit không đảm bảo. Đối với các mạch điện logarit, ngoài các đầu vào điện áp còn khả năng điều khiển dòng (I_v trong h.4.2). Các biểu thức đã khảo sát vẫn đúng khi thay thế bằng $U_v / R = I_v$.



Hình 4.3. Khảo sát điện áp lệch không.

Ta đã khảo sát mạch logarit và đối logarit bằng tranzito NPN. Trong trường hợp tranzito PNP đầu của các biến đầu vào (U_v, I_v) ngược lại, tức là tranzito loại NPN chỉ cho phép tín hiệu dương và đối với tranzito loại PNP tín hiệu đầu vào chỉ có thể âm.

Ta cũng đã khảo sát tác động vào độ chính xác của mạch logarit và đối logarit của các linh kiện phi tuyến. Tiếp theo là khảo sát các nguyên nhân gây ra sai số do khuếch đại không phải là lý tưởng. Độ khuếch đại hữu hạn của bộ khuếch đại logarit không có vai trò quan trọng, vì vậy không được đề cập

đến. Vai trò quan trọng có thể là điện áp lệch không (offset) U_0 , các dòng vào (I_B^+ và I_B^-) cũng như độ lệch không của dòng I_{B0} . Có thể khảo sát các đại lượng này theo h.4.3.

$$I_C = I_B + I_B^- ; I_v = \frac{U_v - U'}{R_1}$$

$$U' = -U_0 - I_B^+ R_2 ; I_{B0} = I_B^+ - I_B^-$$

Từ các phương trình trên, ta tính được dòng I_C :

$$I_C = \frac{U_v + U_0}{R_1} + I_B^- \left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) + I_{B0} \frac{R_2}{R_1} \quad (4.5)$$

và đường đặc trưng truyền đạt :

$$U_r = -U_T \ln \frac{1}{I_S} \left[\frac{U_v + U_0}{R_1} + I_B^- \left(\frac{R_2}{R_1} - 1 \right) + I_{B0} \frac{R_2}{R_1} \right] \quad (4.6)$$

Sự khác nhau này sinh trong trường hợp điều khiển áp hoặc điều khiển dòng. Trong trường hợp điều khiển dòng, ta chọn $R_2 = R_1$, tác động của dòng vào I_B^+ không còn và thay vì U_v , điện áp điều khiển thực sự là :

$$U_v + U_0 + I_{B0}R_2$$

$$\text{Như vậy sai số tương đối là : } h = \frac{U_0 + I_{B0}R_2}{U_v} \quad (4.7)$$

Đối với bộ chuyển đổi logarit điều khiển bằng điện áp tới 4 decad điển hình, điện áp đầu vào thay đổi trong khoảng 1 mV đến 10V. Giới hạn dưới là điểm tới hạn của sai số. Điện áp trôi U_0 có độ lớn là mV, như vậy tại giới hạn dưới nó sẽ gây ra sai số lớn. Bù điểm trôi là cần thiết, nhưng do độ lệch điện áp trôi nên ở giới hạn dưới sai số không được quá 5 + 10%. Sai số sinh ra từ độ trôi dòng điện (I_{B0}) thông thường nhỏ hơn. Đôi khi đối với khuếch đại thuật toán có đầu vào tranzito hai cực không thể bỏ qua.

Trong trường hợp điều khiển bằng dòng $R_1 \rightarrow \infty$ và $\frac{U_v}{R_1} \rightarrow I_v$ thì sai số sẽ là :

$$h = \frac{I_B}{I_v} \quad (4.8)$$

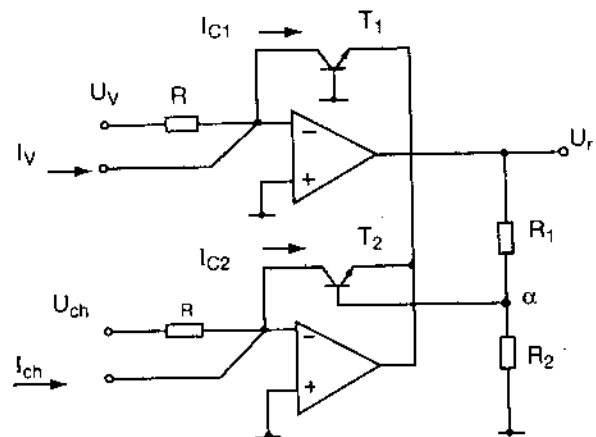
Như vậy sai số chỉ do dòng vào I_B . Khi sử dụng khuếch đại có đầu vào là FET sai số này có thể rất nhỏ, hoặc trong trường hợp điều khiển dòng vùng làm việc của bộ chuyển đổi logarit có thể mở rộng. Bản thân dòng I_B có thể bù được và như vậy chỉ có điểm trôi của dòng vào gây sai số. Số liệu điển hình là dòng I_v thay đổi từ 1nA đến 1mA do độ trôi của dòng điện sai số vào khu vực giới hạn dưới khoảng một vài phần trăm.

Sai số quan trọng tiếp theo là sự phụ thuộc nhiệt của phân tử đảm nhận đường đặc trưng phi tuyến. Sai số này thể hiện trong hai yếu tố của phương trình (4.1) và (4.2). Sự phụ thuộc nhiệt độ của U_T khoảng 0,30%/C, trong khi I_S thay đổi nhiều theo nhiệt độ và theo hàm mũ và cứ khoảng 10^0 C nó sẽ tăng lên gấp đôi.

Có thể áp dụng mạch bù để loại trừ sự phụ thuộc nhiệt độ (h. 4.4). Các khuếch đại thuật toán áp đặt các dòng sau vào các tranzito :

$$I_{C1} = \frac{U_v}{R}; \quad I_{C2} = \frac{U_{ch}}{R}$$

Giá trị phân chia của điện áp đầu ra là hiệu hai điện áp emitor – bazơ.



Hình 4.4. Mạch bù loại trừ sai số nhiệt độ.

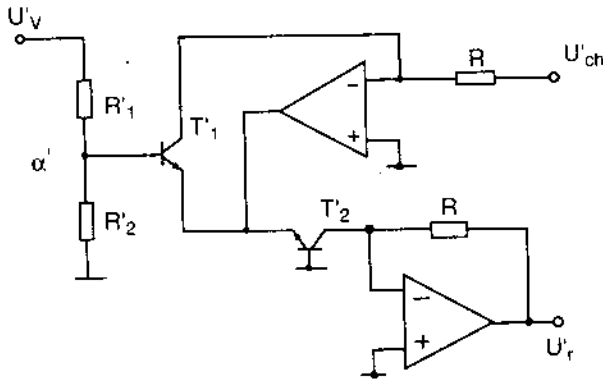
$$U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{EB2} - U_{EB1} \quad (4.9)$$

$$\text{Vi : } U_{EB1} = U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}}; \quad U_{EB2} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}}$$

nên điện áp đầu ra là :

$$U_r = -U_T \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \ln \frac{U_v}{U_{ch}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \quad (4.10)$$

Nếu T_1 và T_2 có cấu trúc giống nhau và sự biến thiên nhiệt độ như nhau, thì $I_{S2}/I_{S1} = 1$ và không còn sự phụ thuộc nhiệt độ vào các dòng I_S . Sự phụ thuộc vào nhiệt độ của U_T có thể bù được bằng cách tạo bộ phụ thuộc vào nhiệt của R_1 và R_2 . Để bù nhiệt độ cần phải xét đến hệ số đồng thay đổi nhiệt của T_1, T_2, R_1, R_2 . Trong h.4.4 điện áp chuẩn là U_{ch} . Điện áp này có thể coi là điện áp điều khiển. Khi này mạch điện tạo ra phép chia logarit và có thể mở rộng khả năng sử dụng. Chú ý rằng bazơ của tranzito T_2 không được nối đất, do đó điều kiện $U_{CB} = 0$ không được đảm bảo. Như



Hình 4.5. Bù nhiệt trong mạch đối logarit.

vậy từ điện áp chuẩn U_{ch} việc đảm bảo hình logarit rất kém. Vì thế thông qua sự áp dụng các mạch, người ta sử dụng mạch hơi khác để tạo ra tỷ số logarit (log ratio). Thay vì điều khiển bằng điện áp, có thể điều khiển bằng dòng trong một hoặc hai đầu vào (điểm cộng). Nếu thay :

$$U_v = I_v R; \quad U_{ch} = I_{ch} R$$

các kết quả của ta vẫn đúng.

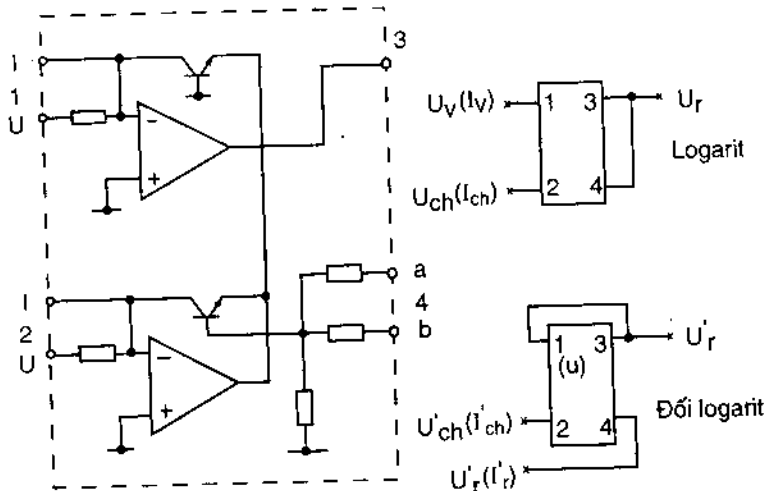
Bằng cách bù nhiệt như vậy đối với bộ chuyển đổi đối logarit (h. 4.5), hàm truyền đạt cũng có thể viết được như các mạch logarit. Nếu dòng bazơ T'_1 có thể bỏ qua so với dòng chia, thì :

$$U_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{EB1} - U_{EB2} \quad (4.11)$$

Do các mạch được cung cấp theo chế độ nguồn dòng nên các dòng colectơ tỷ lệ với U_r hoặc U_{ch} . Nếu biểu diễn điện áp lớp tiếp giáp bằng logarit của các dòng colectơ thì đặc trưng truyền đạt là :

$$U_r = \frac{I_{S1}}{I_{S2}} U_{ch} e^{\frac{U_v R_2}{U_T R_1 + R_2}} \quad (4.12)$$

Có thể bù nhiệt nhờ các tranzito giống nhau, điện trở có cùng hệ số nhiệt tương ứng và sự đồng thay đổi nhiệt.

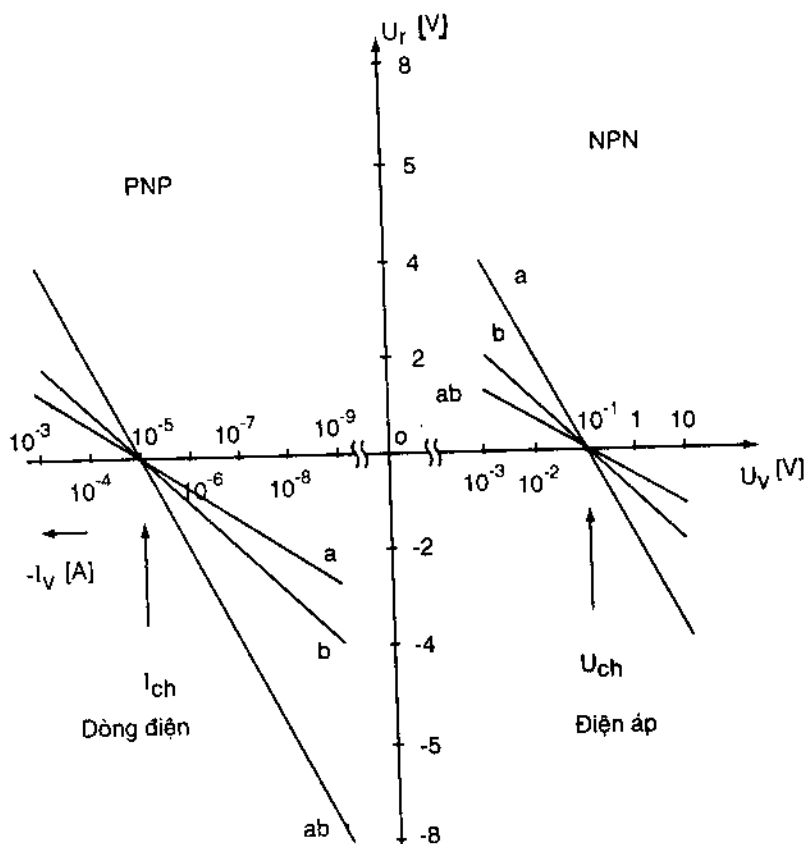


Analog Devices 755 N

Hình 4.6. Khả năng bù nhiệt trong vi mạch 755N.

Cấu trúc giống nhau của mạch logarit và đối logarit và các điều kiện bù nhiệt giống nhau cho phép tạo mạch điện logarit và đối logarit nhờ đầu bên ngoài các linh kiện giống nhau. Ví dụ cụ thể được nêu trong h.4.6. Thiết bị gồm hai khuếch đại thuật toán, hai tranzito có cùng hệ số nhiệt và các điện áp phân áp. Hình vẽ biểu thị cách mắc mạch logarit và đối logarit.

Các đầu vào có thể là điện áp hoặc dòng. Đầu ra thứ tư kép, với tổ hợp a và b có thể thiết lập ba đường đặc trưng có hệ số truyền đạt khác nhau. H.4.7 mô tả mạch logarit có đường đặc trưng đối với điều khiển điện áp cũng như dòng, đối với loại tranzito NPN cũng như PNP.



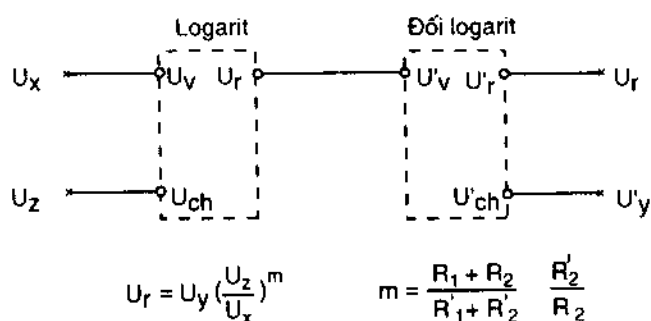
Hình 4.7. Đặc tuyến của vi mạch 755N.

Nhiều hàm truyền đạt có thể được tạo ra bằng cách ghép các mạch logarit và đối logarit theo từng tầng. Chúng mắc đầu ra U_r của mạch điện logarit (h. 4.4) vào đầu vào U'_v của mạch ở h.4.5 ($U_r = U'_v$). Hàm truyền đạt tổng hợp có dạng (h.4.8)

$$U'_r = U_{ch} e^{\frac{R_2}{R_1+R_2} (1 + \frac{R_1}{R_2}) \ln \frac{U_{ch}}{U_v}} = U_{ch} e^{\left(\frac{U_{ch}}{U_v} \right)^m} \quad (4.13)$$

$$m = \frac{R_2}{R_2} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.14)$$

Vì phép tính logarit và đối logarit cùng kết hợp với nhau, điện áp U_T không còn tác dụng trong biểu thức nên không cần đến các chức năng bù của bộ phân áp

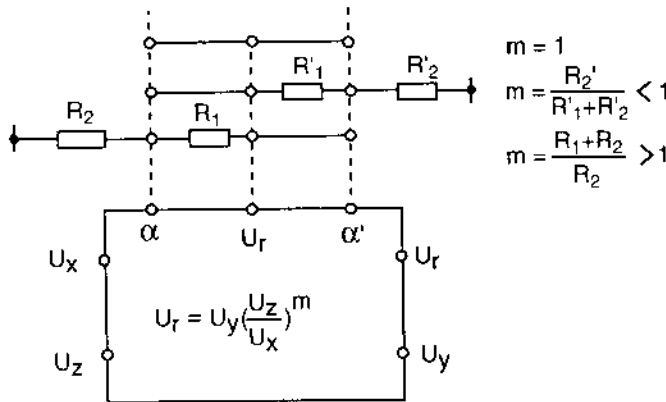


Hình 4.8. Tạo hàm mũ dùng mạch logarit và đối logarit.

điện trở. Các trường hợp đơn giản nhất $R_1 = R'_1 = 0$ và $R_2 = R'_2 = \infty$, khi này $m = 1$ và đường đặc trưng truyền đạt :

$$\begin{aligned} U_{ch} &= U_y ; & U_{ch} &= U_z ; & U_v &= U_x \\ U_r &= U_y \frac{U_z}{U_x} \end{aligned} \quad (4.15)$$

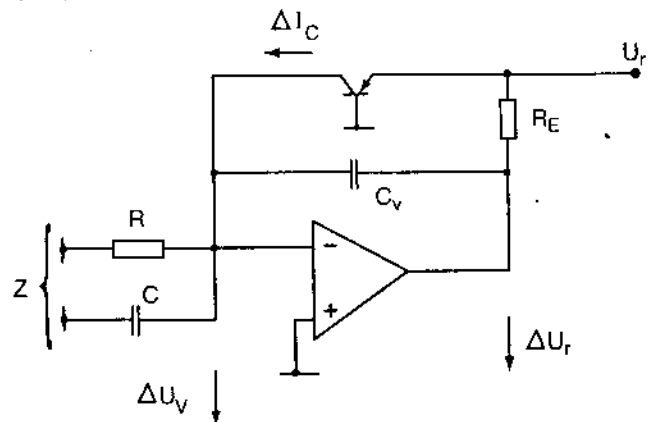
Mạch nhân và chia có ba biến. Dấu (âm hoặc dương) của các biến chỉ có thể là một loại tùy thuộc vào NPN hoặc PNP. Điều này có nghĩa là mạch điện, với chức năng nhân hay chia, là một phần tử mặt phẳng.



Analog Devices 433
Burr Brown 4301

Hình 4.9. Vi mạch tương tự 433.

trong các khuếch đại logarit. Do hồi tiếp phi tuyến mà hệ số khuếch đại vòng thay đổi theo mức tín hiệu, vì vậy bài toán trở nên phức tạp hơn. Nếu bổ sung mạch bù, ta cần đảm bảo rằng hệ thống ổn định trong toàn bộ vùng tín hiệu hoạt động. Thực tế là khi tranzito nằm trong mạch hồi tiếp, không phải phần tử thụ động, nên giá trị hàm truyền đạt của mạch hồi tiếp có thể lớn hơn 1 ($\beta > 1$). Các khảo sát được thực hiện trên đồ thị Bode. Để phục vụ việc xây dựng đồ thị này, ta tạo ra biểu thức hồi tiếp β , xuất phát từ sơ đồ thay thế trong h.4.10. Tụ C đại diện cho tụ điện đầu vào của bộ khuếch đại và các tụ tạp tán khác xuất hiện tại đầu vào này. Tụ C_v là tụ bù cần thiết để mạch hoạt động ổn định. Chức năng vật lý của nó sẽ được làm rõ trong quá trình khảo sát. Điện trở R_E là điện trở nối tiếp vào mạch emitter. Điện trở này cần thiết vì tranzito là mạch phân cực bazơ nhìn từ phía đầu ra của khuếch đại thuật toán, như vậy đại diện cho điện trở động có độ lớn $r_E = \frac{U_T}{I_E}$. Ví dụ nếu trong quá trình hoạt động I_E thay đổi từ 1nA đến 1mA thì điện trở r_E tăng từ



Hình 4.10. Mô hình xây dựng đồ thị Bode.

26Ω đến 26 MΩ. Một trong các giới hạn biên là 26 Ω tải hệ thống, như vậy là không có lợi. Mặt khác r_E thay đổi tới 10^6 đơn vị, có nghĩa là tần số tại điểm gián đoạn trong mạch hồi tiếp cũng thay đổi theo tỷ lệ như vậy. Điều này làm cho việc bù trở nên khó khăn, hoặc làm hỏng mất các đặc trưng tần số. Cả hai trường hợp điện trở nối tiếp R_E đều có lợi. Điện trở này không ảnh hưởng đến điện áp đầu ra, điện áp emitter – bazơ của tranzito không thay đổi. Điện trở R_E cần được chọn đủ lớn sao cho điện áp đầu ra cực đại của khuếch đại chấp nhận. Trong thực tế điện trở này vào khoảng kΩ.

Dựa trên mạch thay thế và theo định nghĩa có thể viết biểu thức β :

$$\beta = \frac{\Delta U_v}{\Delta U_r} \quad (4.16)$$

Vì đường đặc trưng có độ phi tuyến lớn nên cần phải tính đến các thay đổi. Các dòng đi vào các điểm cộng thỏa mãn biểu thức:

$$\frac{\Delta U}{Z} = (\Delta U_r - \Delta U_v) sC_v + \Delta I_C \quad (4.17)$$

Giả thiết là dòng emitter và collector giống nhau, ta có:

$$\Delta I_C = \frac{\Delta U_r}{R_E + r_E} \quad (4.18)$$

Áp dụng các biểu thức này và thay thế kháng Z, ta có:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_E + r_E}{R} \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_z}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad (4.19)$$

trong đó: $\omega_z = \frac{1}{R(C + C_v)}$; $\omega_p = \frac{1}{(R_E + r_E)C_v}$

Điểm không (ω_z) của $\frac{1}{\beta}$ không phụ thuộc vào mức, trong khi điểm cực (ω_p) thay đổi nhiều cùng với I_C do điện trở r_E . Giá trị tần số thấp ($\omega = 0$) của $\frac{1}{\beta}$ là:

$$\frac{1}{\beta_0} = \frac{R_E + r_E}{R} \quad (4.20)$$

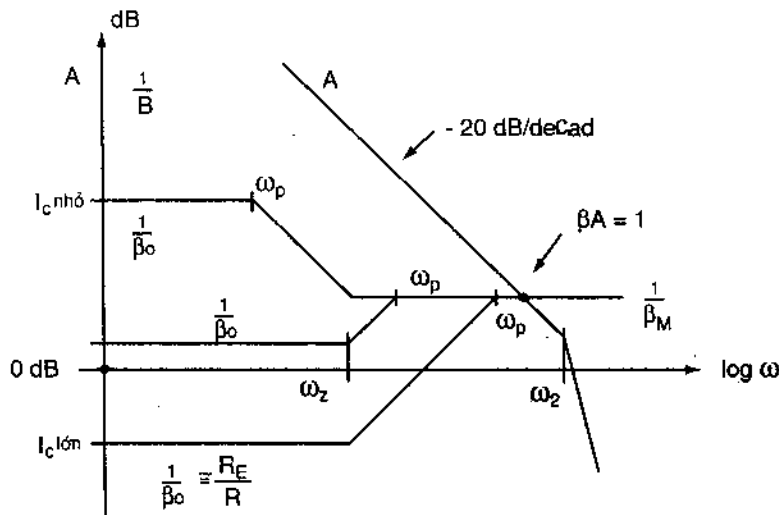
Đây cũng là giá trị phụ thuộc dòng, khi dòng nhỏ $\frac{1}{\beta_0} > 1$ và dòng lớn $\frac{1}{\beta_0} < 1$.

Giá trị của $\frac{1}{\beta}$ khi tần số $\omega \rightarrow \infty$ là:

$$\frac{1}{\beta_M} = \frac{R_E + r_E}{R} \frac{\omega_p}{\omega_z} = 1 + \frac{C}{C_v} \quad (4.21)$$

Với số liệu này có thể vẽ được đồ thị Bode. H.4.11 cho thấy hai đồ thị: hệ số khuếch đại A của vòng mở và $\frac{1}{\beta}$. Để ổn định hệ thống cần phải chọn giá trị của các phần tử hoặc tạo ra khuếch đại A sao cho giao điểm của đường A và đường $\frac{1}{\beta}$ (tích $\beta A = 1$) thỏa mãn điều kiện A có độ dốc

20dB/decad và đường $\frac{1}{\beta}$ nằm ngang. Nếu giá trị lớn nhất ω_p và cực thứ hai của A là ω_2 gần với điểm giao nhau thì hệ thống sẽ ổn định, nhưng nó sẽ tạo ra các tính chất quá độ xấu và có hiện tượng nhấp nhô trong các bước của tần số. Qua quá trình khảo sát có thể thấy vai trò của C_V . Nếu $C_V = 0$ thì không có ω_p và điểm cắt của A và $\frac{1}{\beta}$ luôn ở vùng tăng của $\frac{1}{\beta}$, nghĩa là hệ thống không ổn định.



Hình 4.11. Xác định tham số mạch bằng đồ thị Bode.

Với phương pháp đã nêu ta có thể điều chỉnh hồi tiếp ổn định. Rõ ràng đường đặc trưng tần số của hệ thống có phản hồi phụ thuộc nhiều vào sự hình thành của $\frac{1}{\beta}$, nghĩa là phụ thuộc vào mức tín hiệu. Đây là yếu điểm cơ bản của các mạch logarit. Để minh họa thêm ta sử dụng số liệu điển hình của mạch logarit : độ rộng của cửa sổ B với 3dB theo hàm của dòng I_C :

I_C	1 nA	1 μ A	1 mA
B	80 Hz	10 kHz	100 kHz

Độ rộng của băng tần trong trường hợp tín hiệu lớn gây ra sự méo trong đường đặc trưng truyền đạt.

4.2. CÁC ỨNG DỤNG CỦA MẠCH ĐIỆN CÓ ĐƯỜNG ĐẶC TRƯNG LOGARIT

Nhóm các đường đặc trưng logarit có các đường đặc trưng ngược (đối logarit hàm mũ). Các mạch logarit và đối logarit có thể làm *hệ nhân hoặc chia* (như đã khảo sát loại mạch ANALOG DEVICES 433). Nguyên lý cơ bản là tạo hai thừa số logarit, sau đó cộng (hoặc trừ), tiếp đến dùng phép tính đối logarit để lấy các đại lượng này. Có thể thấy bộ nhân và chia logarit và đối logarit trong h.4.12. Các điện áp U_{BE} của các tranzito $T_1 - T_4$ được nối tiếp với nhau. Ta có thể viết phương trình mạch vòng như sau :

$$U_{EB1} + U_{EB2} = U_{EB3} + U_{EB4}$$

A_1 và A_2 là các khuếch đại dòng. Như vậy :

$$U_{EB1} = -U_T \ln \frac{U_x}{RI_s}; \quad U_{EB2} = -U_T \ln \frac{U_y}{RI_s}; \quad U_{EB3} = -U_T \ln \frac{U_z}{RI_s}$$

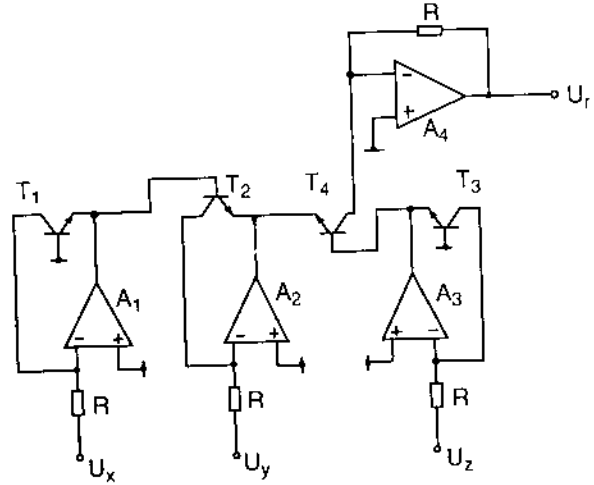
Tranzito T_4 cùng với khuếch đại A_4 tạo thành mạch điện đối logarit :

$$U_r = RI_s e^{\frac{U_{EB4}}{U_T}} \quad (4.22)$$

Sau khi thay thế các phương trình này ta có :

$$U_r = \frac{U_x U_y}{U_z} \quad (4.23)$$

Nếu các linh kiện giống nhau và từng đôi một có hệ số nhiệt giống nhau, sai số sinh ra từ I_s và U_T sẽ không tồn tại. Trên cơ sở phương trình (4.7) mạch điện có thể làm bộ nhân hay bộ chia. Nếu chỉ cần đến một phép toán, thì một điện áp vào sẽ đóng vai trò của điện áp chuẩn.



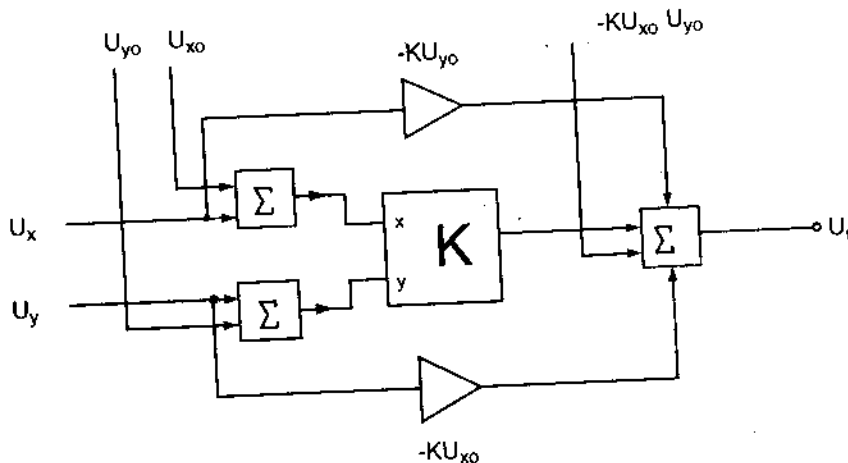
Hình 4.12. Vi mạch Analog Devices 433.

Độ chính xác đối với các mạch logarit và đối logarit lớn hơn nhiều so với các bộ nhân dùng khuếch đại vi sai. Trái lại dải thông của chúng cơ bản là nhỏ hơn và là loại một phần tư mặt phẳng vì các mạch logarit chỉ hoạt động với điện áp đầu vào một cực.

Bộ nhân một phần tư mặt phẳng có thể mở rộng thành bộ nhân 4 phần tư mặt phẳng nhờ bộ cộng tuyến tính và các khuếch đại (h.4.13). Hệ số tỷ lệ của mạch nhân một mặt phẳng là K . Trên hình vẽ ta có thể viết biểu thức :

$$U_r = K(U_x + U_{x0})(U_y + U_{y0}) - KU_x U_{y0} - KU_y U_{x0} - KU_{x0} U_{y0} = KU_x U_y \quad (4.24)$$

Trong đó U_{y0} và $KU_{x0} U_{y0}$ là các điện áp một chiều không đổi. Như vậy hệ số truyền đạt mới không đổi.

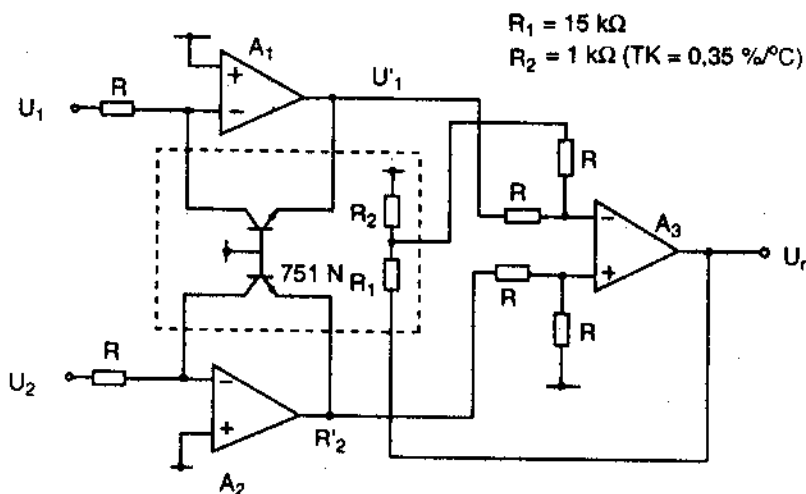


Hình 4.13. Mở rộng bộ nhân một phần tư mặt phẳng thành toàn mặt phẳng.

Bây giờ ta khảo sát tiếp các điện áp nhân ban đầu $U_x + U_{x0}$ và $U_y + U_{y0}$. Vì bộ nhân ban đầu là mạch một phần tử mặt phẳng nên :

$$U_x + U_{x0} \geq 0 ; U_y + U_{y0} \geq 0$$

Điện áp đầu vào U_x và U_y của bộ nhân tổng hợp có thể là hai cực, như vậy mạch nhân là toàn mặt phẳng. Vì có nhiều phần tử bổ trợ nên mạch sẽ làm mất độ chính xác của các mạch thành phần.



Hình 4.14. Sơ đồ nguyên lý của mạch tỷ lệ logarit.

Mạch tỷ lệ logarit được giới thiệu trong h.4.14. Mạch điện cũng đã được khảo sát trước đây (h.4.4), nhưng không đảm bảo điều kiện $U_{CB} = 0$ để mạch logarit hoạt động chính xác. Để loại trừ sai số do thiếu điều kiện này, ta khảo sát mạch h.4.14. Mạch điện A_1 và A_2 tạo thành mạch logarit có cùng cấu trúc :

$$U'_1 = -U_r \ln \frac{U_1}{R I_S} ; \quad U'_2 = -U_r \ln \frac{U_2}{R I_S} \quad (4.25)$$

Khuếch đại vi sai A_3 có điện áp ra gần đúng (nếu $R_2 \ll R$) :

$$U_r \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cong U'_1 - U'_2 \quad (4.26)$$

Thay thế vào phương trình trên ta có :

$$U_r = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_T \ln \frac{U_1}{U_2} \quad (4.27)$$

Với số liệu ghi trên hình vẽ ta có :

$$\frac{R_1 + R_2}{R_3} U_T \cong \frac{1}{\ln 10}$$

Trong trường hợp này đặc trưng truyền đạt là :

$$U_r = \log_{10} \left(\frac{U_1}{U_2} \right) \quad (4.28)$$

Mạch điện dùng vi mạch ANALOG DEVICES 751 N log, mạch này có các tranzito logarit giống nhau và cùng có hệ số nhiệt (trừ I_S). Mạch còn có bộ phân áp $R_1 - R_2$ với hệ nhiệt phù hợp (bù nhiệt U_T). Người ta áp dụng mạch điện tỷ lệ logarit khi cần tạo ra quan hệ điện áp theo đơn vị logarit (ví dụ dB). Chẳng hạn điện áp U_r được đưa vào bộ chuyển đổi A/D, tỷ lệ điện áp được biểu thị theo dB. Các áp dụng như vậy gồm khuếch đại, độ suy giảm hoặc độ méo. Nếu U_2 là điện áp chuẩn thì mạch điện là bộ chuyển đổi logarit đơn giản.

Trong trường hợp tín hiệu truyền trong kênh có nhiễu, có thể cải thiện được tỷ lệ tín hiệu – nhiễu nếu ta làm hẹp vùng động của tín hiệu trong kênh bằng bộ *mạch nén* dùng ở đầu vào, sau đó sử dụng bộ *dẫn* có đường đặc trưng đối logarit ở đầu ra (h.4.15). Để tạo đường đặc trưng mạch nén – dẫn nên sử dụng mạch logarit và đối logarit. Khi đó các tín hiệu tải qua chỉ là đơn cực. Các tín hiệu có dấu tùy ý hoàn toàn có thể chuyển đổi được như vậy khi mạch nén có đường đặc trưng là hàm arshx và dẫn có đường đặc trưng là shx. Sơ đồ khối của mạch điện như vậy được biểu diễn trong h. 4.14. Mạch nén là một mạch điện mà trong mạch phản hồi của nó có mắc song song một bộ chuyển đổi có chứa tranzito PNP hay NPN (ANALOG DEVICES 752P và 752N). Khi đó đường đặc trưng logarit bảo đảm đồng thời cho cả các tín hiệu vào âm hoặc dương tức là đường đặc trưng truyền đạt là hàm có dạng shx. Đối với tín hiệu vào dương, khuếch đại A_1 cùng với bộ chuyển đổi 752N tạo thành khuếch đại logarit được bù nhiệt, mạch này giống với mạch trong h.4.3 và được phân tích chi tiết. Hàm truyền đạt của mạch này chính là phương trình (4.5). Suy ra :

$$\frac{U_v}{U_{ch}} = e^{-\frac{U_r}{U_T \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}} \quad (4.29)$$

Đối với điện áp đầu vào âm, mạch điện này sẽ bị bão hòa, nhưng biểu thức $U_v - U_r$ của khuếch đại logarit tạo bởi mạch 752P là :

$$\frac{U_v}{U_{ch}} = e^{\frac{U_r}{U_T \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}} \quad (4.30)$$

$$\text{Do mắc song song ta có : } -\frac{U_v}{U_{ch}} = e^{-\frac{U_r}{U_T \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}} - e^{\frac{U_r}{U_T \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)}} \quad (4.31)$$

Vì U_r là hàm dạng shx của điện áp U_v , hàm ngược sẽ là :

$$U_r = a \cdot \text{arsh} \frac{U_v}{U_{ch}} \quad (4.32)$$

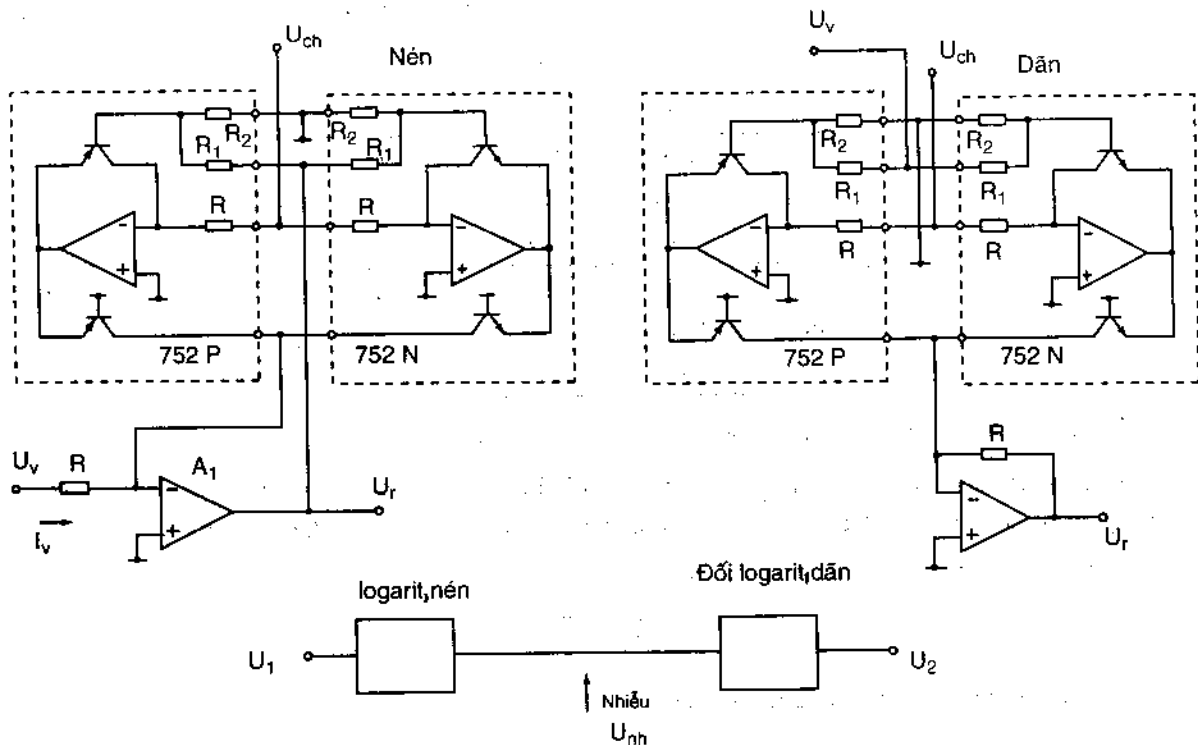
trong đó a là một hằng số. Đây là đường đặc trưng truyền đạt của mạch nén.

Với logic như vậy có thể xây dựng mạch dẫn có đường đặc trưng truyền đạt theo hàm sh. Đó là mạch đối logarit trong h. 4.15 được mắc song song với mạch hồi tiếp N và P . Đặc tuyến của mạch dẫn (bconst) là :

$$U_r = b \cdot \text{arsh} \frac{U_v}{U_{ch}} \quad (4.33)$$

và sự cải thiện quan hệ tín hiệu/nhiều (chỉ số L thể hiện hệ số truyền đạt tuyến tính) là :

$$\frac{S}{N} = \frac{U_1}{U_z} = \frac{U_1}{U_2 - U_1} \quad (4.34)$$



Hình 4.15. Tăng tỷ lệ tín hiệu/nhiều.

Sử dụng mạch nén – dãn trong trường hợp phi tuyến

Trên cơ sở hình vẽ, tín hiệu của bộ nén là :

$$U' = a \cdot \text{arsh} \frac{U_1}{U_{ch}} \quad (4.35)$$

Đầu vào của bộ dãn sẽ là :

$$U' + U_z$$

và tín hiệu ra của bộ dãn :

$$U_2 = b \cdot \text{arsh} \frac{U' + U_z}{U_{ch}} = b \cdot \text{sh} \left(\frac{a}{U_{ch}} \cdot \text{arsh} \frac{U_1}{U_{ch}} + \frac{U_z}{U_{ch}} \right) \quad (4.36)$$

Đối với mạch điện theo h.4.15 :

$$U_2 = 0,1 \text{sh}(\text{arsh } 10 U_1 - 1,15 U_z) \quad (4.37)$$

Các hệ số tương đương với các số liệu của mạch điện 725 N và 725P nếu điện áp chuẩn $U_r = 0,1V$. Khi đó tỷ số tín hiệu / nhiễu (chỉ số N thể hiện trường hợp phi tuyến) là :

$$\frac{S}{N} = \frac{U_1}{U_2 - U_1} \quad (4.38)$$

Áp dụng các công thức trên ta được các kết quả :

$U_S [V]$	$-U_Z [V]$	S/N	S/N
1	0,001	810	1000
	0,01	85	100
	0,1	8,2	10
0,1	0,001	600	100
	0,01	61	10
	0,1	5,9	1
0,01	0,001	85	10
	0,01	8,5	1
	0,1	0,9	0,1

Từ số liệu trên ta thấy U_S càng nhỏ thì độ cải thiện càng cao.

Mạch điện đa chức năng loại ANALOG DEVICES 433 xây dựng trên các phần tử logarit và đối logarit có thể sử dụng trong nhiều lĩnh vực. Sơ đồ trong h.4.16 cho phép tạo ra vec tơ tổng hợp U_R từ các vec tơ thành phần hình sin (U_1 và U_2) :

$$U_R = \sqrt{U_1^2 + U_2^2} \quad (4.39)$$

Ta chuyển thành dạng không tường minh :

$$U_R = U_2 + \frac{U_1^2}{U_R + U_2} \quad (4.40)$$

Hàm truyền đạt của mạch 433 (với điện áp chuẩn $U_{ch} = 10V$) theo h.4.9 là :

$$U_r = U_y \left(\frac{U_z}{U_x} \right)^m \quad (4.41)$$

Hệ số mũ m có thể điều chỉnh được bằng các mạch điện đấu ở bên ngoài. Trong h. 4.16, với U_R ta có thể viết được các biểu thức sau :

$$U_z = U_y = U_1 \quad (4.42)$$

Khuếch đại vi sai A_2 sẽ tạo ra tín hiệu U_x :

$$U_x = U_R + U_2 \quad (4.43)$$

Bộ A_1 hoạt động như một bộ cộng :

$$U_R = U_r + U_2 \quad (4.44)$$

Sử dụng đường đặc trưng (4.41) với $m = 1$ và các phương trình (4.41), (4.42) và (4.43) ta có :

$$U_R = U_2 + \frac{U_1^2}{U_R + U_2} \quad (4.45)$$

Công thức này giống như công thức (4.40) mô tả tổng véc tơ.

Để tính góc φ ta có thể viết hàm số arctg theo dạng sau :

$$\varphi \equiv \arctg \frac{U_2}{U_1} = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^m}{1 + \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^m} \quad (4.46)$$

trong đó : $m = 1,2125$

Phép tính gần đúng trong miền $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$ nhỏ hơn $0,7^\circ$. Từ h. 4.16 ta có :

$$U_x = U_1; \quad U_z = U_2$$

Điện áp chuẩn là :

$$U_{ch\varphi} = -\frac{\pi}{2} \quad (4.47)$$

Trên đầu ra của bộ cộng :

$$U_y = -(U_\varphi + U_{ch\varphi}) = -U_\varphi + \frac{\pi}{2} \quad (4.48)$$

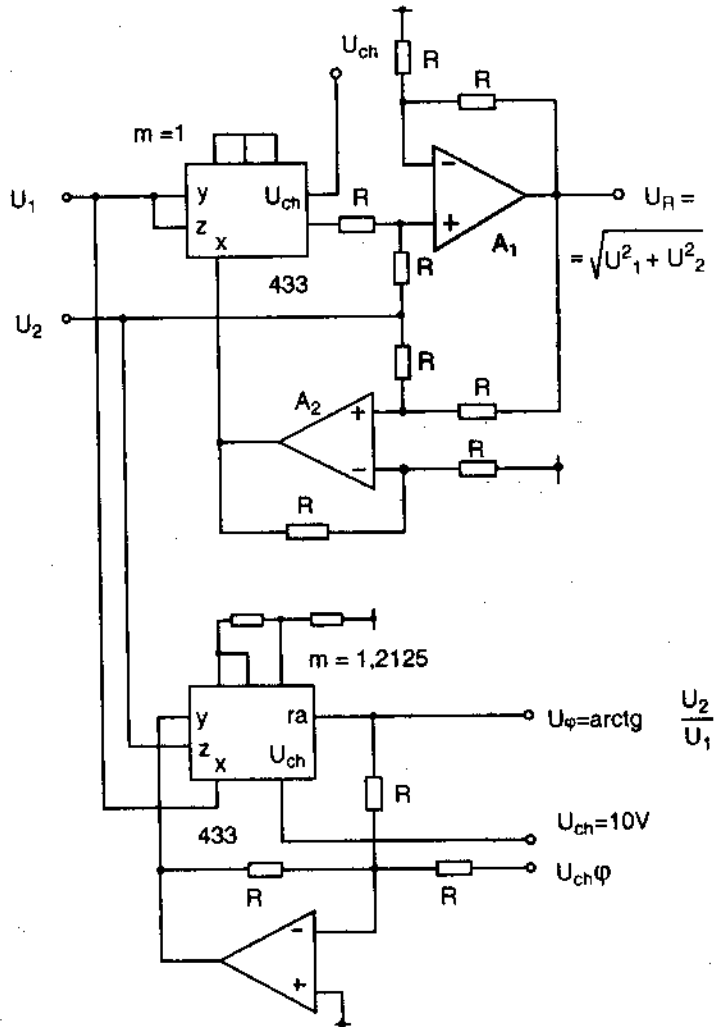
Sử dụng đường đặc trưng của vi mạch 433 (giá trị m được điều chỉnh bằng các điện trở bên ngoài) :

$$U_\varphi = \left(-U_\varphi + \frac{\pi}{2}\right) \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^m \quad (4.49)$$

Suy ra :

$$U_\varphi = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{U_2}{U_1}\right)^m}{1 + \left(\frac{U_2}{U_1}\right)^m} \quad (4.50)$$

Trong quá trình thiết kế các mạch điện này cần chú ý sao cho tín hiệu vào không quá lớn, đồng thời vùng động được khai thác tốt. Cũng cần lưu ý là mạch 433 chỉ hoạt động với các tín hiệu đầu vào có một phân cực.



Hình 4.16. Mạch điện đa chức năng Analog Devices 433.

CHƯƠNG V

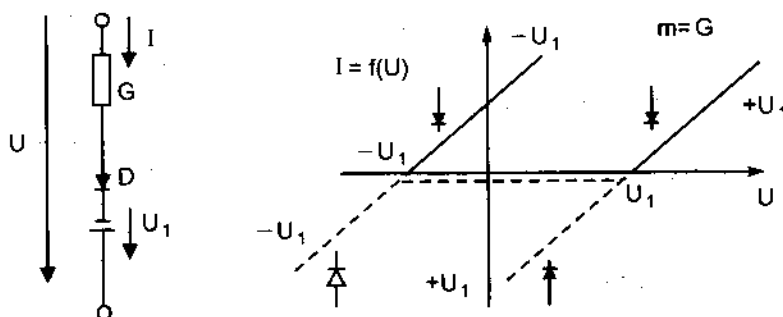
MẠCH TUYẾN TÍNH HÓA TỪNG ĐOẠN

5.1. MẠNG ĐIỐT TẠO HÀM

5.1.1. Mạch điện thụ động

Người ta có nhiều phương pháp tạo ra các đường đặc trưng phi tuyến. Một trong các phương pháp thường dùng là việc làm gần đúng một hàm đã cho bằng các đoạn thẳng, hay gọi là *phương pháp tuyến tính hóa từng đoạn*. Độ chính xác có thể nâng lên tới mức tùy ý bằng việc tăng số đoạn tuyến tính. Ta sẽ làm quen với một vài mạch điện đơn giản làm gần đúng đường đặc trưng bằng các đoạn thẳng.

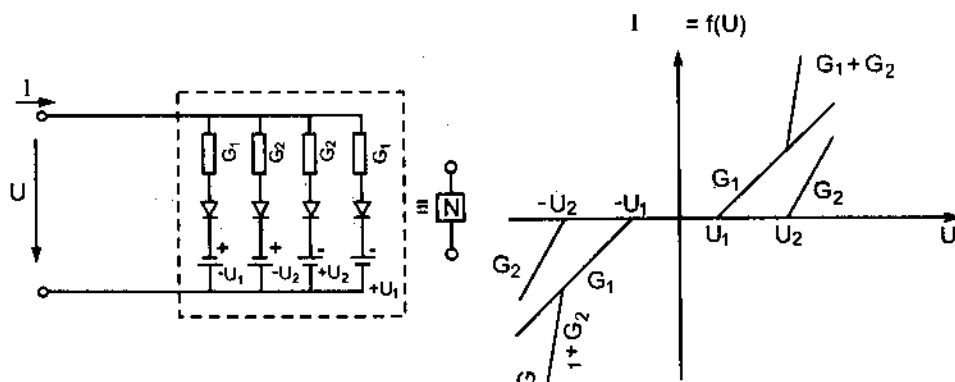
Hình 5.1 mô tả mạch điện hai cực của các điốt lý tưởng. Đường đặc trưng dòng - áp $I = f(U)$ cho thấy dòng chỉ đi theo một



Hình 5.1. Đặc tuyến của các điốt.

chiều, độ dốc của đường đặc trưng là độ dẫn điện G , và điểm gián đoạn là điện áp nguồn U_1 .

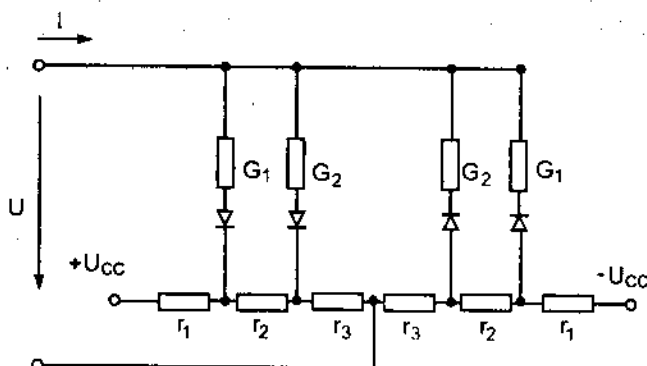
Trên hình vẽ biểu diễn đường đặc trưng cho các trường hợp: U_1 nhận các giá trị âm và dương, cũng như chiều dấu điện của điốt.



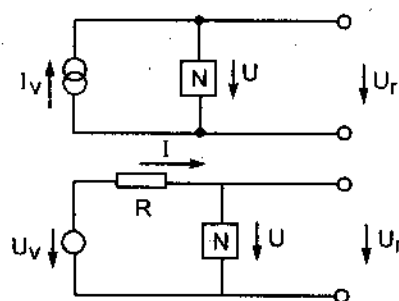
Hình 5.2. Làm gần đúng bằng mạch hai cực có điốt.

Đường đặc trưng dòng - áp gần đúng có thể thực hiện bằng mạch hai cửa nối song song với nhau, như h.5.2. Đường đặc trưng tổng hợp của hệ thống được tính bằng cách cộng các đường đặc trưng của từng mạch hai cực (cộng các dòng thành phần I). Các điểm gián đoạn của hệ thống đường đặc trưng giống với các điểm gián đoạn của các mạch hai cực thành phần và độ dốc của hệ thống bằng tổng độ dốc của các mạch hai cực thành phần tương ứng trên từng đoạn. Với cách như vậy chỉ có thể tạo ra các đường đặc trưng rất hạn chế và cũng chỉ có các hàm tăng dần mới thực hiện được, số đoạn thẳng cũng không phải là vô tận (ví dụ, những đường đặc trưng đối xứng, trong đó, tăng điện áp U thì độ dốc giảm đều, và chỉ trong miền 1 – 2 mới thực hiện được). Cho đường đặc trưng $I = f(U)$ có thể dễ dàng thiết kế được mạch điện. Vị trí của các điểm gián đoạn trùng với các giá trị điện áp nguồn. Khi biết độ dốc của các đoạn thẳng có thể tính được các độ dẫn $G_1, G_2, \dots$

Khi lắp ráp mạch điện tạo hàm như trên sẽ gặp nhiều khó khăn nếu các điện áp nguồn cung cấp khác nhau. Trong thực tế người ta tạo các nguồn bằng bộ phân áp (h. 5.3). Khi đó cần phải chọn các dòng phân áp lớn hơn nhiều so với dòng tải I (tiêu thụ, tỏa nhiệt), hoặc R_1, R_2, R_3 cần được đưa vào làm thông số đặc trưng của đường cong và việc tính toán sẽ phức tạp.



Hình 5.3. Tạo phân cực cho các điốt.



Hình 5.4. Nguồn cung cấp cho mạng điốt tạo hàm.

Giả sử đường đặc trưng dòng - áp $I = f(U)$ có thể thực hiện được. Mạch này dùng trực tiếp nguồn dòng (h. 5.4). Khi đó :

$$I_v = I \text{ và } U_r = U$$

như vậy :

$$I_v = f(U) \quad \text{hay :} \quad U_r = f^{-1}(I_v)$$

Theo công thức $U_r = f^{-1}(I_v)$ ta thấy f^{-1} là hàm ngược của đường đặc trưng, hay nói một cách khác, khi thực hiện một đường đặc trưng cần tạo ra hàm ngược nhờ sự hỗ trợ của N phần tử.

Cho một hàm F của đường đặc trưng cần thực hiện :

$$U_r = F(U_v)$$

Theo h. 5.4, ta có :

$$IR = U_v - U_r ; \quad U = U_r$$

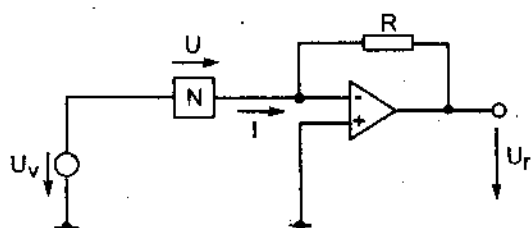
Suy ra đường đặc trưng của N mạch hai cực tuyến tính là :

$$I = f(U) = \frac{U_v - U_r}{R}$$

Thay thế U_v và U_r bằng biểu thức chứa U ta có :

$$I = f(U) = \frac{F^{-1}(U) - U}{R} \quad (5.1)$$

trong đó $F^{-1}(U)$ là hàm ngược của U . Như vậy khi cho một hàm truyền đạt F cần áp dụng N mạch hai cực có đường đặc trưng $f(U)$ theo công thức (5. 1).



Hình 5.5. Điều khiển dòng và áp.

Về nguyên lý còn có giải pháp theo h. 5.4b, trong đó R đổi vị trí cho N . Nhưng trong thực tiễn không áp dụng cách này, vì khó tạo ra các nguồn điện độc lập với điểm nối đất.

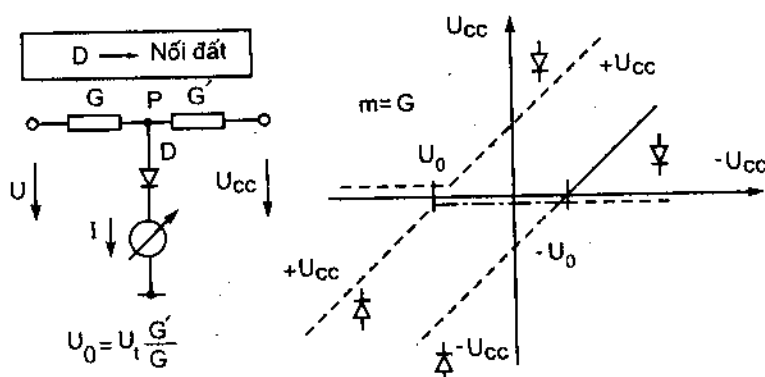
Khả năng tiếp theo là sử dụng dòng điện I và U là điện áp điều khiển U_v ở h.5.5. Dòng điện I của mạch hai cực chảy vào điểm cộng, điểm này

đẳng thế với đất, như vậy $U_v = U$. Đối với mạch khuếch đại thuật toán, ta có :

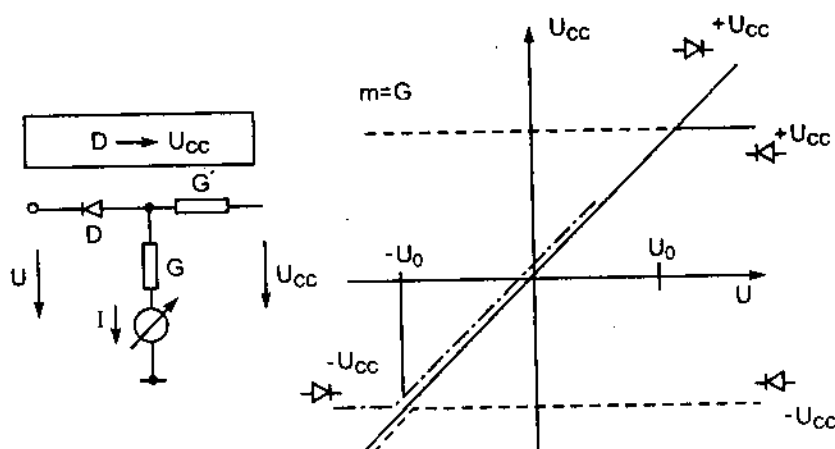
$$U_r = -IR = -I(U_v)R \quad (5.2a)$$

$$U_r = -f(U_v)R \quad (5.2b)$$

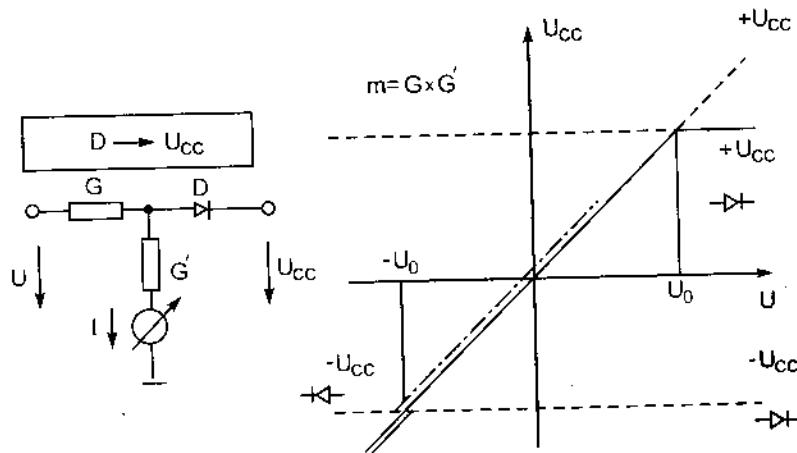
Biểu thức (5.2b) cho thấy đường đặc trưng của toàn mạch bằng đặc trưng f của N mạch hai cực. Có một cách khác để tạo đường đặc trưng phi tuyến theo một hàm toán học đã cho thay vì các mạch hai cực. Đó là hàm truyền đạt của các mạch ba cực (các mạch này không độc lập với đất) như ở các h. 5.6, h. 5.7 và h. 5.8. Trong h. 5.6 diốt D nằm trong nhánh nối với đất, trong h. 5.7 diốt được đấu với tín hiệu hoặc đầu vào U và h. 5.8 cho thấy diốt được mắc với nguồn điện.



Hình 5.6. Diốt nằm trong nhánh nối với đất.



Hình 5.7. Diốt đấu với tín hiệu vào.



Hình 5.8. Điốt nằm trong nhánh của ra.

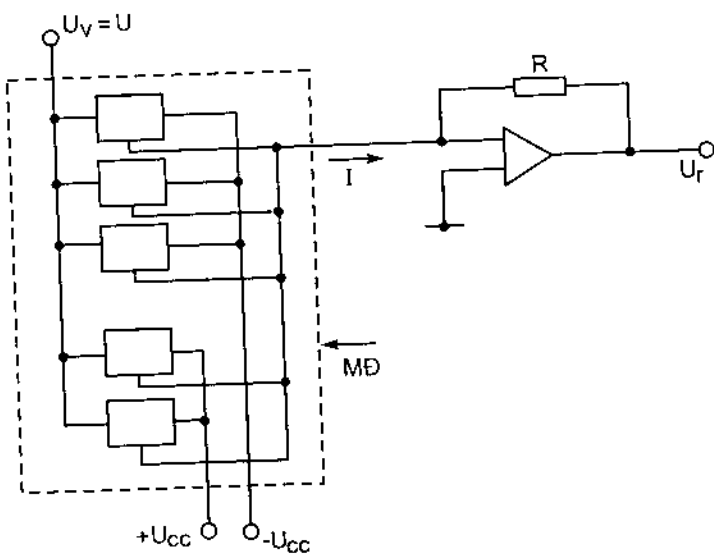
Khi xác định đặc tuyến truyền đạt $I = f(U)$, ta quan tâm đến các điều kiện sau : dòng I , tùy thuộc vào chiều mắc của điốt chỉ có thể âm hoặc chỉ có thể dương. Điểm gián đoạn sẽ ở vị trí giới hạn sao cho giá trị điện áp phân áp của U_{CC} và U tại điểm P đúng bằng 0, nghĩa là :

$$U \frac{G}{G+G'} + U_{CC} \frac{G'}{G+G'} = 0 \quad (5.3)$$

Như vậy ta có điện áp tại điểm gián đoạn :

$$U = U_0 = -U_{CC} \frac{G'}{G} \quad (5.4)$$

Khi điốt dẫn, dòng I sẽ khác không (đoạn nghiêng của đường đặc trưng). Khi đó điểm P có điện áp bằng không so với đất. Đầu vào U và đất có độ dẫn G . Suy ra, độ dốc của đoạn nghiêng trong đường đặc trưng chính là G . H. 5.8 biểu thị đường đặc trưng với hai cực nguồn và hai khả năng mắc điốt. Ta sẽ có tổ hợp ba cực kế tiếp nếu mắc điốt D vào mạch đầu vào sao cho đầu mạch ba cực theo chế độ song song (h. 5.9). Dòng điện chính đi về đất sẽ bằng tổng các dòng nhánh. Lúc này các điểm gián đoạn của đường đặc trưng tổng thể sẽ là điểm gián đoạn của các mạch riêng rẽ, độ dốc là độ dốc tổng của các mạch riêng rẽ.



Hình 5.9. Tạo đường đặc trưng với mạng điốt tạo hàm.

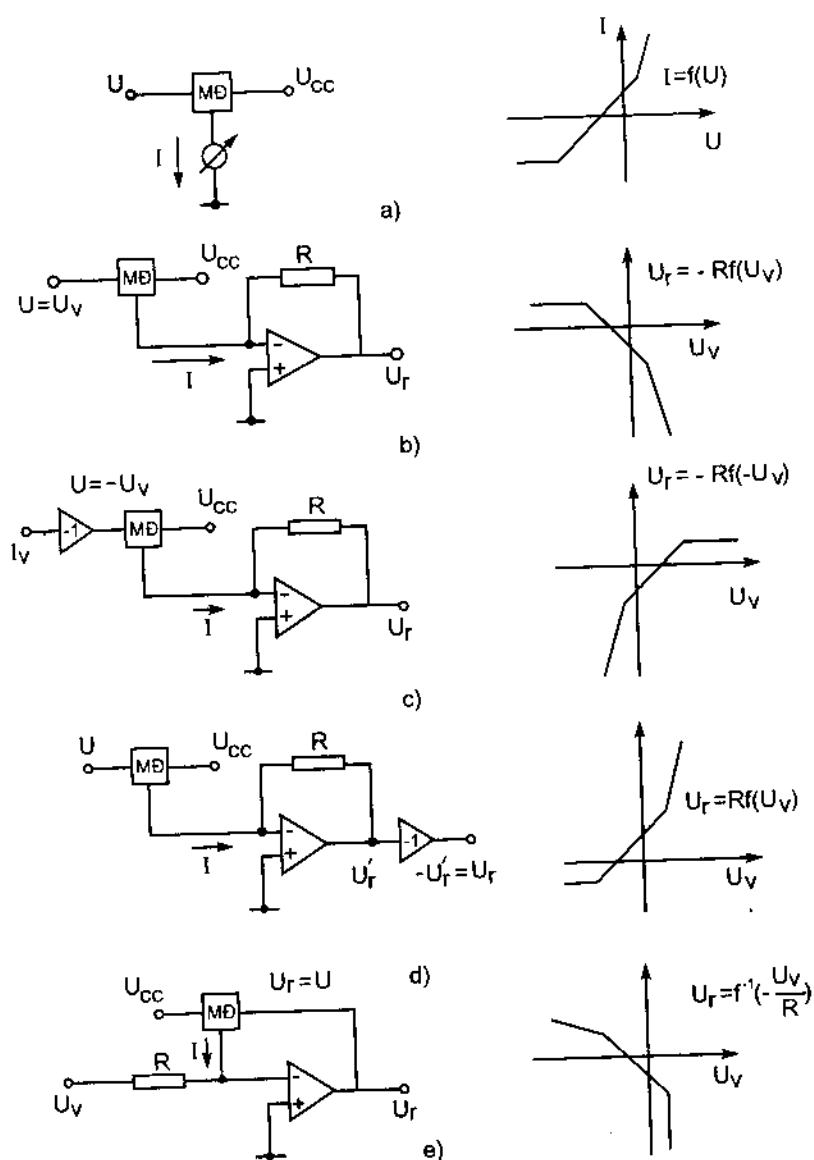
Đặc tuyến $I - U$ của mạng điốt (MD) có một ràng buộc duy nhất là hàm tăng dần. Đồng thời với ba cấu hình, ta sẽ có rất nhiều đường đặc trưng thành phần. Một thuận lợi nữa là để thiết lập một điện áp gián đoạn U_0 chỉ cần có một nguồn âm hoặc dương, và để tạo ra nguồn U_0 chỉ cần một phân áp duy nhất.

Khi tổng hợp các dòng của các mạch ba cực, cần một mạch điện tổng của các dòng sao cho có một điểm chung là đầu đầu đất. Để thực hiện được việc này, ta dùng một bộ khuếch đại thuật toán (h. 5.9). Nếu mạng diốt (MD) có đường đặc trưng $I - U$:

$$I = f(U) \quad (5.5)$$

thì theo h. 5.9 ta có:

$$U_v = U \quad \text{và} \quad U_r = I.R \quad (5.6)$$



Hình 5.10. Tạo các đường đặc trưng khác nhau bằng mạng diốt tạo hàm.

Suy ra:

$$U_r = -Rf(U_v) \quad (5.7)$$

Như vậy đường đặc trưng điện áp – điện áp giống đường đặc trưng của mạng diốt (MD).

Ta có thể xây dựng được rất nhiều tổ hợp đường đặc trưng như trong h. 5.10 bằng cách sử dụng mạch MĐ ở h. 5.9. H. 5.10a biểu thị đường đặc trưng $I = f(U)$ của mạch MĐ. Với một khuếch đại thuật toán, có thể nhận được một đường đặc trưng điện áp – điện áp (h. 5.10b). Nếu đầu vào dùng một khuếch đại đảo pha - 1, ta sẽ có đường đặc trưng ngược theo trục tung (h. 5.10c). Nếu dùng một khuếch đại đảo ở đầu ra, đường đặc trưng sẽ bị đảo theo trục hoành (h. 5.10d). Cuối cùng, nếu đặt mạch MĐ vào mạch phản hồi (h. 5.10e) thì :

$$U_r = U \text{ và } I = \frac{U_v}{R} \quad (5.8)$$

vì :

$$U = f^{-1}(I)$$

nên :

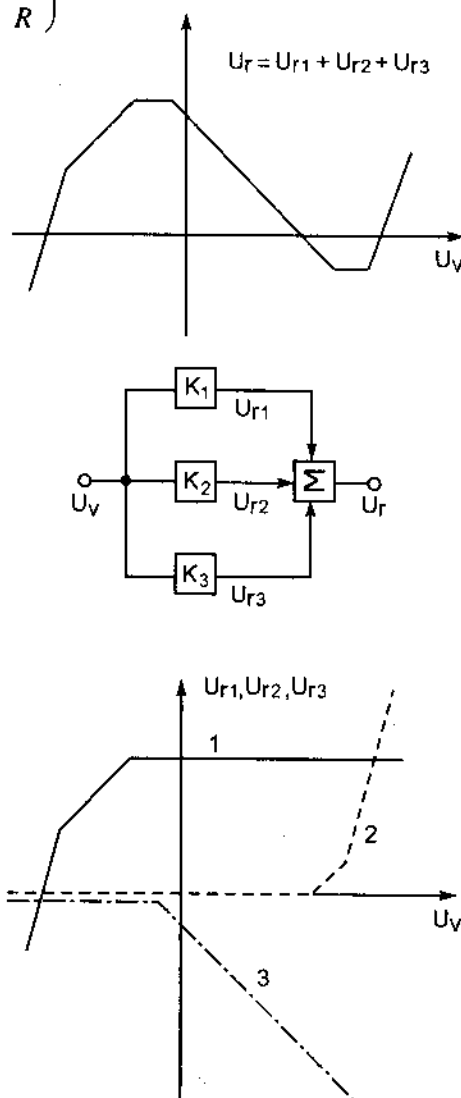
$$U_r = f^{-1}\left(-\frac{U_v}{R}\right) \quad (5.9)$$

H. 5.10 cho thấy nếu sắp xếp phù hợp, đường đặc trưng có thể xoay về bất cứ góc nào. Tất nhiên đường đặc trưng có một yêu cầu là bảo đảm tính tăng dần. Những đường đặc trưng không có tính tăng dần đều có thể tổng hợp từ các đường đặc trưng tăng dần đều (h.5.11) bằng cách dùng các mạch (K_1, K_2, K_3) tạo ra các điện áp U_1, U_2, U_3 theo cấu trúc bất kỳ ở h.5.10 là các đặc trưng tăng dần đều, sau đó cộng chúng lại với nhau.

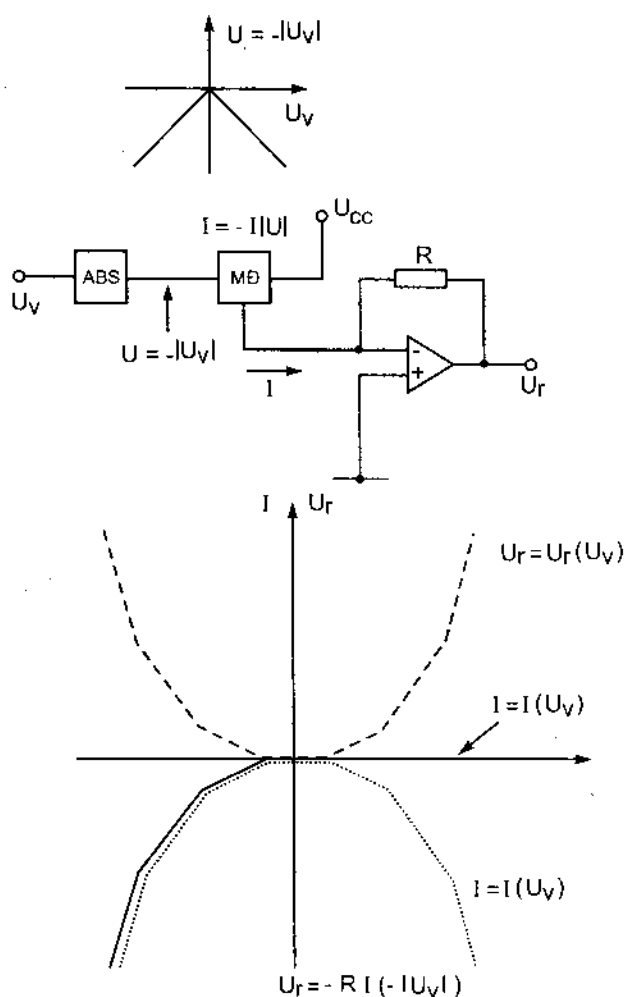
Để tạo ra một đường đặc trưng đối xứng, chỉ cần thực hiện với một nhánh của mạng diốt MĐ (h. 5.12). Đường đặc trưng $I(U)$ của mạng MĐ chỉ cho một nhánh của hàm đối với nguồn điện âm U . Bộ tạo giá trị tuyệt đối âm bảo đảm sao cho U nhận giá trị âm khi U_v âm. Như vậy hàm $I(U_v)$ sẽ đối xứng. Khuếch đại thuật toán đảo giá trị này và tạo ra hàm $U_r(U_v)$.

Ngoài các giải pháp về mạch đã nêu, còn có nhiều khả năng thực hiện một đường đặc trưng với mạch MĐ thụ động và các khuếch đại thuật toán. Trong giải pháp đã nêu, các diốt được coi là các diốt lý tưởng. Trong thực tế, các đường đặc trưng của diốt thực

chất là có độ lệch không. Điện áp mở của diốt khoảng $0,5 + 0,6V$. Về lý thuyết có thể bù bằng các hệ thống bổ chính, nhưng kết quả không đáng kể, vì điện áp mở U_D phụ thuộc vào dòng



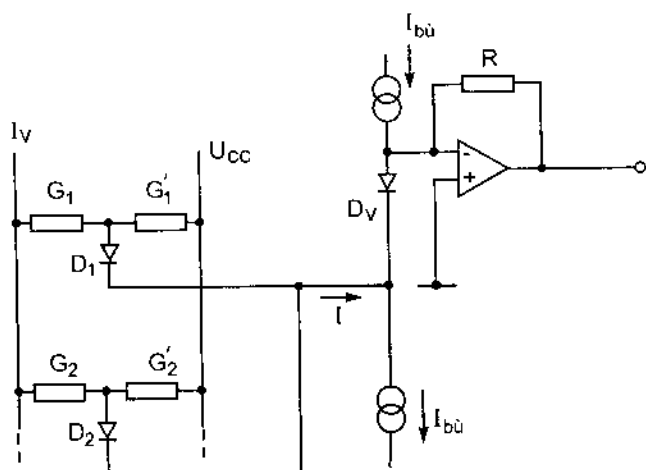
Hình 5.11. Tạo các đường đặc trưng không tăng dần đều.



Hình 5.12. Các đường đặc trưng đối xứng.

Thực hiện gần đúng các hàm bao gồm việc xác định vị trí điểm gián đoạn và số đoạn tuyến tính bằng các phương pháp toán học thông dụng thuận lợi cho trường hợp tính. Việc khảo sát tính động học của mạch điện phức tạp hơn do phụ thuộc vào dạng tín hiệu điều khiển hay tín hiệu đầu vào.

Có thể tóm tắt các nguyên lý cơ bản của các phương pháp tính gần đúng như sau: cho hàm $y(x)$ trong khoảng $[x_1, x_2]$ và hàm gần đúng là $Y(x)$. Ta định nghĩa sai số tuyệt đối là h_a và sai số tương đối là h_r :



Hình 5.13. Mạch bù nhiệt.

điện, hơn nữa còn phụ thuộc vào nhiệt độ. Một mạch bù bằng diốt được vẽ trong h.5.13. Mạch này thực hiện chức năng bù nhiệt nhưng không bù dòng. Điện trở thuận của diốt gây ra các sai số, và do nó phụ thuộc vào dòng nên việc hạn chế sai số bằng các mạng hiệu chỉnh kém hiệu quả.

Do các tính chất của diốt thực, đường đặc trưng xấp xỉ của mạch tổng thể có điểm gián đoạn bị lùi lại. Đây là một đặc tính có ích. Đặc tuyến của diốt hạn chế các điểm gián đoạn, hay khả năng làm mịn đường đặc trưng.

Một số tính chất của mạch thuật toán (đầu tiên là giá trị lệch không và dòng vào) thường gây ra sai số ít hơn so với diốt. Đối với mạch khuếch đại thuật toán, cần lựa chọn khu vực có hệ số khuếch đại cao nhất. Điều này phụ thuộc vào đường đặc trưng tần số của khuếch đại thuật toán và sử dụng mạch khuếch đại thuật toán có tần số cao không có ích gì đối với các mạch điện tạo hàm.

$$h_a = y(x) - Y(x) \quad (5.10)$$

$$h_r = \frac{y(x) - Y(x)}{y(x)} \quad (5.11)$$

H. 5.14 cho thấy các điểm gián đoạn và số đoạn tuyến tính. Tương tự cách làm như vậy, có thể xác định các gián đoạn và số đoạn tuyến tính với sai số cho phép trong vùng $2|h_r| y$. Nếu hàm $y(x)$ đi qua gốc tọa độ, ta chọn một điểm gián đoạn là gốc tọa độ và áp dụng phương pháp trên để xác định các điểm gián đoạn tiếp theo.

Nếu xem xét các điểm gián đoạn của hàm, người ta thường dùng phương pháp tối ưu hóa sau đây. $Y(x)$ là các hàm gần đúng với số điểm gián đoạn xác định, và giả thiết là trong khoảng $[x_1, x_2]$ một trong các hàm sau đây cực tiểu:

1. $|h_a|_{\max}$ (Csebishev);

2. $\int_{x_1}^{x_2} |h_a| dx$ (sai số giá trị tuyệt đối trung bình);

3. $|h_r|_{\max}$;

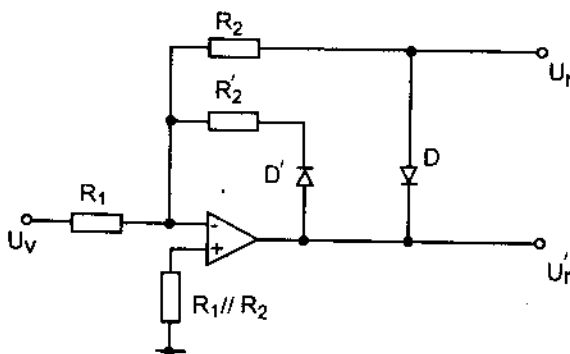
4. $\int_{x_1}^{x_2} |h_r| dx$;

5. $\int_{x_1}^{x_2} h_a^2 dx$ (sai số quân phương).

Phương pháp tối ưu hóa thông thường dài và phức tạp (các phương pháp máy tính). Về phương diện gần đúng cần lưu ý đến sự hạn chế sai số của các mạch đã thực hiện.

5.1.2. Điốt lý tưởng

Sử dụng khuếch đại thuật toán có thể tạo ra điểm gián đoạn của hàm đặc trưng có sai số rất nhỏ. Mạch điện như vậy đôi khi còn được gọi là mạch điốt lý tưởng.

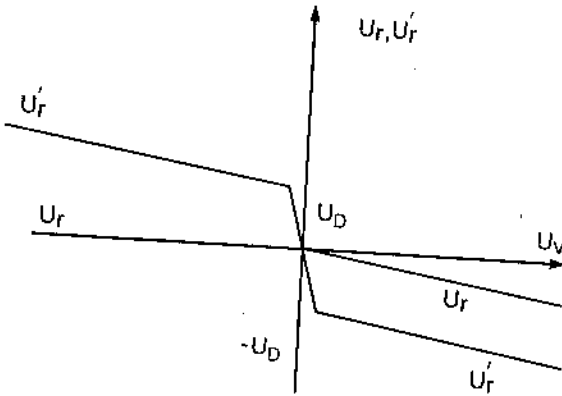


Hình 5.15. Điốt lý tưởng.

H. 5.15 biểu diễn mạch điện cụ thể, các điểm gián đoạn của hàm số do điốt D tạo ra, nhưng vì điện áp ra U_r được lấy ra từ điện trở R_2 nên đường đặc trưng có điểm gián đoạn $U_r = f(U_v)$ là lý tưởng, không phụ thuộc vào các sai số đường đặc trưng điốt nếu khuếch đại thuật toán là lý tưởng. Để thấy khi điểm đảo ngược của khuếch đại thuật toán ở trên đất treo thì dòng vào là U_v/R_1 . Trong trường hợp U_v dương, dòng này truyền qua điện trở R_2 và điốt D và tạo ra điện áp:

$$U_r = -U_v \frac{R_2}{R_1} \quad (5.12)$$

Điện áp U_r không phụ thuộc vào điện áp của diốt D . Khi U_v đổi dấu, dòng đi qua diốt D' , khi đó U_r bằng không. Điều này xảy ra khi D có dòng ngược bằng 0. Trong thực tế, các diốt silic hiện đại thỏa mãn điều kiện này, nghĩa là các diốt được coi là lý tưởng theo chiều ngược.



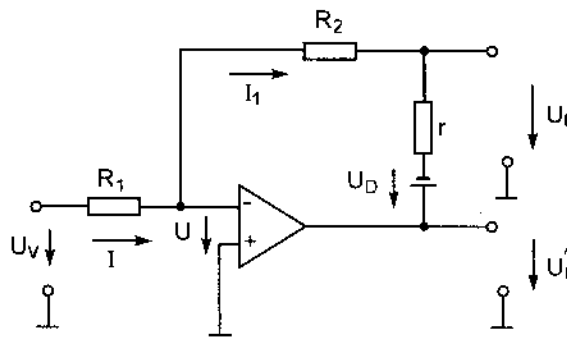
Hình 5.16. Đặc tuyến của diốt lý tưởng.

Điện áp điểm U_r và U'_r biểu diễn theo hàm của điện áp vào như h.5.16. Nếu khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại hữu hạn và không có điểm lệch không, thì với $U_v = 0$, ta có $U_r = U'_r = 0$. Xung quanh gốc tọa độ, đường đặc trưng rất dốc (phù hợp với hệ số khuếch đại của khuếch đại thuật toán) cho tới khi U'_r đạt tới điện áp U_D của diốt. Trong miền này không có phản hồi và $U_r = 0$. Khi U_v vượt quá giới hạn trên, diốt D sẽ mở và điện áp đầu ra U_r xuất hiện một

điện áp $-U_v R_2 / R_1$ phù hợp với độ khuếch đại có hồi tiếp. Trong mạch điện này ta chỉ sử dụng vùng thuộc tín hiệu dương (với U_v âm ta có $U_r = 0$). Nhánh hồi tiếp D' thừa, nếu đường đặc trưng U_r không đổi.

Trái lại nên đặt một nhánh hồi tiếp diốt đối với tín hiệu vào có phân cực ngược không dùng đến (nếu không cần diốt D'). Nếu không làm như vậy, khuếch đại sẽ ở trạng thái bão hòa và làm cho tốc độ hoạt động giảm đáng kể. Đặc tuyến $U_v - U_r$ có điểm gián đoạn là lý tưởng cần có khuếch đại thuật toán lý tưởng, và dòng ngược của diốt bằng không. Khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại hữu hạn và dòng ngược của diốt ảnh hưởng đến đường đặc trưng ngược.

Ta khảo sát mạch thay thế như trong h. 5.17 (điện áp vào dương). Hệ số khuếch đại của khuếch đại thuật toán là A , diốt được thay thế bằng điện áp U_D và điện trở r . Điện áp phản hồi điều khiển U_p của mạch khuếch đại hữu hạn. Vì hệ số khuếch đại A hữu hạn, như vậy dòng R trên R_1 không tỉ lệ thuận với U_p . Trong trường hợp này :



Hình 5.17. Mô hình thay thế của diốt lý tưởng.

$$I = \frac{U_v - U_p}{R_1} \quad (5.13)$$

Dòng vào của khuếch đại có thể bỏ qua, dòng I đi qua R_2 và tạo ra điện áp U_r :

$$U_r = U_p - IR_2$$

Thay giá trị của I vào ta có :

$$U_r = U_p - \frac{U_v - U_p}{R_1} R_2 = -U_v \frac{R_2}{R_1} + U_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (5.14)$$

Như vậy sai số (thành phần thứ 2) do điện áp U_p hữu hạn gây ra.

Biết giá trị U'_r có thể tính được :

$$U'_r = -\frac{U_r}{A} \quad (5.15)$$

U'_r có thể tính được từ hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại đảo, chú ý tới U_D , điện áp một chiều đặt vào mạch hồi tiếp là :

$$U'_r = -U_v \frac{R_2 + r}{R_1} - U_D \quad (5.16)$$

Từ các biểu thức (5.14), (5.15) và (5.16) ta khử điện áp U'_r và U_p để tính U_r :

$$U_r = U_v \frac{R_2}{R_1} \left(1 - \frac{1}{\beta A} - \frac{r}{R_2 \beta A} \right) + \frac{U_D}{\beta A} \quad (5.17)$$

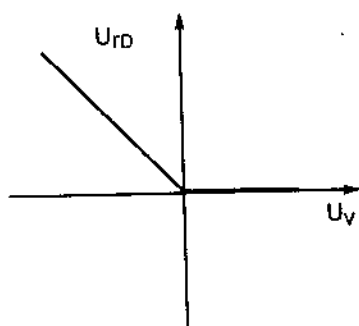
trong đó β là hệ số phản hồi :

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.18)$$

và βA là hệ số khuếch đại vòng. Nếu diốt lý tưởng, $U_D = r = 0$ và $U_r - U_v$ là công thức khuếch đại có hồi tiếp, khi hệ số khuếch đại vòng hữu hạn. Thêm nữa, nếu $A \rightarrow \infty$, thì sai số do diốt $\frac{U_D}{\beta A}$ gây ra sẽ bị triệt tiêu. Điện trở trong r của diốt gây ra sai số phi tuyến, vì r không phải là hằng, mà phụ thuộc vào dòng. Sai số này rất nhỏ, thậm chí nếu r thay đổi hàng chục hay hàng trăm lần. Nếu giả thiết rằng, tỉ lệ $\frac{r}{R_2}$ luôn nhỏ hơn 1 với mọi giá trị của r và βA nhận giá trị trong khoảng $10^4 \div 10^5$, thì sai số tuyến tính sẽ nhỏ hơn 10^{-4} . Kết quả này cho thấy khi tính toán, điện trở r của diốt đấu nối tiếp với R_2 được coi như có giá trị $\frac{r}{\beta A}$.

Ta nhận được kết quả tương tự đối với sai số do điện áp U_D gây ra. Thay vì giá trị U_D , ở đầu ra sẽ là giá trị $\frac{U_D}{\beta A}$. Ta coi giá trị đó là điện áp ngưỡng của diốt lý tưởng. Như vậy nếu U_D là 500mV và $A = 5 \cdot 10^4$, thì điện áp ngưỡng là 10μV. Giá trị này không thể có được do điện áp lệch không (trôi) của khuếch đại thuật toán.

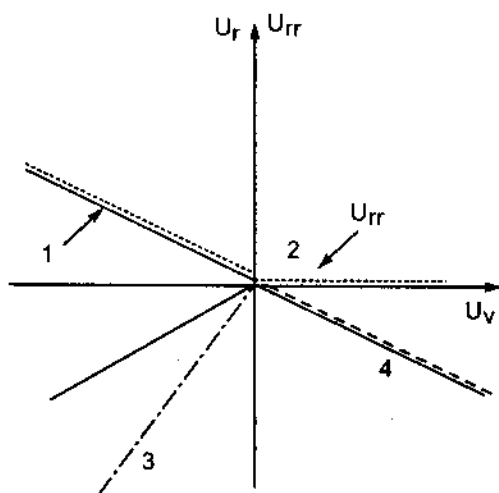
Cuối cùng, mạch điện trong mạch hồi tiếp trong h. 5.17 làm giảm sai số của mạch thụ động (R_1 và R_2) đi βA lần. Như vậy sai số nhận được sẽ nhỏ hơn cả sai số của khuếch đại thuật toán (dòng



Hình 5.18. Đặc tuyến lấy trên D' .

phần tử này có thể tạo ra đường đặc trưng phi tuyến bất kỳ bằng phương pháp vừa nêu.

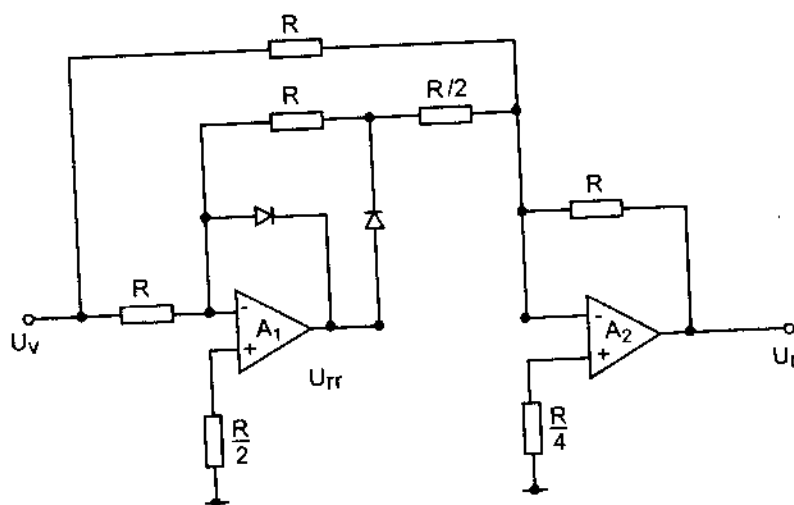
Trái với mạch điện thụ động đã khảo sát trước đây, các đường đặc trưng của điốt lý tưởng có độ tuyến tính tốt hơn, sắc nét, có thể điều chỉnh được với độ chính xác và độ ổn định nhiệt cao. Trái lại, giải pháp bằng mạch khuếch đại thuật toán có giá thành cao và dải thông hẹp hơn so với mạch thụ động.



Hình 5.20. Đặc tuyến của bộ tạo giá trị tuyệt đối.

vào hữu hạn, điện áp trôi, độ méo của độ khuếch đại). Ta cần bù cho khuếch đại thuật toán phù hợp với hệ số khuếch đại vòng.

Nếu trên h. 5.15, điện áp ra U_r không lấy từ điểm D mà lấy từ điểm D' thì ta có đường đặc trưng như h.5.18. Điểm gián đoạn của đường đặc trưng có thể chuyển dịch khỏi điểm gốc tọa độ theo bất cứ hướng nào nhờ một nguồn dòng cung cấp vào cực đảo của khuếch đại. Bằng cách này, ta có một bộ tạo đường đặc trưng tuyến tính giảm dần, trong đó vị trí của điểm gián đoạn, độ dốc của đoạn nghiêng và cực điện áp U_r có thể thay đổi được (D hoặc là D'). Từ những



Hình 5.19. Tạo giá trị tuyệt đối.

Mạch điện sử dụng điốt lý tưởng trong h. 5.19 áp dụng cho việc tạo giá trị tuyệt đối. Khuếch đại thuật toán A_1 có điểm gián đoạn tại gốc tọa độ và có độ dốc là -1 cho tới điểm trung gian U_{rr} (h. 5.20 đường số 4). Điện áp U_{rr} được khuếch đại lên 2 lần nhờ bộ khuếch đại A_2 , như vậy điện áp xuất hiện theo đường số 3. Khuếch đại A_2 đóng vai trò của bộ cộng. Điện áp đã xác định ở trên (U_{rr}) được cộng với điện áp $-U_v$ (đường 1). Đặc tuyến tổng cộng biểu thị theo đường cong 4.

Điều này đúng với biểu thức sau :

$$U_r = -|U_v| \quad (5.19)$$

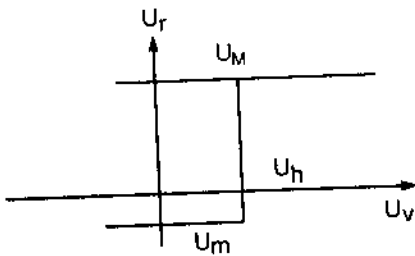
Nếu thay đổi cực của các điốt, dấu điện áp cũng được đảo.

5.2. BỘ SO SÁNH TƯƠNG TỰ

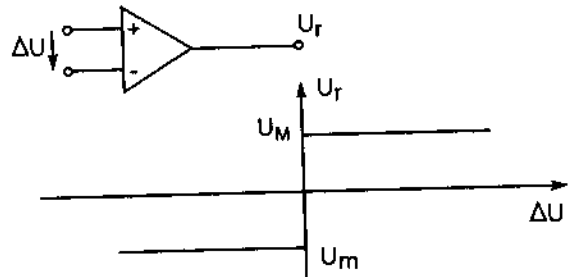
Chức năng của bộ so sánh cho biết một điện áp cần khảo sát sẽ lớn hơn hay nhỏ hơn điện áp có mức cố định. Người ta sử dụng khuếch đại thuật toán hoặc một mạch điện nào đó làm bộ so sánh. Cấu trúc và hoạt động của mạch điện so sánh giống như mạch khuếch đại thuật toán nhưng các đặc trưng truyền đạt cơ bản khác với mạch khuếch đại thuật toán. Tuy vậy, ký hiệu của hai mạch giống hệt nhau.

Đường đặc trưng truyền đạt của một bộ so sánh lý tưởng được minh họa trong h. 5.21, trong đó U_h là mức so sánh, còn U_v là điện áp đầu vào và U_r là điện áp đầu ra. Hàm truyền đạt của bộ so sánh có dạng :

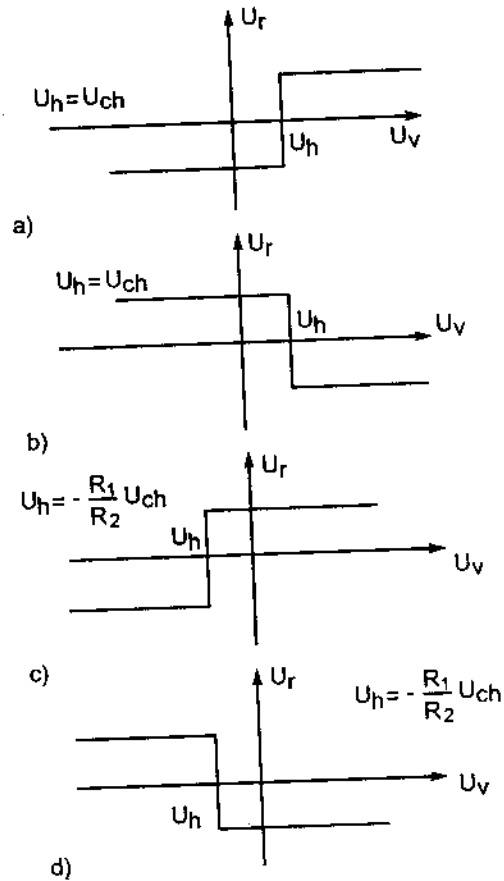
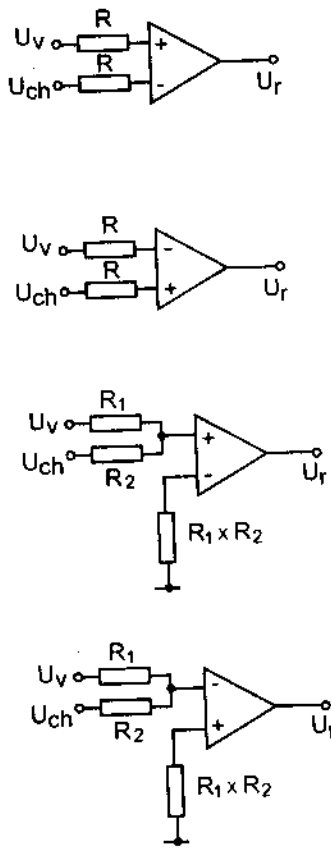
$$\begin{aligned} U_r &= U_m & \text{khi} & \quad U_v < U_h \\ U_r &= U_M & \text{khi} & \quad U_v > U_h \end{aligned} \quad (5.20)$$



Hình 5.21. Hàm truyền đạt của bộ so sánh.



Hình 5.22. Mô hình và ký hiệu của bộ so sánh.



Hình 5.23. Điện áp vào và điện áp chuẩn được đưa vào mạch khuếch đại vi sai.

Bản chất của hàm đặc trưng của bộ so sánh lý tưởng là hàm gián đoạn của đường đặc trưng gồm các đoạn thẳng nối tiếp nhau, tất nhiên trong thực tế không như vậy.

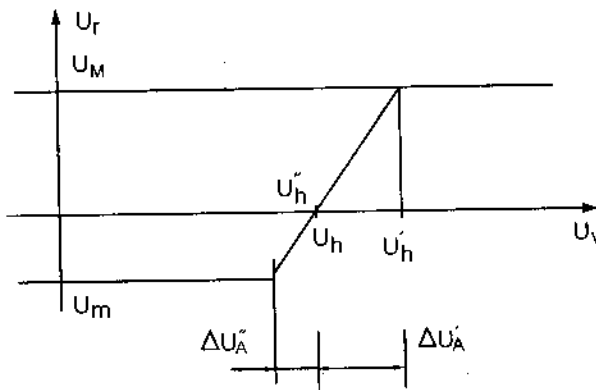
H. 5.22 mô tả hàm truyền đạt và ký hiệu cho một bộ so sánh. Mức độ điện áp U_M và U_m do điện áp nguồn và cấu trúc mạch điện quyết định. Với một bộ so sánh lý tưởng mức điện áp so sánh $U_h = 0$. Với giá trị điện áp so sánh bất kỳ, ta áp dụng các cấu trúc trong h. 5.23.

Các mạch h. 5.23a và h. 5.23b có điện áp chuẩn U_{ch} và có cấu trúc vi sai. Lúc này $U_h = U_{ch}$. Do cách đấu các mạch đầu vào, đặc trưng truyền đạt không đảo dấu (5.23a) và đảo dấu (5.23b). Theo cấu trúc cộng, điện áp U_h có thể tính theo bộ phân áp của U_v và điện áp chuẩn :

$$U_v \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{ch} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (5.21)$$

suy ra :

$$U_v = U_h = -U_{ch} \frac{R_1}{R_2} \quad (5.22)$$



Hình 5.24. Hàm truyền đạt của bộ so sánh thực tế.

H. 5.23 chỉ vẽ trường hợp điện áp U_{ch} dương. Với U_{ch} âm, U_v cũng đảo dấu.

Ta đã khảo sát bộ so sánh lý tưởng. Các tính chất của mạch điện thực cho ta thấy mức so sánh U_h là một hàm của nhiều yếu tố. Vì hệ số khuếch đại A hữu hạn, sự chuyển từ U_m và U_M xảy ra trong một vùng hữu hạn (h. 5.24). Như vậy sai số sẽ nảy sinh.

$$\begin{aligned} \Delta U_A' &= U_h' - U_h = \frac{U_M}{A} \\ \Delta U_A'' &= U_h - U_h'' = \frac{U_m}{A} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Trên h. 5.24 giá trị của U_m âm. Các công thức trên đúng với bộ so sánh không đảo. Trong trường hợp bộ so sánh đảo, các sai số cũng đảo dấu. Ngoài ra điện áp lệch không U_0 và dòng lệch không I_0 cũng gây ra sai số. Sai số này sinh theo h. 5.23a và h. 5.23b sẽ là :

$$\Delta U_0 = U_0 + I_0 R \quad (5.24)$$

với mạch h. 5.23c và h. 5.23d sẽ là :

$$\Delta U_0 = U_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + I_0 (R_1 // R_2) \quad (5.25)$$

H. 5.23a và h. 5.23b minh họa mạch điện có giá trị điều khiển U_{ch} ở gần khu vực chuyển tiếp. Theo h. 5.23a ta có :

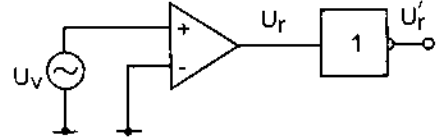
$$U_r = U_M \quad \text{nếu} \quad U_v \geq U_{ch} + \Delta U_A' + \Delta U_0 + \Delta U_r$$

$$U_r = U_m \quad \text{nếu} \quad U_v \leq U_{ch} + \Delta U_A'' + \Delta U_0 + \Delta U_r \quad (5.26)$$

với h. 5.23d ta có :

$$\begin{aligned} U_r &= U_M \quad \text{nếu} \quad U_v \leq -U_{ch} \frac{R_1}{R_2} - \Delta U_A' + \Delta U_0 \\ U_r &= U_m \quad \text{nếu} \quad U_v \geq -U_{ch} \frac{R_1}{R_2} - \Delta U_A'' + \Delta U_0 \end{aligned} \quad (5.27)$$

Trên đây là các sai số tĩnh. Bộ so sánh (khuếch đại thuật toán) do các tính chất phụ thuộc tần số, các đặc trưng động sẽ lớn dần. Khi U_v thay đổi nhanh theo thời gian, điện áp U_r sẽ không kịp thay đổi theo. H. 5.25 là mô hình khảo sát các tính chất động. Bộ so sánh ở đây có điện áp $U_{ch} = 0$, tín hiệu vào (U_v) là hàm sin, đầu ra có một bộ đảo pha. Hoạt động của mạch điện này được biểu diễn trong h. 5.26. Tín hiệu U_v gần khu vực không (nhỏ) có thể thay thế bằng một đường thẳng.



Hình 5.25. Mô hình khảo sát sai số động của bộ so sánh.

Trong trường hợp bộ so sánh lý tưởng không phụ thuộc tần số, điện áp đầu ra U_r thay đổi đột biến theo đường cong 1 trong khoảng mức điện áp U_M và U_m . Tín hiệu đầu ra của bộ so sánh thực chất khác với đường cong này. Do sự bão hòa của công cụ bán dẫn, cần có giá trị t_1 để chúng thoát khỏi vùng bão hòa và bắt đầu khởi động. Quá trình đóng mạch (đường 2) xảy ra với tốc độ hữu hạn. Mức điện áp U_2 của bộ đảo pha sau bộ so sánh sau một thời gian t_2 nhảy lên mức logic U_r , mức logic 0. So sánh được thực hiện với sai số lớn. Trong khoảng $t_1 + t_2$ sai số có giá trị U' . Như vậy với điện áp đầu ra (U'_r) và điện áp U_v ở mức không, bộ so sánh sẽ cho giá trị U' .

Sai số có thể tính được theo hai cách. Cách thứ nhất, bộ so sánh làm việc ở chế độ tuyến tính và điểm cực ω_0 quyết định sự phụ thuộc tần số. Cách thứ hai, tốc độ thay đổi tín hiệu S quyết định tốc độ tăng của tín hiệu đầu ra. Hàm có truyền đạt khi ω_0 hữu hạn :

$$U_r = U_v \frac{A}{1 + \frac{s}{\omega_0}} \quad (5.28)$$

Giả thiết rằng, trong miền $\omega \gg \omega_0$ và : $\left| \frac{s}{\omega_0} \right| \gg 1$

$$\text{thì :} \quad U_r = U_v \frac{A\omega_0}{s} \quad (5.29)$$

Chuyển về phương trình vi phân :

$$\frac{dU_r}{dt} = A\omega_0 U_v \quad (5.30)$$

U_v là tín hiệu hình sin, gần khu vực chuyển tiếp có thể thay thế bằng hàm tuyến tính :

$$U_v = U \sin \omega t = U \omega t \quad (5.31)$$

Với hàm này phương trình vi phân sẽ là :

$$\frac{dU_r}{dt} = UA\omega_0\omega t \quad (5.32)$$

như vậy phương trình có nghiệm :
$$U_r = \frac{UA\omega_0\omega}{2} t^2 \quad (5.33)$$

Nghiệm của phương trình này có thể minh họa trên trục tọa độ có gốc tọa độ là α (h. 5.26).

Trong khoảng thời gian t_2 , điện áp U_r sẽ chạy trong khoảng U_L và U_m (trên hình vẽ ký hiệu là U_1) :

$$t_2 = \sqrt{\frac{2U_1}{U.A.\omega_0\omega}} \quad (5.34)$$

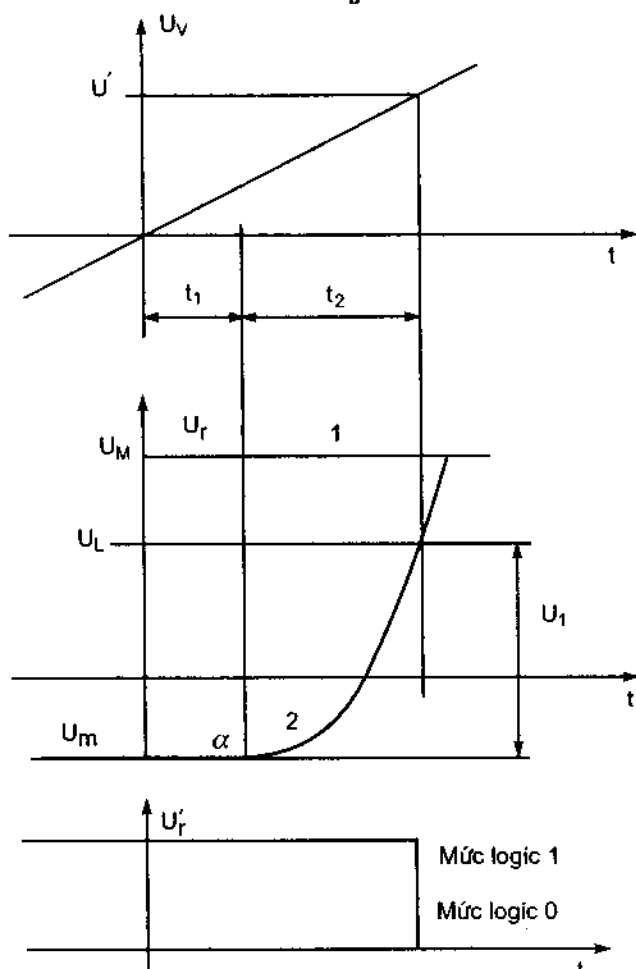
Nếu ta tính đến thời gian bão hòa của các công cụ thì :

$$t' = t_1 + t_2 \quad (5.35)$$

Dựa vào các công thức (5.33), (5.34) và (5.35), ta có thể tính được sai số so sánh.

Trong trường hợp S hữu hạn thời gian lên của U_r là t_2 sẽ được thay thế :

$$t_2 = \frac{U_1}{s} \quad (5.36)$$



Hình 5.26. Khảo sát sai số động của bộ so sánh.

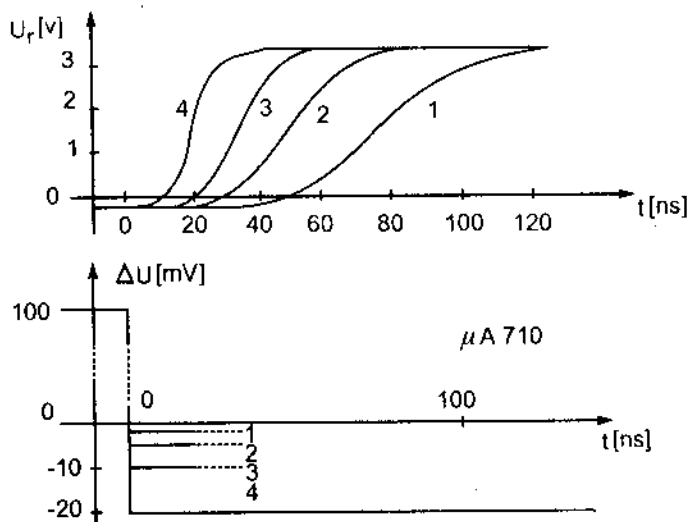
Để so sánh mức điện áp, người ta thường dùng bộ khuếch đại thuật toán thông thường, hoặc một bộ khuếch đại thuật toán được thiết kế đặc biệt. Về số liệu, các bộ so sánh khác với một khuếch đại thuật toán ở chỗ :

- Các mức bão hòa của tín hiệu đầu ra (U_M và U_m) tương thích với TTL và có thể ghép nối với các mạch điện kỹ thuật số.

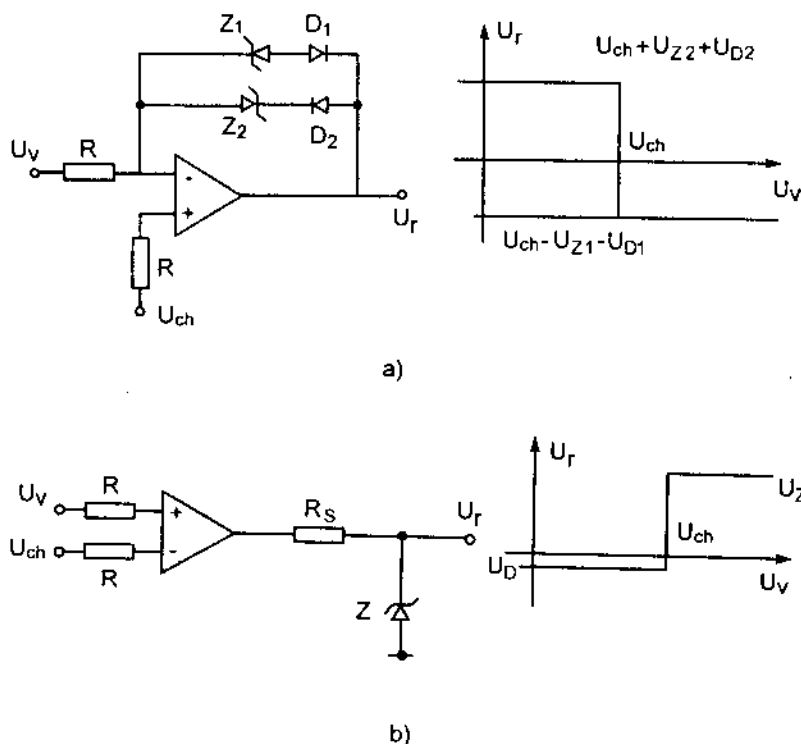
- Miền tần số tốc độ thay đổi tín hiệu (S) lớn hơn và bên trong được cấu trúc sao cho không rơi vào vùng bão hòa, như vậy thời gian phủ t_1 ngắn.

- Trái lại độ khuếch đại của chúng nhỏ hơn, điện áp lệch không và dòng quá độ lớn hơn.

Các bộ so sánh vượt xa mạch khuếch đại thuật toán về tính chất động, nhưng lại kém so với khuếch đại thuật toán về mặt độ chính xác tĩnh. H.5.27 biểu diễn các đường quá độ đặc trưng cho các tính chất động của bộ so sánh. Điện áp vi sai đầu vào của bộ so sánh ΔU từ 100mV hạ xuống -2, -5, -10 hoặc -20 mV. Trên hình cũng biểu thị điện áp đầu ra U_r và giúp phân biệt thời gian đóng mở t_1 và t_2 . Tín hiệu quá hạn càng lớn thì thời gian đóng mở càng nhỏ.

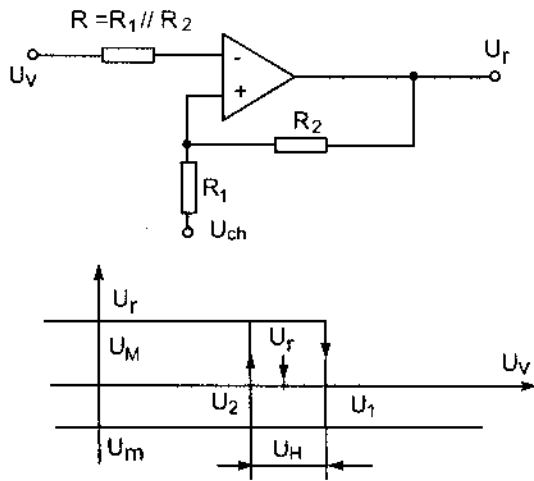


Hình 5.27. Đặc trưng quá độ của bộ so sánh.



Hình 5.28. Các phương pháp tạo mức cho bộ so sánh.

Trong trường hợp áp dụng khuếch đại thuật toán làm bộ so sánh, các điện áp bão hòa U_M và U_m thường gần bằng điện áp nguồn. Nếu muốn có mức nhỏ hơn thì phải dùng đến bộ tạo mức. Hai dạng ví dụ được trình bày trong h.5.27. Trong h.5.28a điốt zener trong mạch hồi tiếp quyết định mức điện áp U_M và U_m (cùng với điện áp chuẩn và điện áp mở của điốt D_1 và D_2), điốt D_1 và D_2 ngăn cản sự dẫn điện theo chiều thuận của các điốt zener. Khi một điốt zener đã được quá dẫn, điện áp ở nhánh phản hồi rất nhỏ so với điện trở R , đường đặc trưng lúc đó thành đường thẳng. Giải pháp này có lợi là khi ghim điện áp, mạch khuếch



Hình 5.29. Vòng trễ của khuếch đại thuật toán.

áp vào U_v đủ âm thì điện áp ra U_r chắc chắn là dương (U_M). Như vậy điện áp vào của bộ khuếch đại không đảo pha.

$$U_M \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{ch} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_1 \quad (5.37)$$

Nếu thay đổi U_v về phía dương thì khi đạt tới điện áp U_1 , điện áp ra U_r sẽ nhận giá trị U_m . Điều này làm thay đổi điện áp điểm đảo pha sang U_2 :

$$U_m \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{ch} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_2 \quad (5.38)$$

Mạch chỉ lật lại khi điện áp vào U_v giảm đến mức U_2 .

Quá trình sẽ lặp lại do sự hồi tiếp dương và tự tăng theo tốc độ thay đổi tín hiệu (S) đặc trưng cho bộ so sánh, không phụ thuộc vào tốc độ thay đổi tín hiệu của điện áp U_v . Độ rộng của vòng trễ U_H là :

$$U_H = U_1 - U_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_M - U_m) \quad (5.39)$$

Độ rộng của vòng trễ có thể thay đổi trong một vùng rất rộng nhờ điện trở R_1 và R_2 . Việc làm cho độ rộng nhỏ tới một giá trị vô cùng không thể thực hiện được vì bộ so sánh có hệ số khuếch đại (A) hữu hạn.

Điều kiện tối hạn để cho mạch lật trạng thái là :

$$\beta A \geq 1 \quad (5.40)$$

β là hệ số phản hồi và được tính như sau :

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.41)$$

suy ra :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \geq \frac{1}{A} \quad (5.42)$$

đại thuật toán không bị bão hòa, và hoạt động điện tăng tốc. Cũng vì sự phản hồi nên cần phải bù mạch khuếch đại dẫn đến giảm tốc độ hoạt động. Theo h. 5.28b, bản thân bộ khuếch đại bị bão hòa, nhưng các mức ra mạch cắt do R_s và diốt zener quyết định. Ta có mạch tương thích với TTL, nếu chọn diốt zener có $U_{CC} = 5V$ thì $U_M = U_z$ và $U_m = -U_D$ (U_D điện áp thuận của diốt zener).

Các mạch điện so sánh có nhược điểm là điện áp vào U_v gần bằng mức so sánh và bộ so sánh sẽ chuyển từ trạng thái này sang trạng thái khác. Hiện tượng này có thể triệt tiêu bằng cách tạo ra vòng trễ với sự hỗ trợ của mạch hồi tiếp dương như trong h. 5.29. Với một bộ so sánh lý tưởng, các điểm đặc trưng của vòng trễ được xác định như sau : khi điện

Gần khu vực tới hạn sẽ xuất hiện tính không ổn định. Trong thực tế độ rộng của vòng trễ nhỏ nhất có thể thực hiện được trong khoảng $5 \div 100\text{mV}$.

H. 5.30 cho thấy bộ so sánh đảo pha có bộ điện áp chuẩn vì sai tạo ra vòng trễ nhờ sự hồi tiếp dương. Các mạch điện này có thể áp dụng cho trường hợp cung cấp đầu vào theo phương thức cộng, so sánh không đảo pha, và trong các mạch điện cần phải điều chỉnh mức điện áp U_M và U_m . Các tính chất của sai số so sánh tĩnh cũng có thể áp dụng cho các bộ so sánh có vòng trễ.

Ta áp dụng các bộ so sánh. H. 5.30 là bộ so sánh có điện áp chuẩn là 0 và có vòng trễ.

Các mức điện áp U_M và U_m do vòng lặp hồi tiếp có diốt zener xác định, nguyên lý hoạt động của nó giống với mạch trong h. 5.28a.

Điểm khác nhau là với điện trở R các diốt zener được bổ sung sao cho luôn ở vùng chuyển tiếp (có dòng dẫn) và không phụ thuộc vào trạng thái điện áp U_r . Khi đã lựa chọn giá trị điện áp U_r , chỉ có dòng của diốt zener thay đổi. Vì các diốt zener không thoát khỏi vùng chuyển tiếp, thời gian chuyển tiếp giảm một cách đáng kể.

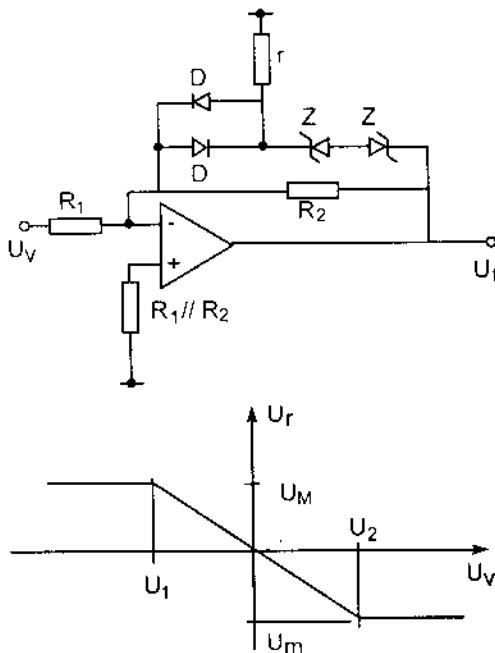
Các đặc trưng của hàm truyền đạt :

$$U_M = U_{z2} + U_{D2} ;$$

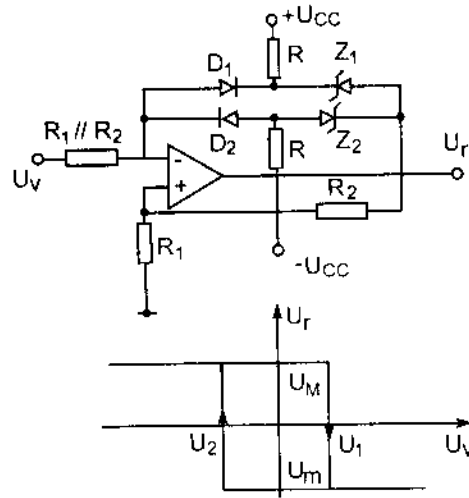
$$U_m = -U_{z1} - U_{D1} \quad (5.43)$$

và các mức điện so sánh : $U_1 = U_M \frac{R_1}{R_1 + R_2} ;$

$$U_2 = U_m \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.44)$$



Hình 5.31. Bộ không chế điện áp.



Hình 5.30. Giảm thời gian chuyển tiếp bằng các diốt zener.

H. 5.31 giới thiệu một bộ so sánh hoạt động trên nguyên tắc bộ khuếch đại giới nội. Trong vùng $U_1 < U_v < U_2$, mắt xích hồi tiếp có các diốt zener không có hiệu lực và độ khuếch đại là :

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

Nếu điện áp U_r đạt tới :

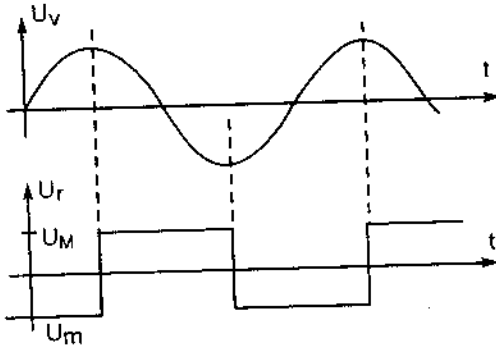
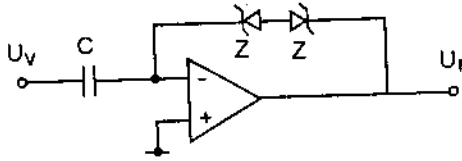
$$U_M = U_z + 2U_D$$

thì : $U_m = -(U_z + 2U_D) \quad (5.45)$

Mạch hồi tiếp mắc song song với điện trở R_2 và trong thực tế U_r không đổi. Trong vùng này, một diốt ở vùng có điểm gián đoạn (U_z), diốt zener còn lại và hai diốt thông thường được mở ($2U_D$). Vị trí các điểm gián đoạn của đường đặc trưng là :

$$U_2 = \frac{U_M}{|A|}; \quad U_1 = \frac{U_m}{|A|}.$$

Chức năng của điện trở r và các diốt là loại trừ tác dụng của dòng ngược của các diốt zener trong vùng $U_1 < U_v < U_2$. Ta có thể đưa ra ví dụ bằng số. Nếu dòng rò I_z lớn, chẳng hạn $10 \mu A$,



Hình 5.32. Bộ so sánh tách đỉnh.

điện trở $r = 10 \Omega$, như vậy dòng rò này tạo ra điện áp 100 mV trên điện trở. Điện áp theo dòng mở cũng xuất hiện trên diốt D . Diốt D tại điện áp mở 100 mV sẽ dẫn với dòng $10^{-10} \div 10^{-11} \text{ A}$, như vậy trên thực tế dòng chạy toàn bộ trên điện trở r , và không quay lại điểm cộng do đó không có tác dụng.

Trên h. 5.32 ta thấy bộ so sánh tách đỉnh. Vì điểm đảo pha là đất treo, và với điện áp đầu vào là sin, dòng trên tụ C bị lệch pha 90° . Dòng này sẽ đổi dấu tại đỉnh của điện áp vào U_v . Khi này tín hiệu đầu ra lật về giá trị do điện áp zener quyết định. Giả thiết là các diốt zener giống nhau :

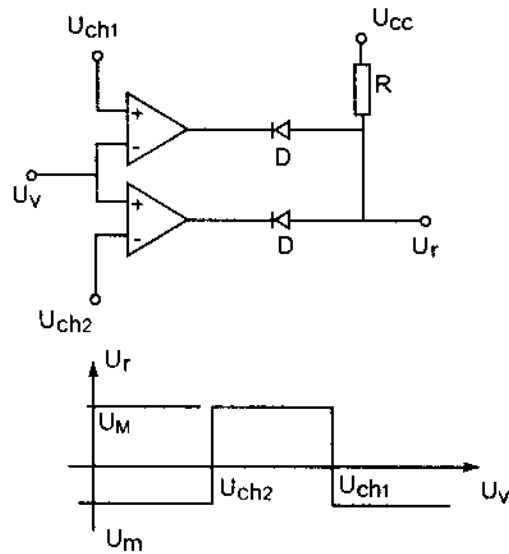
$$U_M = -U_m = U_z + U_D \quad (5.46)$$

Với điện áp $U_v(t)$ bất kỳ, dòng I_c sẽ đổi dấu khi : $I_c = C \frac{dU_v}{dt} = 0$.

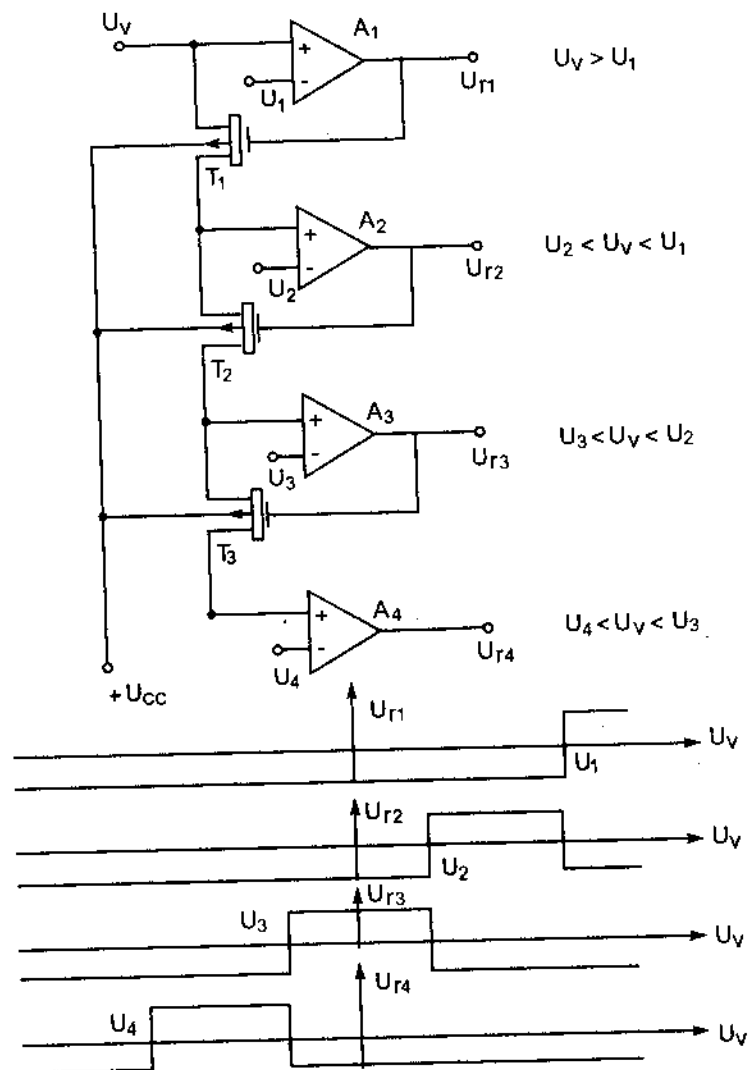
Hai bộ so sánh tạo ra một hệ so sánh của số, h. 5.33 minh họa một bộ so sánh đảo pha và một bộ không đảo pha. Điện áp ra U_r là U_M , khi mức U_v nằm giữa U_{ch1} và U_{ch2} . Điện áp U_r được tạo ra nhờ mạch cổng AND, gồm diốt D và điện trở R .

Hệ thống so sánh của số có nhiều dãy được biểu diễn trên h. 5.34. Nếu $U_v > U_1$, thì $U_{r1} = U_M$ và tranzito FET ký hiệu là T_1 bị khóa. Khi này các khuếch đại thuật toán K_2, K_3 và K_4 có đầu vào chung (+) nối với nhau qua T_2 và T_3 . Như vậy dòng vào không đi qua được các điểm +, tranzito nối với các đầu vào + sẽ bị ngắt và các tín hiệu đầu ra của các khuếch đại ở điện áp U_m . Đây là điều kiện đảm bảo cho T_2 và T_3 mở. Nếu điện áp U_v giảm xuống dưới U_1 , nó sẽ chuyển sang U_{r1} và mở bán dẫn T_1 , và đưa U_{r2} sang dương (U_M) và khóa tranzitor T_2 .

Nếu điện áp này giảm xuống dưới U_2 , thì U_{r2} nhảy sang miền âm (U_m) và mở tranzito T_2 kéo theo khóa K_3 và cứ tiếp tục như vậy. Từ trạng thái của các tín hiệu đầu ra có thể xác định được vùng giá trị của điện áp vào U_v .



Hình 5.33. Bộ so sánh của số.



Hình 5.34. Thay đổi vùng chuyển tiếp của bộ so sánh.

MẠCH TẠO DAO ĐỘNG

6.1. KHÁI QUÁT CHUNG

6.1.1. Khái niệm

Các mạch tạo dao động dùng để tạo ra các tín hiệu được dùng trong các hệ thống thông tin, trong các máy đo, máy kiểm tra, trong các thiết bị y tế. Mạch điện tử có hồi tiếp dương dùng để tạo ra mạch dao động là một nhóm mạch quan trọng. Các tín hiệu do các mạch dao động tạo ra bao gồm: điện áp hoặc dòng điện, biến đổi theo thời gian, có dạng sóng hình sin (hay dao động điều hòa, xung chữ nhật, xung tam giác, xung răng cưa hoặc các dạng xung đơn lẻ khác...)

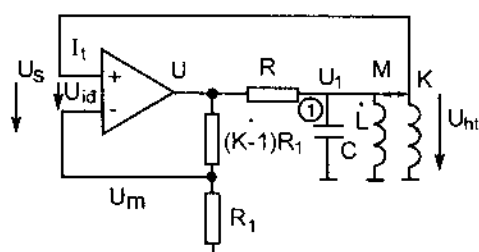
Các tham số cơ bản của tín hiệu đầu ra gồm tần số, biên độ điện áp hay dòng, độ ổn định tần số (nằm trong khoảng $10^{-2} \div 10^{-6}$), công suất và hiệu suất. Khi thiết kế có thể đặc biệt quan tâm đến một vài tham số nào đó hoặc hạ thấp yêu cầu đối với tham số khác, nghĩa là tùy thuộc yêu cầu sử dụng mà cân nhắc và xác định các tham số một cách hợp lý.

Có thể dao động điều hòa theo hai nguyên tắc cơ bản sau đây:

- Tạo dao động bằng hồi tiếp dương;
- Tạo dao động bằng phương pháp tổng hợp mạch.

Các mạch tạo dao động điều hòa có thể làm việc trong dải tần từ vài Hz cho đến hàng nghìn MHz. Để tạo dao động có thể dùng các phần tử tích cực như đèn điện tử, tranzito lưỡng cực, FET, mạch khuếch đại thuật toán hoặc các phần tử đặc biệt như diốt Tunel, diốt Gun. Khi dùng mạch khuếch đại thuật toán để tạo dao động thì không cần dùng các mạch bù tần số, vì mạch bù tần số làm giảm dải tần làm việc của bộ tạo dao động.

Ở tần số thấp và trung bình mạch khuếch đại thuật toán thường được dùng để tạo dao động, còn ở tần số cao thì dùng tranzito lưỡng cực hoặc FET, trong phạm vi tần số MHz hoặc cao hơn thì dùng tranzito, FET hoặc các loại diốt đặc biệt đã nêu ở trên.



Hình 6.1. Mạch điện có hồi tiếp dương.

Trong chương này chỉ xét các mạch tạo dao động điều hòa hoạt động theo nguyên tắc hồi tiếp dương. Các mạch tạo dao động có dạng sóng không phải là hình sin được xét đến trong các giáo trình “kỹ thuật xung”.

Để minh họa ảnh hưởng của hồi tiếp dương trong việc hình thành dao động, chúng ta khảo sát mạch trong h.6.1. Bộ khuếch đại dùng khuếch đại thuật toán mắc theo sơ đồ thuận, giả thiết là $u_{id} = 0$, $i_- = i_+ = 0$. Chúng ta có thể viết:

$$u_s = u_m = u_r \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$K = \frac{u_r}{u_s} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{(K^* - 1)R_1}{R_1} = K^*$$

Vì trở kháng ra của bộ khuếch đại nhỏ, nên trong mạch ra mắc thêm điện trở R để giảm ảnh hưởng của trở kháng ra đến trở kháng của khung cộng hưởng LC . Điện áp hồi tiếp về bộ khuếch đại :

$$u_{ht} = \frac{M}{L} u_1 = K_{ht} u_1 \quad (6.1)$$

Trong đó M là hệ số hỗ cảm của các cuộn dây, L là điện cảm của khung dao động. Điện áp ra bộ khuếch đại :

$$u_r = K^* u_s = K^* u_{ht} \quad (6.2)$$

Để xác định điện áp ra, viết phương trình dòng điện nút 1 :

$$\frac{u_r - u_1}{R} - C \frac{du_1}{dt} - \frac{1}{L} \int u_1 dt = 0 \quad (6.3)$$

Thay (6.1) và (6.2) vào (6.3) và biến đổi, ta được :

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \frac{1 - K_{ht} K^*}{RC} \frac{du_r}{dt} + \frac{1}{LC} u_r = 0 \quad (6.4)$$

hay :

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + 2\alpha \frac{du_r}{dt} + \omega_0^2 u_r = 0 \quad (6.5)$$

trong đó :

$$\alpha = \frac{1 - K^* K_{ht}}{2RC} \quad \text{và} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

Nghiệm của phương trình vi phân (6.4) là :

$$u_r = u_{r0} e^{-\alpha t} \cos \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \cdot t \quad (6.6)$$

Ta phân biệt ba trường hợp :

- $\alpha > 0$, nghĩa là $K^* K_{ht} < 1$, biên độ điện áp ra suy giảm dần theo hàm số mũ. Dao động tắt dần.
- $\alpha = 0$, nghĩa là $K^* K_{ht} = 1$, điện áp ra là điện áp hình sin có tần số $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ và biên độ không đổi.
- $\alpha < 0$, nghĩa là $K^* K_{ht} > 0$; biên độ điện áp tăng theo hàm số mũ.

Từ các trường hợp trên đây, có thể rút ra kết luận : để có dao động thì khi mới đóng mạch KK_{ht} phải lớn hơn 1 làm cho biên độ dao động tăng dần cho đến khi bộ khuếch đại chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa, hệ số khuếch đại giảm dần sao cho $KK_{ht} = 1$. Lúc này có dao động ra, nhưng không phải hình sin. Để có dao động điều hòa hình sin cần phải điều chỉnh hệ số khuếch đại sao cho $KK_{ht} = 1$ và xác lập tại đó trước khi bộ khuếch đại chuyển sang làm việc ở trạng thái bão hòa.

Từ sự phân tích trên, ta rút ra các đặc điểm cơ bản sau đây :

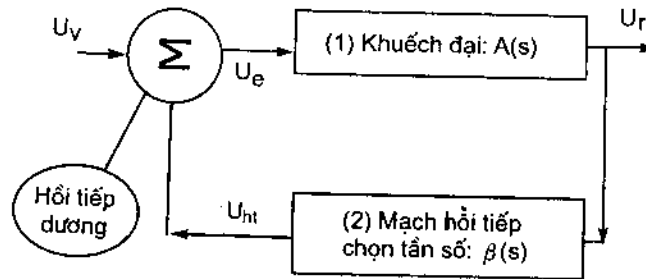
- Mạch tạo dao động cũng là một mạch khuếch đại, nhưng là mạch khuếch đại tự điều khiển bằng hồi tiếp dương từ đầu ra về đầu vào. Năng lượng tự dao động lấy từ nguồn cung cấp một chiều.
- Muốn có dao động, mạch phải có kết cấu thỏa mãn điều kiện cân bằng biên độ và cân bằng pha.

Mạch phải chứa ít nhất một phần tử tích cực làm nhiệm vụ biến đổi năng lượng một chiều thành xoay chiều.

Mạch phải chứa một phần tử phi tuyến hay một khâu điều chỉnh để đảm bảo cho biên độ dao động không đổi ở trạng thái xác lập ($KK_{ht} = 1$).

6.1.2. Tiêu chuẩn dao động của Barkhausen

Nguyên lý làm việc của mạch tạo dao động dùng hồi tiếp dương được mô hình hóa trong sơ đồ khối hình 6.2, trong đó (1) là khối khuếch đại có hệ truyền đạt $A(s)$ và (2) là khối hồi tiếp có hàm truyền $\beta(s)$. Mạch hồi tiếp thường được dùng là mạch chọn tần số. Đối với dao động điều hòa, người ta chọn các điểm cực của hệ thống khuếch đại vòng nằm tại tần số ω_0 chính xác là điểm cực nằm trên trục $j\omega$.



Hình 6.2. Sơ đồ khối mạch tạo dao động theo nguyên tắc hồi tiếp.

Hệ thống có có tín hiệu đầu vào là u_v , đầu ra là u_r , tín hiệu hồi tiếp là u_{ht} và được ghép nối theo nguyên tắc hồi tiếp dương. Ta có biểu thức dưới dạng toán tử Laplace sau :

$$U_r(s) = A(s)U_e(s); \quad U_e(s) = U_{ht}(s) + U_v(s); \quad U_{ht} = \beta(s)U_r(s)$$

Hệ số truyền đạt của toàn bộ hệ thống là :

$$A(s) = \frac{U_r(s)}{U_v(s)} = \frac{A(s)}{1 - A(s)\beta(s)} = \frac{A(s)}{1 - T(s)} \quad (6.7)$$

trong đó $T(s) = A(s)\beta(s)$ là hàm truyền đạt của mạch hở.

Nếu giả thiết hàm truyền đạt của mạch hở $T(s) = 1$, mạch tự dao động khi không có tín hiệu đầu vào ($U_v = 0$) và $U_e = U_{ht}$, tín hiệu vào của mạch khuếch đại và tín hiệu ra của mạch hồi tiếp U_{ht} bằng nhau cả về biên độ và pha, như vậy tín hiệu ra vẫn không thay đổi. Khi sử dụng hồi tiếp dương chúng ta sẽ nhận được dấu âm ở mẫu số. Để bộ dao động tạo ra tín hiệu điều hòa, mẫu số phải bằng không tại một tần số ω_0 cụ thể trên trục $j\omega$. Như vậy :

$$1 - T(j\omega_0) = 0$$

hoặc

$$T(j\omega_0) = 1 \quad (6.8)$$

Có thể tách biểu thức (6.2) thành hai biểu thức : một biểu thức viết theo biên độ (modun) (6.9a) và một biểu thức viết theo pha (6.9b). Tiêu chuẩn Barkhausen về bộ dao động cho thấy hai điều kiện cần để thỏa mãn phương trình (6.2) :

$$1. a = |T(j\omega_0)| = 1 \quad (6.9a)$$

$$2. \varphi = \arctg T(j\omega_0) = 0 \text{ hoặc}$$

$$\varphi = \varphi_a + \varphi_{ht} = 2\pi n \text{ với } n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (6.9b)$$

trong đó φ - tổng dịch pha của bộ khuếch đại và của mạch hồi tiếp, biểu thị sự dịch pha giữa tín hiệu ra mạch hồi tiếp U_{ht} và tín hiệu vào ban đầu U_v . Đây là hai tiêu chuẩn chỉ ra rằng sự dịch pha của vòng hồi tiếp phải là 0 và biên độ là 1. Hệ số khuếch đại vòng bằng 1 bảo đảm cho dao động hình sin và nếu hệ số khuếch đại lớn hơn một đơn vị, tín hiệu đầu ra sẽ là hình sin méo.

Quan hệ (6.9a) được 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. Còn điều kiện cân bằng pha (6.9b) cho thấy dao động chỉ có thể phát sinh khi tín hiệu hồi tiếp về đồng pha với tín hiệu vào.

6.1.3. Ổn định dao động

1. Ổn định biên độ dao động

Khi mới đóng mạch, nếu điều kiện cân bằng pha (6.9b) được thỏa mãn tại một tần số nào đó, đồng thời $KK_{ht} > 1$ thì trong mạch phát sinh dao động ở tần số đó. Ta nói mạch ở trạng thái quá độ. Ở trạng thái xác lập, biên độ dao động không đổi với $KK_{ht} = 1$.

Để đảm bảo ổn định biên độ ở trạng thái xác lập đối với từng mạch điện cụ thể, có thể thực hiện các biện pháp sau :

- Hạn chế biên độ điện áp ra bằng cách chọn trị số điện áp nguồn cung cấp một chiều thích hợp. Biết rằng biên độ điện áp xoay chiều cực đại trên đầu ra mạch khuếch đại luôn luôn nhỏ hơn giá trị điện áp cung cấp một chiều cho phần tử khuếch đại đó.
- Dịch chuyển điểm làm việc trên đặc tuyến phi tuyến của phần tử tích cực nhờ thay đổi điện áp phân cực đặt lên cực điều khiển của phần tử khuếch đại.
- Dùng mạch hồi tiếp phi tuyến hoặc dùng phần tử hiệu chỉnh, ví dụ điện trở nhiệt, điện trở thuận của diốt.

2. Ổn định tần số dao động

Vấn đề ổn định tần số dao động liên quan chặt chẽ đến điều kiện cân bằng pha. Khi dịch pha giữa điện áp hồi tiếp đưa về và điện áp ban đầu thay đổi, sẽ dẫn đến sự thay đổi tần số dao động. Trong điều kiện (6.9b), chọn $n = 0$, ta có :

$$\varphi_t = \varphi_a + \varphi_{ht} = 0, \quad (6.10)$$

Nói chung góc pha φ_a và φ_{ht} phụ thuộc vào tham số các phần tử của mạch và phụ thuộc tần số. Do đó có thể viết lại điều kiện (6.10) một cách tổng quát như sau :

$$\varphi_a(m, \omega) + \varphi_{ht}(n, \omega) = 0 \quad (6.11)$$

trong đó : m và n đặc trưng cho tham số của các phần tử trong mạch khuếch đại và mạch hồi tiếp.

Vì phân toàn phần (6.11) và biến đổi, ta nhận được biểu thức :

$$d\omega = - \frac{\frac{\partial \varphi_a}{\partial m} dm + \frac{\partial \varphi_{ht}}{\partial n} dn}{\frac{\partial \varphi_a}{\partial \omega} + \frac{\partial \varphi_{ht}}{\partial \omega}} \quad (6.12)$$

Từ (6.12) suy ra các biện pháp nhằm nâng cao độ ổn định tần số của mạch tạo dao động :

1. Thực hiện các biện pháp nhằm giảm sự thay đổi tham số dm của mạch khuếch đại và dn của mạch hồi tiếp bằng cách : dùng nguồn ổn áp; dùng các phần tử có hệ số nhiệt độ nhỏ ; giảm ảnh hưởng của tải đến mạch tạo dao động bằng cách mắc thêm tầng đệm ở đầu ra tầng tạo dao động ; dùng các linh kiện có sai số nhỏ hoặc dùng các phần tử ổn nhiệt.

2. Thực hiện các biện pháp nhằm giảm tốc độ thay đổi góc pha theo tham số của mạch, nghĩa là giảm $\frac{\partial \varphi_a}{\partial m}$ và $\frac{\partial \varphi_{ht}}{\partial n}$ bằng cách chọn mạch tạo dao động thích hợp (ba điểm điện cảm, ba điểm điện dung, hoặc ghép biến áp,...).

3. Thực hiện các biện pháp làm tăng tốc độ biến đổi của các góc pha theo tần số, tức tăng $\frac{\partial \varphi_a}{\partial \omega}$ và $\frac{\partial \varphi_{ht}}{\partial \omega}$ xung quanh tần số dao động. Cụ thể là sử dụng các phần tử có phẩm chất cao (ví dụ dùng mạch cộng hưởng thạch anh), vì $\left. \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \approx -2Q/\omega_0$ và dùng phần tử tích cực có hệ số khuếch đại lớn.

Thông thường, nếu không dùng các biện pháp ổn định đặc biệt thì độ ổn định tần số $\frac{\Delta f}{f_0}$ của các bộ tạo dao động điều hòa có thể đạt được trong khoảng $10^{-6} \dots 10^{-3}$. Khi dùng các biện pháp trên đây có thể tăng độ ổn định tới 10^{-4} hoặc cao hơn, trong trường hợp dùng thạch anh có thể đạt được $\frac{\Delta f}{f_0} \approx 10^{-6} \dots 10^{-8}$.

6.2. BỘ TẠO DAO ĐỘNG RC

6.2.1. Đặc điểm chung của các bộ tạo dao động RC

Các bộ tạo dao động RC thường được dùng ở phạm vi tần số thấp thay cho các bộ tạo dao động LC, vì kích thước của bộ tạo dao động LC ở tần số thấp quá lớn (do kích thước của cuộn cảm L). Trong mạch tạo dao động RC không có cuộn cảm, do đó có thể chế tạo nó thuận tiện dưới dạng vi mạch. Với cùng một điện dung biến đổi, có thể điều chỉnh được tần số dao động của bộ tạo dao động RC trong phạm vi rộng hơn so với bộ tạo dao động LC. Vì trong bộ tạo dao động RC, tần số dao động tỷ lệ với $\frac{1}{C}$ còn trong bộ tạo dao động LC tần số dao động tỷ lệ với $\frac{1}{\sqrt{C}}$. Khâu hồi tiếp của các bộ tạo dao động RC chỉ gồm các phần tử RC, nghĩa là nó không có tính cộng hưởng tại tần số cơ bản như trong các bộ tạo dao động LC, vì vậy để giảm méo, yêu cầu bộ khuếch đại làm việc ở chế độ A. Vì khâu hồi tiếp (gồm các phần tử RC) phụ thuộc tần số, nên mạch sẽ tạo được dao động tại tần số mà điều kiện pha (6.9b) được thỏa mãn.

6.2.2. Bộ tạo dao động dùng mạch di pha

Điều kiện pha của mạch điện h. 6.3 được thỏa mãn khi chọn số khâu RC đủ lớn. Bản thân phần tử khuếch đại đã có di pha 180° , do đó mạch hồi tiếp cũng phải có góc pha 180° . Hàm truyền đạt và góc di pha của mỗi khâu RC trên hình 6.4 được xác định như sau :

$$a_{RC} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (6.13a)$$

$$\varphi_{RC} = -\arctg \frac{1}{\omega CR} \quad (6.13b)$$

Theo (6.13b) mỗi khâu RC chỉ có thể tạo ra một góc đi pha $\varphi_{RC} < 90^\circ$ khi R và C khác không. Vì vậy muốn đảm bảo điều kiện pha, mạch hồi tiếp phải có tối thiểu ba khâu RC , mỗi khâu thực hiện một góc đi pha $\varphi_{RC} = 60^\circ$. Nếu dùng 4 khâu thì góc đi pha của mỗi khâu $\varphi_{RC} = 45^\circ$. Có thể dùng các khâu RC có trị số khác nhau, nhưng để đơn giản dùng ba khâu RC như nhau. Trên h. 6.4 để đảm bảo ba khâu mạch giống nhau, mạch phải có các linh kiện thỏa mãn (6.14) :

$$R_1 // R_2 // r_{BE} = R \quad (6.14)$$

Để tính hệ số truyền đạt của mạch ba khâu đi pha RC , viết phương trình dòng điện cho nút 1, 2, 3 trên h. 6.4, rồi dùng phương pháp thế để giải, ta xác định được :

$$\beta(j\omega) = \frac{U_B}{U_C} = \frac{1}{1 - 5\alpha^2 - j\alpha(6 - \alpha^2)} \quad (6.15a)$$

trong đó $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$. Biên độ hàm truyền đạt của mạch hồi tiếp :

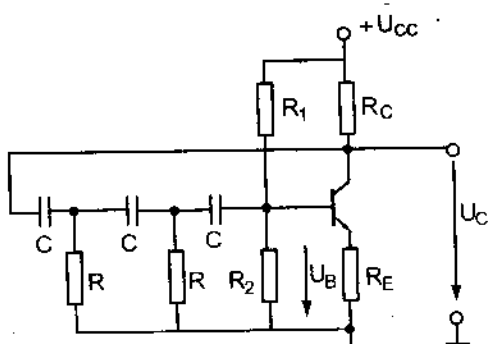
$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{(1 - 5\alpha^2)^2 + \alpha^2(6 - \alpha^2)^2}} \quad (6.15b)$$

và góc pha của mạch hồi tiếp :

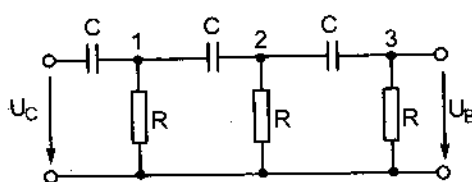
$$\varphi_{ht} = \arctg \frac{\alpha(6 - \alpha^2)}{1 - 5\alpha^2} \quad (6.15c)$$

Với mạch đi pha này, $\varphi_{ht} = \pi$ khi $\alpha^2 = 6$. Do đó tần số dao động : $\omega_{dd} = \frac{1}{\sqrt{6}RC}$. Thay $\alpha^2 = 6$

vào (6.15b) xác định được giá trị của a_{ht} tại tần số dao động $K_{ht} = -\frac{1}{29}$.



Hình 6.3. Mạch tạo dao động dùng mạch đi pha trong mạch hồi tiếp.

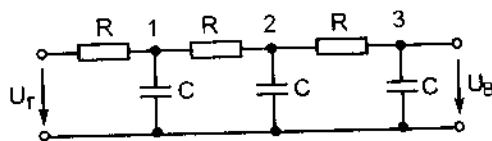


Hình 6.4. Mạch hồi tiếp dùng ba khâu đi pha RC thông cao.

Tương tự, tính tần số dao động và hệ số truyền đạt đối với mạch đi pha 4 khâu như sau :

$$\varphi_{ht} = \pi \quad \text{khi} \quad \omega_{dd} = \frac{1}{\sqrt{\frac{10}{7}RC}} \quad \text{và} \quad K_{ht} = -\frac{1}{18,8}$$

Số khâu của mạch hồi tiếp càng tăng thì đạo hàm $\frac{\partial \varphi_{ht}}{\partial \omega}$ càng lớn, do đó càng thuận lợi đối với yêu cầu về độ ổn định tần số.

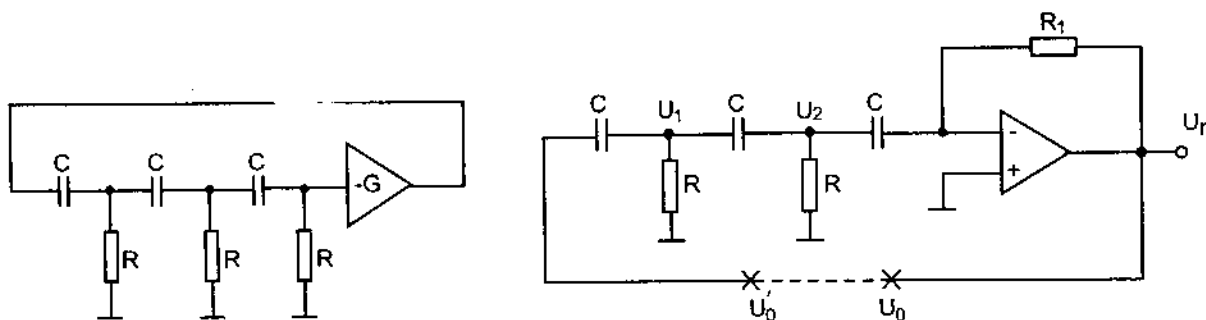


Hình 6.5. Mạch hồi tiếp dùng ba khâu đi pha RC thông thấp

Trong sơ đồ trong h. 6.3 và h. 6.4 mạch đi pha gồm các khâu RC thông cao, thực tế cũng có thể dùng các khâu lọc thông thấp như trên h. 6.5. Đối với các khâu lọc thông thấp RC có n khâu đi pha, người ta tính được :

• $n = 3$, $\varphi_{ht} = \pi$ khi $\omega_{dd} = \frac{\sqrt{6}}{RC}$ và $K_{ht} = -\frac{1}{29}$

• $n = 4$, $\varphi_{ht} = \pi$ khi $\omega_{dd} = \frac{\sqrt{10}}{RC}$ và $K_{ht} = -\frac{1}{18,4}$



Hình 6.6. Một mạch dao động với ba khâu đi pha, dùng khuếch đại thuật toán.

Ta xét thêm một ví dụ về điều kiện dao động của mạch trong h. 6.6. Chú ý rằng :

$$A(s) = \frac{U_0(s)}{U_2(s)} = -sCR_1$$

và :

$$T(s) = \frac{U_0(s)}{U_0(s)} = -\frac{s^3 C^3 R^2 R_1}{3s^2 R^2 C^2 + 4sRC + 1}$$

Thay $s = j\omega$ ta nhận được :

$$T = -\frac{(j\omega)^3 C^3 R^2 R_1}{(1 - 3\omega^2 R^2 C^2) + j4\omega RC} = \frac{j\omega^3 C^3 R^2 R_1}{(1 - 3\omega^2 R^2 C^2) + j4\omega RC} \quad (6.16)$$

Từ phương trình (6.16) độ đi pha của $T(j\omega)$ sẽ bằng 0, nếu phần thực của mẫu số bằng 0 :

$$1 - 3\omega_0^2 R^2 C^2 = 0 \quad \text{hoặc} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{3}RC}$$

và :

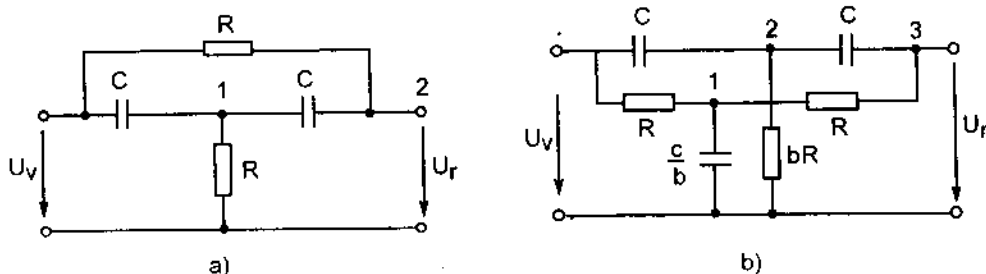
$$T(j\omega_0) = \frac{\omega_0^2 C^2 R R_1}{4} = \frac{1}{12} \frac{R_1}{R}$$

với $R_1 = 12 R$ thì tiêu chuẩn thứ hai của Barkhausen sẽ thỏa mãn.

6.2.3. Bộ tạo dao động dùng mạch lọc T và T - kép

Mạch lọc T và T - kép được biểu diễn trên h. 6.7.

Với mạch lọc T, đặt $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$ và viết phương trình dòng điện cho nút 1 và 2, từ đó xác định được hàm truyền đạt tần số :



Hình 6.7. Mạch lọc : a) mạch lọc T; b) mạch lọc T kép.

$$\beta(j\omega) = \frac{U_r}{U_v} = \frac{\alpha^2 - 1 + j2\alpha}{\alpha^2 - 1 + j3\alpha} \quad (6.17)$$

Biên độ và pha của hàm truyền đạt là :

$$K_{ht} = \sqrt{\frac{(\alpha^2 - 1)^2 + 4\alpha^2}{(\alpha^2 - 1)^2 + 9\alpha^2}}; \quad \varphi_{ht} = \arctg \frac{\alpha(1 - \alpha^2)}{(\alpha^2 - 1) + 6\alpha^2} \quad (6.18)$$

Vậy $\varphi_{ht} = 0$ khi $\alpha = 1$ tức $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$. Thay $\alpha = 1$ vào các biểu thức (6.18) tìm được :

$$K_{ht} = K_{htmin} = \frac{2}{3}.$$

Với mạch T kép cho $b = \frac{1}{2}$ và đặt $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$ tính được :

$$\beta(j\omega) = \frac{U_r}{U_v} = \frac{\alpha^2 - 1}{(\alpha^2 - 1) + j4\alpha} \quad (6.19)$$

Do đó biên độ :

$$K_{ht} = \frac{\alpha^2 - 1}{\sqrt{(\alpha^2 - 1)^2 + 16\alpha^2}} \quad (6.20a)$$

và pha :

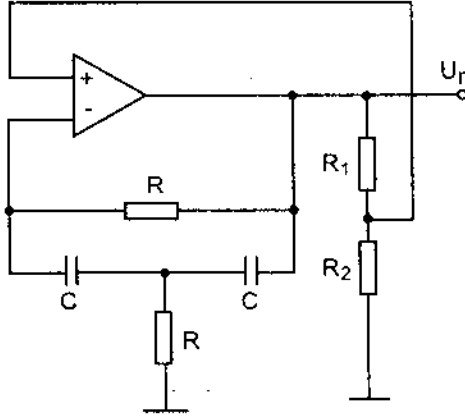
$$\varphi_{ht} = \arctg \frac{-4\alpha}{\alpha^2 - 1} = \arctg \frac{4\alpha}{1 - \alpha^2} \quad (6.20b)$$

Khi $\alpha = 1$ thì $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$ và $\varphi_{ht} = \pm \frac{\pi}{2}$. Thay $\alpha = 1$ vào (6.20a) suy ra :

$$K_{ht} = K_{htmin} = 0 \quad (6.20c)$$

Trong mạch lọc T - kép, nếu lấy $b > 1/2$ thì với $\alpha = 1$; $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$ sẽ có $K_{ht} = K_{htmin} \approx 0$ và $\varphi_{ht} = 0$. Đây là trường hợp mạch cầu T - kép lệch cân bằng và hay được dùng trong các bộ tạo dao động. Tại tần số $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$ ($\alpha = 1$), hệ số truyền đạt của cả hai loại mạch này đều cực tiểu và góc di pha là $\varphi_{ht} = 0$. Vì vậy, nếu bộ khuếch đại có góc di pha là 180° thì dùng các mạch T và T - kép không thỏa mãn được điều kiện cân bằng pha và điều kiện cân bằng biên độ cũng khó thỏa mãn, vì tại $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$ hệ số truyền đạt của mạch hồi tiếp quá nhỏ, tức là bộ khuếch đại phải có hệ số

khuyến đại rất lớn. Vì vậy các mạch T và T - kép chỉ được mắc trong nhánh hồi tiếp âm của bộ khuếch đại và làm nhiệm vụ chọn lọc tần số. Để mạch có thể tạo được dao động phải có thêm một nhánh hồi tiếp dương không phụ thuộc tần số sao cho mạch chỉ dao động được khi lượng hồi tiếp âm qua mạch T hoặc T - kép là nhỏ nhất, tức là lúc $\alpha = 1$ và $\omega_{dd} = \frac{1}{RC}$.



Hình 6.8. Mạch tạo dao động dùng khuếch đại thuật toán có mạch T trong mạch hồi tiếp.

Trên h.6.8 là một ví dụ về mạch tạo dao động dùng khuếch đại thuật toán có mạch T mắc trong mạch hồi tiếp. Mạch hồi tiếp dương gồm R_1 và R_2 . Mạch hồi tiếp âm là mạch T . Tại $\omega = \omega_{dd}$ thì $K_{ht(-)} = \frac{2}{3}$. Do bộ khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại A_0 rất lớn, nên :

$$K_{ht(+)} = K_{ht(-)} \quad \text{và} \quad K_{ht(+)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2}{3} \quad (6.21)$$

Từ đó suy ra điều kiện (6.22) :

$$R_2 = 2R_1 \quad (6.22)$$

chính là điều kiện cân bằng biên độ của mạch.

Tương tự như vậy, có thể thay mạch T trong h. 6.8 bởi mạch T - kép và tính điều kiện biên độ cho nó. Bộ tạo dao động dùng mạch T - kép cho độ ổn định tần số cao hơn mạch T .

6.2.4. Bộ tạo dao động dùng mạch cầu Viên

Mạch cầu Viên được tạo ra bởi mạch lọc thông dải có dạng như trên h. 6.9.

Hệ số truyền đạt tần số của mạch cầu Viên :

$$\beta(j\omega) = \frac{U_r}{U_v} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1})} \quad (6.23)$$

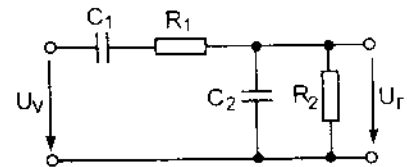
Từ (6.23) xác định biên độ và pha :

$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 + \left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)^2}} \quad (6.24a)$$

$$\varphi_{ht} = - \arctg \frac{\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (6.24b)$$

Trường hợp $C_1 = C_2 = C$ và $R_1 = R_2 = R$ ta có :

$$K_{ht} = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\sqrt{9} + \left(\frac{1}{\alpha} - \alpha\right)^2}} \quad (6.25a)$$



Hình 6.9. Mạch lọc thông dải - một phần của mạch cầu Viên.

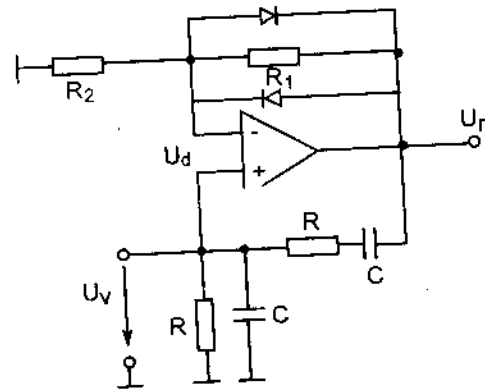
và :

$$\varphi_{ht} = \arctg \frac{-\omega CR + \frac{1}{\omega CR}}{3} = \frac{-\frac{1}{\alpha} + \alpha}{3} \quad (6.25b)$$

trong đó : $\alpha = \frac{1}{\omega RC}$

$$\varphi_{ht} = 0 \text{ khi } \omega_{dd} = \frac{1}{RC} \text{ và } K_{ht} = K_{ht\max} = \frac{1}{3}$$

Tại tần số dao động, mạch có hệ số truyền đạt (hệ số hồi tiếp) lớn nhất và góc di pha bằng không, do đó có thể dùng mạch này kết hợp với bộ khuếch đại thuận ($\varphi_u = 360^\circ$) để tạo hồi tiếp dương làm nhiệm vụ tạo dao động. Trên h. 6.10 là một mạch tạo dao động như vậy. Nhánh R_1, R_2 tạo thành một mạch hồi tiếp âm. Mạch hồi tiếp âm R_1, R_2 cùng với mạch lọc thông dải tạo thành mạch cầu Wien mà nhánh chéo thứ nhất là U_d và nhánh chéo thứ hai là U_r . Mạch dao động ứng với ω_{dd} khi $K_{ht(+)} = K_{ht(+)\max} = \frac{1}{3}$. Nhánh hồi tiếp



Hình 6.10. Bộ tạo dao động dùng mạch cầu Viên trong mạch hồi tiếp.

âm không phụ thuộc tần số. Vì $K_{ht(+)} = \frac{1}{3}$ nên để

đảm bảo điều kiện cân bằng biên độ, hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại có hồi tiếp âm phải bằng 3, nghĩa là :

$$A' = \frac{K}{1 + KK_{ht}} = \frac{1}{\frac{1}{K} + K_{ht}} \approx \frac{1}{K_{ht}} = 3$$

hay :

$$K_{ht} = \frac{1}{3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Từ đó suy ra :

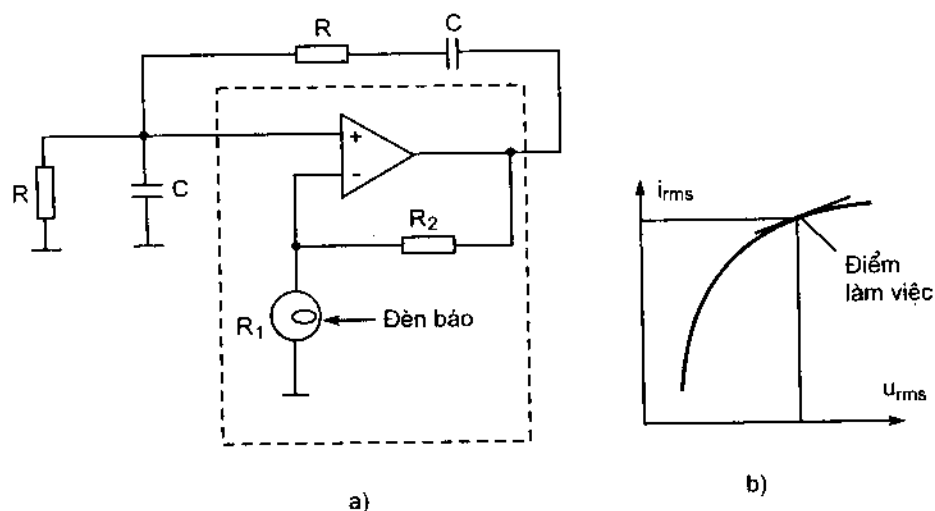
$$R_1 = 2R_2 \quad (6.26)$$

Đây cũng chính là điều kiện cân bằng của cầu. Thực tế khi cầu cân bằng, điện áp hồi tiếp về $U_p = 0$, do đó mạch không thể dao động được. Vì vậy, người ta điều chỉnh cho cầu lệch cân bằng chút ít, nghĩa là $R_1 > 2R_2$ một lượng ε nào đó.

6.2.5. Ổn định của mạch dao động RC

Khi điện áp nguồn cung cấp, trị số các linh kiện và nhiệt độ thay đổi, độ khuếch đại của bộ tạo dao động cũng thay đổi theo. Nếu độ khuếch đại trở nên quá nhỏ, thì sẽ bị mất đi mức dao động cần có, nếu độ khuếch đại quá lớn sẽ xuất hiện biến dạng sóng. Do vậy một số phương thức ổn định biên độ, hay bộ điều chỉnh độ khuếch đại thường được sử dụng trong các mạch tạo dao động để tự động kiểm soát độ khuếch đại và điều chỉnh các cực nằm chính xác trên trục $j\omega$. Các mạch sẽ được thiết kế sao cho khi mới có dòng điện vào mạch điện, độ khuếch đại của mạch đã lớn hơn mức tối thiểu cần thiết để dao động. Khi biên độ dao động tăng lên mạch tự điều chỉnh độ khuếch đại sẽ giảm độ khuếch đại tới mức tối thiểu cần thiết để ổn định dao động.

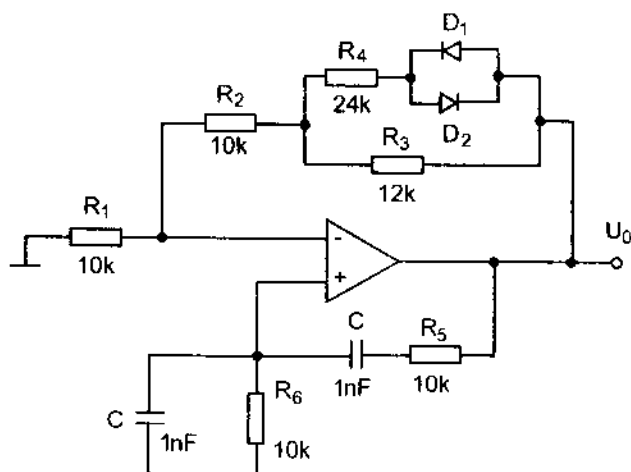
Hai cách tạo độ ổn định được minh họa trên h. 6.11 và h. 6.14. Trong mạch tạo dao động dùng mạch cầu viên do Hewlett - Packard sản xuất (mạch gốc) điện trở R_1 được thay bằng một đơn vị.



Hình 6.11. Ổn định biên độ của cầu Viên và đặc tuyến dòng và áp của đèn báo.

Linh kiện phi tuyến ở đây chính là bóng đèn như trên h.6.11. Điện trở (không đáng kể) của đèn chủ yếu phụ thuộc vào nhiệt độ của dây tóc bóng điện. Nếu điện áp quá cao, dòng tải quá lớn và điện trở của đèn tăng lên do đó làm giảm độ khuếch đại. Nếu nhiệt độ nhỏ, bóng đèn nguội, điện trở đèn giảm thì độ khuếch đại sẽ tăng lên. Sự ổn định nhiệt độ (theo thời gian) của bóng đèn có tác

dụng ổn định dòng tín hiệu ở mức trung bình và biên độ được ổn định bằng cách sử dụng thiết bị thông minh này.



Hình 6.12: Ổn định biên độ của dao động cầu Viên bằng diốt.

tương tự khi tại đầu ra mang dấu âm. Do vậy ta cần phải chọn độ lớn của các điện trở sao cho :

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1} > 2 \quad \text{và} \quad \frac{R_2 + R_3 // R_4}{R_1} < 2 \quad (6.27)$$

Tỷ lệ thứ nhất phải lớn hơn 2 một chút và tỷ lệ thứ 2 phải nhỏ hơn 2 một chút. Do vậy khi các diốt ngắt, độ khuếch đại thuật toán sẽ lớn hơn 3 một chút để đảm bảo duy trì các dao động khi chỉ một trong các diốt mở, thì độ khuếch đại lại bị giảm xuống nhỏ hơn 3.

Biên độ dao động có thể ước tính được từ mạch như trên h.6.13 ; trong đó diốt D_1 đang dẫn có một điện áp tương ứng với U_D , còn dòng điện có thể được biểu diễn như sau :

$$i = \frac{U_r - U_1}{R_3} + \frac{U_r - U_1 - U_D}{R_4} \quad (6.28)$$

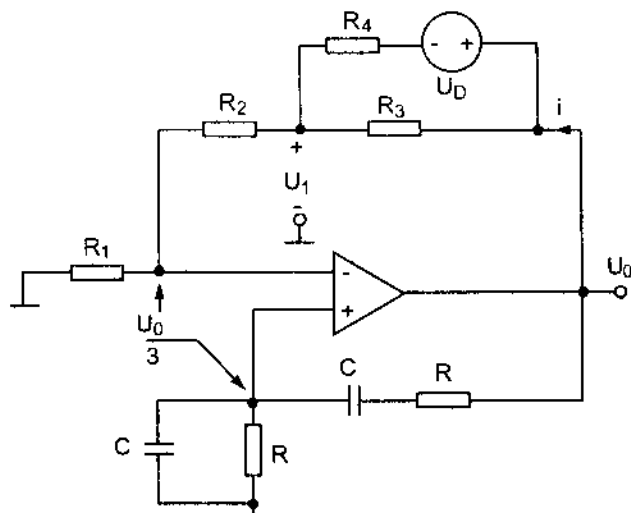
Từ phương trình (6.28) và với thuật toán lý tưởng chúng ta biết rằng điện áp ở tại các điểm đầu vào cả thuận và đảo đều bằng $1/3$ điện áp đầu ra. Do đó ta có :

$$U_1 = \frac{U_r}{3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (6.29)$$

Kết hợp phương trình (6.28) và (6.29) ta tính được U_0 :

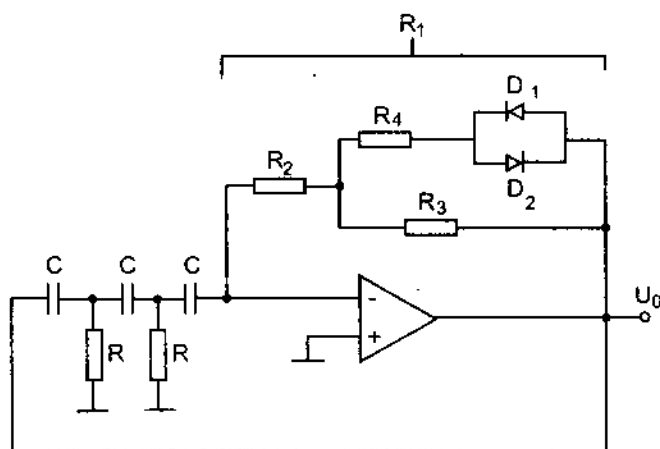
$$U_0 = \frac{3U_D}{\left(2 - \frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) - \frac{R_4}{R_1}}$$

khi $\frac{R_2}{R_1} < 2$ (6.30)



Hình 6.13. Sơ đồ tương đương khi có diốt.

Vì mạch điều chỉnh độ khuếch đại hoàn toàn là mạch phi tuyến, nên phương trình (6.30) chỉ là con số ước tính của biên độ đầu ra ; tuy nhiên nó tạo ra một cơ sở tin cậy để thiết kế mạch (h.6.14).



Hình 6.14. Ổn định biên độ trong bộ dao động có mạch di pha.

6.3. BỘ TẠO DAO ĐỘNG LC

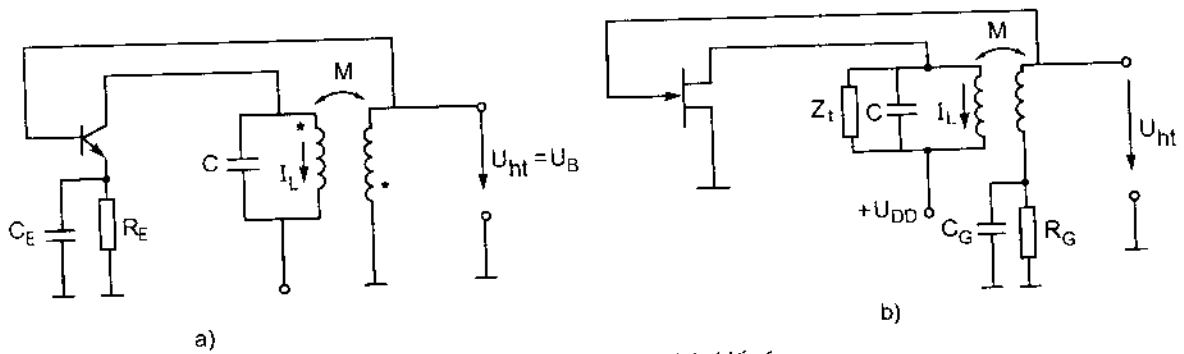
6.3.1. Mạch tạo dao động ghép biến áp

Mạch tạo dao động ghép biến áp cộng hưởng collector được biểu diễn trên h. 6.3. Trước hết ta xét điều kiện cân bằng pha của mạch. Giả sử điện áp tín hiệu đặt vào bazơ tại một thời điểm nào đó là U_B , điện áp trên collector U_C được xác định :

$$U_C = -SZ_C U_B \quad (6.31)$$

Điện áp này tạo nên trong cuộn cảm collector dòng điện I_L :

$$I_L = \frac{U_C}{j\omega L} = -\frac{SZ_C U_B}{j\omega L} \quad (6.32)$$



Hình 6.15. Mạch tạo dao động ghép biến áp :
a) dùng tranzito lưỡng cực ; b) dùng tranzito trường (FET).

Dòng I_L cảm ứng sang cuộn thứ cấp điện áp hồi tiếp :

$$U_{ht} = U_B = I_L j\omega M \approx -\frac{j\omega M}{j\omega L} S Z_c U_B = -\frac{M}{L} S Z_c U_B \quad (6.33)$$

trong đó, m là hệ số hỗ cảm.

Để thỏa mãn điều kiện pha (6.9b), điện áp hồi tiếp U_{ht} phải đồng pha với điện áp ban đầu U_B . Trong biểu thức (6.30), S , Z_c , L đều dương, vậy m phải âm để U_{ht} và U_B đồng pha.

Tóm lại, điều kiện cân bằng pha được thỏa mãn khi :

$$M < 0 \quad (6.34)$$

Để có hỗ cảm âm phải quấn cuộn sơ cấp và thứ cấp của biến áp hồi tiếp ngược chiều. Dấu "*" trên h. 6.15 đánh dấu các đầu của biến áp.

Để xét điều kiện biên độ (6.9a), tính K và K_{ht} :

$$K \approx -S Z_c \quad (6.35a)$$

trong đó :

$$\frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R_{td}} + \frac{n^2}{h_{11e}} + \frac{1}{Z_t} \quad (6.35b)$$

$$S = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \quad (6.35c)$$

$$K_{ht} = -\frac{U_B}{U_C} = -\frac{M}{L} = -n \quad (6.35d)$$

Lập tích :

$$K K_{ht} \geq 1 \quad (6.36)$$

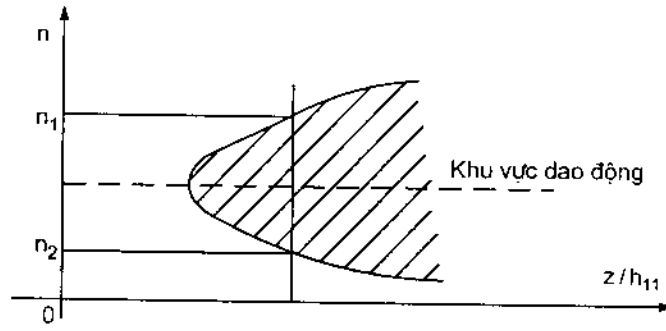
Thay (6.35a)... (6.35d) vào (6.36), nhận được :

$$n^2 - n h_{21e} + \frac{h_{11e}}{Z} \leq 0 \quad (6.37)$$

trong đó : $Z = R_{td} // Z_t$

Cho vế trái của (6.37) bằng không và giải phương trình, ta có :

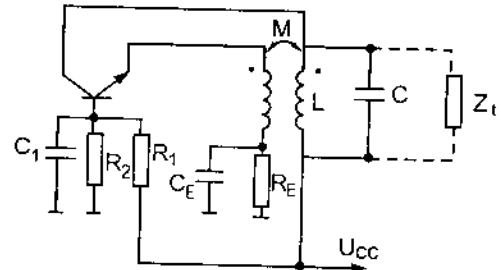
$$n_{1,2} = \frac{h_{21e}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21e}}{2}\right)^2 - \frac{h_{11e}}{Z}} \quad (6.38)$$



Hình 6.16. Đặc tuyến biểu diễn hệ số hồi tiếp theo tải chuẩn.

Có thể biểu diễn hệ số hồi tiếp n theo tải chuẩn như trên h. 6.16. Theo đó, ứng với mỗi tải, có thể xác định được một hệ số hồi tiếp thích hợp để mạch dao động được.

Để tạo dao động có tần số cao, dùng sơ đồ bazơ chung trên h. 6.17. Trong sơ đồ bazơ chung, điện áp vào và ra cùng pha, nên mạch thỏa mãn điều kiện cân bằng pha khi $M > 0$. Điều kiện biên độ cũng giống sơ đồ emitter chung, nếu thay h_{21e} , h_{11e} và h_{11b} .



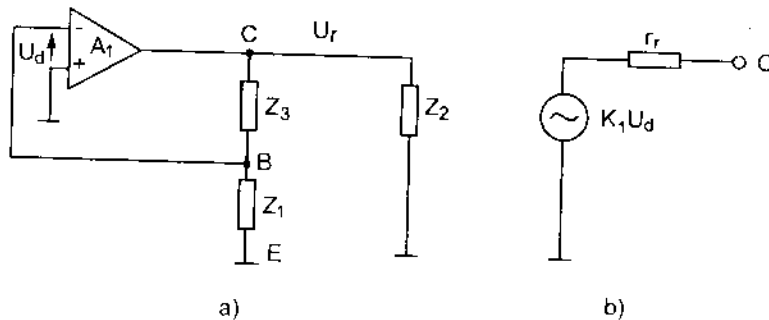
Hình 6.17. Mạch tạo dao động mắc theo sơ đồ bazơ chung.

Giả thiết $R_E \gg h_{11b}$.

6.3.2. Các loại mạch ba điểm

1. Nguyên tắc thiết lập mạch ba điểm

Các mạch tạo dao động LC nói chung đều có thể đưa về một kết cấu chung theo h.6.18a, trong đó A_1 là một bộ khuếch đại bất kỳ (tranzito, FET, khuếch đại thuật toán,...) Bộ khuếch đại này có thể biểu diễn theo sơ đồ tương đương h. 6.18b, trong đó U_p là điện áp vào, K_1 là hệ số khuếch đại không tải, r_r là điện trở ra của bộ khuếch đại.



Hình 6.18 a) sơ đồ tổng quát mạch tạo dao động ba điểm ; b) sơ đồ tương đương của A_1 trong a).

Theo h. 6.18, ta tính được :

$$\text{Hệ số hồi tiếp : } K_{ht} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_3} \quad (6.39)$$

Hệ số khuếch đại khi có tải của mạch :

$$K = \frac{U_r}{U_d} = -K_1 \frac{Z_L}{r_r + Z_L} \quad (6.40)$$

với
$$Z_1 = Z_2 // (Z_1 + Z_3) \quad (6.41)$$

Lập tích
$$KK_{ht} = -K_1 \frac{Z_2 Z_1}{r_r (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_2 (Z_1 + Z_3)} \quad (6.42)$$

Giả thiết các trở kháng Z_1, Z_2, Z_3 thuần kháng :

$$Z_1 = jX_1; \quad Z_2 = jX_2 \quad \text{và} \quad Z_3 = jX_3$$

Thay vào (6.42), lúc đó :

$$KK_{ht} = K_1 \frac{X_1 X_2}{r_r (X_1 + X_2 + X_3) + X_2 (X_1 + X_3)} \quad (6.43)$$

Khung dao động gồm các phần tử X_1, X_2 và X_3 .

Thường tần số dao động gần bằng tần số cộng hưởng riêng của khung, nên tại tần số dao động :

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (6.44)$$

Từ (6.43) suy ra :

$$KK_{ht} = -K_1 \frac{X_1}{X_1 + X_3} \quad (6.45)$$

Từ (6.44) suy ra :

$$X_1 + X_3 = -X_2$$

Do đó (6.45) viết lại là :

$$KK_{ht} = K_1 \frac{X_1}{X_2} \quad (6.46)$$

Theo điều kiện cân bằng pha, để có hồi tiếp dương, tổng di pha do mạch khuếch đại và mạch hồi tiếp gây nên phải bằng không tức $KK_{ht} > 0$, do đó từ (6.46) suy ra $X_1 X_2 > 0$ và X_3 trái dấu với X_1 và X_2 . Từ đó ta suy ra hai loại mạch ba điểm :

Mạch ba điểm điện cảm : $X_1, X_2 > 0 \quad \text{và} \quad X_3 < 0 \quad (6.47)$

Mạch ba điểm điện dung : $X_1, X_2 < 0 \quad \text{và} \quad X_3 > 0 \quad (6.48)$

2. Mạch ba điểm điện cảm (mạch Hartley)

Như đã phân tích mạch điện trên h.6.19a; h.19b,c thỏa mãn điều kiện (6.47) nghĩa là thỏa mãn điều kiện cân bằng pha, vì $X_1 = X_{BE} = \omega L_2 > 0$; $X_2 = X_{CE} = \omega L_1 > 0$ và $X_3 = X_{CB} = -\frac{1}{\omega C} < 0$.

Do đó ta chỉ còn cần quan tâm đến điều kiện biên độ. Ta tính được cho mạch h. 6.18a :

$$K_{ht} = -\frac{U_B}{U_C} = -\frac{L_2}{L_1} = -n \quad (6.49)$$

và :
$$K \approx -SZ_c = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} \left[p^2 R_{td} // \frac{h_{11e}}{n^2} \right] \quad (6.50)$$

trong đó p là hệ số ghép giữa tranzito và mạch :

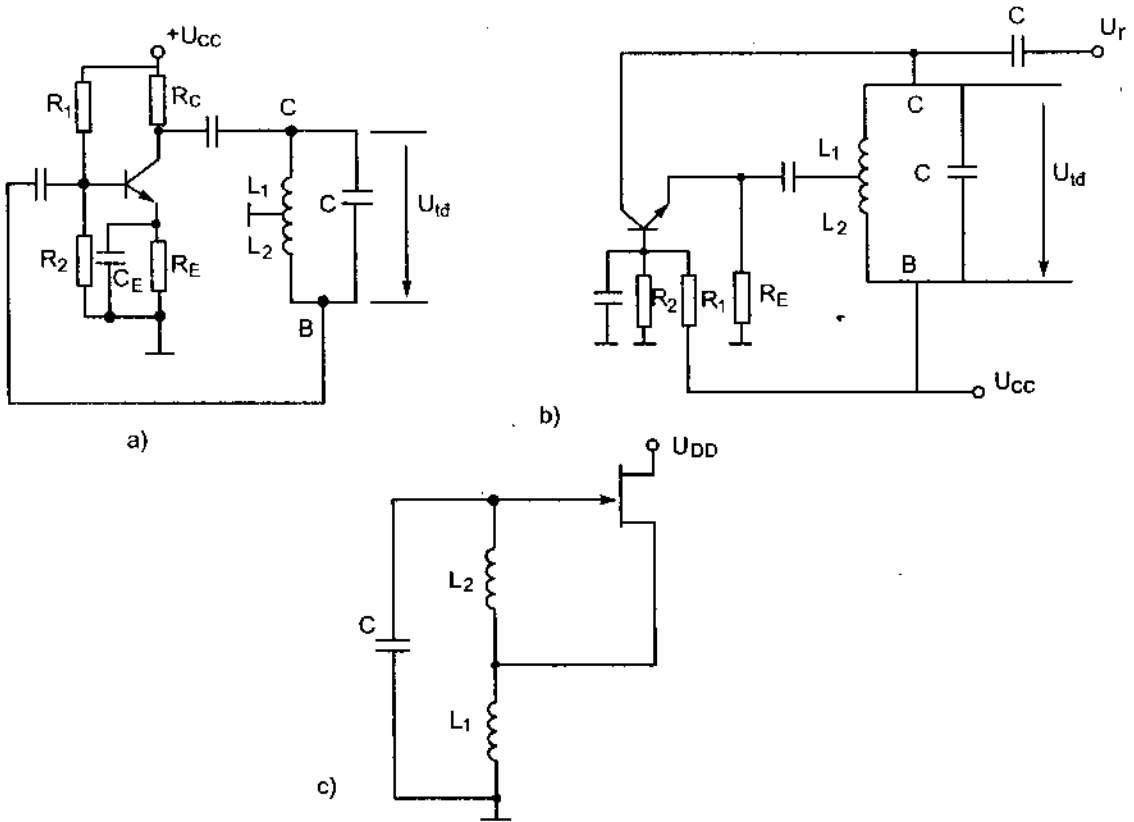
$$p = \frac{U_{CE}}{U_{td}} = \frac{L_1}{L_1 + L_2} \quad (6.51)$$

Thay (6.49)... (6.51) vào (6.9a) :

$$(1+n)^2 h_{11e} + n^2 R_{td} - n R_{td} h_{21e} \leq 0 \quad (6.52)$$

Tần số dao động của mạch được xác định theo (6.53) :

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2)C}} \quad (6.53)$$



Hình 6.19. Mạch tạo dao động ba điểm điện cảm :
a) sơ đồ emitter chung ; b) sơ đồ bazơ chung ; c) mạch tạo dao động FET.

Trường hợp dùng mạch bazơ chung h. 6.19b để tạo dao động tần số cao cũng cho các kết quả như vậy, nhưng trong các biểu thức trên phải thay h_{11e} và h_{21e} bởi h_{11b} và h_{21b} và K_{ht} và p được xác định lần lượt theo (6.54) và (6.55).

$$K_{ht} = \frac{U_{BE}}{U_{CB}} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = n \quad (6.54)$$

$$p = 1 \quad (6.55)$$

3. Mạch ba điểm điện dung (Colpitts)

Mạch ba điểm điện dung mắc theo sơ đồ emitter h. 6.20. Điều kiện cân bằng pha :

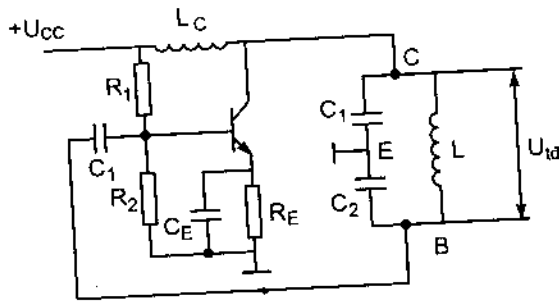
$$X_1 = X_{BE} = -\frac{1}{\omega C_2} < 0 ; \quad X_2 = X_{CE} = -\frac{1}{\omega C_1} \quad \text{và} \quad X_3 = X_{CB} = \omega L > 0$$

Vậy, xét về pha mạch thỏa mãn điều kiện (6.48). Ta xét thêm mạch ba điện dung mắc theo sơ đồ bazơ trên h. 6.21. Với sơ đồ này :

$$K_{ht} = \frac{U_{BE}}{U_{CB}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (6.56)$$

và $p = 1$.

Có nhiều phương pháp để tính toán mạch dao động. Ở đây ta chỉ xét phương pháp thông dụng nhất, đó là tính toán mạch tạo dao động theo phương pháp bộ khuếch đại có hồi tiếp. Nội dung của phương pháp này xuất phát từ điều kiện cân bằng biên độ (6.9a). Điều kiện cân bằng pha (6.9b)



Hình 6.20. Mạch tạo dao động ba điểm điện dung.

không cần quan tâm đến, vì điều kiện này đã được kết cấu của mạch đảm nhiệm. Khi tính toán phải căn cứ vào mạch điện cụ thể để xác định hệ số khuếch đại K và hệ số hồi tiếp K_{ht} rồi buộc tính chúng bằng 1, từ đó suy ra các thông số cần thiết của mạch.

Qua một ví dụ chúng ta tính điều kiện tự dao động của mạch ba điểm điện dung (mạch Colpitts) dùng tranzito trên h. 6.20. Trước hết chấp nhận mạch ba điểm điện dung đã thỏa mãn điều kiện cân bằng pha, ta tính điều kiện cân bằng biên độ của mạch bằng các bước sau :

- Tính hệ số khuếch đại K :

Giả sử : $R_1 // R_2 \gg h_{11}$

$$K \approx -SZ_c \approx -\frac{h_{21}}{h_{11}} Z_c \quad (6.57)$$

Trong mạch điện trên, trở kháng giữa colector và đất Z_c là một phần trở kháng khung cộng hưởng và được xác định như sau :

$$Z_c = P^2 R_{td} // Z_{vpa} \quad (6.58)$$

Trong đó P là hệ số ghép của tranzito với khung cộng hưởng :

$$P = \frac{U_{CE}}{U_{td}} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2) C_1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (6.59)$$

R_{td} là trở kháng của khung cộng hưởng :

$$R_{td} = \frac{L}{r.C} \quad (6.60)$$

r là điện trở tổn hao của khung cộng hưởng; L là điện cảm của khung cộng hưởng; C là điện dung của khung cộng hưởng ; Z_{vpa} là trở kháng vào phản ảnh sang nhánh colector - emitter, nếu giả thiết $R_1 // R_2 \gg h_{11}$ ta có :

$$Z_{vpa} = \frac{Z_c}{n^2} = \frac{h_{11}}{n^2} \quad (6.61)$$

n là hệ số phản ảnh :

$$n = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} = \frac{C_1}{C_2} \quad (6.62)$$

Thay (6.58), (6.59) và (6.61) vào (6.57) xác định được :

$$K = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{\frac{R_{td}}{(1+n)^2} \frac{h_{11}}{n^2}}{\frac{R_{td}}{(1+n)^2} + \frac{h_{11}}{n^2}} \quad (6.63)$$

Xác định hệ số hồi tiếp :

$$K_{ht} = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} = -\frac{C_1}{C_2} = -n \quad (6.64)$$

Tính tích KK_{ht} :

$$KK_{ht} = n \frac{R_{td} h_{21}}{n^2 R_{td} + h_{11}(1+n)^2} \quad (6.65)$$

Xác định điều kiện dao động của mạch :

$$KK_{ht} \geq 1 \quad (6.66)$$

Thay (6.65) vào (6.66) và biến đổi, tìm được :

$$(1+n)^2 + n^2 \frac{R_{td}}{h_{11}} - \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{td} n \leq 0 \quad (6.67)$$

Trong biểu thức (6.67), dấu “=” ứng với trường hợp dao động xác lập, còn dấu “<” ứng với trường hợp quá độ lúc mới đóng mạch. Bằng cách đó có thể tính điều kiện tự dao động cho các mạch khác nhau.

• Xác định hệ số hồi tiếp cần thiết để mạch tự dao động được :

Thường $n \ll 1$, nên (6.67) được viết gần đúng :

$$n^2 \frac{R_{td}}{h_{11}} - n \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{td} + 1 \leq 0 \quad (6.68)$$

Giải (6.68) theo n , ta nhận được :

$$n_{1,2} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21}}{2}\right)^2 - \frac{h_{21}}{R_{td}}}$$

Đạo hàm (6.68) và xét dấu, ta thấy (6.68) ≤ 0 khi :

$$n_2 \leq n \leq n_1 \quad (6.69)$$

Vậy nếu hệ số hồi tiếp n thỏa mãn (6.69) thì trong mạch có dao động. Mạch có dao động hình sin (ở trạng thái xác lập) tại n_1 hoặc n_2 .

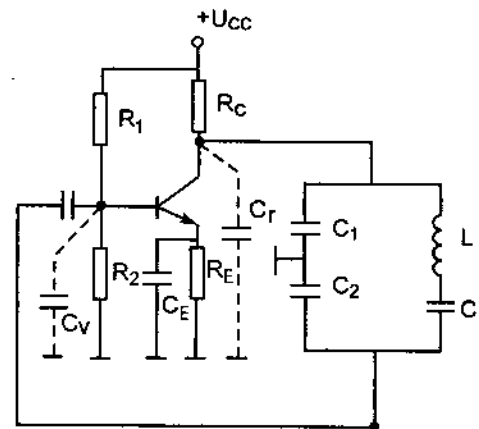
• Xác định trị số các linh kiện mắc trong mạch qua hệ số hồi tiếp n theo (6.62) và qua tần số dao động của mạch :

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (6.70)$$

4. Mạch Clapp

Mạch Clapp (h. 6.21) là một biến dạng của mạch ba điểm điện dung. Ở đây nhánh điện cảm trong h. 6.20 được thay bởi một mạch cộng hưởng gồm L và C nối tiếp mà trị số của chúng được chọn sao cho mạch có trở kháng tương đương với một điện cảm tại $f = f_{dd}$, điều này

nghĩa là $\omega_{dd} L > \frac{1}{\omega_{dd} C}$.



Hình 6.21. Mạch tạo dao động theo sơ đồ Clapp.

Hệ số ghép giữa tranzito và khung cộng hưởng được xác định như sau :

$$p = \frac{U_{CE}}{U_{td}} = \frac{C_{td}}{C_1}$$

trong đó :

$$\frac{1}{C_{td}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C} \quad (6.71)$$

Thường chọn $C \ll C_1, C_2$ do đó $C \approx C_{td}$

Biểu thức (6.70) được viết gần đúng :

$$p \approx \frac{C}{C_1} \ll 1 \quad (6.72)$$

Nghĩa là khung cộng hưởng ghép rất lỏng với phần tử tích cực nhằm giảm ảnh hưởng của các điện dung phân bố của phần tử tích cực (điện dung ra, điện dung vào) đến tần số dao động của mạch.

Tần số dao động của mạch :

$$f_{dd} \approx f_{ch} = \frac{1}{\sqrt{LC_{td}}} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6.73)$$

Vậy C_1, C_2 là các điện dung song song với điện dung vào của tranzito, hầu như không tham gia quyết định tần số dao động của mạch. Vì vậy sơ đồ Clapp cho phép tạo dao động có tần số ổn định hơn các loại sơ đồ ba điểm khác.

Điều kiện cân bằng pha và cân bằng biên độ của mạch được phân tích hoàn toàn giống sơ đồ ba điểm điện dung. Theo điều kiện cân bằng biên độ (6.9a) xác định được :

$$n^2 R_{td} - nh_{21e} R_{td} + h_{11e} \left(\frac{C_1}{C} \right)^2 \leq 0$$

Từ đó tính được :

$$n_{1,2} = \frac{h_{21e}}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{h_{21e}}{2} \right)^2 - \frac{h_{11e}}{R_{td}} \left(\frac{C_1}{C} \right)^2} \quad (6.74)$$

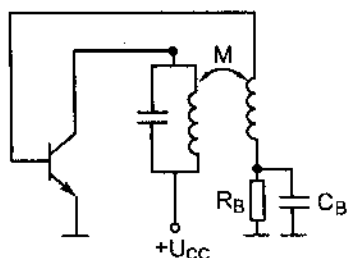
là hệ số hồi tiếp cần thiết để mạch có dao động xác lập khi $KK_{ht} = 1$.

6.3.3. Ổn định biên độ trong các bộ tạo dao động LC

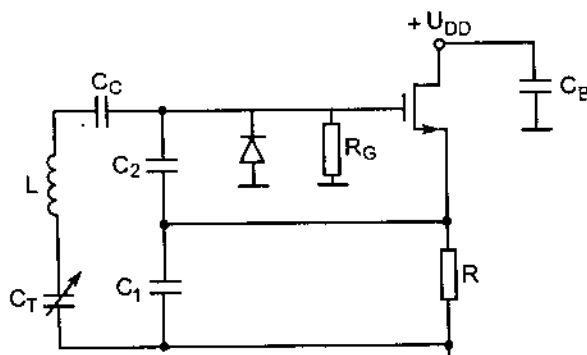
1. *Chế độ dao động mềm và dao động cứng.* Để ổn định biên độ trong các bộ tạo dao động LC thường dùng phương pháp di chuyển điểm làm việc của phần tử tích cực điện trở R_E trên h. 6.20 làm nhiệm vụ đó. Khi mới đóng mạch, định thiên cho mặt ghép bazơ - emitter được thực hiện nhờ mạch phân áp R_1, R_2 . Khi đó mạch làm việc với góc cắt $\theta = 180^\circ$ tương ứng có chế độ dao động mềm. Hồ dẫn của tranzito tại điểm làm việc ban đầu khá lớn, do đó $KK_{ht} > 1$. Trong quá trình quá độ, biên độ dao động tăng dần làm cho hạ áp trên R_E tăng, dẫn đến định thiên cho mặt ghép bazơ - emitter giảm, mạch chuyển dần sang chế độ C, ứng với góc cắt $\theta < 90^\circ$, tương ứng có chế độ dao động cứng. Đồng thời hồ dẫn trung bình giảm làm cho hệ số khuếch đại K giảm và tích KK_{ht} tiến tới bằng 1 ở chế độ xác lập. Trong sơ đồ này ta đã dùng hồi tiếp âm một chiều để dịch chuyển điểm làm việc từ khu vực có hồ dẫn lớn sang khu vực có hồ dẫn nhỏ hơn để cho khi mới đóng mạch, mạch dễ dao động và sau đó mạch dao động ổn định ($KK_{ht} = 1$) ở trạng thái xác lập. Cũng có thể dịch chuyển

điểm làm việc bằng cách thay đổi định thiên tự cấp trên điện trở R_B của mạch bazơ trên h. 6.21 theo nguyên tắc như đối với R_E trên h. 6.20.

2. *Hiện tượng dao động ngắt quãng.* Nếu chọn R_EC_E (h. 6.20) hoặc R_BC_B (h. 6.22) quá lớn thì ngay khi mạch đang ở trạng thái quá độ, điện áp bazơ - emitter đã quá âm làm cho tranzito ngắt và mất dao động. Sau đó C_E phóng điện qua R_E , điện áp bazơ - emitter bớt âm dần. Sau một thời gian nào đó mạch dao động trở lại. Quá trình đó lặp đi lặp lại và trong mạch có dao động ngắt quãng. Ngược lại, nếu chọn R_EC_E (R_BC_B) quá nhỏ thì mạch có dao động với biên độ tăng dần ($KK_{ht} > 1$). Vì vậy cần chọn trị số R_EC_E (R_BC_B) hợp lý để trong mạch luôn luôn có dao động và mạch làm việc ở trạng thái xác lập khi $KK_{ht} = 1$.



Hình 6.22. Mạch tạo dao động định thiên tự cấp R_BC_B .



Hình 6.23. Dao động Colpitts với tranzito MOS FET với diốt chỉnh lưu không chế biên độ.

Các đặc điểm phi tuyến của tranzito thường được sử dụng để giới hạn độ lớn của biên độ sóng dao động ví dụ như diốt trong mạch cổng của JFET có thể được sử dụng để giới hạn độ lớn của biên độ. Trong các mạch dao động bằng tranzito lưỡng cực diốt cũng thường được dùng để thực hiện chức năng này. Trong phiên bản MOS của mạch tạo dao động Colpitts minh họa trên h. 6.23, một diốt và một điện trở được sử dụng để tạo ra chức năng hạn chế độ lớn.

6.4. MẠCH TẠO DAO ĐỘNG DÙNG THẠCH ANH

6.4.1. Tính chất và mạch tương đương của thạch anh

Khi yêu cầu 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 được độ ổn định tần số yêu cầu thì phải dùng thạch anh để ổn định tần số, vì thạch anh có những đặc tính vật lý rất đáng quý như độ bền cơ học cao, ít chịu ảnh hưởng của nhiệt độ; độ ẩm và tác dụng hóa học.

Thạch anh có tính chất áp điện, nghĩa là dưới tác dụng của điện trường thì sinh ra dao động cơ học và ngược lại khi có dao động cơ học thì sinh ra điện tích, do đó có thể dùng thạch anh như một khung cộng hưởng. Tính chất dao động của thạch anh được biểu diễn bởi sơ đồ tương đương h.6.24, 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 , 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.

Với thạch anh 1 MHz thì $L_q = 1,5\text{H}$; $C_q = 0,016\text{pF}$; $r_q = 60\Omega$ và $C_p = 1\text{pF} \dots 5\text{pF}$.

Thường r_q rất nhỏ, nên khi tính toán người ta bỏ qua. Với giả thiết $r_q \approx 0$, thì trở kháng tương đương của thạch anh được xác định theo (6.75) :

$$Z_q = X_q = \frac{\left(j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q}\right) \frac{1}{j\omega C_p}}{\frac{1}{j\omega C_q} + j\omega C_q + \frac{1}{j\omega C_p}} = j \frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega(C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p)} \quad (6.75)$$

Từ (6.75) suy ra thạch anh có 2 tần số cộng hưởng : một tần số cộng hưởng nối tiếp f_q ứng với Z_q và một tần số cộng hưởng song song f_p ứng với $Z_p = \infty$, với :

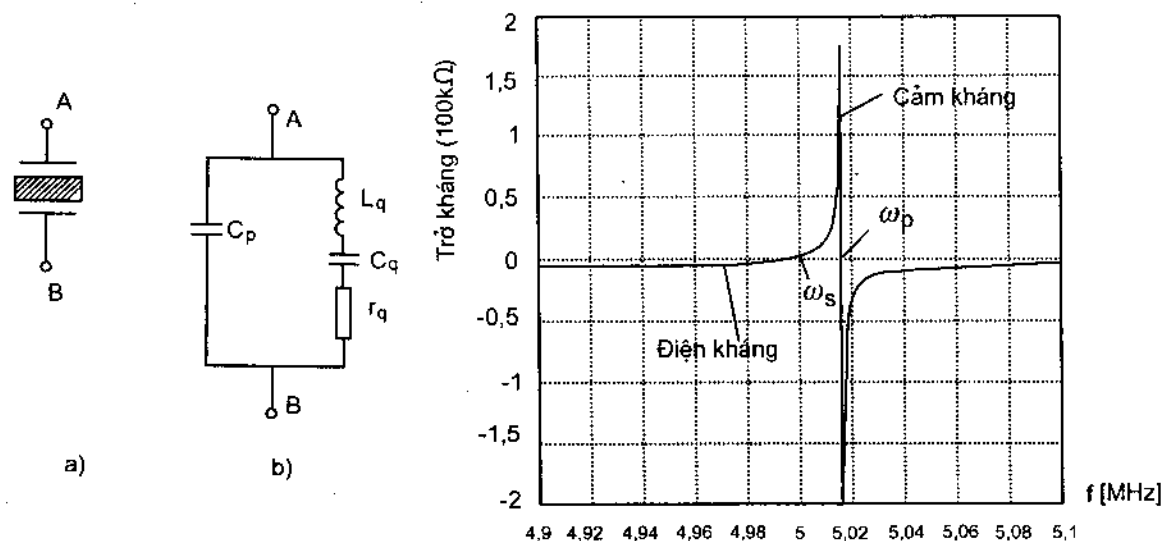
$$f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}} \quad (6.76)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q C_p}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_{td}}} = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p}} \quad (6.77)$$

trong đó :

$$C_{td} = \frac{C_q C_p}{C_q + C_p}$$

Tụ C_p càng lớn so với C_q thì f_q càng gần với f_p . Từ biểu thức (6.75) có thể vẽ đặc tính điện kháng của thạch anh theo tần số như trên h.6.25. Các hãng thường sản xuất các thạch anh với tần số $f_q = 1\text{kHz}$ đến 100MHz . Các thạch anh tần số thấp ít được sản xuất, vì loại này có kích thước lớn và đắt tiền.



Hình 6.24. a) sơ đồ quy ước của thạch anh ;
b) sơ đồ tương đương về điện của thạch anh.

Hình 6.25. Đặc tính điện kháng của thạch anh.

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

- Hệ số phẩm chất cao : $Q \approx 10^4 \dots 10^5$;
- Tỷ số 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 ổn định của thạch anh rất cao, với khung dao động thạch anh có thể đạt được độ ổn định tần số $\frac{\Delta f}{f_0} \approx 10^{-6} \dots 10^{-10}$.

Để thay đổi tần số cộng hưởng của thạch anh trong một phạm vi hẹp, người ta mắc nối tiếp với thạch anh một tụ biến đổi C_s như trên h.6.26.

Lúc này trở kháng tương đương của mạch :

$$Z_q = \frac{1}{j\omega C_s} \frac{C_q + C_p + C_s - \omega^2 L_q C_q (C_p + C_s)}{C_p + C_q - \omega^2 L_q C_q C_p} \quad (6.78)$$

Do đó tần số cộng hưởng nối tiếp của mạch :

$$f_q = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} \quad (6.79)$$

Từ (6.79) xác định được lượng thay đổi tần số nhờ mắc thêm C_s vào :

$$\frac{\Delta f}{f_q} = \frac{f'_q - f_q}{f_q} = \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_p + C_s}} - 1 \approx \frac{1}{2} \frac{C_q}{C_p + C_s} \quad (6.80)$$

Ngoài ra, vì C_p ổn định kém, do đó để giảm ảnh hưởng của C_p , người ta mắc thêm một tụ C_0 song song với C_p . Lúc đó :

$$Z_q = j \frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega [C_p + C_0 + C_q - \omega^2 L_q C_q (C_p - C_0)]} \quad (6.81)$$

Do đó tần số cộng hưởng song song :

$$f_p = f_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0 + C_p}} \quad (6.82)$$

Khi $C_0 \gg C_q$ thì $f_p \approx f_q$.

Do mắc thêm C_0 nên tần số cộng hưởng song song f_p giảm xuống gần bằng tần số cộng hưởng nối tiếp f_q và f_p hầu như không phụ thuộc vào C_p và C_0 . Nhưng cũng vì vậy mà chất lượng của mạch $Q = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$ giảm, vì C tăng.

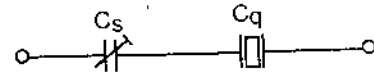
6.4.2. Mạch điện bộ tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng song song

Mạch điện trên h.6.27a là một dạng mạch ba điểm điện dung. Nhánh có thạch anh mắc nối tiếp với tụ điện C tương đương với một điện cảm, nghĩa là tần số dao động của mạch :

$$f_q < f_{dd} < f_p \quad (6.83)$$

$$\frac{1}{\omega_{dd} C_s} < \omega_{dd} L_{td} \quad (6.84)$$

trong đó L_{td} là điện cảm tương đương của thạch anh.



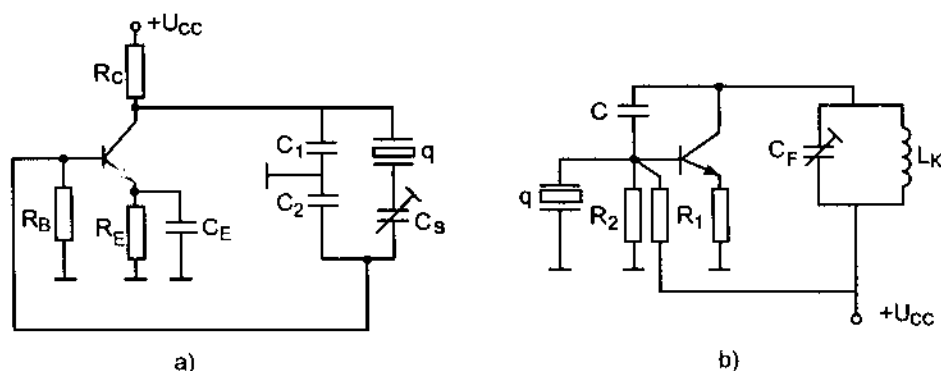
Hình 6.26. Một biện pháp để thay đổi tần số cộng hưởng riêng của thạch anh.

Ngoài ra, giống như trong mạch Clapp để giảm ảnh hưởng của điện dung ra và điện dung vào đến tần số dao động của mạch, trị số của tụ điện được chọn theo điều kiện :

$$C_s \ll C_1, C_2 \quad (6.85)$$

Tần số dao động của mạch có thể xác định gần đúng như sau :

$$f_{dd} \approx f_p \quad (6.86)$$



Hình 6.27. Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng song song.

Với sơ đồ h. 6.27b điều kiện pha chỉ được thỏa mãn khi thạch anh tương đương với một điện cảm L_{td} tại tần số dao động, nghĩa là :

$$f_p > f_{dd} > f_q$$

Lúc đó ta có mạch ba điểm điện cảm :

$$Z_1 = Z_{BE} = j\omega L_{td} > 0; \quad Z_2 = Z_{CE} = Z_{td} > 0; \quad Z_3 = Z_{CB} = -j \frac{1}{\omega C} < 0$$

Ở đây Z_{td} là trở kháng tương đương của khung cộng hưởng song song, để $Z_{td} > 0$ mạch phải thỏa mãn điều kiện :

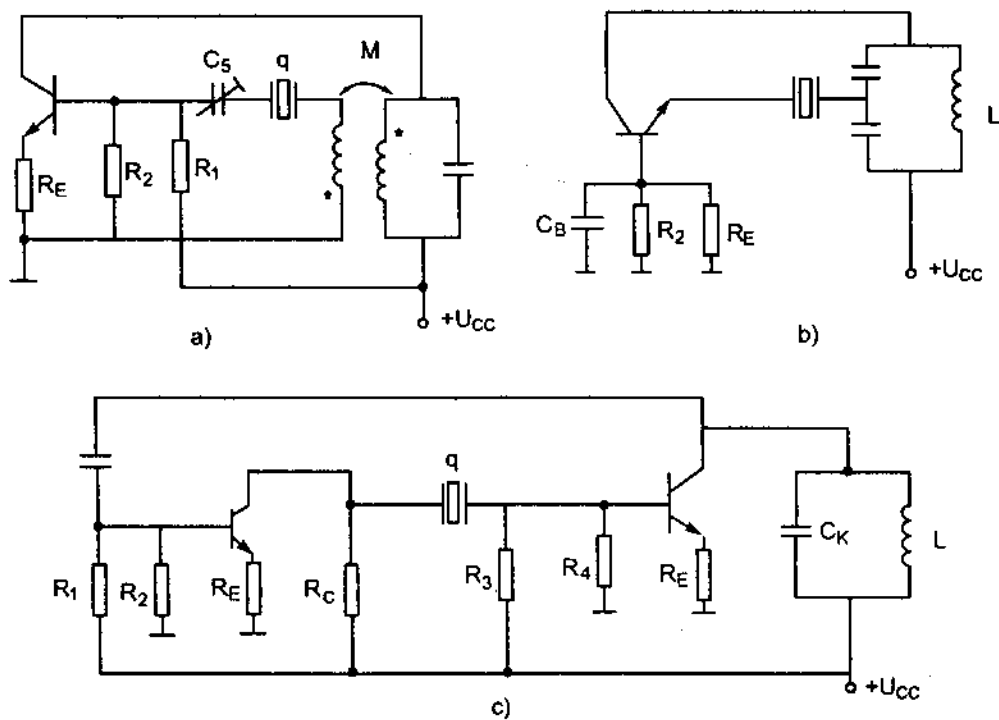
$$f_{dd} < f_{ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_k}} \quad (6.87)$$

Điều kiện biên độ được xét như đối với mạch ba điểm điện cảm thông thường.

6.4.3. Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp

Trong ba sơ đồ trên h.6.28, thạch anh đều được mắc trong mạch hồi tiếp và đóng vai trò như một phần tử ghép có tính chọn lọc đối với tần số.

Khi tần số dao động $f_{dd} \approx f_q$ thì trở kháng thạch anh $Z_q \approx 0$ do đó hạ áp trên thạch anh nhỏ làm cho điện áp hồi tiếp về bazơ tăng và mạch có dao động với tần số dao động $f_{dd} = f_q$. H. 6.28a là sơ đồ ghép biến áp mắc theo kiểu emitter chung, h. 6.28b là sơ đồ ba điểm điện dung mắc theo kiểu bazơ chung, còn h. 6.28c là sơ đồ gồm hai tầng khuếch đại mắc nối tiếp. Góc di pha tổng của chúng $\varphi = 180^\circ$, do đó điều kiện pha được thỏa mãn. Tụ điện C và trở kháng vào của T_1 tạo nên mạch hồi tiếp phân áp.



Hình 6.28. Mạch tạo dao động dùng thạch anh với tần số cộng hưởng nối tiếp :
a) sơ đồ hồi tiếp biến áp ; b) sơ đồ ba điểm điện dung ; c) sơ đồ hồi tiếp qua 2 tầng khuếch đại.

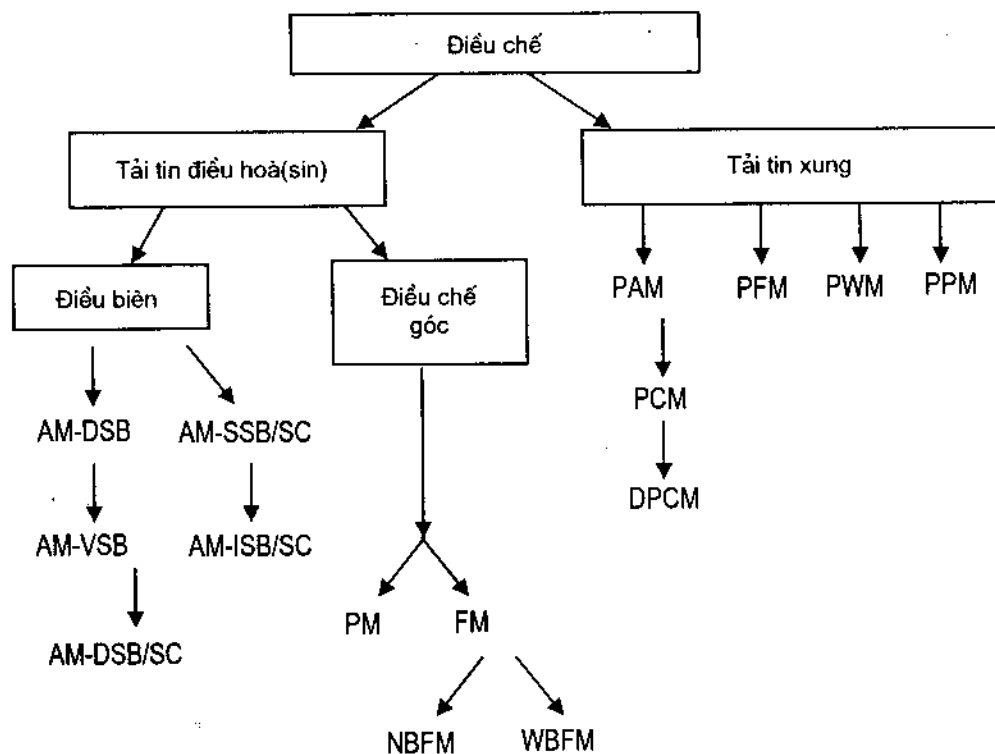
CHƯƠNG VII

ĐIỀU CHẾ

7.1. KHÁI NIỆM

Trong thực tế sóng âm thanh, sóng điện tin... hay còn gọi là tín tức thường là các sóng có tần số thấp và không thể truyền đi xa được. Tín tức ở miền tần số thấp cần được chuyển sang miền tần số cao để truyền đi xa đó là quá trình điều chế. Điều chế là quá trình ghi tín tức vào một dao động cao tần nhờ biến đổi một thông số nào đó (ví dụ : biên độ, tần số, góc pha, độ rộng xung...) của dao động cao tần theo tín tức. Tín tức được gọi là *tín hiệu điều chế*, dao động cao tần được gọi là *tải tin* hay còn gọi là *sóng mang*, còn dao động cao tần mang tín tức được gọi là *dao động cao tần đã điều chế*.

Tải tin hay sóng mang là tín hiệu điều hòa, người ta phân biệt hai loại điều chế ; điều biên và điều chế góc, trong đó điều chế góc bao gồm điều tần và điều pha. Khi tải tin là tín hiệu xung chúng ta có điều chế tần số (h.7.1)



Hình 7.1. Các loại điều chế.

7.2. ĐIỀU BIÊN

7.2.1. Phổ của tín hiệu điều biên

Điều biên là quá trình làm cho biên độ tải tin biến đổi theo tín tức. Để đơn giản, giả thiết tín tức u_s và tải tin u_t đều là dao động điều hòa và tần số tín tức biến thiên từ $\omega_{smin} + \omega_{smax}$, ta có :

$$u_s = U_s \cos \omega_s t$$

$$u_t = U_t \cos \omega_t t \quad \text{và} \quad \omega_t \gg \omega_s$$

Do đó, tín hiệu điều biên :

$$u_{AM} = (U_t + U_s \cos \omega_s t) \cos \omega_t t = U_t (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t \quad (7.1)$$

trong đó $m = \frac{U_s}{U_t}$ là hệ số điều chế.

Hệ số điều chế m phải thỏa mãn điều kiện : $m \leq 1$. Khi $m > 1$ thì mạch có hiện tượng quá điều chế và tín hiệu bị méo trầm trọng (h.7.2c).

Áp dụng biến đổi lượng giác đối với biểu thức (7.2) sẽ nhận được :

$$u_{AM} = U_t \cos \omega_t t + \frac{m}{2} U_t \cos(\omega_t + \omega_s)t + \frac{m}{2} U_t \cos(\omega_t - \omega_s)t \quad (7.2)$$

Vậy, ngoài thành phần tải tin, tín hiệu điều biên còn có hai biên tần : biên tần trên có tần số từ $(\omega_t + \omega_{smin})$ đến $(\omega_t + \omega_{smax})$ và biên tần dưới từ $(\omega_t - \omega_{smax})$ đến $(\omega_t - \omega_{smin})$. H.7.2 minh họa phổ của tín hiệu điều biên.

7.2.2. Quan hệ năng lượng trong điều biên

Trong tín hiệu đã điều biên, các biên tần chứa tín tức, còn tải không mang tín tức. Cần xét xem năng lượng được phân bố như thế nào đối với các thành phần phổ của tín hiệu đã điều biên.

Công suất tải tin, công suất bình quân trong một chu kỳ tải tin : $P_{\sim t} \sim \frac{1}{2} U_t^2$

$$\text{Công suất biên tần :} \quad P_{\sim bt} \sim \frac{\left(\frac{mU_t}{2}\right)^2}{2}$$

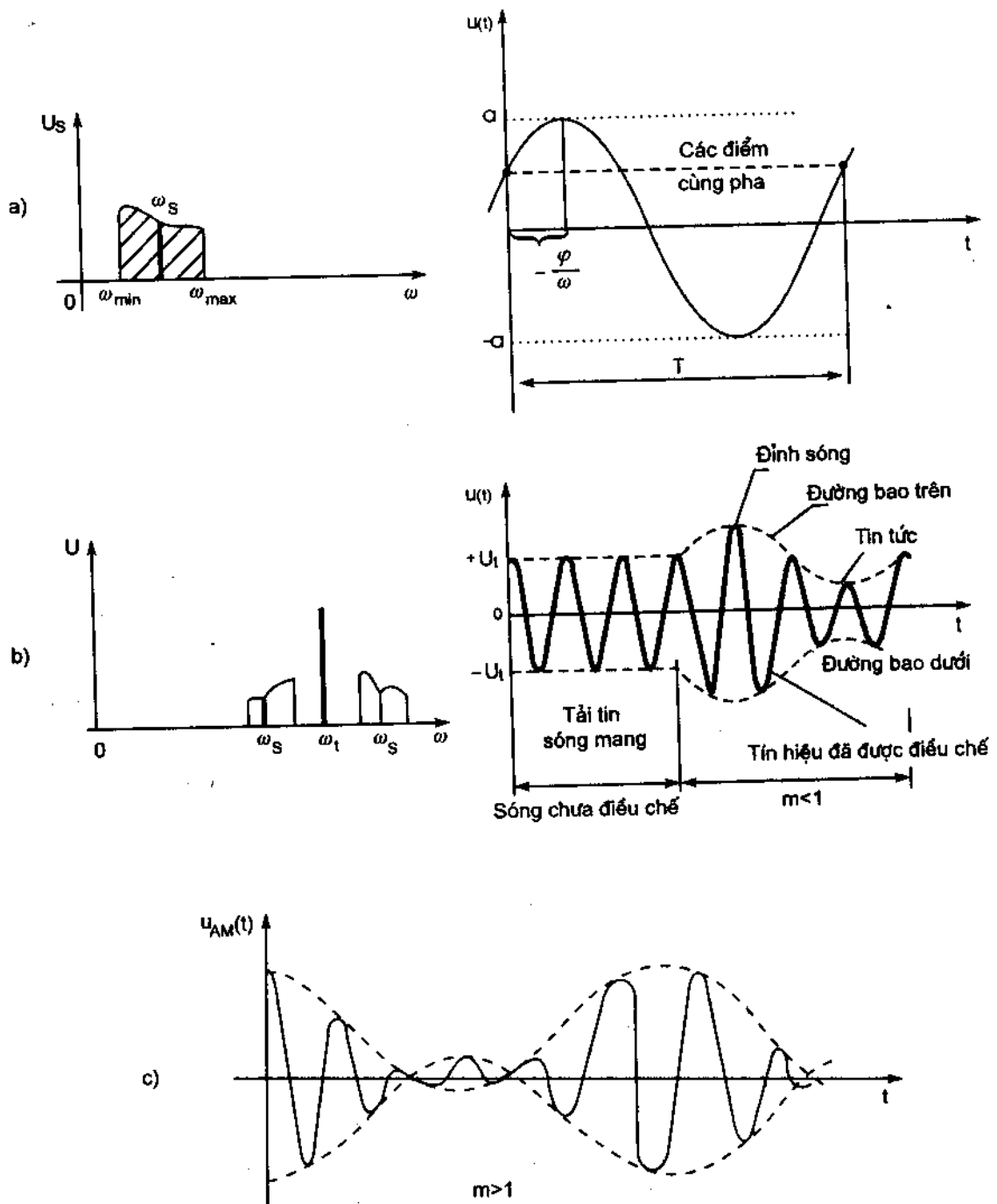
Công suất của tín hiệu đã điều biên là công suất bình quân trong một chu kỳ của tín hiệu điều chế :

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

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 giữa 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 thường chọn nhỏ hơn 1, do đó công suất các biên tần thực tế chỉ bằng khoảng một phần ba công suất tải tần. Nghĩa là phần lớn công suất phát xạ được phân bố cho thành phần phổ không mang tín tức (tải tin), còn thành phần phổ chứa tín tức (các biên tần) chỉ chiếm phần nhỏ công suất điều biên. Đó là một nhược điểm của tín hiệu điều biên so với tín hiệu đơn biên.



Hình 7.2. Tín hiệu điều biên : a) đồ thị thời gian và phổ tín tức ;
b) đồ thị thời gian và phổ tín hiệu điều biên ; c) đồ thị thời gian của tín hiệu điều biên, khi $m > 1$.

Ngoài ra, còn cần phải quan tâm đến công suất ở chế độ cực đại ứng với biên độ điện áp điều biên cực đại, để chọn được phần tử tích cực hợp lý.

Từ biểu thức (7.1), suy ra :

$$U_{dbmax} = U_t (1 + m)$$

Do đó :

$$P_{\sim max} \sim \frac{1}{2} (1 + m)^2 U_t^2$$

7.2.3. Các chỉ tiêu cơ bản của dao động đa điều biên

1. Hệ số méo phi tuyến. Hệ số méo phi tuyến được định nghĩa như sau :

$$k = \frac{\sqrt{I_{(\omega_i \pm 2\omega_s)}^2 + I_{(\omega_i \pm 3\omega_s)}^2 + \dots}}{I_{(\omega_i \pm \omega_s)}}$$

trong đó $I_{(\omega_i \pm n\omega_s)}$ ($n \geq 2$) là biên độ các thành phần dòng điện ứng với hài bậc cao của tín hiệu điều chế, $I_{(\omega_i \pm \omega_s)}$ là biên độ các thành phần biên tần.

Để đặc trưng cho méo phi tuyến trong mạch điều biên, người ta dùng đặc tuyến điều chế tĩnh (h.7.3). Đặc tuyến điều chế tĩnh cho biết quan hệ giữa biên độ tín hiệu ra và giá trị tức thời của tín hiệu điều chế ở đầu vào.

Dạng tổng quát của đặc tuyến điều chế tĩnh được biểu diễn trên h.7.3.

Đường đặc tuyến điều chế tĩnh lý tưởng là một đường thẳng từ C đến A. Đặc tuyến điều chế tĩnh không thẳng sẽ làm cho lượng biến đổi của biên độ dao động cao tần

đầu ra so với giá trị ban đầu (điểm B), không tỷ lệ tuyến tính với giá trị tức thời của điện áp điều chế. Do đó trên đầu ra thiết bị điều biên, ngoài các thành phần hữu ích (các biên tần), còn có các thành phần bậc cao không mong muốn khác. Trong đó đáng lưu ý nhất là thành phần với tần số $\omega_i \pm 2\omega_s$ có thể lọt vào các biên tần mà không thể lọc được.

Để giảm méo phi tuyến, cần hạn chế phạm vi làm việc của bộ điều chế trong đoạn đường thẳng của đặc tuyến điều chế tĩnh. Lúc đó buộc phải giảm độ sâu điều chế.

2. Hệ số méo tần số

$$m = f(F_s) \Big|_{U_s = \text{const}}$$

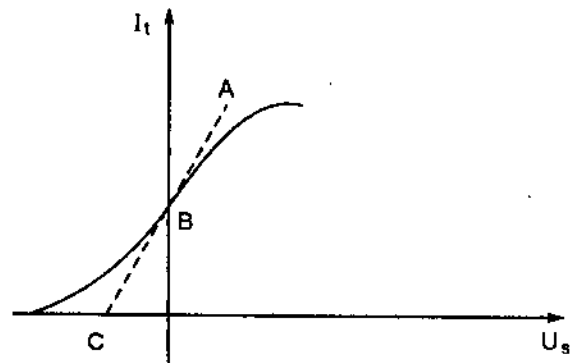
Để đánh giá độ méo tần số, người ta căn cứ vào đặc tuyến biên độ - tần số :

Hệ số méo tần số được xác định theo biểu thức :

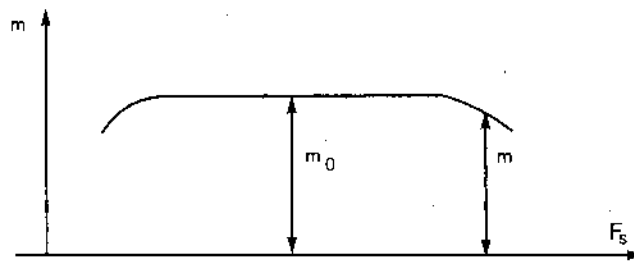
$$M = \frac{m_o}{m} \text{ hoặc } M_{dB} = 20 \log M$$

trong đó : m_o - hệ số điều chế lớn nhất ;

m - hệ số điều chế tại tần số đang xét (h.7.4).



Hình 7.3. Đặc tuyến điều chế tĩnh :
A - giá trị cực đại ; B - tải tin chưa điều chế.



Hình 7.4. Đặc tuyến biên độ - tần số.

Méo tần số xuất hiện chủ yếu trong các tầng khuếch đại âm tần (khuếch đại tín hiệu điều chế), nhưng cũng có thể xuất hiện trong các tầng điều chế và sau điều chế, khi mạch lọc đầu ra của các tầng này không đảm bảo dải thông cho phổ của tín hiệu đã điều biên ($2F_{smax}$).

7.2.4. Mạch điều biên

Các mạch điều biên được xây dựng dựa vào hai nguyên tắc sau đây :

- Dùng phần tử phi tuyến : cộng tải tín và tín hiệu điều chế trên đặc tuyến của phần tử phi tuyến đó.
- Dùng phần tử tuyến tính có tham số điều khiển được : nhân tải tín và tín hiệu điều chế nhờ phần tử tuyến tính đó.

Để thực hiện điều biên theo nguyên tắc thứ nhất, có thể dùng mọi phần tử phi tuyến, nhưng nếu dùng bán dẫn, đèn điện tử thì đồng thời với điều biên, còn có thể khuếch đại tín hiệu. Về mạch điện, người ta phân biệt các loại mạch điều biên sau : mạch điều biên đơn, mạch điều biên cân bằng và mạch điều biên vòng.

1. Các mạch điều biên đơn

Mạch điều biên đơn là mạch chỉ dùng một phần tử tích cực để điều chế. Các mạch điện trên h.7.5. và h.7.7 là các mạch điều biên đơn dùng diốt. Đối với dòng điện ra của mạch điều biên ngoài các thành phần hữu ích (các biên tần) còn có đủ mọi thành phần không mong muốn khác (tải tần và các hài bậc cao). Đó là đặc điểm cơ bản của các mạch điều biên đơn. Trong trường hợp tranzito lưỡng cực hoặc FET, người ta phân biệt điều biên bazơ, điều biên colectơ, điều biên cửa, điều biên máng,... các loại mạch điều biên có tên gọi tương ứng với cực mà điện áp điều chế được đặt vào.

Điều biên dùng phần tử phi tuyến

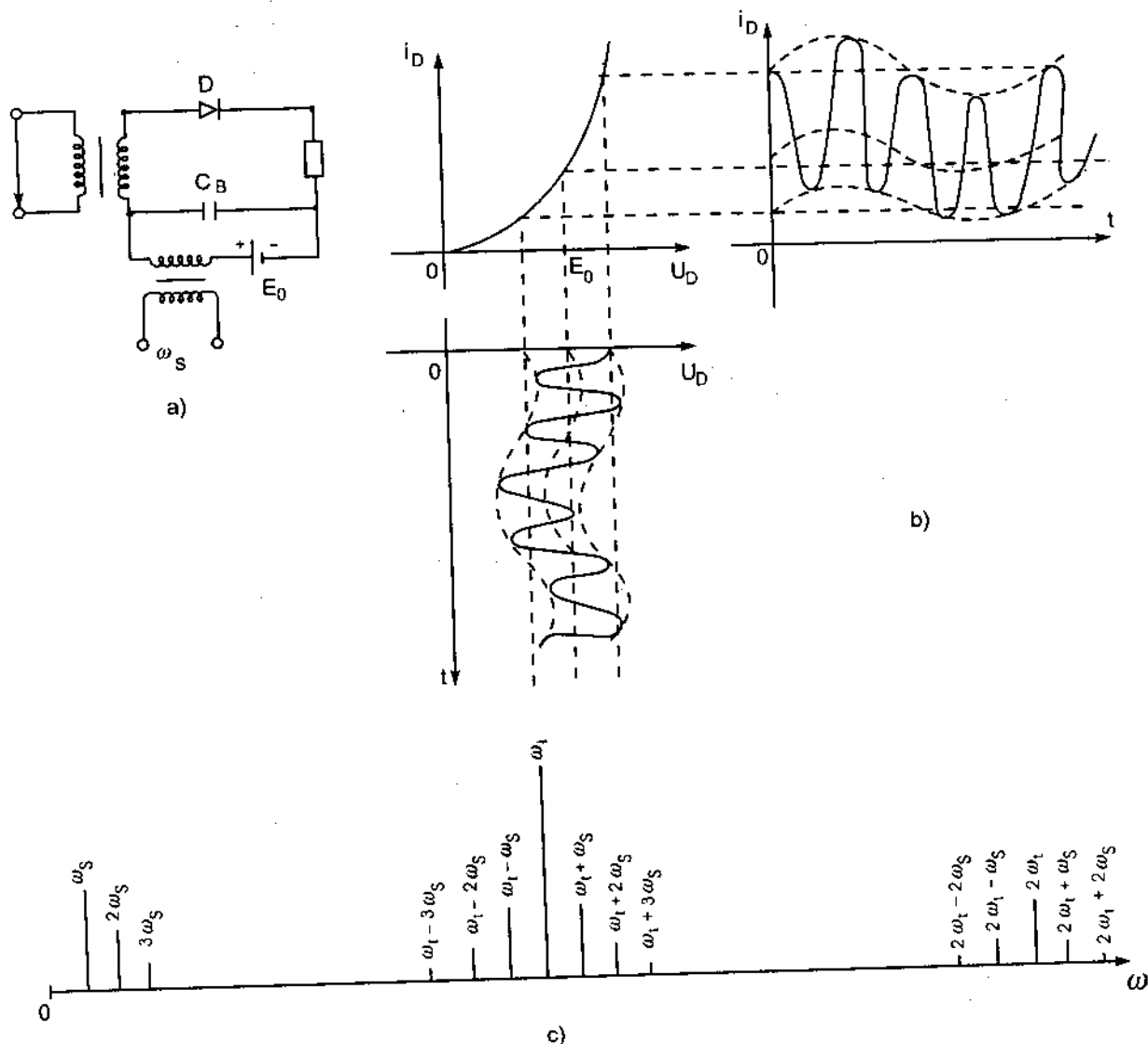
Các phần tử phi tuyến được dùng để điều biên có thể là đèn điện tử, bán dẫn, các đèn có khí, cuộn cảm có lõi sắt hoặc điện trở có trị số biến đổi theo điện áp vào.

Tùy thuộc vào điểm làm việc được chọn trên đặc tuyến phi tuyến, hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến có thể biểu diễn gần đúng theo chuỗi Taylor khi chế độ làm việc của mạch là chế độ A ($\theta = 180^\circ$) hoặc phân tích theo chuỗi Fourier khi mạch làm việc ở chế độ mà góc cắt $\theta < 180^\circ$ (chế độ AB, B, C).

Trường hợp 1 : $\theta = 180^\circ$. Giả thiết mạch điều biên dùng diốt (h.7.5). Nếu các tín hiệu vào thỏa mãn điều kiện (7.3) thì mạch làm việc ở chế độ A ($\theta = 180^\circ$).

$$|U_I| + |U| < |E_0| \quad (7.3)$$

Hàm số đặc trưng cho phần tử phi tuyến (diốt) xung quanh điểm làm việc biểu diễn theo chuỗi Taylor :



Hình 7.5. Điều biến ở chế độ A : a) mạch điện dùng diốt ;
b) đặc tuyến của diốt, đồ thị thời gian của tín hiệu vào và tín hiệu ra ;
c) phổ của tín hiệu điều biến khi mạch làm việc ở chế độ A.

$$I_D = a_1 u_D + a_2 u_D^2 + a_3 u_D^3 + \dots \quad (7.4)$$

với :

$$u_D = E_D + U_c \cos \omega_1 t + U_s \cos \omega_s t$$

Thay u_D vào biểu thức (7.4), nhận được :

$$I_D = a_1 (E_0 + U_c \cos \omega_1 t + U_s \cos \omega_s t) + a_2 (E_0 + U_c \cos \omega_1 t + U_s \cos \omega_s t)^2 + a_3 (E_0 + U_c \cos \omega_1 t + U_s \cos \omega_s t)^3 + \dots \quad (7.5)$$

Khai triển (7.4) và bỏ qua các số hạng bậc cao $n \geq 4$ sẽ có kết quả mà phổ của nó được biểu diễn trên h.7.5. Phổ tín hiệu ra trong trường hợp này gồm thành phần phổ mong muốn ($\omega_1 \pm \omega_s$) và các thành phần phụ không mong muốn. Các thành phần phụ bằng không khi :

$$a_3 = a_4 = a_5 = \dots = a_{2n+1} = 0 \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

nghĩa là nếu đường đặc tính của phần tử phi tuyến là một đường cong bậc hai thì tín hiệu đã điều biến không có méo phi tuyến. Phần tử phi tuyến có đặc tính gần với dạng lý tưởng.

Để thỏa mãn điều kiện (7.3), tải tin và tín hiệu điều chế phải có biên độ nhỏ, nghĩa là phải hạn chế độ sâu điều chế m và hạn chế công suất ra. Vì lý do đó, rất ít khi dùng điều biến chế độ A.

Trường hợp 2 : $\theta < 180^\circ$. Khi $\theta < 180^\circ$, nếu biên độ điện áp đặt vào diốt đủ lớn thì có thể coi đặc tuyến của nó là một đường gấp khúc (h.7.6). Phương trình biểu diễn đặc tuyến của diốt trong trường hợp này như sau :

$$i_D = \begin{cases} 0 & \text{khi } u_D \leq 0 \\ Su_D & \text{khi } u_D > 0 \end{cases} \quad (7.6)$$

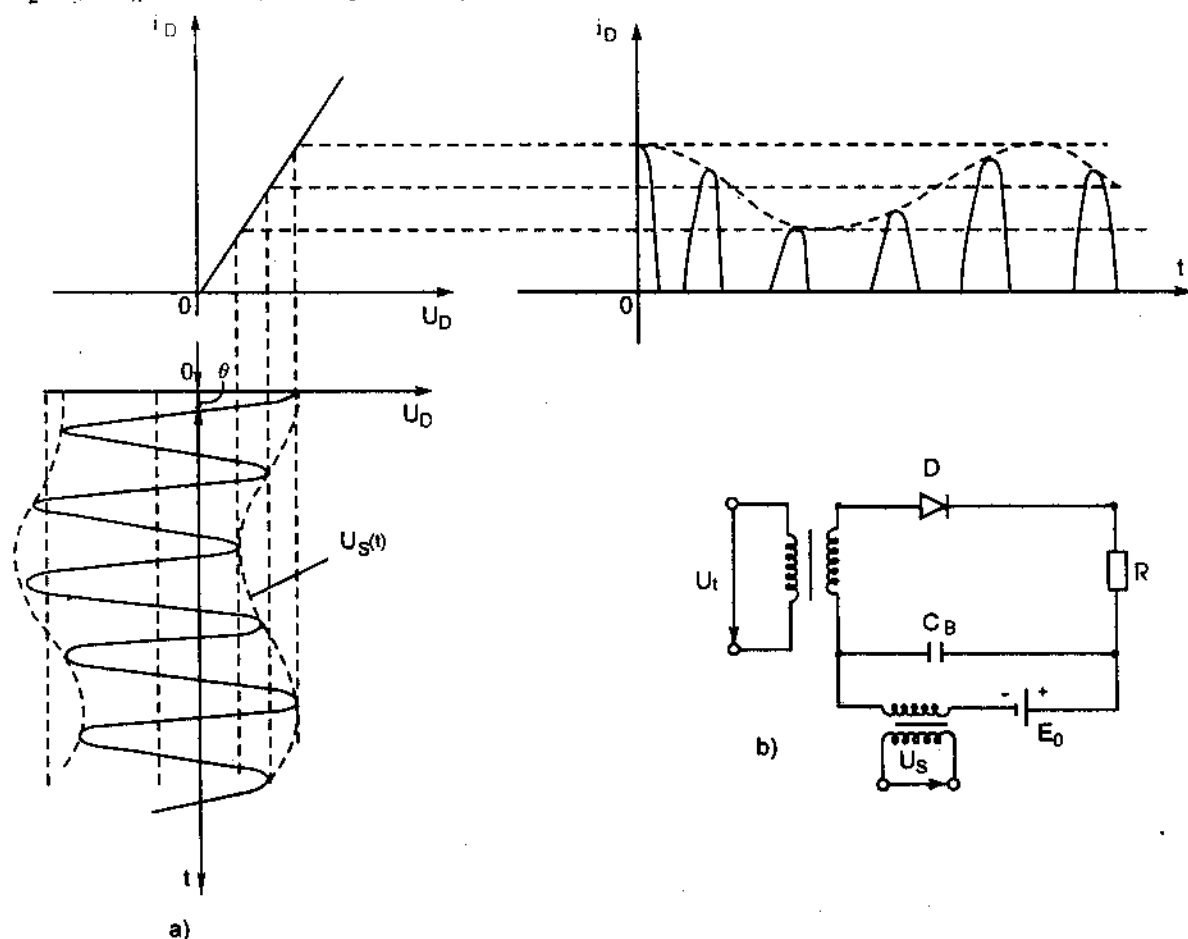
trong đó S là hằng số của đặc tuyến diốt.

Chọn điểm làm việc ban đầu trong khu tắt của diốt (ứng với chế độ C). Vì dòng qua diốt là một dãy xung hình sin (h.7.6b), nên có thể biểu diễn i_D theo chuỗi Fourier như sau :

$$i_D = I_0 + i_1 + i_2 + \dots + i_n + \dots = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots + I_n \cos n\omega t \quad (7.7)$$

trong đó :

I_0 là thành phần dòng điện một chiều ; I_1 là biên độ thành phần dòng điện cơ bản đối với tải tin ; $I_2, I_3, \dots, I_n$ là biên độ thành phần dòng điện bậc cao (hài bậc cao) đối với tải tin.



Hình 7.6. Điều biến ở chế độ C (tín hiệu vào lớn) :
a) đặc tuyến của diốt, đồ thị thời gian của tín hiệu vào và tín hiệu ra ; b) mạch điện.

$I_0, I_1, I_2, I_3, \dots, I_n$ được tính toán theo các biểu thức xác định hệ số của chuỗi Fourier :

$$\begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D d\omega t \\ I_1 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos \omega_1 t d\omega_1 t \\ &\dots\dots\dots \\ I_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \end{aligned} \quad (7.8)$$

Theo biểu thức (7.6) :

$$i_D = S u_D = S(E_0 + U_s \cos \omega_s t + U_f \cos \omega_f t) \quad (7.9)$$

Khi $\omega_f t = \theta$ thì $i_D = 0$ (xem h.7.5), do đó có thể viết lại (7.9) như sau :

$$0 = S(E_0 + U_s \cos \omega_s t + U_f \cos \theta) \quad (7.10)$$

Lấy (7.9) trừ (7.10), ta có :

$$i_D = S U_f (\cos \omega_f t - \cos \theta) \quad (7.11)$$

Biểu thức (7.11) là một dạng khác của (7.9), nó biểu diễn sự phụ thuộc của i_D vào chế độ công tác (góc cắt θ). Thay (7.11) vào (7.8) để xác định các dòng điện $I_0, I_1, \dots, I_n$.

Ta đặc biệt lưu ý đến biên độ thành phần cơ bản I_1 (thành phần hữu ích) :

$$I = \frac{2}{\pi} \int_0^\theta S U_f (\cos \omega_f t - \cos \theta) \cos \omega_1 t d\omega_1 t = \frac{S U_f}{\pi} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right) \quad (7.12)$$

Do đó giá trị tức thời của thành phần cơ bản :

$$i_1 = \frac{S U_f}{\pi} \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right) \cos \omega_1 t \quad (7.13)$$

Ở đây θ xác định được từ biểu thức (7.10) :

$$\cos \theta = - \frac{E_0 + U_s \cos \omega_s t}{U_f} \quad (7.14)$$

Từ các biểu thức (7.13) và (7.14) một lần nữa lại thấy rằng : biên độ của thành phần dòng điện cơ bản biến thiên theo tín hiệu điều chế u_s .

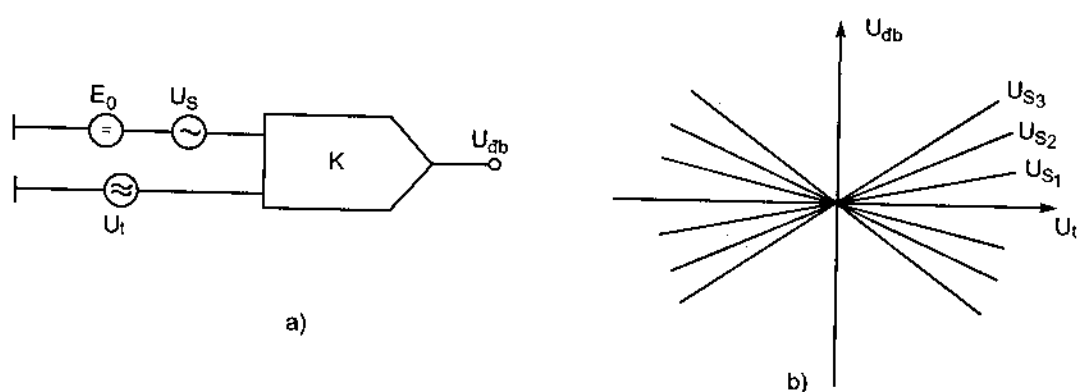
2. Điều biên dùng phần tử tuyến tính có tham số thay đổi

Thực chất quá trình điều biên này là quá trình nhân tín hiệu. Một ví dụ về mạch điện loại này là điều biên dùng bộ nhân tương tự (h.7.7). Trong mạch điện này, quan hệ giữa điện áp ra u_{ab} và điện áp vào u_f là quan hệ tuyến tính. Tuy nhiên, khi u_s biến thiên thì điểm làm việc chuyển từ đặc tuyến này sang đặc tuyến khác làm cho biên độ tín hiệu ra thay đổi để có điều biên.

Căn cứ vào tính chất của mạch nhân, ta viết được biểu thức của điện áp ra sau đây :

$$\begin{aligned} u_{AM} &= (E_0 + U_s \cos \omega_s t) U_f \cos \omega_f t \\ \text{hoặc :} \quad u_{AM} &= E_0 U_f \cos \omega_f t + \frac{U_f U_s}{2} \cos(\omega_f + \omega_s)t + \frac{U_f U_s}{2} \cos(\omega_f - \omega_s)t \end{aligned} \quad (7.15)$$

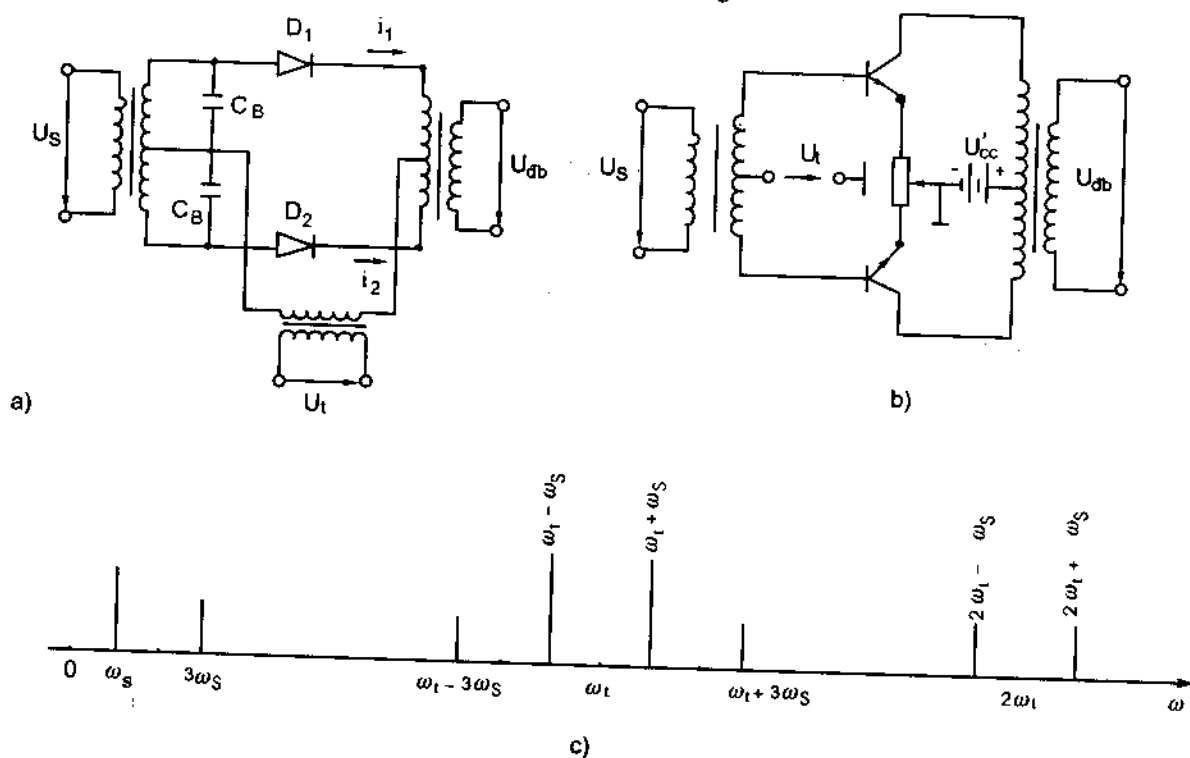
Theo (7.15), phổ tín hiệu ra có tải tin và hai biên tần mong muốn.



Hình 7.7. Điều biên dùng mạch nhân tương tự :
a) mạch điện ; b) đặc tuyến truyền đạt.

3. Mạch điều biên cân bằng

Để giảm méo phi tuyến, dùng mạch điều biên cân bằng.



Hình 7.8. Mạch điều biên cân bằng :
a) dùng điốt ; b) dùng tranzito ; c) phổ tín hiệu ra.

Trên h.7.8 là các mạch điều biên cân bằng dùng điốt và tranzito lưỡng cực. Theo h.7.8a, điện áp đặt lên các điốt D_1 và D_2 lần lượt :

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_s \cos \omega_s t + U_t \cos \omega_t t \\ u_2 &= -U_s \cos \omega_s t + U_t \cos \omega_t t \end{aligned} \right\} \quad (7.16)$$

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

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= a_0 + a_1 u_1 + a_2 u_1^2 + a_3 u_1^3 + \dots \\ i_2 &= a_0 + a_1 u_2 + a_2 u_2^2 + a_3 u_2^3 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (7.17)$$

Dòng điện ra :

$$i = i_1 = i_2$$

Thay (7.16) và (7.17) vào (7.18) và chỉ lấy bốn vế đầu ta nhận được biểu thức dòng điện ra :

$$i = A \cos \omega_s t + B \cos 3 \omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \quad (7.19)$$

trong đó :

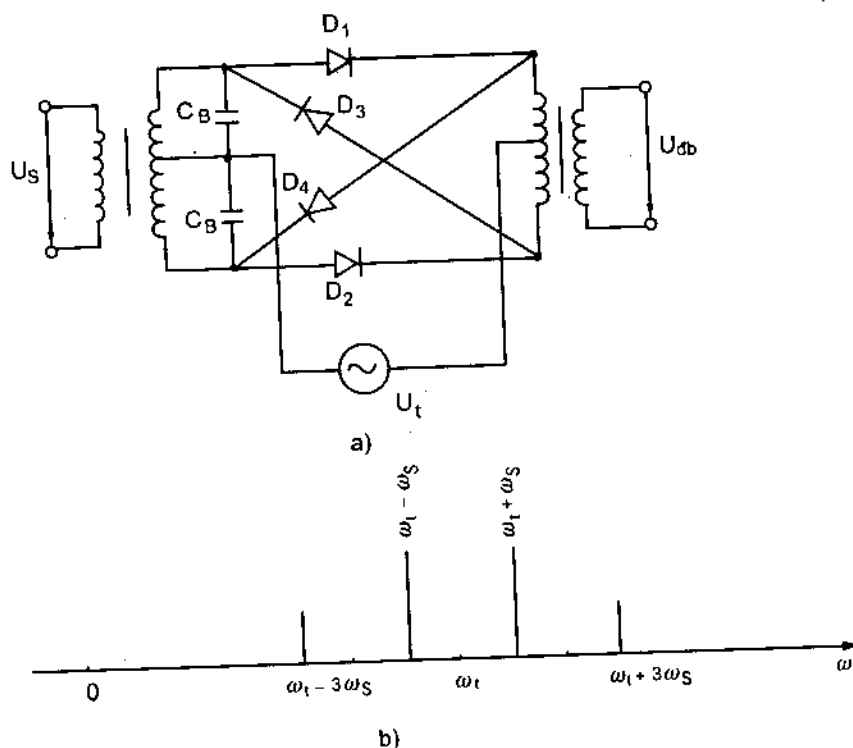
$$\left. \begin{aligned} A &= U_s \left(2a_1 + 3a_3 U_t^2 + \frac{1}{2} a_3 U_s^2 \right) ; B = \frac{1}{2} a_3 U_s^3 ; \\ C &= 2a_2 U_s U_t ; D = \frac{3}{2} a_3 U_s U_t \end{aligned} \right\} \quad (7.20)$$

Tương tự như vậy, cũng có thể chứng minh kết quả đó cho mạch điện trên h.7.8b. Trong trường hợp cân có tải tin ở đầu ra, sau khi điều chế có thể đưa thêm tải tin vào.

Phổ tín hiệu ra của mạch điều biến cân bằng được biểu diễn trên h.7.8c.

4. Mạch điều chế vòng

Một dạng khác của mạch điều chế cân bằng là mạch điều chế vòng, thực chất đây là hai mạch điều chế cân bằng có chung tải. Sơ đồ mạch điều biến vòng được biểu diễn trên h.7.9. Gọi dòng điện ra của mạch điều chế cân bằng gồm D_1, D_2 là i_1 và dòng điện ra của mạch điều chế cân bằng gồm D_3, D_4 là i_2 . Theo (7.9) :



Hình 7.9. Mạch điều biến vòng :
a) mạch điện ; b) phổ tín hiệu ra.

$$i_I = A \cos \omega_s t + B \cos 3 \omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \quad (7.21a)$$

$$i_{II} = i_{D3} - i_{D4} \quad (7.21b)$$

trong đó :

$$\begin{aligned} i_{D3} &= a_0 + a_1 u_3 + a_2 u_3^2 + a_3 u_3^3 + \dots \\ i_{D4} &= a_0 + a_1 u_4 + a_2 u_4^2 + a_3 u_4^3 + \dots \end{aligned} \quad (7.22)$$

Với u_3 và u_4 là điện áp đặt lên D_3 và D_4 , được xác định như sau :

$$\begin{cases} u_3 = -U_r \cos \omega_t t - U_s \cos \omega_s t \\ u_4 = -U_r \cos \omega_t t + U_s \cos \omega_s t \end{cases} \quad (7.23)$$

Thay (7.22) và (7.23) vào (7.21b) và lấy bốn vế đầu của (7.22), ta có :

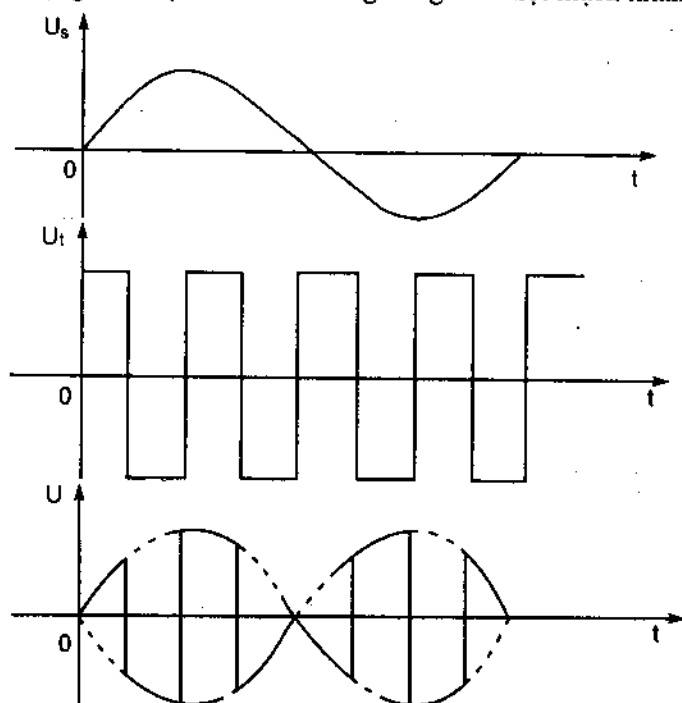
$$\begin{aligned} i_{II} &= -A \cos \omega_s t - B \cos 3 \omega_s t + C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] + \\ &\quad + D [\cos(2\omega_t + \omega_s)t + \cos(2\omega_t - \omega_s)t] \end{aligned} \quad (7.24)$$

A, B, C, D trong các biểu thức (7.21a) và (7.24) được xác định theo biểu thức (7.20). Từ (7.21a) và (7.24) xác định được dòng điện ra :

$$i_{db} = i_I + i_{II} = 2C [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t] \quad (7.25)$$

Vậy dùng mạch điều chế vòng còn có thể khử được các hài bậc hai của ω_s và các biên tần của $2\omega_t$, do đó méo phi tuyến rất nhỏ. Phổ tín hiệu ra của mạch điều chế vòng được biểu diễn trên h.7.9b.

Mạch điều chế vòng cũng có thể coi là một mạch nhân. Nguyên tắc nhân được minh họa trên h.7.10. Giả thiết tải tin là dãy xung chữ nhật. Tùy thuộc vào sự thay đổi cực tính của tải tin, lúc thì D_1 và D_2 mở, lúc thì D_3 và D_4 mở, cặp điốt còn lại ngắt làm cho tín hiệu vào u_s thay đổi cực tính theo nhịp của u_t . Tác dụng của mạch điều chế vòng đúng như một mạch nhân.



Hình 7.10. Minh họa tác dụng của mạch điều chế vòng như một mạch nhân.

7.3. ĐIỀU CHẾ ĐƠN BIÊN

7.3.1. Khái niệm

Như đã biết, phổ của dao động đã điều biên gồm tải tần và hai dải biên tần, trong đó chỉ có các biên tần mang tin tức. Vì hai dải biên tần mang tin tức như nhau (về biên độ và tần số), nên chỉ cần truyền đi một biên tần là đủ thông tin về tin tức. Tải tần chỉ cần dùng để tách sóng, do đó có thể nén toàn bộ hoặc một phần tải tần trước khi truyền đi. Quá trình điều chế nhằm tạo ra một dải biên tần gọi là điều chế đơn biên.

Điều chế đơn biên (với một phần dư của dải tần) mang ý nghĩa thực tế lớn. Điều chế đơn biên tuy tốn kém, nhưng lại có nhiều ưu điểm quan trọng khác so với điều biên thông thường như :

- Độ rộng dải tần giảm một nửa.
- Công suất phát xạ yêu cầu thấp hơn với cùng một cự ly thông tin, vì có thể tập trung phần công suất của tải và của một biên tần cho biên tần còn lại ;
- Tập âm đầu thu giảm do dải tần của tín hiệu hẹp hơn.

Do những ưu điểm đó, nên điều chế đơn biên ngày càng được dùng nhiều trong thông tin nói chung (ở dải sóng ngắn và dải sóng trung) và thông tin quân sự nói riêng.

Từ biểu thức (7.2) rút ra biểu thức của tín hiệu điều chế đơn biên sau đây :

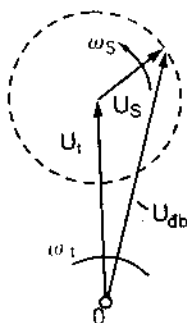
$$u_{db}(t) = U_t \frac{m}{2} \cos(\omega_t + \omega_s)t \quad (7.26)$$

Trong biểu thức (7.26), m không mang ý nghĩa về độ sâu điều chế nữa và được gọi là hệ số nén tải tin :

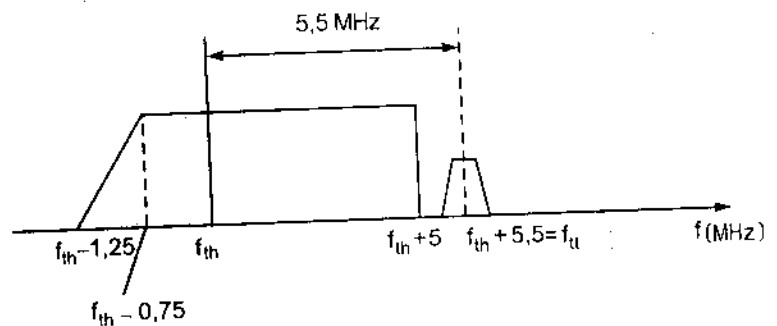
$$m = \frac{U_s}{U_t}$$

m có thể nhận các giá trị từ 0 đến ∞ .

Đồ thị véc tơ của tín hiệu đơn biên được biểu diễn trên h.7.11. Ta thấy, véc tơ đặc trưng cho dao động điều chế đơn biên thay đổi cả về biên độ lẫn góc pha, nghĩa là điều chế đơn biên bao giờ cũng kèm theo điều chế pha. Tải tin hoặc bị nén một phần hoặc bị nén hoàn toàn, do đó véc tơ tải tin U_t có thể nhỏ hơn véc tơ biên tần u_s . Trong kỹ thuật truyền hình, tín hiệu điều chế video một phần là tín hiệu điều biên (khi $f_s \leq 0,75$ MHz), phần còn lại ($0,75 \text{ MHz} \leq f_s \leq 5 \text{ MHz}$) là tín hiệu điều chế đơn biên (h.7.12). Bằng cách đó có thể giảm được dải tần của tín hiệu điều chế video. Nếu cắt bỏ hoàn toàn một biên tần thì vấn đề lọc dải sẽ khó khăn, hơn nữa sẽ xuất hiện sai pha.



Hình 7.11. Đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên (có một phần dư của tải tin).



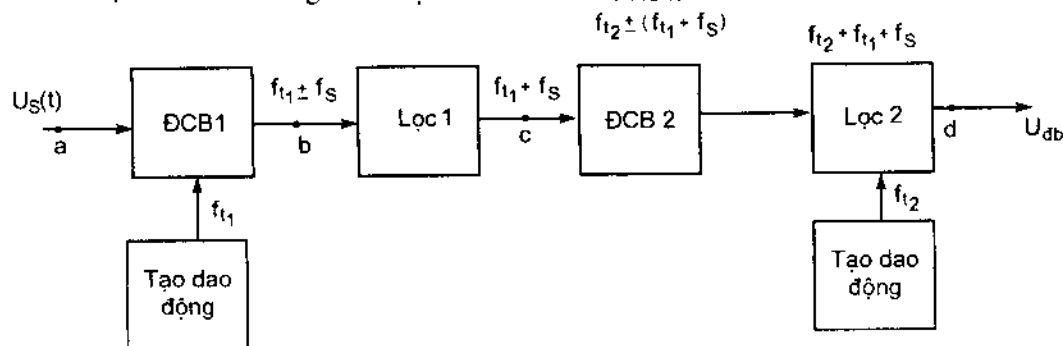
Hình 7.12. Đặc tính biên độ của tín hiệu hình (f_{th} : tải tần hình ; f_u : tải tần tiếng).

7.3.2. Các phương pháp điều chế đơn biên

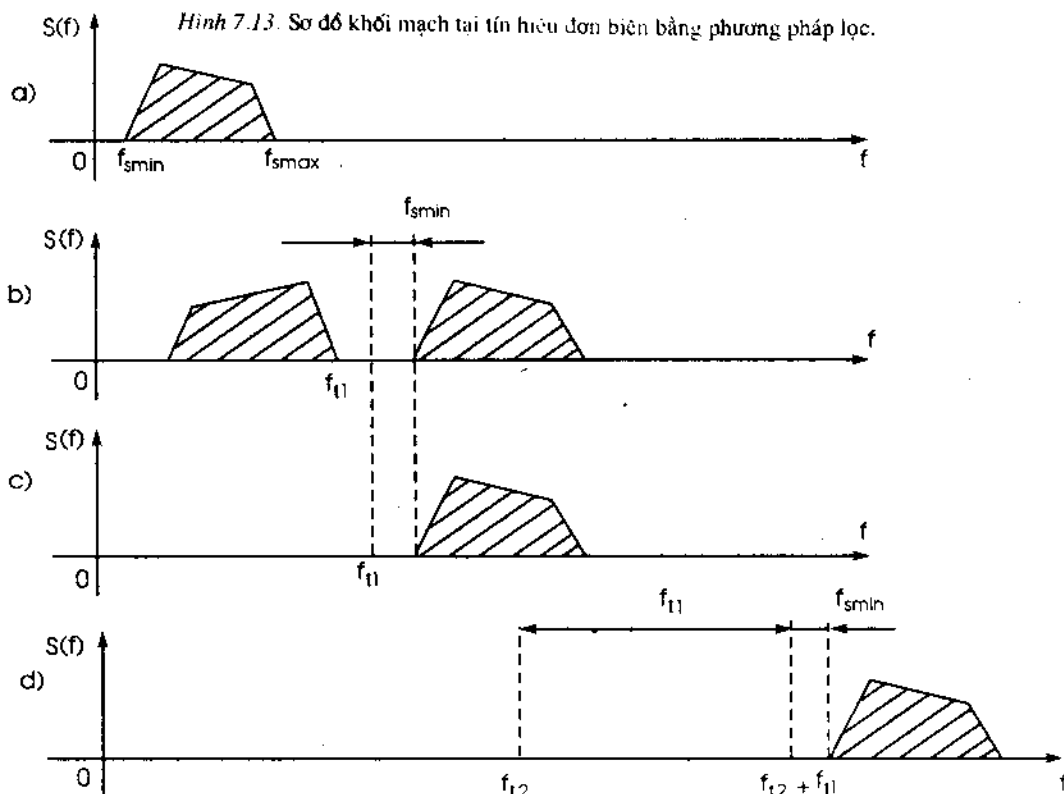
Người ta phân biệt ba phương pháp điều chế đơn biên : phương pháp lọc, phương pháp quay pha và phương pháp lọc và quay pha kết hợp.

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 dải biên tần. Nhưng thực tế, không làm được như vậy. Khi tải tần cao tần thì vấn đề lọc để tách ra một dải biên tần gặp khó khăn. Thật vậy, giả thiết tần số thấp nhất của tín tức $f_{smin} = 200\text{Hz}$, lúc đó khoảng cách giữa hai biên tần $\Delta f = 2f_{smin} = 400\text{Hz}$ (xem h.7.14b). Nếu dải tần $f_t = 10\text{MHz}$ thì hệ số lọc của bộ lọc $X = \frac{\Delta f}{f_t} = 1.10^{-5}$, khá nhỏ. Sự phân bố của

hai biên tần gần nhau đến nỗi, ngay cả dùng một mạch lọc thạch anh cũng rất khó lọc được dải biên tần mong muốn. Do đó trong phương pháp lọc, người ta dùng một bộ biến đổi tần số trung gian để có thể hạ thấp yêu cầu đối với bộ lọc. Sơ đồ khối của mạch điều chế đơn biên như vậy được biểu diễn trên h.7.13 và phổ của tín hiệu trên đầu ra từng khối được biểu diễn trên h.7.14.



Hình 7.13. Sơ đồ khối mạch tạo tín hiệu đơn biên bằng phương pháp lọc.



Hình 7.14. Phổ tín hiệu ra của các khối trên hình 7.13 :

a) phổ tín hiệu vào ; b) phổ tín hiệu trên đầu ra bộ ĐCB1 ;
c) phổ tín hiệu trên đầu ra bộ lọc 1 ; d) phổ tín hiệu trên đầu ra bộ lọc 2.

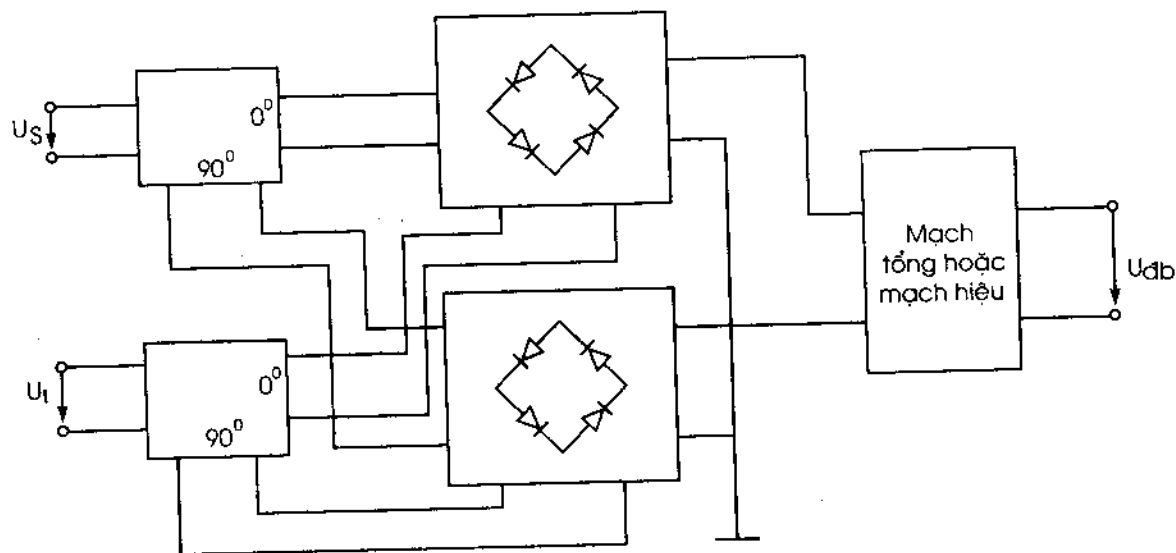
Trong sơ đồ khối trên đây, trước hết dùng tín tức để điều chế một tải tín trung gian có tần số f_{t1} khá thấp so với tải tần yêu cầu sao cho hệ số lọc tăng lên để có thể lọc bỏ một biên tần dễ dàng. Trên đầu ra bộ lọc thứ nhất sẽ nhận được một tín hiệu có dải phổ bằng dải phổ của tín hiệu vào $\Delta f_s = f_{smax} - f_{smin}$, nhưng dịch đi một lượng bằng f_{t1} trên thang tần số (h.7.14c). Tín hiệu này lại được đưa đến bộ điều chế cân bằng thứ 2 mà trên đầu ra của nó là tín hiệu có phổ gồm hai biên tần cách nhau một khoảng $\Delta f' = 2(f_{t1} + f_{smin})$ sao cho việc lọc lấy một dải biên tần nhờ bộ lọc 2 thực hiện được một cách dễ dàng. Bộ điều chế cân bằng thường dùng là mạch điều biên cân bằng hoặc mạch điều biên vòng. Trong sơ đồ khối trên đây, tải tần yêu cầu là tổng của hai tải tần phụ: $f_t = f_{t1} + f_{t2}$.

2. Điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha. Nguyên tắc tạo tín hiệu đơn biên bằng phương pháp quay pha được minh họa trên đồ thị véc tơ h.7.16 và sơ đồ khối h.7.15. Tín hiệu điều chế tải tín thông qua mạch quay pha, được đưa đến hai bộ điều chế cân bằng lệch pha nhau 180° . Còn các biên tần dưới đồng pha. Nếu lấy hiệu của các điện áp ra trên hai bộ điều chế ta nhận được biên tần trên. Ngược lại, nếu lấy tổng các điện áp ra sẽ nhận được biên tần dưới. Có thể chứng minh điều đó bằng biểu thức toán học sau đây: giả thiết tín hiệu vào của hai bộ điều chế cân bằng lệch pha nhau 90° , nên biểu thức tương ứng của tín hiệu ra:

$$u_{CB1} = U_{CB} \cos \omega_s t \cos \omega_t t = \frac{1}{2} U_{CB} [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

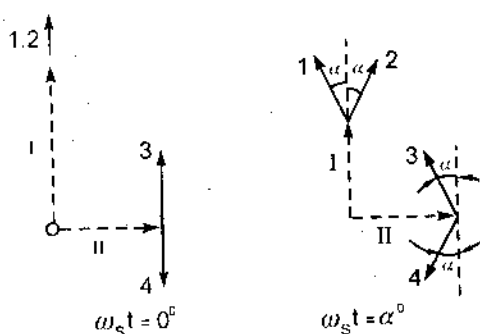
$$u_{CB2} = U_{CB} \sin \omega_s t \sin \omega_t t = \frac{1}{2} U_{CB} [-\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

Do đó: $u_{db} = u_{CB1} - u_{CB2} = U_{CB} \cos(\omega_t + \omega_s)t$



Hình 7.15. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha.

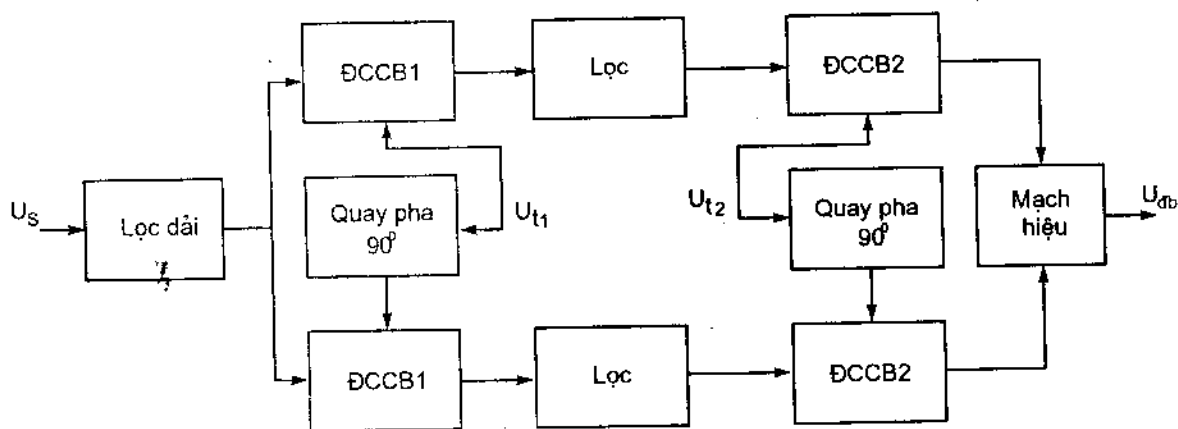
Phương pháp này có thể mở rộng cho trường hợp hệ thống điều chế có số lượng điều chế $n \geq 3$, lúc đó sẽ có n mạch quay pha với góc quay pha: $\frac{\pi}{n}$.



Hình 7.16. Đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên theo phương pháp quay pha.

Trong phương pháp này yêu cầu hai bộ điều chế cân bằng phải hoàn toàn giống nhau, có điện áp ra phải có biên độ như nhau và góc quay pha phải chính xác. Đây là một khó khăn lớn, vì thực hiện quay pha chính xác đối với một tín hiệu có dải tần rộng ($\omega_{smin} \div \omega_{smax}$) không phải đơn giản.

3. Điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp. Trên sơ đồ của mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc và quay pha kết hợp h.7.17 ta có :



Hình 7.17. Sơ đồ khối mạch điều chế đơn biên theo phương pháp lọc - quay pha kết hợp.

Tín hiệu ra của hai bộ điều chế cân bằng 1 :

$$u'_{CB1} = U_{CB} \cos \omega_s t \cos \omega_t t = \frac{U_{CB}}{2} [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

$$u''_{CB1} = U_{CB} \cos \omega_s t \sin \omega_t t = \frac{U_{CB}}{2} [\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t]$$

Sau bộ lọc 1, còn lại biên tần trên của hai bộ điều chế cân bằng 1 lệch pha nhau 90° . Có thể coi đây là tín hiệu điều chế đã quay pha. Tín hiệu này cùng với tải tín u_{t2} được đưa đến hai bộ điều chế cân bằng 2 lệch pha nhau 90° . Điện áp ra sau hai bộ ĐCCB2 :

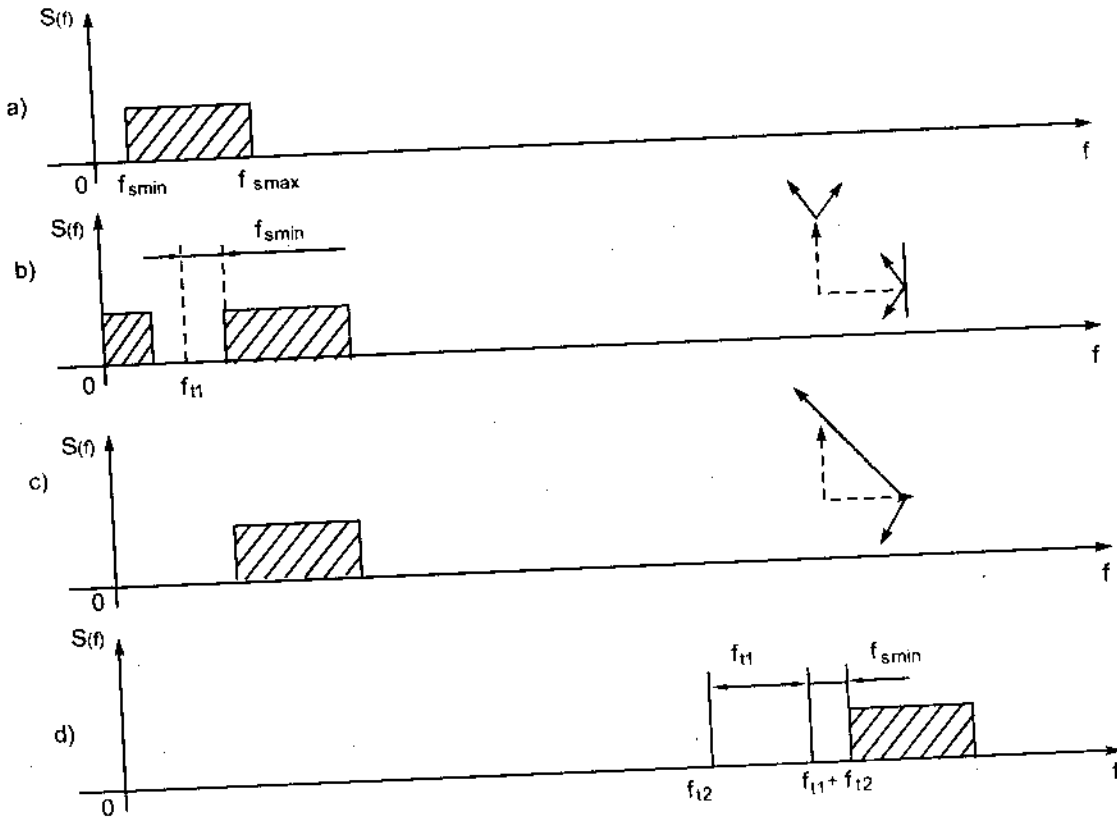
$$u'_{CB2} = \frac{U_{CB} U_{t2}}{2} \cos(\omega_{t2} + \omega_s)t \cos \omega_{t2}t = \frac{U_{CB} U_{t2}}{4} [\cos(\omega_{t2} + \omega_{t1} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t2} - \omega_{t1} - \omega_s)t]$$

$$u''_{CB2} = \frac{U_{CB} U_{t2}}{2} \sin(\omega_{t2} + \omega_s)t \sin \omega_{t2}t = \frac{U_{CB} U_{t2}}{4} [-\cos(\omega_{t1} + \omega_{t2} + \omega_s)t + \cos(\omega_{t1} - \omega_{t2} - \omega_s)t]$$

Qua mạch hiệu ta có :

$$u_{dh} = u'_{CB2} - u''_{B2} = \frac{U_{CB}U_{I2}}{2} \cos(\omega_{I1} + \omega_{I2} + \omega_s)t$$

Phổ tín hiệu đơn biên và đồ thị véc tơ của nó theo phương pháp lọc - quay pha kết hợp được biểu diễn trên h.7.18.



Hình 7.18. Phổ và đồ thị véc tơ của dao động điều chế đơn biên theo phương pháp lọc - quay pha kết hợp :
a) phổ tín hiệu điều chế ; b) phổ tín hiệu ra trên bộ ĐCCBI ; c) phổ tín hiệu ra bộ lọc ; d) phổ tín hiệu ra mạch hiệu.

Điều chế đơn biên theo phương pháp này không cần dùng mạch quay pha đối với tín hiệu điều chế (là tín hiệu có tần số thay đổi) nên dễ thực hiện hơn so với phương pháp quay pha.

7.4. ĐIỀU TẦN VÀ ĐIỀU PHA

7.4.1. 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 (7.27), nên dễ dàng chuyển đổi sự biến thiên tần số thành biến thiên về pha và ngược lại.

$$\omega = \frac{d\psi}{dt} \quad (7.27)$$

Điều tần và điều pha là quá trình ghi tin 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 hòa :

$$u(t) = U_t \cos(\omega_t t + \varphi_0) = U_t \cos \Psi(t) \quad (7.28)$$

Từ (7.27) rút ra :

$$\Psi(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) \quad (7.29)$$

Thay (7.29) vào (7.28) ta nhận được biểu thức :

$$u_t(t) = U_t \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt + \varphi(t) \right] \quad (7.30)$$

Giả thiết tín hiệu điều chế là tín hiệu đơn âm :

$$u_s = U_s \cos \omega_s t \quad (7.31)$$

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 (7.32a) và (7.32b) :

$$\omega(t) = \omega_t + k_{dt} U_s \cos \omega_s t \quad (7.32a)$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + k_{df} U_s \cos \omega_s t \quad (7.32b)$$

Trong trường hợp này gọi ω_t là tần số trung tâm của tín hiệu điều tần.

Đặt : $k_{dt} U_s = \Delta \omega_m$ và gọi là lượng di tần cực đại ;

$k_{df} U_s = \Delta \varphi_m$ và gọi là lượng di pha cực đại.

Các biểu thức (7.32) viết lại như sau :

$$\omega(t) = \omega_t + \Delta \omega_m \cos \omega_s t \quad (7.33a)$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta \varphi_m \cos \omega_s t \quad (7.33b)$$

Khi điều chế tần số thì góc pha đầu không đổi, do đó $\varphi(t) = \varphi_0$. Thay (7.33) vào (7.30) và tích phân lên, ta nhận được biểu thức của dao động đã điều tần :

$$u_{dt}(t) = U_t \cos \left(\omega_t t + \frac{\Delta \omega_m}{\omega_s} \sin \omega_s t + \varphi_0 \right) \quad (7.34)$$

Tương tự như vậy, biểu thức của dao động đã điều pha tìm được bằng cách thay $\varphi(t)$ trong (7.30) bởi (7.33b) và cho $\omega = \omega_t = \text{const}$, ta có :

$$u_{dp}(t) = U_t \cos(\omega_t t + \Delta \varphi_m \cos \omega_s t + \varphi_0) \quad (7.35)$$

Vậy lượng di pha đạt được khi điều pha : $\Delta \varphi = \Delta \varphi_m \cos \omega_s t$

Tương ứng với lượng di pha này sẽ có một lượng di tần :

$$\Delta \omega = \frac{d(\Delta \varphi)}{dt} = \Delta \varphi_m \omega_s \sin \omega_s t$$

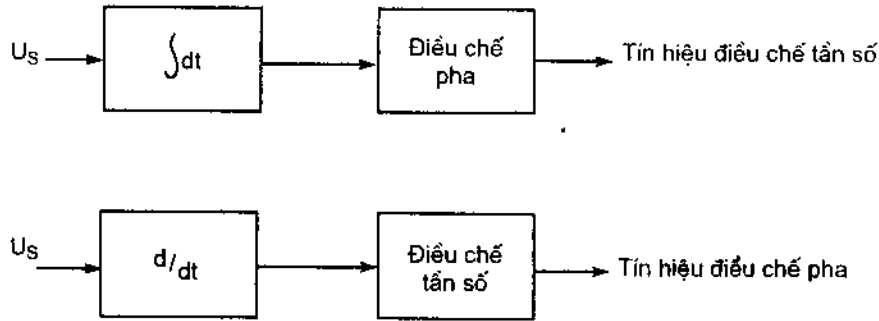
và lượng di tần cực đại đạt được khi điều pha :

$$\Delta \omega_m = \omega_s \Delta \varphi_m = \omega_s k_{df} U_s \quad (7.36a)$$

Theo (7.32a), lượng di tần cực đại đạt được khi điều tần :

$$\Delta \omega_m = k_{dt} U_s \quad (7.36b)$$

So sánh (7.36a) và (7.36b) ta thấy rằng : điểm khác nhau cơ bản giữa điều tần và điều pha là lượng di tần khi điều pha tỷ lệ với biên độ điện áp điều chế và tần số điều chế còn lượng di tần khi điều tần chỉ tỷ lệ với biên độ điện áp điều chế mà thôi. Vì vậy từ một mạch điều chế pha có thể lấy ra tín hiệu điều chế tần số, nếu trước khi đưa vào điều chế, tín hiệu điều chế được đưa qua một mạch tích phân (h.7.19a). Ngược lại, có thể lấy ra tín hiệu điều chế pha từ một mạch điều chế tần số, nếu tín hiệu điều chế được đưa qua một mạch vi phân trước khi đưa vào bộ điều chế (h.7.19b).



Hình 7.19. Minh họa quan hệ giữa tín hiệu điều tần và tín hiệu điều pha :
 a) sơ đồ khối mạch điều chế tần số thông qua điều chế pha ;
 b) sơ đồ khối mạch điều chế pha thông qua điều chế tần số.

7.4.2. Phổ của dao động đã điều tần và điều pha

Trong biểu thức của dao động đã điều tần (7.34) cho góc pha đầu $\varphi_0 = 0$ và đặt $\frac{\Delta\omega_m}{\omega_s} = M_f$ (gọi M_f là hệ số điều tần) biểu thức (7.34) được viết lại :

$$u_{dt} = U_t \cos[\omega_t t + M_f \sin \omega_s t] \quad (7.37)$$

Trường hợp tín hiệu điều chế là tín hiệu phức tạp, có tần số từ ω_{smin} đến ω_{smax} , M_f được xác định như sau :

$$M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_{smax}} \quad (7.38)$$

Hệ số điều tần M_f không những chỉ phụ thuộc vào biên độ điện áp điều chế mà còn phụ thuộc vào tần số điều chế. Tương tự như vậy, ta có biểu thức của dao động đã điều pha :

$$u_{df} = U_t \cos[\omega_t t + M_\varphi \cos \omega_s t] \quad (7.39)$$

trong đó : $M_\varphi = \Delta\varphi_m$.

Biểu thức (7.37) và (7.39) có thể biểu diễn dưới dạng chuỗi mà hệ số của nó là các hàm số Betxen loại một bậc n , như sau :

$$U_{dt} = \text{Re} \left[U_t \sum_{-\infty}^{\infty} (-j)^{n+1} J_n(M_f) e^{j(\omega_t - n\omega_s)t} \right] \quad (7.40)$$

$$U_{df} = \text{Re} \left[U_t \sum_{-\infty}^{\infty} j^n J_n(M_f) e^{j(\omega_t - n\omega_s)t} \right] \quad (7.41)$$

trong đó J_n là hàm số Betxen loại một bậc n .

Nếu không xét đến pha, thì phổ của tín hiệu điều tần và điều pha giống nhau gồm có thành phần tải tần ω_i (ứng với $n = 0$), biên độ $J_0 U_i$ và vô số các biên tần :

$$\omega_i + n\omega_s \quad (n = -\infty + \infty), \text{ biên độ } J_n U_i \text{ phụ thuộc } M_f \text{ hoặc } M_\varphi.$$

Theo bảng hàm số Betxen, khi $M_f, M_\varphi = 2,405$ thì $J_0(M_f) = 0$ nghĩa là lúc này tín hiệu điều tần và điều pha không chứa tải tin. Ngoài ra, còn thấy rằng, nếu biểu diễn hàm số Betxen theo bậc n của nó, trong trường hợp $M_f > 1$, tất cả biên tần có bậc $n > M_f$ đều có biên độ nhỏ hơn 5% biên độ tải tần và đều có thể bỏ qua. Vì vậy có thể coi độ rộng dải tần của tín hiệu điều chế tần số và điều chế pha là hữu hạn và xác định nó theo biểu thức :

$$D_{df} \approx 2M_f \omega_s = 2\Delta\varphi_m \quad (7.42)$$

Như vậy độ rộng dải tần của tín hiệu điều tần không phụ thuộc tần số điều chế.

Đối với tín hiệu điều pha, độ rộng dải tần của nó được xác định theo biểu thức (7.43) :

$$D_{df} \approx 2M_\varphi \omega_s = 2\Delta\varphi_m \omega_s \quad (7.43)$$

Vậy độ rộng dải tần của tín hiệu điều pha phụ thuộc tần số điều chế.

Khi $M_{f,\varphi} \leq 1$ thì chỉ có một cặp biên tần có biên độ lớn hơn 5% biên độ tải tần, do đó :

$$D_{df} \approx 2\omega_{s\max}$$

Trường hợp này độ rộng dải tần của tín hiệu điều tần bằng độ rộng dải tần của tín hiệu điều biên, ta gọi là điều tần dải hẹp. Ngược lại, khi $M_{f,\varphi} > 1$ thì có điều tần dải rộng.

Thông thường tín hiệu điều chế là tín hiệu bất kỳ gồm nhiều thành phần tần số. Lúc đó tín hiệu điều chế tần số và điều chế pha có thể biểu diễn tổng quát theo biểu thức sau :

$$u_{dt} = U \cos \left[\omega_i t + \sum_{v=1}^m \Delta M_v \cos(\omega_{sv} t + \varphi_v) \right] \quad (7.44)$$

Trong biểu thức này có quan tâm đến góc pha đầu φ_v , vì hiệu pha khác nhau của các thành phần phổ của tín hiệu điều chế có tính chất quyết định đối với dạng tín hiệu tổng quát của nó.

Khai triển (7.44) theo chuỗi Betxen ta có :

$$u_{dt} = U_i \operatorname{Re} \left\{ (\cos \omega_i t + j \sin \omega_i t) \cdot \prod_{v=1}^m [J_0(\Delta M_v) + 2jJ_1(\Delta M_v) \cos(\omega_{sv} t + \varphi_v) - \right. \\ \left. - 2jJ_2(\Delta M_v) \cos 2(\omega_{sv} t + \varphi_v) - 2jJ_3(\Delta M_v) \cos 3(\omega_{sv} t + \varphi_v) + \dots] \right\} \quad (7.45)$$

Theo (7.45), phổ của tín hiệu điều tần có tất cả các thành phần tần số tổ hợp :

$$\omega_i + \sum_{v=1}^m \mu_v \omega_{sv} \quad \text{với } \mu_v \text{ là số nguyên hữu tỉ ; } -\infty \leq \mu_v \leq \infty.$$

7.4.3. Mạch điện điều tần và điều pha

Về nguyên tắc có thể phân biệt mạch điều tần gián tiếp và mạch điều tần trực tiếp, cũng như mạch điều pha gián tiếp và mạch điều pha trực tiếp. Trong đó điều tần gián tiếp là điều tần không qua điều pha (h.7.19a) và ngược lại điều pha gián tiếp là điều pha thông qua điều tần (h.7.19b). Trên cơ sở đó, chỉ cần nghiên cứu các mạch điều tần trực tiếp và điều pha trực tiếp rồi dựa vào các sơ đồ khối trên h.7.19 suy ra mạch điều tần gián tiếp và điều pha gián tiếp.

Các mạch điều tần trực tiếp

Khi điều tần trực tiếp, tần số dao động riêng của mạch tạo dao động được điều khiển theo tín hiệu điều chế.

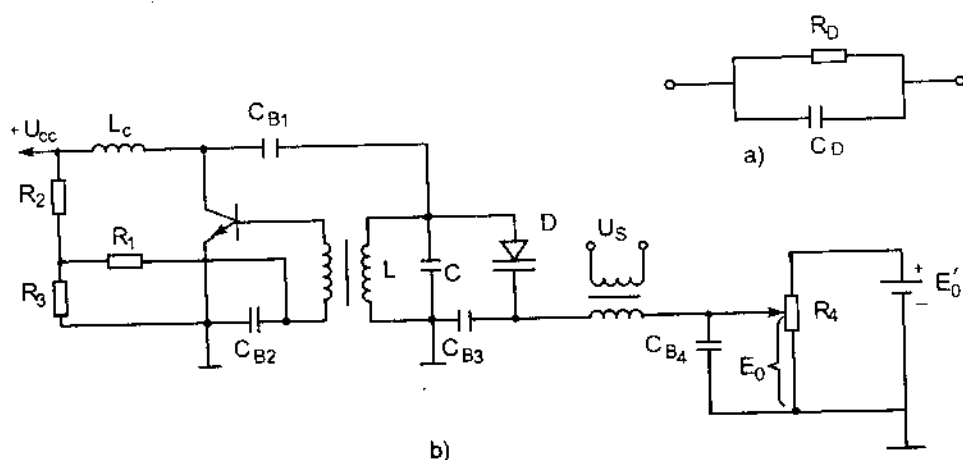
Mạch điều tần trực tiếp thường được thực hiện bởi các mạch tạo dao động mà tần số dao động riêng của nó được điều khiển bởi dòng hoặc áp (VCO : Voltage controlled oscillator và CCO : Circuit controlled oscillator) hoặc bởi các mạch biến đổi điện áp - tần số. Các mạch tạo dao động có tần số biến đổi theo điện áp đặt vào có thể là các mạch tạo dao động xung hoặc là các mạch tạo dao động điều hòa LC. Các mạch tạo dao động LC cho khả năng biến đổi tần số khá rộng và có tần số trung tâm cao. Nguyên tắc thực hiện điều tần 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 (varicap) và tranzito điện kháng. Sau đây sẽ lần lượt xét các loại điều tần đó.

1. Điều tần trực tiếp dùng điốt biến dung. Điốt biến dung có điện dung mặt ghép biến đổi theo điện áp. Nó có sơ đồ tương đương h.7.20a. Trị số của 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 (7.46).

$$C_D = \frac{k}{(u_D + \varphi_k)^2} \quad (7.46)$$

trong đó : k là hệ số tỷ lệ ; φ_k là hiệu điện áp tiếp xúc của mặt ghép với điốt silic $\varphi_k \approx 0,7V$; γ là hệ số phụ thuộc vật liệu $\gamma = \frac{1}{3} \dots \frac{1}{2}$.

Mắc điốt song song với hệ 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 h.7.20b là mạch điện bộ tạo dao động điều tần bằng điốt biến dung. Trong mạch điện này điốt được phân cực ngược nhờ nguồn E_0 .



Hình 7.20. Điều tần điốt biến dung : a) sơ đồ tương đương của điốt bán dẫn loại tiếp mặt ;
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 :

$$f_{dd} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_D)}} \quad (7.47)$$

C_D xác định theo biểu thức (7.46).

Điện áp đặt lên diốt :

$$u_D = u_t - u_s - E_0 = U_t \cos \omega t - U_s \cos \omega_s t - E_0 \quad (7.48)$$

Để cho diốt luôn luôn được phân cực ngược, phải đảm bảo điều kiện :

$$u_D = u_{D\max} = U_t + U_s - E_0 \leq 0 \quad (7.49)$$

Nhưng điện áp được đặt lên diốt cũng không được vượt quá trị số cho phép, nó phải đồng thời thỏa mãn biểu thức (7.50) :

$$u_D = u_{D\min} = |-U_t - U_s - E_0| \leq U_{ngcf} \quad (7.50)$$

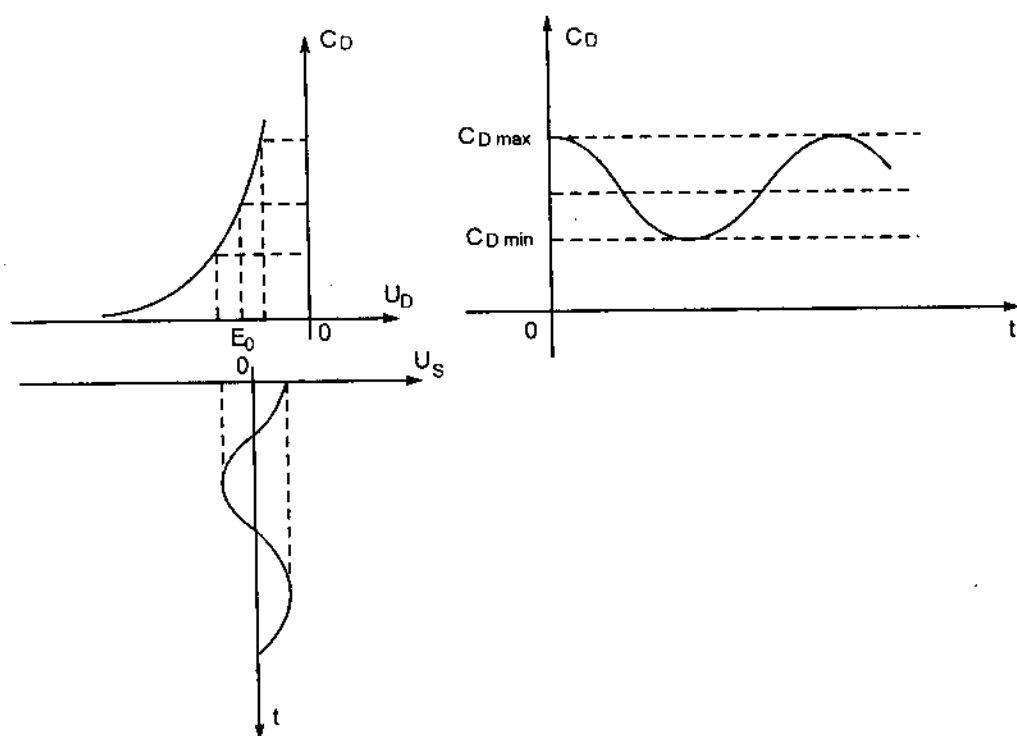
Khi điều tần bằng diốt biến dung phải chú ý những đặc điểm sau đây :

- Chỉ phân cực ngược cho diốt để tránh ảnh hưởng của R_D đến phẩm chất của hệ 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 $C_D(u_D)$ của diốt biến dung (h.7.21) để giảm méo phi tuyến. Lượng di tần tương đối khi điều tần dùng diốt biến dung đạt được khoảng 1%.

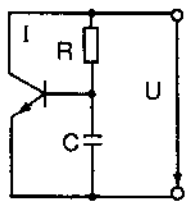
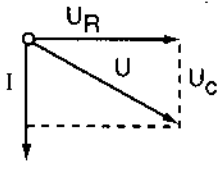
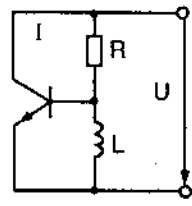
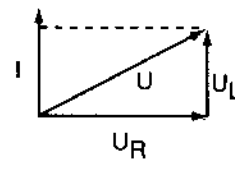
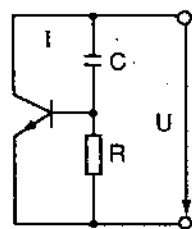
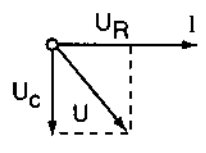
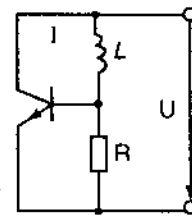
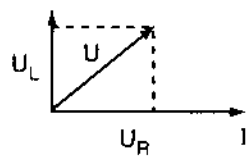
- Vì dùng diốt để điều tần, nên thiết bị điều tần có kích thước nhỏ. Có thể dùng diốt bán dẫn để điều tần ở tần số siêu cao, khoảng vài trăm MHz. Tuy nhiên độ tạp tần của tham số bán dẫn lớn, nên kém ổn định.

2. Điều tần dùng tranzito điện kháng. Phần tử điện kháng : hoặc dung tính hoặc cảm tính có trị số biến thiên theo điện áp điều chế đặt trên nó được mắc song song với hệ dao động của bộ dao động làm cho tần số dao động thay đổi theo tín hiệu điều chế. Phần tử điện kháng được thực hiện nhờ một mạch di pha mắc trong mạch hồi tiếp của một tranzito. Có 4 cách mắc phần tử điện kháng như trong bảng 7.1.



Hình 7.21. Đặc tuyến $C_D = f(u_D)$ của diốt biến dung và nguyên lý biến đổi điện dung mật ghép của diốt theo điện áp đặt vào.

BẢNG 7.1. S HỒ DẪN CỦA TRANZITO $I = SU_{BE}$

Cách mắc mạch	Sơ đồ nguyên lý	Đồ thị véc tơ	Trị số điện kháng	Tham số tương đương
Mạch phân áp RL			$Z = j\omega \frac{RC}{S}$	$L_{td} = \frac{RC}{S}$
Mạch phân áp RL			$Z = -j \frac{R}{\omega LS}$	$C_{td} = \frac{LS}{R}$
Mạch phân áp CR			$Z = -j \frac{1}{\omega RCS}$	$C_{td} = RCS$
Mạch phân áp LR			$Z = j\omega \frac{L}{RS}$	$L_{td} = \frac{L}{RS}$

Với mạch phân áp RC, ta tính được :

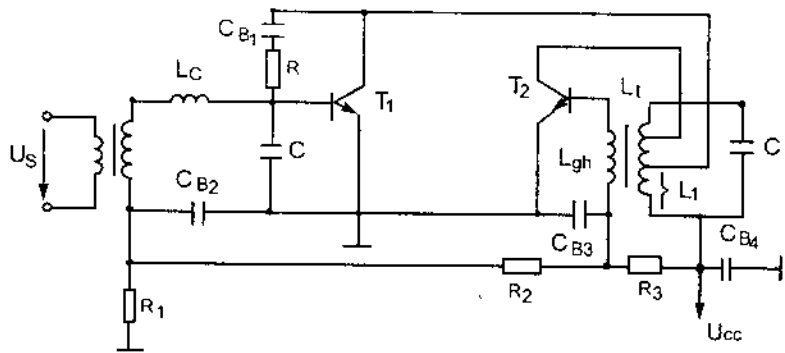
$$Z = \frac{U}{I} \approx \frac{U}{SU_{BE}} = \frac{U}{SU \cdot \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{S \frac{1}{j\omega C}}$$

Nếu chọn các linh kiện sao cho $\frac{1}{j\omega C} \ll R$ thì trở kháng Z có thể xác định theo biểu thức gần đúng sau đây :

$$Z \approx \frac{j\omega CR}{S} = jX_L = j\omega L_{td} \quad (7.51)$$

trong đó : $L_{td} = \frac{CR}{S}$

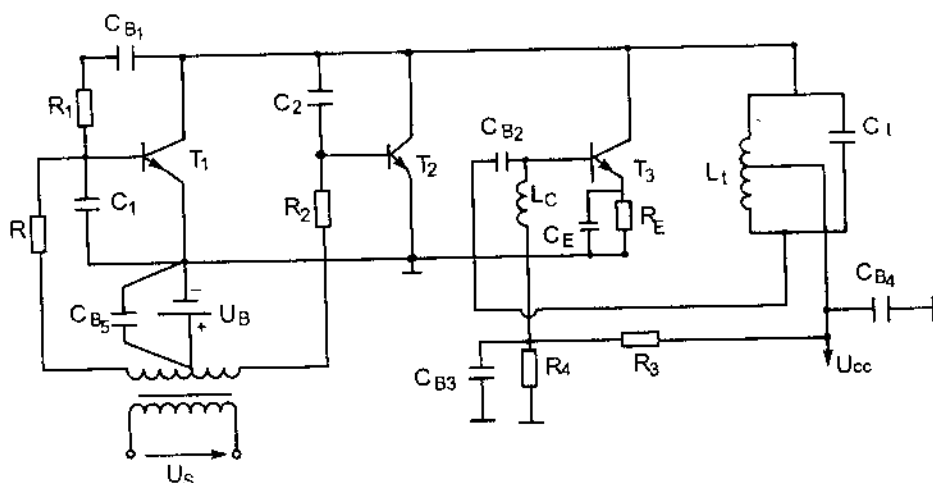
Tương tự như vậy, có thể chứng minh cho các sơ đồ phân áp còn lại trong bảng 7.1. Các tham số tương đương của phần tử điện kháng đều phụ thuộc vào hồ dẫn S . Rõ ràng, khi điện áp điều chế đặt vào bazơ của phần tử điện kháng thay đổi thì S thay đổi và do đó các tham số L_{td} hoặc C_{td} thay đổi làm cho tần số dao động thay đổi theo. Điều tần dùng phần tử điện kháng có thể đạt được lượng di tần tương đối $\frac{\Delta f}{f_t}$ khoảng 2%. Quan hệ giữa lượng di tần với các tham số của mạch cũng như điều biên ký sinh xuất hiện trong quá trình điều tần dùng phần tử điện kháng được nghiên cứu kỹ trong tài liệu [4]. Chú ý rằng, thay cho tranzito, có thể dùng đèn điện tử hoặc FET trong các sơ đồ điện kháng.



Hình 7.22. Sơ đồ bộ tạo dao động điều tần bằng phần tử điện kháng phân áp RC.

$C_{B1} + C_{B4}$: tụ điện ngắn mạch cao tần ; L_C : cuộn chặn cao tần.

Trên hình 7.22 là sơ đồ bộ dao động ghép biến áp được điều tần bằng phần tử điện kháng phân áp RC trong đó T_1 là tranzito điện kháng, T_2 là tranzito tạo dao động. Tranzito điện kháng được mắc một phần (trên L_1) với hệ dao động. Cũng có thể mắc hai tranzito điện kháng thành một mạch đẩy kéo để tăng lượng di tần như trên h. 7.23. Trên sơ đồ này, T_1 là phần tử điện kháng cảm tính, với $L_{td} = \frac{CR}{S_{T1}}$ và T_2 là phần tử điện kháng dung tính với $C_{td} = CRS_{T2}$. Theo sơ đồ, khi U_s tăng thì S_{T1} tăng, còn S_{T2} giảm, làm cho L_{td} và C_{td} đều giảm, do đó tần số giảm nhanh hơn theo điện áp điều chế và lượng di tần tăng lên gấp đôi (nếu T_1, T_2 có tham số giống nhau). Mạch còn có ưu điểm, tăng được độ ổn định tần số trung tâm f_t của bộ tạo dao động (T_3).



Hình 7.23. Sơ đồ tạo dao động điều tần bằng mạch điện kháng đẩy kéo.

$C_{B1} + C_{B4}$: tụ điện ngắn mạch cao tần ; C_{B5} : tụ điện ngắn mạch âm tần (u_s).

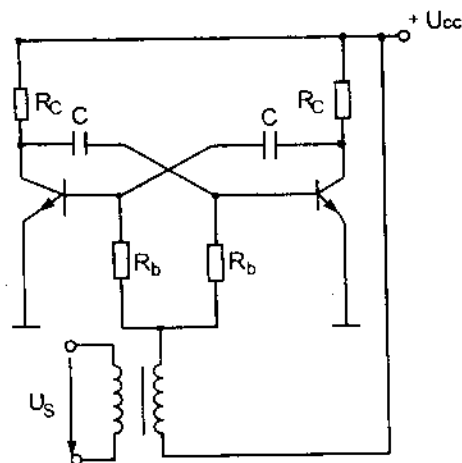
Thật vậy, giả thiết điện áp nguồn cung cấp tăng thì hõ dẫn của cả T_1 và T_2 đều tăng một lượng ΔS . Lúc đó L_{td} giảm, C_{td} tăng. Nếu mạch điện T_1, T_2 hoàn toàn đối xứng thì lượng tăng của C_{td} sẽ bù được lượng giảm của L_{td} , do đó có thể coi tần số trung tâm không đổi.

3. Điều tần trong các bộ tạo xung. Trên h.7.24 là sơ đồ mạch dao động đa hài mà dây xung ra của nó có tần số lặp thay đổi theo điện áp điều chế u_s .

Tần số lặp của mạch dao động đa hài trên h.7.24 được xác định bởi quá trình phóng của tụ C qua điện trở R_B sau khi có một sụt áp trên điện trở collector R_C . Khi R_B được đấu trực tiếp với nguồn U_{CC} , quá trình phóng xảy ra giữa các mức bão hòa của tranzito T_1 và T_2 gần như tuyến tính. Tần số lặp của dây xung được xác định như sau :

$$F = \frac{1}{2\pi RC \ln 2}$$

Để điều chế tần số lặp của dây xung, đưa điện áp điều chế u_s vào bazơ cùng với điện áp nguồn $+U_{CC}$. Lúc này tần số lặp của dây xung biến thiên theo điện áp điều chế và được xác định bởi biểu thức (7.52).



Hình 7.24. Điều tần trong bộ dao động đa hài.

$$F \approx \frac{1}{2RC \ln \left[\frac{(\Delta U_C / R_B) + I_{Bbh}}{I_{Bbh}} \right]} \quad (7.52)$$

trong đó : $I_{Bbh} = (U_{CC} + u_s - U_{BEo} + I_{BM}R_B/R_B)$ là dòng bazơ ở trạng thái bão hòa ;

U_{BEo} là điện áp cắt bazơ - emitơ (xem đặc tuyến vào h.1.17) ;

I_{BM} là dòng bazơ khi tranzito mở ;

ΔU_C là lượng điện áp sụt trên collector khi tranzito chuyển từ tắt sang mở.

$$\Delta U_C = U_C - I_{CM}RC - U_{CEbh}$$

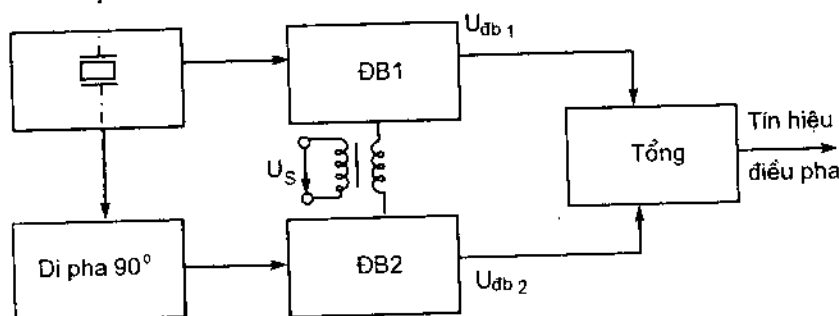
Với mạch này có thể đạt được lượng di tần tương đối $\frac{\Delta f_m}{f_t}$ khoảng vài % và hệ số méo phi

tuyến khoảng vài %. Mạch có tần số trung tâm (tần số lặp F) không cao và khó ổn định. Mạch điện trên h.7.24 cũng là một mạch điều tần trực tiếp.

Nhược điểm chung của điều tần trực tiếp là độ ổn định tần số trung tâm thấp, vì không thể dùng thạch anh thay cho mạch cộng hưởng trong bộ dao động để ổn định trực tiếp được. Do đó, để đạt được độ ổn định tần số trung tâm cao, trong mạch điều tần trực tiếp phải dùng mạch tự động điều chỉnh tần số.

Mạch điều chế pha

1. Mạch điều chế pha theo Armstrong.



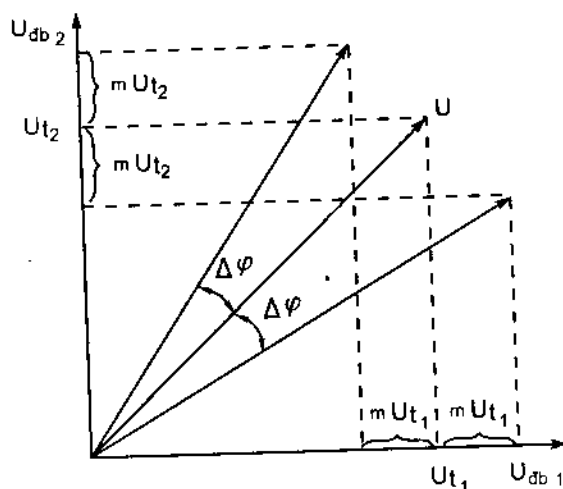
Hình 7.25. Sơ đồ khối mạch điều pha theo Armstrong

Mạch điều pha Armstrong h. 7.25 được thực hiện theo nguyên lý sau đây : 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 2 mạch điều biên ngược pha. Điện áp ra trên hai bộ điều biên :

$$u_{db1} = U_{t1} (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t = U_{t1} \cos \omega_t t + \frac{m U_{t1}}{2} [\cos(\omega_t + \omega_s)t + \cos(\omega_t - \omega_s)t]$$

$$u_{db2} = U_{t2} (1 - m \cos \omega_s t) \sin \omega_t t = U_{t2} \sin \omega_t t + \frac{m U_{t2}}{2} [\sin(\omega_t + \omega_s)t + \sin(\omega_t - \omega_s)t]$$

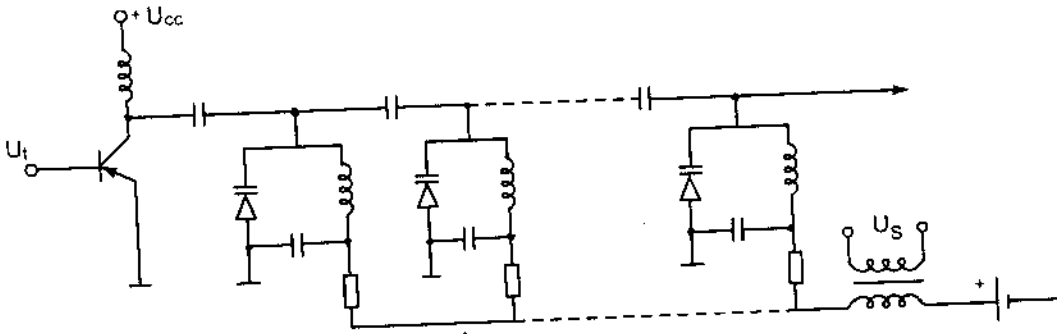
Đồ thị vectơ của u_{db1} , u_{db2} và véc tơ tổng của chúng được biểu diễn trên h. 7.26.



Hình 7.26. Đồ thị véc tơ của tín hiệu điều pha theo mạch Armstrong.

Từ đồ thị đó, ta thấy tổng các dao động đã điều biên $u = u_{dh1} + u_{dh2}$ là một dao động được điều chế về pha và về biên độ. Điều biên độ 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 $\Delta\varphi < 0,35$.

2. *Mạch điều chế pha dùng mạch lọc.* Sơ đồ nguyên lý điều chế pha dùng mạch lọc được biểu diễn trên h.7.27.



Hình 7.27. Sơ đồ nguyên lý mạch điều chế pha dùng mạch lọc.

Trong mạch điện này, trị số điện dung của diốt biến dung phụ thuộc vào điện áp điều chế u_s . Khi u_s thay đổi thì tần số cộng hưởng của mạch lọc lệch khỏi tần số tín hiệu vào f_i một lượng Δf sao cho đối với tín hiệu vào, mạch cộng hưởng là một trở kháng phức được xác định như sau :

$$Z = \frac{R_{td}}{1 + jQ \frac{2\Delta\omega}{\omega_i}} \quad (7.53)$$

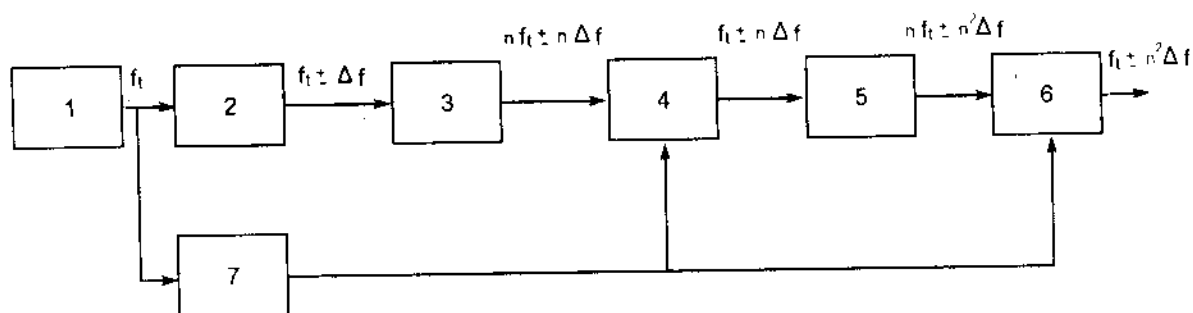
$$\text{Với } R_{td} = \frac{L}{rC} ; \quad Q = \frac{1}{\omega Cr} = \frac{\rho}{r} ; \quad \omega_i = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\Delta\omega = \omega - \omega_i \text{ và } \omega_i + \omega \approx 2\omega_i$$

Góc pha của trở kháng đó được xác định theo biểu thức (7.54)

$$\varphi = \arctg \left(-\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_i} \right) \quad (7.54)$$

Rõ ràng khi u_s thay đổi thì $\Delta\omega$ thay đổi, do đó góc pha φ biến đổi một lượng tương ứng. Quá trình điều pha này có kèm theo điều biên ký sinh, vì môđun $|Z|$ cũng biến thiên theo $\Delta\omega$. Cũng tương tự như mạch điều chế pha theo Armstrong, nếu giữ cho mức điều biên ký sinh nhỏ hơn 1% thì góc di pha cực đại $\Delta\varphi = 0,35$. Nếu dùng nhiều mạch lọc như trên h.7.27 thì nhờ chọn các khâu ghép hợp lý, có thể làm cho đặc tuyến $\varphi = f(u_s)$ tuyến tính hơn, do đó đạt được lượng di pha tương đối lớn $\Delta\varphi = \pi$. Trong thực tế các mạch điều chế pha thường được dùng kết hợp với mạch tích phân để thực hiện điều tần gián tiếp. Mạch điều tần gián tiếp so với mạch điều tần trực tiếp thì lượng di tần nhỏ, vì $\Delta\varphi$ nhỏ. Nhưng mạch điều tần gián tiếp có độ ổn định tần số trung tâm cao, vì thế có thể dùng thạch anh trong tầng tạo dao động để ổn định tần số. Để khắc phục nhược điểm về lượng di tần nhỏ, sau tầng điều tần có thể mắc thêm một số tầng nhân tần để đảm bảo lượng di tần yêu cầu như sơ đồ khối trên h.7.28.



Hình 7.28. Sơ đồ khối minh họa phương pháp nâng cao lượng di tần trong mạch điều tần gián tiếp (điều tần thông qua điều pha):

1. bộ tạo dao động; 2. mạch điều tần gián tiếp; 3. mạch nhân tần bậc n ; 4. mạch trộn tần;
5. mạch nhân tần bậc n ; 6. mạch trộn tần; 7. mạch nhân tần bậc $(n - 1)$.

Tín hiệu điều tần có hệ số điều chế $M_f = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s}$, khi tần số điều chế tăng thì M_f giảm (giả thiết

$U_s = \text{const}$) làm cho tỷ số tín hiệu trên tạp âm (S/N) giảm. Vì vậy trước khi điều chế, tín hiệu điều chế u_s được đưa qua một mạch lọc thông cao. Các thành phần tần số cao của u_s khi qua mạch đó được ưu tiên về mặt biên độ. Ở đầu thu, sau khi tách sóng lại phải dùng một mạch lọc thông thấp có hằng số thời gian bằng hằng số thời gian của mạch lọc thông cao để nhận lại sự phân bố biên độ theo tần số đúng như tín hiệu thực ban đầu. Đây là một trong các biện pháp để nâng cao chất lượng tín hiệu điều tần.

TÁCH SÓNG

Tách sóng là quá trình tái tạo lại thông tin hay tín tức hay tín hiệu điều chế. Tín hiệu sau khi tách sóng phải giống dạng tín hiệu điều chế ban đầu. Thực tế, tín hiệu điều chế u_s sau khi qua điều chế và qua kênh truyền dẫn đưa đến bộ tách sóng đã bị méo dạng thành u'_s . Do méo phi tuyến trong bộ tách sóng, nên sau khi tách sóng ta lại nhận được u''_s khác dạng với u'_s . Như vậy tín hiệu thu được sau tách sóng thường khác với dạng tín hiệu nguyên thủy (tín tức) u_s . Vì vậy một trong những yêu cầu cơ bản đối với quá trình tách sóng là yêu cầu giảm méo phi tuyến. Tương ứng với các loại điều chế, chúng ta khảo sát các loại tách sóng sau đây : tách sóng biên độ và tách sóng tần số.

8.1. TÁCH SÓNG BIÊN ĐỘ

8.1.1. Các tham số cơ bản

1. Hệ số tách sóng. Tín hiệu vào bộ tách sóng là tín hiệu đã điều biên :

$$u_{VTS}(t) = U_{VTS}(t) \cos \omega_c t = U_{\omega} \cos \omega_c t$$

trong đó $u_{VTS}(t)$ biến thiên theo quy luật của tín tức. Tín hiệu ra của bộ tách sóng biên độ :

$$U_{RTS}(t) = K_{TS} U_{VTS}(t)$$

với K_{TS} là hệ số tỷ lệ và được gọi là hệ số tách sóng :

$$K_{TS} = \frac{U_{RTS}}{U_{VTS}}$$

trong đó $U_{RTS}(t)$ và $U_{VTS}(t)$ đều gồm có thành phần một chiều và thành phần biến thiên chậm theo thời gian :

$$U_{VTS}(t) = U'_o + u'_s; \quad U_{RTS}(t) = U''_o + u''_s$$

Thực tế, đối với quá trình tách sóng chỉ cần quan tâm đến các thành phần biến thiên chậm (mang tín tức) mà thôi, do đó thường xác định hệ số tách sóng như sau :

$$K_{TS} = \frac{u''_s}{u'_s} \quad (8.1)$$

trong đó u''_s đặc trưng cho sự biến đổi chậm của điện áp ra theo thời gian, còn u'_s đặc trưng cho sự biến đổi của biên độ điện áp vào trên bộ tách sóng.

Hệ số tách sóng càng lớn thì hiệu quả tách sóng càng cao. Nếu trong quá trình tách sóng $K_{TS} = \text{const}$, nghĩa là K_{TS} chỉ phụ thuộc vào mạch tách sóng mà không phụ thuộc vào biên độ điện áp vào thì u''_s tỷ lệ với u'_s , do đó điện áp ra bộ tách sóng biến thiên cùng quy luật với biên độ điện áp vào. Lúc đó bộ tách sóng không gây méo phi tuyến và được gọi là bộ tách sóng tuyến tính.

2. *Trở kháng vào của bộ tách sóng.* Trở kháng vào bộ tách sóng là tỷ số giữa biên độ điện áp cao tần và biên độ dòng điện cao tần đặt vào bộ tách sóng :

$$Z_{VTS} = \frac{U_{VTS}}{I_{VTS}} = \frac{U_{\omega t}}{I_{\omega t}} \quad (8.2)$$

Trị số của Z_{VTS} cho biết mức độ ảnh hưởng của bộ tách sóng đến nguồn tín hiệu vào. Thông thường, giữa dòng điện vào $i_{\omega t}$ và điện áp vào $u_{\omega t}$ có dịch pha, do đó Z_{VTS} là một số phức :

$$Z_{VTS} = \frac{1}{Y_{VTS}} = \frac{1}{g_{VTS} + jb_{VTS}}$$

g_{VTS} làm giảm hệ số phẩm chất của mạch ra nguồn tín hiệu, còn b_{VTS} làm thay đổi tần số cộng hưởng riêng của nó.

3. *Méo phi tuyến.* Giống như trong bộ khuếch đại, méo phi tuyến được xác định như sau :

$$k = \frac{\sqrt{I_{2\omega s}^2 + I_{3\omega s}^2 + \dots}}{I_{\omega s}} 100\%$$

trong đó $I_{\omega s}, I_{2\omega s}, \dots$ lần lượt là biên độ thành phần dòng điện bậc nhất, bậc hai... của tín hiệu điều chế.

Ở đây không cần quan tâm đến các dòng điện cao tần (tải tần và hài bậc cao của nó), vì trong mạch điện bộ tách sóng có thể dễ dàng lọc bỏ các thành phần này.

8.1.2. Mạch điện bộ tách sóng biên độ

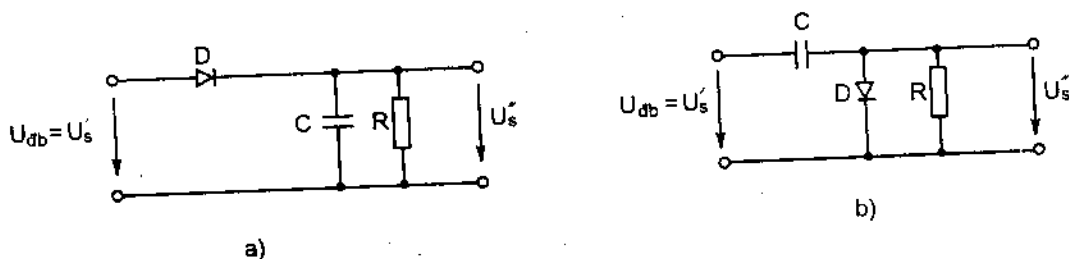
Tách sóng biên độ được thực hiện nhờ các mạch chỉnh lưu (dùng phần tử phi tuyến) hoặc các mạch dùng phần tử tuyến tính tham số.

1. *Tách sóng biên độ bằng mạch chỉnh lưu.* Có hai sơ đồ tách sóng dùng mạch chỉnh lưu : sơ đồ tách sóng nối tiếp và sơ đồ tách sóng song song. Trong sơ đồ tách sóng nối tiếp (h.8.1a), điốt tách sóng được mắc nối tiếp với tải, còn trong sơ đồ tách sóng song song, điốt tách sóng mắc song song với tải (h.8.1b).

Nếu tín hiệu vào đủ lớn sao cho điốt làm việc trong đoạn tương đối thẳng của đặc tuyến và đặc tuyến của điốt có thể coi là một đường gấp khúc như trên h.8.2, ta có quá trình tách sóng tín hiệu lớn. Lúc đó quan hệ volt -ampe của điốt được biểu diễn bởi phương trình (8.3) :

$$i_D = \begin{cases} Su_D & \text{khi } u_D \geq 0 \\ 0 & \text{khi } u_D < 0 \end{cases} \quad (8.3)$$

Trong các sơ đồ trên h.8.1, điốt chỉ thông đối với nửa chu kỳ dương của dao động cao tần ở đầu vào (h.8.2). Hình bao của dao động cao tần nhận được nhờ sự phóng nạp của tụ C (h.8.3).



Hình 8.1. Sơ đồ tách sóng biên độ bằng mạch chỉnh lưu :
a) tách sóng nối tiếp; b) tách sóng song song.

Sau đây ta sẽ phân tích và tính toán sơ đồ tách sóng nối tiếp rồi từ đó suy rộng ra cho sơ đồ tách sóng song song. Theo h.8.1a và theo biểu thức (8.3) ta viết được biểu thức dòng điện qua điốt :

$$i_D = S(u_{db} - u_c) \quad (8.4)$$

với $u_{db} = U_T (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t$ hoặc $u_{db} = U_{db} \cos \omega_t$ (8.5)

trong đó : $U_{db} = U_T (1 + m \cos \omega_s t)$ (8.6)

Thay biểu thức (8.5) vào (8.4) ta có :

$$i_D = S(U_{db} \cos \omega_t - u_c) \quad (8.7)$$

Biết rằng khi $\omega_t = \theta$ thì $i_D = 0$, thay vào (8.7) sẽ có biểu thức :

$$0 = S(U_{db} \cos \theta - u_c) \quad (8.8)$$

Từ (8.8) ta tính được góc dẫn điện của điốt :

$$\cos \theta = \frac{u_c}{U_{db}} \quad (8.9)$$

Từ (8.7) và (8.8) ta rút ra :

$$i_D = S U_{db} (\cos \omega_t - \cos \theta) \quad (8.10)$$

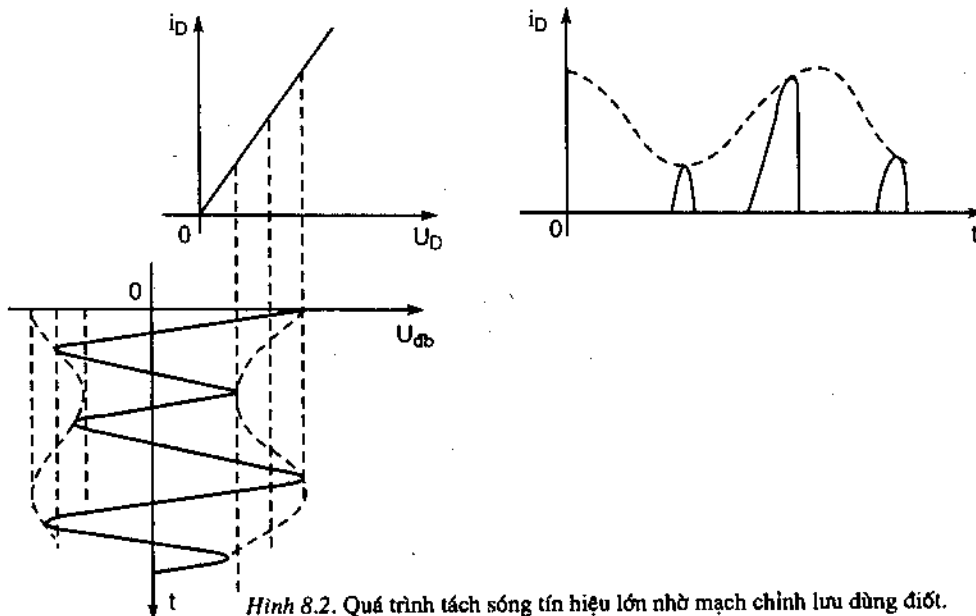
Mặt khác, vì dòng qua điốt là một dãy xung hình sin (h.8.2), nên có thể khai triển i_D theo chuỗi Fourier như sau :

$$i_D = I_0 + I_1 \cos \omega_t + I_2 \cos 2\omega_t + \dots + I_n \cos n\omega_t + \dots, \quad (8.11)$$

trong đó, theo chuỗi Fourier, ta tính được :

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D d\omega_t \\ I_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D \cos n\omega_t d\omega_t \end{aligned} \right\} \quad (8.12)$$

với $n = 1, 2, 3, \dots$



Hình 8.2. Quá trình tách sóng tín hiệu lớn nhờ mạch chỉnh lưu dùng điốt.

Thay (8.10) vào (8.12) rồi lấy tích phân, nhận được các kết quả sau đây :

$$I_0 = \frac{SU_{dh}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (8.13a)$$

$$I_1 = \frac{SU_{dh}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta) \quad (8.13b)$$

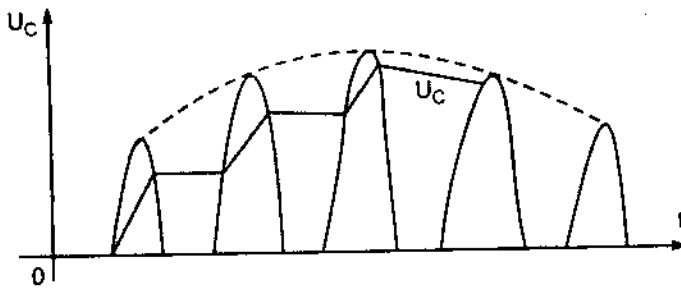
I_0 xác định theo biểu thức (8.13a) có chứa thành phần một chiều thuần túy $\frac{SU_t}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$ và thành phần biến thiên chậm $\frac{SU_t}{\pi} m (\sin \theta - \theta \cos \theta) \cos \omega_s t$, chính là thành phần hữu ích.

Từ dòng một chiều I_0 xác định điện áp ra trên tải :

$$u_c = RI_0 = \frac{RS}{\pi} U_{dh} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (8.14)$$

Thay (8.14) vào (8.9) ta có :

$$\cos \theta = \frac{SR}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \text{ hay } \operatorname{tg} \theta - \theta = \frac{\pi}{SR} \quad (8.15)$$



Hình 8.3. Đồ thị thời gian điện áp ra u_c trên tải bộ tách sóng nối tiếp.

Vậy theo (8.15) góc dẫn điện θ chỉ phụ thuộc vào tham số của mạch điện (S, R) mà không phụ thuộc tín hiệu vào. Do đó có thể kết luận : tách sóng tín hiệu lớn là tách sóng không gây méo phi tuyến (h.8.3).

Nếu giả thiết $\theta = \frac{\pi}{2}$ thì

$$I_0 = \frac{SU_{dh}}{\pi}, \quad I_1 = \frac{SU_{dh}}{2}, \dots \text{ và}$$

biểu thức dòng qua điốt (của

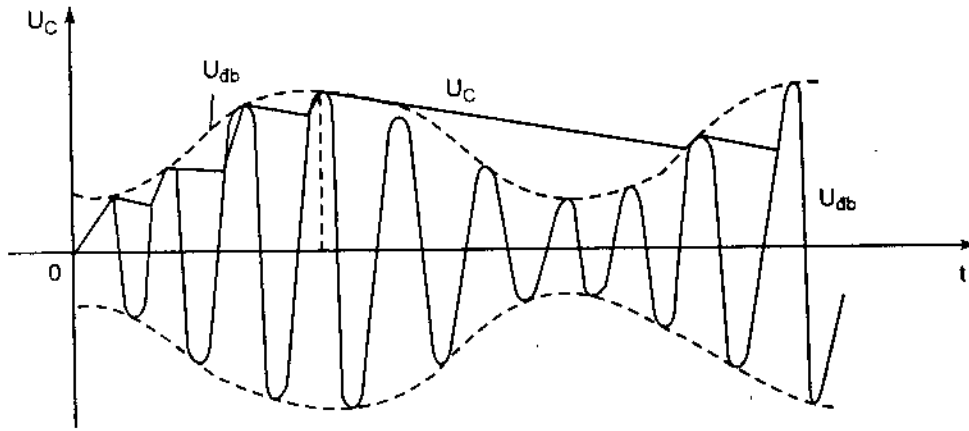
mạch tách sóng) viết dưới dạng chuỗi Fourier cho trường hợp $\theta = 90^\circ$:

$$i_D = SU_{dh} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_t t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega_t t \right)$$

hay thay (8.6) vào, ta có :

$$i_D = SU_t (1 + m \cos \omega_s t) \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cos \omega_t t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{4n^2 - 1} \cos 2n\omega_t t \right] \quad (8.16)$$

Từ (8.16) nhận thấy rằng : Phổ của dòng điện i_D gồm có các thành phần : một chiều; ω_t ; ω_s ; $\omega_t \pm \omega_s$; $n\omega_t \pm \omega_s$. Thông thường $\omega_t \gg \omega_s$, nên các thành phần ω_t ; $\omega_t \pm \omega_s$ và $n\omega_t \pm \omega_s$ được lọc bỏ dễ dàng nhờ một mạch lọc thông thấp, chỉ còn lại thành phần hữu ích $i_s = \frac{mSU_t}{\pi} \cos \omega_s t$. Một lần nữa lại thấy rằng tách sóng tín hiệu lớn không gây méo. Vì vậy trước khi tách sóng cần phải khuếch đại sao cho tín hiệu đủ lớn để đảm bảo chế độ tách sóng tuyến tính.



Hình 8.4. Hiện tượng méo tín hiệu tách sóng do điện dung tải quá lớn.

Trong sơ đồ h.8.4 phải chọn hằng số thời gian $\tau = RC$ đủ lớn sao cho dạng điện áp ra tải gần với dạng hình bao của điện áp cao tần ở đầu vào. Thông thường biên độ điện áp vào lớn hơn 1V hiệu dụng và $R > R_i, R_V$ thì có thể tách sóng được điện áp đỉnh. Tuy nhiên cũng không được chọn τ quá lớn để tránh méo do điện dung tải gây ra.

Điều kiện tổng quát để chọn τ :

$$\frac{1}{\omega_t} \ll RC \ll \frac{1}{\omega_s} \quad (8.17)$$

Trường hợp chọn C quá lớn làm cho vế thứ hai của bất đẳng thức (8.17) không thỏa mãn thì điện áp ra không biến thiên kịp với biên độ điện áp vào, gây méo tín hiệu (h.8.4). Để tránh hiện tượng này phải chọn trị số tụ C sao cho tốc độ biến thiên của điện áp ra u_c tối thiểu bằng tốc độ biến thiên của biên độ điện áp vào trong thời gian phóng của tụ C , nghĩa là :

$$\left| \frac{du_c}{dt} \right|_{t=t_1} \geq \left| \frac{dU_{dh}}{dt} \right|_{t=t_1} \quad (8.18)$$

Quá trình phóng của tụ được miêu tả như sau :

$$u_c \approx U_{dh} \exp\left(-\frac{t'}{RC}\right), \text{ với } t' = t - t_1$$

Do đó :

$$\left| \frac{du_c}{dt'} \right|_{t'=0} = \frac{U_{dh}}{RC} \quad (8.19)$$

Từ biểu thức (8.6) suy ra :

$$\left| \frac{dU_{dh}}{dt'} \right|_{t'=0} = \frac{d\{U_t[1 + m \cos(\omega_s t' + \varphi)]\}}{dt} \Big|_{t'=0}$$

$$\text{hay :} \quad \left| \frac{dU_{dh}}{dt'} \right|_{t'=0} = m\omega_s U_t \sin \varphi \quad (8.20)$$

trong đó φ là góc pha đầu.

Thay (8.19) và (8.20) vào (8.18) ta có :

$$\frac{1}{RC} \geq \frac{m\omega_s \sin \varphi}{1 + m \cos \varphi} \quad (8.21)$$

Đạo hàm vế phải của bất đẳng thức (8.21) theo φ và xét dấu, sẽ thấy rằng vế phải cực đại khi $\cos\varphi = -m$ tức $\sin\varphi = \sqrt{1-m^2}$. Do đó điều kiện (8.21) được viết lại như sau :

$$\frac{1}{RC} \geq \frac{m\omega_s \sqrt{1-m^2}}{1-m^2} = \frac{m\omega_s}{\sqrt{1-m^2}}$$

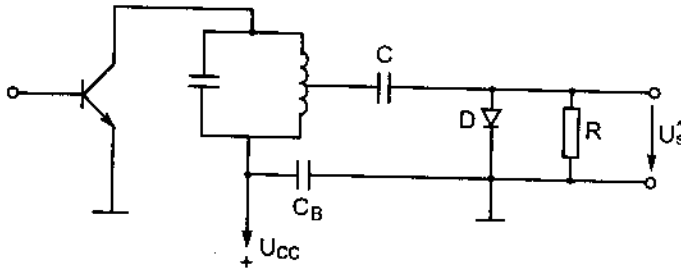
hoặc :

$$RC \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\omega_s} \quad (8.22)$$

Vậy tích RC phải chọn sao cho điều kiện (8.22) thỏa mãn với mọi tần số điều chế và với hệ số điều chế lớn nhất ($m_{\max}$). Thực hiện điều kiện đó, chính là thực hiện vế phải của bất đẳng thức (8.17). Thực tế thường chọn RC theo điều kiện (8.23).

$$\frac{10}{\omega_t} < RC < \frac{1}{\omega_{s\max}} \quad (8.23)$$

Muốn dễ dàng thỏa mãn (8.23), phải đảm bảo $\omega_t \geq 100\omega_{s\max}$.



Hình 8.5. Sơ đồ tách sóng song song ghép với tải tăng trước (ngăn điện áp một chiều đưa ra tải tách sóng).

Trong hai sơ đồ trên h.8.1, sơ đồ tách sóng nối tiếp có điện trở ($R_v = \frac{R}{2}$) lớn hơn điện trở vào của sơ đồ tách sóng song song ($R_v = \frac{R}{3}$).

Ngoài ra trên tải của sơ đồ tách sóng song song còn có điện áp cao tần, do đó phải dùng bộ lọc để lọc nó. Vì

những lý do đó, nên sơ đồ tách sóng song song chỉ được dùng trong trường hợp cần ngăn thành phần một chiều từ tăng trước đến (h.8.5).

2. Tách sóng biên độ dùng phân tử tuyến tính tham số. Để làm ví dụ, xét bộ tách sóng biên độ dùng mạch nhân tương tự trên h.8.6. Trên đầu vào thứ nhất của mạch nhân tín hiệu cần tách sóng :

$$u_{dh} = U_t (1 + m \cos \omega_s t) \cos \omega_t t \quad (8.24)$$

Trên đầu vào thứ hai đặt vào một tải tín :

$$u_t = U_t \cos(\omega_t t + \varphi) \quad (8.25)$$

Trên đầu ra sẽ có tín hiệu :

$$u_r = u_{dh} u_t K$$

K là hệ số nhân của mạch nhân tương tự :

$$u_r = K U_t^2 (1 + m \cos \omega_s t) \cos \varphi + K U_t^2 \left(\frac{1 + m \cos \omega_s t}{2} \right) \cos(2\omega_t t + \varphi) \quad (8.26)$$

Dùng mạch lọc thông thấp có thể tách ra thành phần hữu ích :

$$u_s'' = \frac{K U_t^2}{2} (1 + m \cos \omega_s t) \cos \varphi \quad (8.27)$$

Từ (8.26) và (8.27) có thể rút ra những nhận xét sau đây :

- Trong phổ điện áp ra không có thành phần tải tần. Thực tế, do mạch nhân không hoàn toàn đối xứng, nên phổ điện áp ra có chứa tải với biên độ nhỏ.

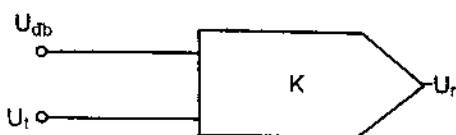
• Muốn tách sóng được, điện áp u_r đặt ở đầu vào thứ hai của mạch nhân phải có tần số bằng tần số tải tin của tín hiệu đã điều biên (h.8.6).

• Biên độ điện áp đầu ra bộ tách sóng phụ thuộc vào góc φ , với φ là góc lệch pha giữa tín hiệu cần tách sóng và tải tin phụ.

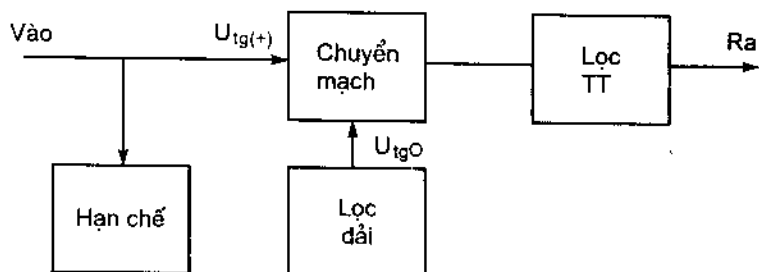
Khi $\varphi = 0; \pi$, biên độ cực đại; khi $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ biên độ bằng không. Như vậy, bộ tách sóng này vừa có tính lọc về biên độ vừa có tính chọn lọc về pha. Nói cách khác, đó là bộ tách sóng biên độ - pha. Do đó, để tách sóng có hiệu quả, cần phải đồng bộ tín hiệu vào và tải tin phụ cả về số và về pha. Vì vậy, bộ tách sóng này còn có tên gọi là bộ tách sóng đồng bộ.

Sơ với bộ tách sóng dùng diốt thì tách sóng đồng bộ chứa ít thành phần tổ hợp ở đầu ra hơn.

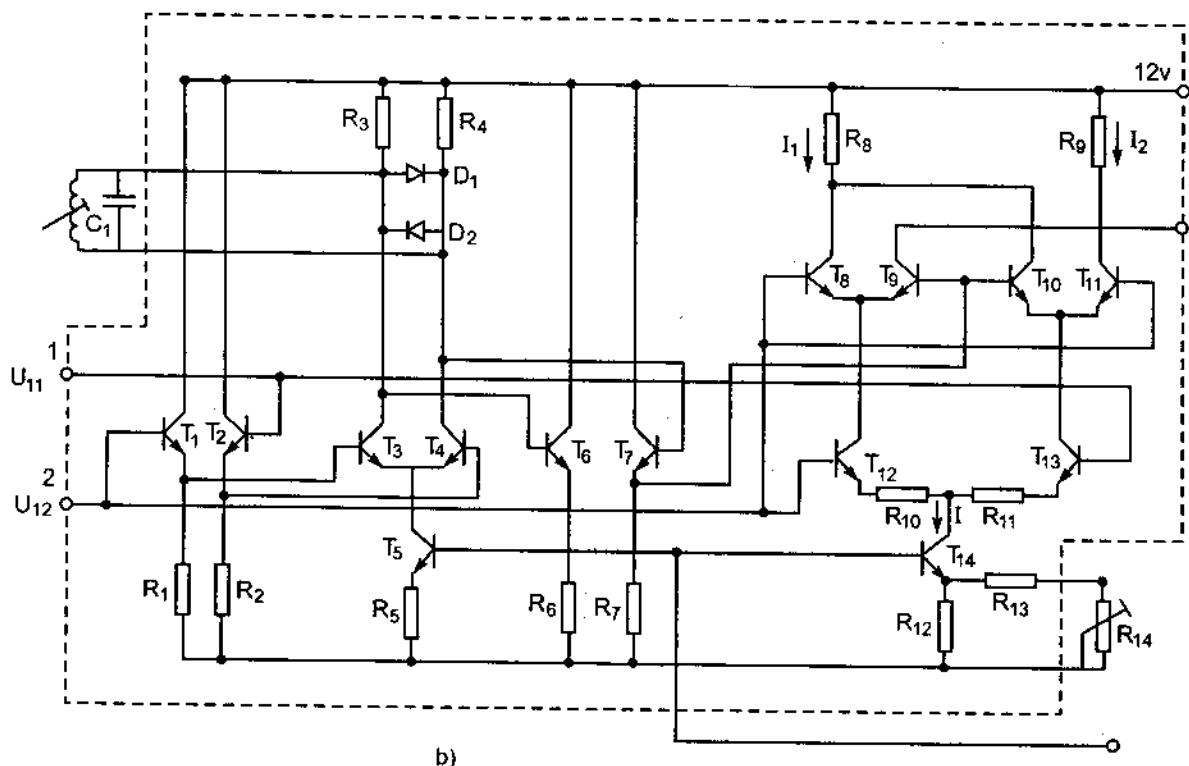
Trên h.8.7 là một ví dụ về bộ tách sóng đồng bộ được chế tạo dưới dạng vi mạch.



Hình 8.6. Tách sóng đồng bộ dùng mạch nhân tương tự.



a)



b)

Hình 8.7. Bộ tách sóng đồng bộ dạng vi mạch (dùng để tách sóng tín hiệu hình) :
a) sơ đồ khối ; b) ví dụ mạch điện cụ thể.

Nó được dùng để tách sóng tín hiệu hình trong máy thu hình. Khi tách sóng tín hiệu hình cần đặc biệt lưu ý đến méo phi tuyến, vì tải tần màu 4,43MHz và tải tần đường tiếng 5,5MHz trộn với nhau tạo ra các tần số 1,07MHz và các hài n 1,07MHz sẽ gây nhiễu cho đường hình. Mạch tách sóng này có thể loại bỏ các nhiễu đó.

Đầu vào bộ tách sóng là tải tín đường hình đã được điều chế. Phổ của nó được biểu diễn trên h.7.12 và biểu thức tổng quát của nó là :

$$u_{tg}(t) = U_{tg} \left[\frac{1}{2} \cos \omega_{tg} t + \frac{m}{2} \cos(\omega_{tg} + \omega_s) t \right] \quad (8.28)$$

(gồm tải tin và một biên tần trên), trong đó ω_{tg} là tần số tải tin, ω_s là tần số điều chế, m là hệ số điều chế.

Tín hiệu vào u_{tg} được đồng thời đưa đến bộ hạn biên và bộ chuyển mạch. Qua bộ hạn biên và mạch lọc thông dải sẽ tách ra được tải tần chưa điều chế :

$$u_{tgo} = KU_{tg} \cos \omega_{tg} t \quad (8.29)$$

K là hệ số tỷ lệ phụ thuộc vào tính chất của bộ hạn biên và bộ lọc, u_{tgo} là điều khiển chuyển mạch sao cho điện áp vào u_{tg} hoặc được truyền hoàn toàn đến đầu ra chuyển mạch hoặc bị ngắt theo đúng nhịp của tải tần. Như vậy đầu ra bộ chuyển mạch có điện áp :

$$u(t) = u_{tg}(t)S(t)$$

$S(t)$ là hàm số đặc trưng cho bộ chuyển mạch, thường là một dãy xung chữ nhật.

Hàm $S(t)$ được biểu diễn trên h.8.8.

Biểu thức toán học của chúng là :

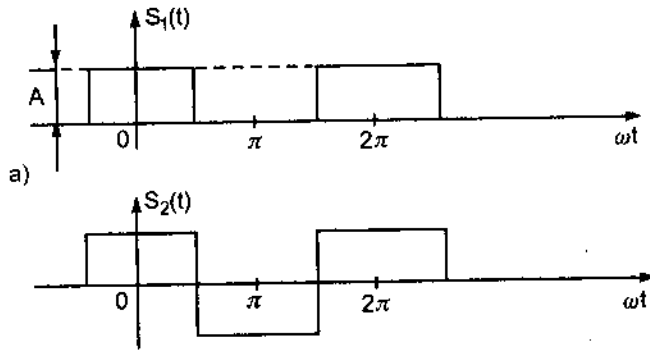
$$S_1(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \left(\cos \omega_{tg} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{tg} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{tg} t + \dots \right) \quad (8.30a)$$

$$S_2(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\cos \omega_{tg} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{tg} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{tg} t + \dots \right) \quad (8.30b)$$

Điện áp ra sau tầng chuyển mạch :

$$u_1(t) = u_{tg} S_1 \approx \frac{1}{4} AU_{tg} [\cos \omega_{tg} t + m \cos(\omega_{tg} + \omega_s) t] + \frac{1}{2\pi} AU_{tg} \left[1 + m \cos \omega_s t + \frac{3}{2} \cos 2\omega_{tg} t + m \cos(2\omega_{tg} + \omega_s) t - \frac{1}{3} m \cos(2\omega_{tg} - \omega_s) t \right] \quad (8.31a)$$

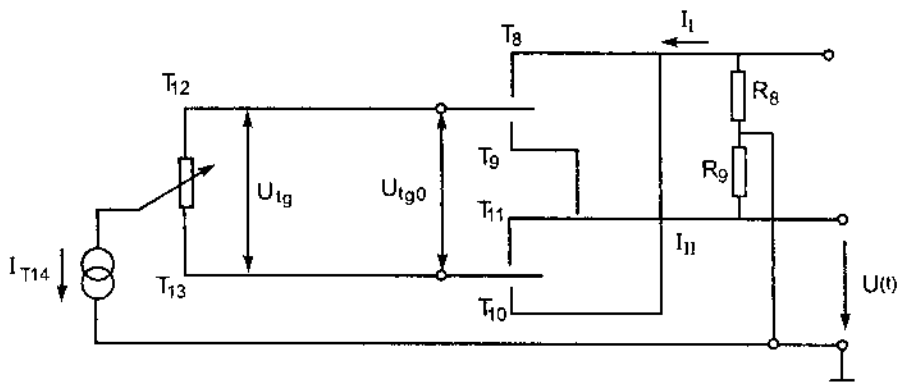
$$u_2(t) = u_{tg} S_2 \approx \frac{1}{\pi} AU_{tg} \left[1 + m \cos \omega_s t + \frac{3}{2} \cos 2\omega_{tg} t + m \cos(2\omega_{tg} + \omega_s) t - \frac{1}{3} m \cos(2\omega_{tg} - \omega_s) t \right] \quad (8.31b)$$



Hình 8.8. Hai dạng khác nhau của hàm chuyển mạch $S(t)$.

Khi dùng hàm $S_1(t)$, điện áp ra ngoài thành phần mong muốn ω_s còn có các thành phần một chiều; tần số ω_{tg} ; biên tần trên của nó $\omega_{tg} + \omega_s$; hàm bậc 2 của tần số $2\omega_{tg}$ cùng với các biên tần $2\omega_{tg} \pm \omega_s$. Nếu dùng hàm $S_2(t)$, điện áp ra không chứa tần ω_{tg} và biên tần trên $\omega_{tg} + \omega_s$. Các thành phần còn lại có biên độ lớn gấp đôi so với trường hợp dùng $S_1(t)$. Trong cả hai trường hợp, dùng bộ lọc thông thấp ở đầu để dàng lọc bỏ được các thành phần không mong muốn.

H.8.7b cho một ví dụ về vi mạch (A240, TDA440) làm việc theo nguyên tắc vừa nêu; điện áp vào u_{tg} đưa đến bộ khuếch đại tải emitor gồm T_1, T_2 sau đó đến bộ khuếch đại vi sai T_3, T_4, T_5 đóng vai trò một nguồn dòng. Điện áp ra trên R_3 và R_4 của bộ khuếch đại vi sai được hạn chế biên độ nhờ các diốt D_1 và D_2 . D_1 và D_2 mắc song song với mạch cộng hưởng L_1C_1 nhằm lọc bỏ các hài bậc cao, lấy ra tần chưa điều chế u_{tgo} đưa vào tầng khuếch đại tải emitor T_6, T_7 rồi đến bộ chuyển mạch gồm $T_8 + T_{14}$. Bộ khuếch đại vi sai T_{12}, T_{13} làm nhiệm vụ khuếch đại u_{tgo} . Nhờ các điện trở R_{10}, R_{11} mắc trong mạch emitor, để mở rộng phạm vi làm việc tuyến tính của mạch. Hai bộ khuếch đại vi sai T_8, T_9 và T_{10}, T_{11} được điều khiển bởi tần chưa điều chế u_{tgo} đưa từ bộ hạn biên đến. Vì biên độ u_{tgo} khá lớn, nên các bộ khuếch đại vi sai này làm việc ở chế độ khóa. T_{14} là nguồn dòng. Nguyên lý làm việc của tầng chuyển mạch được minh họa bởi sơ đồ tương đương trên h.8.9.



Hình 8.9. Sơ đồ tương đương tầng chuyển mạch của bộ tách sóng biên độ trên hình 8.7.

Do mắc chéo colectơ của T_9 và T_{10} , nên tầng chuyển mạch có hàm truyền đạt $S_2(t)$ của một dãy xung chữ nhật có cực tính thay đổi như biểu diễn trên hình 8.8b.

Điện áp ra $u(t)$ lấy trên R_9 không đối xứng. Hạ áp trên R_8 không được dùng đến, do đó thực tế không cần mắc R_8 trong mạch. Khi thay đổi chiết áp R_{14} thì dòng điện của nguồn dòng T_{14} thay đổi, nhờ đó có thể thay đổi được mức trắng của tín hiệu video.

8.1.3. Hiện tượng phách và hiện tượng chèn ép trong bộ tách sóng biên độ

Trường hợp trên đầu vào bộ tách sóng biên độ có hai dao động cao tần (tín hiệu và nhiễu) thì trong bộ tách sóng xảy ra hiện tượng phách và hiện tượng chèn ép.

1. *Hiện tượng phách.* Giả thiết các điện áp đặt vào bộ tách sóng biên độ:

$$u_1 = U_1 \cos \omega_1 t; \quad u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$$

Do đó điện áp tổng:

$$u = u_1(t) + u_2(t) = U(t) \cos[\omega_1 t + \varphi(t)]$$

Vì u_1 và u_2 có tần số không cố định, nên biên độ của véc tơ tổng không cố định. Tại một thời điểm bất kỳ ta có véc tơ tổng u như trên h.8.10. Nếu coi u_1 đứng yên, thì u_2 quay quanh O' với vận tốc góc ω_2 , do đó $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$. Áp dụng hệ thức lượng trong tam giác thường, ta tìm được :

$$U(t) = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \Delta\omega t};$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{U_2 \sin \Delta\omega t}{U_1 + U_2 \cos \Delta\omega t}$$

Vì bộ tách sóng biên độ không có phản ứng đối với pha của điện áp đặt vào, nên để xét kết quả ra trên bộ tách sóng không cần quan tâm đến $\varphi(t)$.

Nếu giả thiết bộ tách sóng không có quán tính đối với tần số hiệu $\Delta\omega$ nghĩa là $\frac{1}{\Delta\omega C} \gg R$ thì điện áp ra trên tải bộ tách sóng theo định nghĩa :

$$U_{RTS} = K_{TS}U_{VTS} = K_{TS}U(t) = K_{TS}U_1 \sqrt{1 + \frac{U_2^2}{U_1^2} + 2\frac{U_2}{U_1} \cos(\Delta\omega t)} \quad (8.32)$$

Như vậy, điện áp ra biến thiên theo tần số hiệu $\Delta\omega$. Đó là hiện tượng phách.

Hiện tượng phách được ứng dụng trong điện báo đẳng biên. Tín hiệu báo đẳng biên sau khi tách sóng là điện áp một chiều, do đó nó không có tác dụng đối với tai nghe. Vì vậy để tách sóng tín hiệu điện báo đẳng biên có tần số ω_1 , còn đưa thêm tín hiệu ngoại sai có tần số ω_2 vào bộ tách sóng sao cho $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ nằm trong phạm vi âm tần để tai ta có thể nhận biết được.

2. *Hiện tượng chèn ép.* Trường hợp hai dao động tác động lên bộ tách sóng có biên độ chênh lệch nhau nhiều thì hiện tượng phách trở thành hiện tượng chèn ép.

Trong biểu thức (8.32), đặt :

$$x = \frac{U_2^2}{U_1^2} + 2\frac{U_2}{U_1} \cos \Delta\omega t$$

Nếu giả thiết $U_2 \ll U_1$ thì $x \ll 1$.

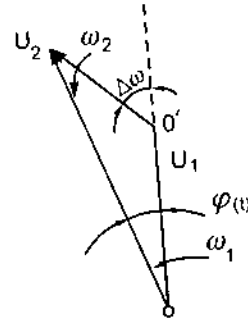
Áp dụng biểu thức gần đúng, ta viết lại biểu thức (8.32) như sau :

$$U(t) = K_{TS}U_1 \sqrt{1+x} \approx K_{TS}U_1 \left(1 + \frac{x}{2} \right) = K_{TS} \left(U_1 + \frac{U_2^2}{2U_1} + U_2 \cos \Delta\omega t \right) \quad (8.33)$$

Từ (8.33) suy ra tín hiệu ra đối với từng tín hiệu vào u_1 và u_2 :

$$\begin{aligned} U_{RTS1} &= K_{TS}U_1 & \text{do đó} & \quad K_{TS1} = K_{TS} \\ U_{RTS2} &= K_{TS} \frac{U_2^2}{2U_1} = K_{TS2}U_2 & \text{do đó} & \quad K_{TS2} = K_{TS} K_{TS} \frac{U_2}{2U_1} \end{aligned}$$

Vì $U_1 \gg U_2$, nên $K_{TS1} \gg K_{TS2}$, nghĩa là khi trên đầu vào bộ tách sóng biên độ có hai dao động cao tần biên độ khác nhau nhiều thì trong quá trình tách sóng có hiện tượng tín hiệu lớn chèn tín hiệu nhỏ. Hiện tượng này biểu hiện tính chọn lọc theo biên độ của bộ tách sóng. Vậy khi nhiều



Hình 8.10. Đồ thị véc tơ của các điện áp đặt vào bộ tách sóng biên độ.

có biên độ nhỏ hơn nhiều so với biên độ tín hiệu hữu ích thì rõ ràng tác dụng chọn lọc rất có lợi. Tuy nhiên khi tín hiệu nhỏ hơn nhiều, phải chú ý nâng cao mức tín hiệu để tránh hiện tượng tín hiệu bị nhiễu chèn ép.

8.2. TÁCH SÓNG TÍN HIỆU ĐƠN BIÊN

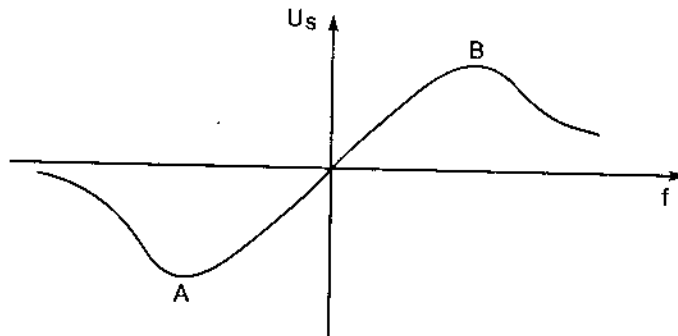
Tách sóng tín hiệu điều chế đơn biên thường được thực hiện nhờ mạch điều chế vòng. Tín hiệu đơn biên với tần số : $\omega_i + \omega_s$ đặt lên một đầu vào của mạch điều chế vòng, tải tin phụ với tần số ω_i được tạo ra ở đầu thu được đưa đến đầu vào thứ hai của mạch. Trên đầu ra mạch điều chế vòng là tín hiệu có tần số : ω_s và $2\omega_i + \omega_s$. Nhờ một mạch lọc thông thấp lấy ra được thành phần mong muốn với tần số ω_s . Vấn đề chính ở đây là việc tạo ra tải tin phụ ở đầu thu sao cho tần số của nó hoàn toàn đồng bộ với tần số của tải tin đầu phát (trước điều chế). Để làm điều đó, thường người ta lọc lấy tải tin đã bị nén trong tín hiệu hữu ích đã thu được, rồi khuếch đại và hạn biên để có tải tin đủ lớn đem cộng trực tiếp với tín hiệu đơn biên hoặc đưa đến bộ tạo tải tin phụ ở đầu thu để thực hiện đồng bộ.

8.3. TÁCH SÓNG TÍN HIỆU ĐIỀU TẦN

8.3.1. Khái niệm

Tách sóng tín hiệu điều tần là quá trình biến đổi độ lệch tần số tức thời của tín hiệu đã điều tần so với tần số trung bình thành biến thiên điện áp ở đầu ra.

Đặc trưng cho quan hệ biến đổi đó là đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng. Đó là đường biểu diễn quan hệ giữa điện áp ra và lượng biến thiên tần số ở đầu vào (h.8.11).



Hình 8.11. Đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng tần số.

Để hạn chế méo phi tuyến, phải chọn điểm làm việc trong phạm vi tương đối thẳng của đặc tuyến truyền đạt (đoạn AB trên đặc tuyến h.8.11). Hệ số truyền đạt của bộ tách sóng là độ dốc lớn nhất (trong khu vực làm việc) của đặc tuyến truyền đạt. Theo h.8.11 ta xác định được hệ số truyền đạt như sau :

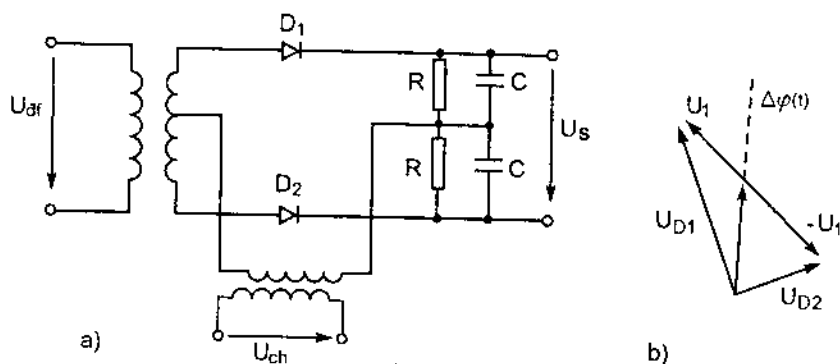
$$S_1 = \left. \frac{du_s}{d\Delta} \right|_{\Delta f=0} \quad (8.34)$$

Tách sóng tần số và tách sóng pha thường được thực hiện theo một trong những nguyên tắc sau đây :

1. Biến tín hiệu điều tần hoặc điều pha thành tín hiệu điều biên rồi thực hiện tách sóng biên độ.
2. Biến 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 một mạch tích phân.
3. Làm cho tần số của tín hiệu cần tách sóng bám theo tần số của một bộ tạo dao động nhờ hệ thống vòng giữ pha PLL (Phase locked loop), điện áp sai số chính là điện áp cần tách sóng.

8.3.2. Mạch điện bộ tách sóng tần số

1. *Mạch tách pha cân bằng dùng diốt* (discriminator). Mạch tách pha cân bằng là hai mạch tách sóng biên độ dùng diốt ghép với nhau (h.8.12). Tín hiệu cần tách sóng chính là tín hiệu đã điều pha, u_{df} được so sánh về pha với một dao động chuẩn u_{ch} .



Hình 8.12. a) mạch điện bộ tách pha dùng diốt; b) đồ thị véc tơ của các điện áp.

Biểu thức của u_{df} và u_{ch} như sau :

$$u_{df} = U_1 \cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] = U_1 \cos \varphi_1(t)$$

$$u_{ch} = U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02}) = U_2 \cos \varphi_2(t)$$

Điện áp đặt lên hai bộ tách sóng biên độ (diốt D_1, D_2) tương ứng là :

$$u_{D1} = U_1 \cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] + U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02})$$

$$u_{D2} = -U_1 \cos[\omega_{01}t + \varphi(t) + \varphi_{01}] + U_2 \cos(\omega_{02}t + \varphi_{02})$$

Điện áp ra tương ứng trên hai bộ tách sóng biên độ xác định được theo đồ thị véc tơ h.8.12b.

$$U_I(t) = u_{s1} = K_{TS} U_{D1} = K_{TS} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \quad (8.35a)$$

$$U_{II}(t) = u_{s2} = K_{TS} U_{D2} = K_{TS} \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \quad (8.35b)$$

trong đó, K_{TS} là hệ số truyền đạt của bộ tách sóng biên độ, xác định theo biểu thức (8.36) :

$$K_{TS} = \frac{u_s}{mU_1} \quad (8.36)$$

$\Delta \varphi(t)$ là hiệu pha của hai điện áp vào : $\Delta \varphi(t) = (\omega_{01} - \omega_{02})t + \varphi(t) + \varphi_{01} - \varphi_{02}$

Điện áp ra trên bộ tách sóng :

$$u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TS} \left[\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos \Delta \varphi(t)} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos \Delta \varphi(t)} \right] \quad (8.37)$$

Vậy trị tức thời của điện áp ra trên bộ tách sóng phụ thuộc vào 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 $\varphi(t)$.

Nếu $\omega_{01} = \omega_{02}$ và tín hiệu vào không phải là tín hiệu điều chế pha, nghĩa là $\varphi(t) = 0$ thì điện áp ra có biểu thức sau đây :

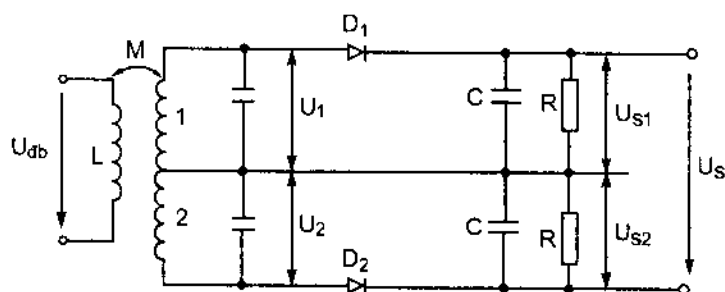
$$u_s = K_{TS} \left[\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos \Delta} - \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1 U_2 \cos \Delta \varphi_0} \right] \quad (8.38)$$

Theo (8.37), đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng pha cân bằng $u_s = f(\Delta\varphi)$ là một hàm số tuần hoàn theo hiệu pha, nó cực đại khi $\Delta\varphi_0 = 0; 2\pi; 4\pi; \dots$, cực tiểu khi $\Delta\varphi_0 = \pi; 3\pi; 5\pi; \dots$ và bằng không khi $\Delta\varphi_0 = (2n+1)\frac{\pi}{2}$ (với $n = 0, 1, 2, \dots$).

Nguyên lý làm việc của mạch này dựa vào sự so pha của hai dao động giống như trong mạch tách sóng đồng bộ. Vì vậy có thể dùng mọi sơ đồ tách sóng đồng bộ để tách sóng pha.

2. *Bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng.* Trên h.8.13 là sơ đồ bộ tách sóng 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 cộng hưởng tại các tần số ω_1 và ω_2 . Nếu gọi tần số trung tâm của tín hiệu điều tần đầu vào là $\omega_0 = \omega_1$ thì :

$$\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega_0; \quad \omega_2 = \omega_0 - \Delta\omega_0$$



Hình 8.13. Mạch điện bộ tách sóng tần số dùng mạch lệch cộng hưởng.

Sự điều chuẩn mạch cộng hưởng lệch khỏi tần số trung bình của tín hiệu vào làm biến 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 h.8.13 ta xác định được :

$$U_1 = mU_d Z_1 \quad (8.39a)$$

$$U_2 = mU_d Z_2 \quad (8.39b)$$

trong đó, m là hệ số ghép của biến áp vào; $m = \frac{M}{L}$, Z_1 và Z_2 là trở kháng của hai mạch cộng hưởng 1 và 2.

Tương tự như biểu thức (11.53), ta tính được :

$$Z_1 = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + \left[2Q_1 \frac{(\omega - \omega_1)}{\omega_1} \right]^2}} = \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} \quad (8.40a)$$

$$Z_2 = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + \left[2Q_2 \frac{(\omega - \omega_2)}{\omega_2} \right]^2}} = \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} \quad (8.40b)$$

R_{td1}, R_{td2} lần lượt là trở kháng của hai mạch cộng hưởng tại tần số cộng hưởng ω_1, 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 :

$$R_{td1} = R_{td2} = R_{td}; \quad Q_1 = Q_2 = Q$$

$$\xi_0 = \frac{2Q|\omega_0 - \omega_{1,2}|}{\omega_0} \text{ là độ lệch tần số tương đối giữa tần số cộng hưởng riêng của mạch dao}$$

động so với tần số trung bình của tín hiệu vào.

$$\xi = 2Q \frac{|\omega - \omega_0|}{\omega_0} \text{ là độ lệch tần số tương đối giữa tần số tín hiệu vào và tần số trung bình.}$$

Theo (8.40) 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 U_1 và 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 ra :

$$u_{s1} = K_{TS} U_1 = K_{TS}^m U_{dt} \frac{R_{td1}}{\sqrt{1 + (\xi_0 - \xi)^2}} \quad (8.41a)$$

$$u_{s2} = K_{TS} U_2 = K_{TS}^m U_{dt} \frac{R_{td2}}{\sqrt{1 + (\xi_0 + \xi)^2}} \quad (8.41b)$$

$$\text{Điện áp ra tổng : } u_s = u_{s1} - u_{s2} = K_{TS}^m R_{td} U_{dt} \Psi(\xi, \xi_0)$$

$$\text{trong đó : } \Psi(\xi, \xi_0) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_0 - \xi)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_0 + \xi)^2}}$$

$$\Psi = \Psi_{\max} \quad \text{khi} \quad \xi = \pm \xi_0$$

Độ dốc của đặc tuyến truyền đạt được xác định như sau :

$$S_f = \left. \frac{du_s}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=0} = K_{TS}^m U_{dt} R_{td} \left. \frac{d\Psi(\xi, \xi_0)}{d\xi} \right|_{\xi=0} = \frac{K_{TS}^m R_{td} U_{dt}}{f_0} \frac{2\xi_0}{(1 + \xi_0^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (8.42)$$

Vậy hệ số truyền đạt của bộ tách sóng phụ thuộc vào ξ_0 . Đạo hàm (8.42) theo ξ_0 và xét cực trị, ta thấy $S_f = S_{f\max}$ khi $\xi_0 \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$. Vậy muốn có hệ số truyền đạt cực đại, phải chọn lượng lệch tần số

$\Delta\omega_0$ theo điều kiện sau đây :

$$\Delta\omega_0 = \frac{\omega_0 \xi_0}{2Q} = \pm \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_0}{Q} \quad (8.43)$$

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.

3. *Tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép.* Mạch điện bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép được biểu diễn trên h.8.14. Mạch điện làm việc theo nguyên tắc : chuyển biến thiên tần số thành biến thiên về pha, sau đó thực hiện tách sóng pha nhờ bộ tách sóng biên độ. Tín hiệu điều tần một mặt được ghép qua biến áp đưa đến mạch dao động thứ cấp, một mặt được ghép qua tụ C_{gh} . Do đó điện áp đặt lên các điốt D_1 và D_2 lần lượt :

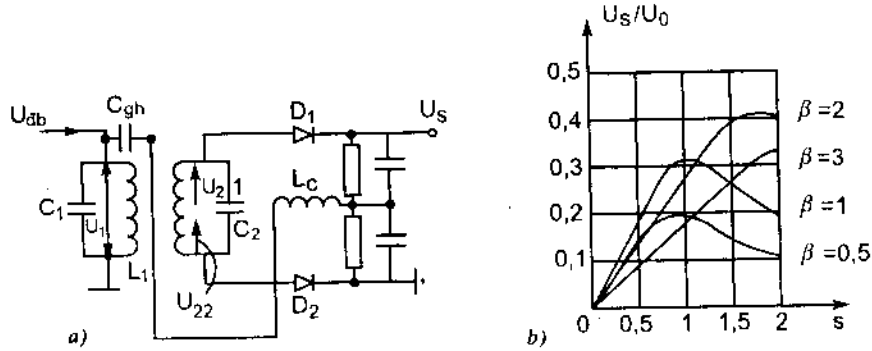
$$U_{D1} = U_1 + U_{21} \quad (8.44a)$$

$$U_{D2} = U_1 + U_{22} \quad (8.44b)$$

Ta phân biệt 3 trường hợp :

- Khi tần số tín hiệu vào $f = f_0$ (h.8.15), trong đó f_0 là tần số cộng hưởng của mạch cộng hưởng sơ cấp và thứ cấp, dòng điện qua điện cảm L_1 chậm pha so với U_1 một góc 90° và được xác định như sau :

$$I_{IL} = \frac{U_1}{j\omega L_1} \quad (8.45)$$



Hình 8.14. a) sơ đồ bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép
b) đặc tuyến truyền đạt của bộ tách sóng a).

$$I_{1L} \text{ gây ra trong cuộn thứ cấp } L_2 \text{ sức điện động : } E_M = j\omega M I_{1L} \quad (8.46)$$

Giả thiết $m > 0$, nên E_M sớm pha so với I_{1L} một góc 90° , E_M sinh ra dòng I_2 trong mạch cộng hưởng thứ cấp. Vì $f = f_0$, nên I_2 đồng pha với E_M :

$$I_2 = \frac{E_M}{r_2} \quad (8.47)$$

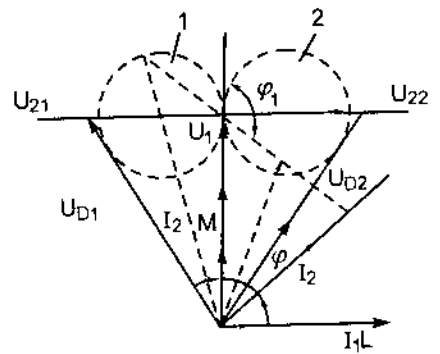
r_2 là điện trở tổn hao của mạch cộng hưởng thứ cấp. Điện áp U_{21} và U_{22} ngược pha với nhau và lệch pha so với I_2 là $\pm 90^\circ$. Vì U_{D1} và U_{D2} có biên độ như nhau, nên điện áp ra :

$$u_s = K_{TS} (U_{D1} - U_{D2}) = 0$$

- Trường hợp $f > f_0$ (đường đứt nét trên đồ thị vectơ h.8.15). Mạch cộng hưởng thứ cấp mang tính chất điện cảm, nên I_2 chậm pha so với U_M một góc $\varphi < 90^\circ$. U_{21} và U_{22} ngược pha nhau và vuông góc với I_2 . Giữa U_1 và U_{21} , U_{22} có góc lệch pha lần lượt là φ_1 và $\pi - \varphi_1$. Tần số tín hiệu vào càng lệch khỏi tần số cộng hưởng trung tâm f_0 thì biên độ của $|U_{D1}|$ càng lớn hơn biên độ của $|U_{D2}|$, do đó trị số điện áp ra u_s càng lớn.

- Trường hợp $f < f_0$ thì mạch thứ cấp mang tính chất điện dung, nên I_2 sớm pha hơn E_M , do đó $|U_{D1}| < |U_{D2}|$ và $u_s < 0$.

Tóm lại, khi tần số tín hiệu vào thay đổi thì đầu mút của vectơ U_{D1} và U_{D2} di chuyển trên các vòng tròn 1 và 2 trên h.8.15, làm cho điện áp ra thay đổi về trị số và cực tính. Trị số điện áp ra đặc



Hình 8.15. Đồ thị vectơ các dòng điện và điện áp vào của bộ tách sóng tần số dùng mạch cộng hưởng ghép.

trung cho độ lệch tần số của tín hiệu vào so với tần số trung tâm f_0 ; còn cực tính của điện áp ra cho biết tần số tín hiệu vào lệch khỏi tần số trung tâm về phía nào lớn hơn hay nhỏ hơn f_0 .

Tính toán cụ thể theo [6] sẽ nhận được đặc tuyến truyền đạt bộ tách sóng như biểu diễn trên h.8.14b, trong đó $\xi = 2Q \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ đặc trưng cho độ lệch tần số so với tần số trung tâm và được gọi là độ lệch tần số tương đối; U_0 là trị số chuẩn hóa của điện áp ra; $\beta = \frac{k}{Q}$ là hệ số ghép giữa hai mạch cộng hưởng; $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ là hệ số ghép tổng quát; $d = \frac{1}{q}$ là hệ số tổn hao của mạch cộng hưởng và Q là hệ số phẩm chất.

Từ đặc tuyến truyền đạt h.8.14b rút ra mấy nhận xét sau đây:

- Hệ số tách sóng S_f phụ thuộc vào hệ số ghép $\beta S_f = S_{fmax}$ khi $\beta = 0,85$. Thường chọn $\beta = 1$, lúc đó $S_f \approx S_{fmax}$.

- Khi $\xi = \pm \beta$ thì đặc tuyến truyền đạt đối chiều biến thiên. Thực tế đặc tuyến chỉ được coi là thẳng trong phạm vi:

$$|\xi| \leq \frac{1}{2} \beta \quad (8.48)$$

do đó độ lệch tần số cực đại cho phép ở đầu vào phụ thuộc vào β . Từ (8.48) suy ra:

$$2Q \frac{(\Delta f_m)}{f_0} \leq \frac{1}{2} \beta \quad (8.49)$$

Δf_m – lượng di tần cực đại của tín hiệu vào.

Kinh nghiệm cho thấy chọn $\beta = 2,04$ thì méo phi tuyến nhỏ nhất. Tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép ít gây méo và dễ điều chỉnh, vì cả hai mạch đều cộng hưởng ở cùng tần số f_0 . Tuy nhiên trị số điện áp ra trong bộ tách sóng này vừa phụ thuộc tần số vừa phụ thuộc biên độ tín hiệu vào ($|U_1|$), nên nó sinh ra nhiễu biên độ. Để khắc phục hiện tượng này phải đặt trước bộ tách sóng một mạch hạn chế biên độ.

4. Tách sóng tỷ lệ (h.8.16). Bộ tách sóng tỷ lệ khác bộ tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép ở chỗ: các điốt tách sóng được mắc nối tiếp. Mạch vừa làm nhiệm vụ tách sóng vừa làm nhiệm vụ hạn chế biên độ.

Dòng qua các điốt nạp điện cho tụ C_1 . Hằng số thời gian $\tau = RC_1 \approx (0,1 \div 0,2)$ giây khá lớn, nên điện áp trên C_1 biến thiên rất chậm làm cho nhiễu biên độ giảm. Có thể chứng minh điều đó bằng biểu thức sau đây:

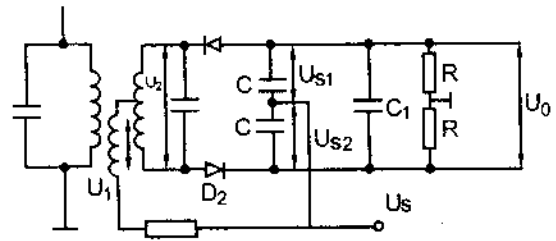
$$u_s = u_{s1} - u_R$$

Với:

$$u_R = \frac{U_0}{2} = \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2}$$

Thay vào, ta có:

$$u_s = \frac{u_{s1} - u_{s2}}{2} = \frac{U_0}{2} \frac{u_{s1} - u_{s2}}{u_{s1} + u_{s2}}$$



Hình 8.16. Sơ đồ bộ tách sóng tỷ lệ.

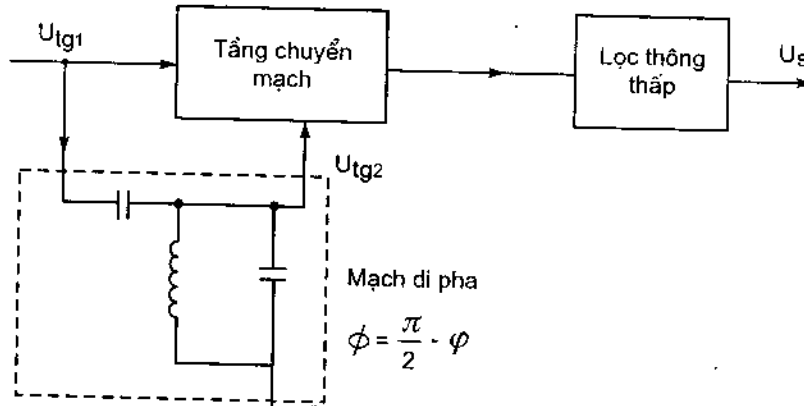
Hay :

$$u_s = \frac{U_0}{2} \frac{\frac{u_{s1}}{u_{s2}} - 1}{\frac{u_{s1}}{u_{s2}} + 1} \quad (8.50)$$

Khi $U_0 \approx \text{const}$, điện áp ra chỉ phụ thuộc vào tỷ lệ $\frac{u_{s1}}{u_{s2}}$, hơn nữa u_{s1} và u_{s2} giống như trong bộ tách sóng dùng mạch cộng hưởng ghép, phụ thuộc vào biến thiên tần số ở đầu vào. Vì vậy bộ tách sóng tỷ lệ không có phản ứng đối với các biến thiên về biên độ ở đầu vào, nên tránh được nhiễu biên độ.

5. *Mạch tách sóng Koinzidenz.* Tách sóng loại này được dùng trong máy thu thanh và đường tiếng của máy thu hình. Nguyên tắc hoạt động của nó được biểu diễn trên h.8.17.

Đầu vào bộ tách sóng là tín hiệu điều tần đã được hạn biên và có tần số trung tâm ω_{tg} .



Hình 8.17. Minh họa nguyên lý tách sóng Koinzidenz.

Tín hiệu vào có thể là dãy xung chữ nhật, có biểu thức như sau :

$$u_{tg1} = \frac{4}{\pi} U_{tg} \left(\cos x - \frac{1}{3} \cos 3x + \frac{1}{5} \cos 5x - \dots + \dots \right) \quad (8.51)$$

trong đó :

$$x = \omega_{tg1}t + \frac{\Delta\omega_m}{\omega_s} \sin \omega_s t$$

Tín hiệu vào được đồng thời đưa đến bộ chuyển mạch và bộ di pha. Bộ di pha là một khâu RC, trong đó R là điện trở tương đương khi cộng hưởng của mạch là cộng hưởng LC.

Khi tần số tín hiệu vào $\omega = \omega_{tg}$ (không điều chế) thì bộ di pha thực hiện một góc pha $\phi = \frac{\pi}{2}$.

Khi tần số tín hiệu vào thay đổi thì $\phi = \frac{\pi}{2} - \varphi$; trong đó φ phụ thuộc tuyến tính vào độ lệch tần số $\Delta\omega$. Do đó tín hiệu ra sau mạch di pha :

$$u_{tg2} = k U_{tg1} \left[\sin(x - \varphi) + \frac{1}{3} \sin 3(x - \varphi) + \frac{1}{5} \sin 5(x - \varphi) + \dots \right] \quad (8.52)$$

trong đó k là hệ số tỷ lệ, phụ thuộc vào tham số của mạch di pha.

Tín hiệu u_{tg2} điều khiển chuyển mạch. Tăng chuyển mạch có hàm truyền đạt là một dãy xung chữ nhật, có biểu thức :

$$S_2(t) = -\frac{4A}{\pi} \left[\sin(x - \varphi) + \frac{1}{3} \sin 3(x - \varphi) + \frac{1}{5} \sin 5(x - \varphi) + \dots \right] \quad (8.53)$$

Điện áp ra sau tầng chuyển mạch :

$$u = u_{tg2} S_2(t) \quad (8.54)$$

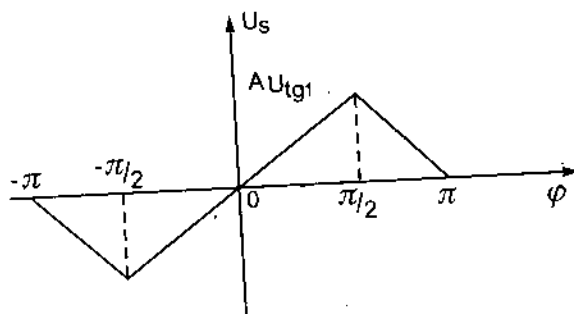
Biểu thức (8.54) tương đương với chuỗi Fourier của dãy xung tam giác (h.8.18). Khi

$$-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$$

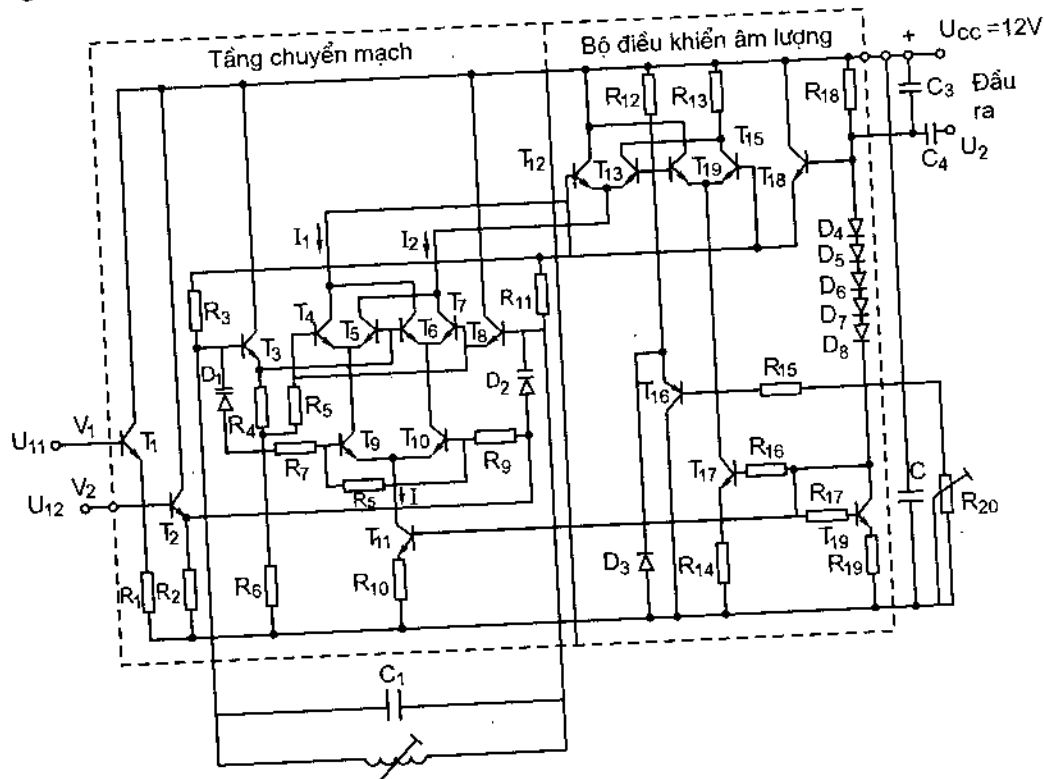
thì điện áp ra tỷ lệ với góc pha φ , do đó cũng tỷ lệ với biên độ điện áp điều chế. Bộ tách sóng này hay được dùng để tách sóng tín hiệu tiếng trong phát thanh và truyền hình.

H.8.19 là sơ đồ bộ tách sóng Koinzidenz dưới dạng vi mạch (A220D, TBA120S). Điện áp vào đối xứng (điện áp trung gian)

được đưa đến V_1, V_2 qua tầng khuếch đại tải emitor T_1, T_2 đến tầng chuyển mạch gồm $T_4, T_5, T_6, T_7, T_9, T_{10}$ đồng thời đến mạch di pha nhờ các diốt D_1, D_6 . Mạch cộng hưởng được điều chuẩn tại tần số trung gian ω_{tg} . Điện áp hạ trên mạch cộng hưởng lệch pha so với điện áp vào một góc ϕ . Để tính toán góc lệch pha ϕ dùng h.8.20. Các điện dung ghép C là điện dung tương đương của diốt biến dung D_1 và D_2 .



Hình 8.18. Quan hệ phụ thuộc của điện áp ra bộ tách sóng Koinzidenz và góc pha φ .



Hình 8.19. Sơ đồ vi mạch tách sóng Koinzidenz để tách sóng tín hiệu (tách sóng tần số).

Từ sơ đồ đó ta viết được :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_{td}}{Z_{td} + \frac{2}{j\omega C}}$$

trong đó, Z_{td} là trở kháng tương đương của mạch cộng hưởng xác định theo biểu thức (8.55).

$$Z_{td} = \frac{R_{td}}{1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{tg}}} \quad (8.55)$$

R_{td} – trở kháng tương đương tại tần số cộng hưởng.

Nếu giả thiết mạch cộng hưởng ghép rất lỏng, nghĩa là :

$$|Z_{td}| \ll \frac{2}{\omega C} \text{ ta có : } \frac{U_2}{U_1} \approx j\omega \frac{C}{2} Z_{td} \quad (8.56)$$

Thay (8.55) vào (8.56) ta nhận được :

$$\begin{aligned} \frac{U_2}{U_1} &\approx \frac{\omega \frac{C}{2} R_{td}}{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{tg}}\right)^2} \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{tg}} + j\right) \\ \frac{U_2}{U_1} &\approx \frac{\omega \frac{C}{2} R_{td}}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_{tg}}\right)^2}} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}}\right)} \end{aligned} \quad (8.57)$$

Do đó :

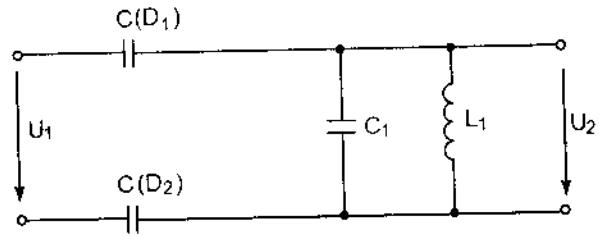
$$\phi \approx \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}}$$

Trường hợp $\frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}}$ nhỏ, ta có biểu thức gần đúng :

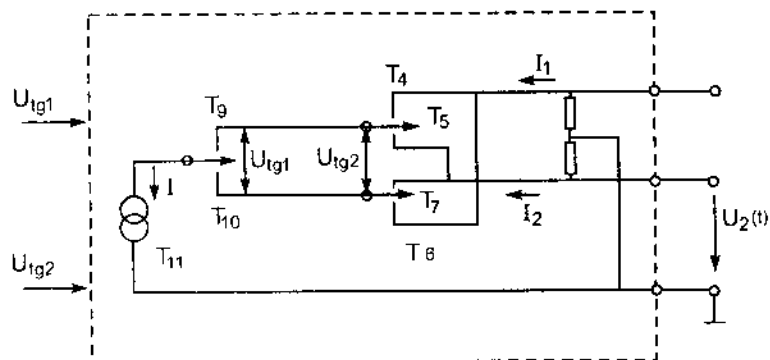
$$\phi \approx \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}} \approx \frac{\pi}{2} - \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_{tg}} \quad (8.58)$$

Do đó có thể coi quan hệ giữa ϕ và $\Delta\omega$ là tuyến tính.

Điện áp ra của mạch di pha được đặt lên mạch lập emitter T_3 và T_8 rồi đưa đến tầng chuyển mạch. Trong tầng chuyển mạch, tín hiệu vào u_{tg} được đưa trực tiếp vào bộ khuếch đại vi sai $T_9 T_{10}$. Biên độ U_{tg} phải đủ lớn để $T_9 T_{10}$ làm việc ở chế độ khóa làm cho dòng điện do nguồn dòng T_{11} cung cấp được đưa vào emitter của hai tầng khuếch đại vi sai T_4 và $T_6 T_7$ theo nhịp của u_{tg} . Trên bazơ của các bộ khuếch đại vi sai này là tín hiệu đã di pha u_{tg2} . Khác với giả thiết đã nêu, tín hiệu này không phải là dãy xung chữ nhật mà là tín hiệu hình sin, nhưng có biên độ khá lớn làm cho $T_4 T_5$ và $T_6 T_7$ cũng làm việc ở chế độ khóa. Do đó tín hiệu u_{tg} được đưa đến tầng sau phụ thuộc vào mạch khóa $T_4 T_5$; $T_6 T_7$. Vì collector của T_5 và T_6 được mắc chéo, nên qua tầng này tín hiệu còn được đảo dấu. Sơ đồ tương đương trên h.8.21 minh họa nguyên lý làm việc của tầng chuyển mạch.



Hình 8.20. Mạch di pha.



Hình 8.21. Sơ đồ tương đương tầng chuyển mạch của bộ tách sóng hình.

Sau tầng chuyển mạch là bộ điều chỉnh âm lượng gồm T_{12} , T_{13} , T_{14} và T_{15} . Dòng điện ra I_2 của tầng chuyển mạch được đưa vào emitter của bộ điều chỉnh âm lượng. Điện áp phân cực của bazơ T_{12} không đổi, còn của bazơ T_{13} thay đổi nhờ tranzito pnp T_{16} và chiết áp R_{20} . Sự thay đổi này làm cho sự phân dòng I_2 cho các tranzito T_{12} và T_{13} thay đổi và do đó hạ áp trên R_{13} (điện áp ra thay đổi được trong phạm vi khá rộng. Để giữ cho điện áp một chiều trên R_{13} thay đổi ít, đặt thêm lên R_{13} một lượng điện áp một chiều nữa lấy từ T_{14} , T_{15} mà trị số của nó tỷ lệ nghịch với trị số ban đầu. Khâu RC gồm R_{13} , C_3 là một khâu lọc thông thấp được dùng để bỏ các thành phần tổ hợp không mong muốn. T_{18} , R_{18} , $D_4 \div D_8$ làm nhiệm vụ ổn áp.

TRỘN TẦN

9.1. CƠ SỞ LÝ THUYẾT

9.1.1. Khái niệm

Trộn tần là quá trình tác động lên hai tín hiệu sao cho trên đầu ra bộ trộn tần nhận được các thành phần có tần số bằng tổng hoặc hiệu tần số của hai tín hiệu đó. Thông thường một trong hai tín hiệu vào là tín hiệu đơn sóng (có một vạch phổ), tín hiệu đó gọi là tín hiệu ngoại sai và có tần số là 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 được tách ra nhờ một bộ lọc, tần số của nó thường được gọi là tần số trung gian f_{tg} . Cũng giống như trong điều biên, để trộn tần có thể dùng các phần tử phi tuyến hoặc các phần tử tuyến tính tham số.

Trộn tần được dùng trong máy thu đối tần. Nhờ bộ trộn tần, mạch cộng hưởng của các tầng trung gian của máy thu đều được điều chỉnh cộng hưởng tại một tần số cố định (tần số trung gian f_{tg}). Tần số ngoại sai được đồng chuẩn với tần số tín hiệu vào sao cho $f_{tg} = f_{ns} - f_{th} = \text{const}$. Ngoài ra trộn tần còn được dùng trong các hệ thống thông tin định hướng, trong các bộ tổng hợp tần số...

Có thể phân loại mạch trộn tần theo nhiều cách :

- Khi phân loại theo phần tử tích cực được dùng để trộn tần, người ta phân biệt trộn tần dùng phần tử tuyến tính tham số (mạch nhân) và trộn tần dùng phần tử phi tuyến (điốt, tranzito lưỡng cực, FET,...) hoặc trộn tần trên phần tử điện trở (điốt, tranzito lưỡng cực, FET, vi mạch) và trộn tần trên phần tử điện kháng (điốt biến dung).

- Có thể coi bộ trộn tần là hệ thống tuyến tính tham số là vì quá trình trộn tần thường được thực hiện với điều kiện $U_{th} \ll U_{ns}$. Lúc đó đối với tín hiệu hữu ích nhỏ, đặc tuyến Volt-Ampe của phần tử trộn tần có thể coi là thẳng; còn dưới tác dụng của điện áp ngoại sai lớn, điện dẫn của phần tử tuyến tính thay đổi. Như vậy đối với tín hiệu, phần tử trộn tần là một hệ thống tuyến tính.

- Cũng có thể phân loại theo sơ đồ trộn tần (trộn tần điốt, trộn tần tranzito,...) hoặc theo cách chuyển phổ tức chuyển phổ về phía tần số cao hoặc tần số thấp tùy thuộc vào vị trí tương đối giữa tần số tín hiệu f_{th} ở đầu vào và tần số trung gian f_{tg} ở đầu ra.

Giả thiết đặc tuyến của phần tử phi tuyến được biểu diễn theo chuỗi Taylor sau đây :

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \dots + a_n u^n + \dots \quad (9.1)$$

trong đó u là điện áp đặt lên phần tử phi tuyến được dùng để trộn tần.

Trong trường hợp này $u = u_{ns} + u_{th}$, trong đó :

$$u_{ns} = U_{ns} \cos \omega_{ns} t; \quad u_{th} = U_{th} \cos \omega_{th} t$$

Thay vào (9.1) ta có :

$$i = a_0 + a_1(U_{ns}\cos\omega_{ns}t + U_{th}\cos\omega_{th}t) + \frac{a_2}{2}(U_{ns}^2 + U_{th}^2) + \frac{a_2}{2}(U_{ns}^2\cos 2\omega_{ns}t + U_{th}^2\cos 2\omega_{th}t) + a_2U_{ns}U_{th}[\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t] + \dots \quad (9.2)$$

Vậy tín hiệu ra gồm có thành phần 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 $2\omega_{ns}$, $2\omega_{th}$. Tính các vế tiếp theo của (9.2) ta thấy trong dòng điện ra còn có các thành phần bậc cao :

$$\omega = |\pm n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}|$$

trong đó m, n là những số nguyên dương.

Nếu trên đầu ra bộ trộn tần, lấy tín hiệu có tần số $\omega = \omega_{ns} \pm \omega_{th}$, nghĩa là chọn $m = n = 1$ thì ta có trộn tần đơn giản. Trường hợp chọn $m, n > 1$ thì có trộn tần tổ hợp.

Thông thường người ta hay dùng trộn tần đơn giản. Trong đoạn sóng mét và deximet, để nâng cao độ ổn định tần số ngoại sai và giảm ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch ngoại sai và mạch tín hiệu, người ta có thể dùng trộn tần tổ hợp với tần số tín hiệu ra :

$$\omega = n\omega_{ns} - \omega_{th} \quad (n \geq 2)$$

9.1.2. Các tham số cơ bản

Dòng điện ra và dòng điện vào của bộ trộn tần phụ thuộc vào tất cả các điện áp đặt lên nó, vì vậy ta có thể viết :

$$i = f(u_{ns}, u_{th}, u_{tg}) \quad (9.3)$$

trong đó : $u_{ns} = U_{ns}\cos\omega_{ns}t$; $u_{th} = U_{th}\cos\omega_{th}t$; $u_{tg} = U_{tg}\cos\omega_{tg}t$.

Thường U_{th} và $U_{tg} \ll U_{ns}$, nên có thể biểu diễn gần đúng dòng điện ra theo chuỗi Taylor như sau (chỉ lấy các số hạng bậc nhất) :

$$i_r \approx f(u_{ns}) + \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}u_{th} + \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}u_{tg} = i_{ns} + s(u_{ns})u_{th} + g_i(u_{ns})u_{tg} \quad (9.4)$$

Vì u_{ns} là hàm tuần hoàn theo thời gian, nên i_{ns} , $s(u_{ns})$ và $g_i(u_{ns})$ cũng tuần hoàn theo thời gian. Tuy nhiên nó là kết quả của quá trình u_{ns} tác động lên phần tử phi tuyến, nên ngoài thành phần bậc nhất đối với tần số ngoại sai, còn có các thành phần bậc cao khác, do đó ta có :

$$\begin{aligned} i_{ns}(u_{ns}) &= I_0 + I_1\cos\omega_{ns}t + I_2\cos 2\omega_{ns}t + \dots + I_n\cos n\omega_{ns}t + \dots \\ S(u_{ns}) &= S_0 + S_1\cos\omega_{ns}t + S_2\cos 2\omega_{ns}t + \dots + S_n\cos n\omega_{ns}t + \dots \\ g_i(u_{ns}) &= G_{i0} + G_{i1}\cos\omega_{ns}t + G_{i2}\cos 2\omega_{ns}t + \dots + G_{in}\cos n\omega_{ns}t + \dots \end{aligned}$$

Thay vào (9.4) ta nhận được :

$$\begin{aligned} i_r &= \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_{ns}t + U_{th} \cos \omega_{th}t \sum_{n=0}^{\infty} S_n \cos n\omega_{ns}t + U_{tg} \cos \omega_{tg}t \sum_{n=0}^{\infty} G_{in} \cos n\omega_{ns}t = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos n\omega_{ns}t + \frac{1}{2}U_{th} \sum_{n=0}^{\infty} S_n [\cos(n\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(n\omega_{ns} - \omega_{th})t] + \\ &+ \frac{1}{2}U_{tg} \sum_{n=0}^{\infty} G_{in} [\cos(n\omega_{ns} + \omega_{tg})t + \cos(n\omega_{ns} - \omega_{tg})t] \end{aligned} \quad (9.5)$$

Vậy trong dòng điện ra có các thành phần tần số $n\omega_{ns} \pm \omega_{th}$, $\omega_{ns} \pm \omega_{tg}$, $n\omega_{ns}$, nếu lấy các số hạng bậc cao của chuỗi Taylor thì trong dòng điện ra còn các thành phần $n\omega_{th}$, $n\omega_{tg}$, $n\omega_{ns} \pm m\omega_{th}$ và $n\omega_{ns} \pm m\omega_{tg}$ với $m > 1$.

Giả thiết chọn $\omega_{tg} = n\omega_{ns} - \omega_{th}$, thì từ biểu thức (9.5) ta suy ra :

$$I_{tg} = \frac{1}{2} U_{th} S_n \cos \omega_{tg} t + U_{tg} G_{io} \cos \omega_{tg} t \quad (9.6)$$

Tải bộ trộn tần được điều chỉnh cộng hưởng ở tần số trung gian, nên chỉ có thành phần này gây sụt áp đáng kể ở trên tải. Biểu thức (9.6) được viết dưới dạng phức như sau :

$$I_{tg} = \frac{1}{2} S_n U_{th} + G_{io} U_{tg} \quad (9.7)$$

Biểu thức (9.7) được gọi là phương trình biến đổi thuận của bộ trộn tần; trong đó S_n là biên độ hài bậc n của hàm, $s = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$ đặc trưng cho hiệu ứng biến đổi thuận của bộ trộn tần, G_{io} là thành phần một chiều của hàm $g_i = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}$ đặc trưng cho sự thay đổi điện dẫn trong của bộ trộn tần đối với thành phần tần số trung gian.

Tương tự như trên, dòng điện vào cũng là hàm phụ thuộc u_{ns} , u_{th} , u_{tg} :

$$I_v = f(u_{th}, u_{ns}, u_{tg}) \quad \text{với} \quad U_{th}, U_{tg} \ll U_{ns}$$

Bằng cách phân tích như đối với dòng điện ra ta viết được :

$$I_{th} = \frac{1}{2} S_{ngn} U_{tg} + G_{vo} U_{th} \quad (9.8)$$

Biểu thức (9.8) được gọi là phương trình biến đổi ngược của bộ trộn tần, đặc trưng cho hiện tượng hồi tiếp dương về điện áp trong bộ trộn tần.

Trong (9.8) S_{ngn} là biên độ thành phần bậc n của hồ dẫn biến đổi ngược $s_{ng} = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{tg}}$; G_{vo} là

thành phần một chiều của điện dẫn vào $g_v = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_{th}}$ đặc trưng cho sự thay đổi điện dẫn vào của bộ trộn tần đối với tần số tín hiệu. Các biểu thức (9.7) và (9.8) hình thành hệ phương trình đặc trưng của bộ trộn tần. Từ các biểu thức đó suy ra biểu thức định nghĩa về các tham số cơ bản của bộ trộn tần như sau :

1. Hồ dẫn trộn tần :

$$S_{tt} = \left. \frac{I_{tg}}{U_{th}} \right|_{U_{tg}=0} = \frac{1}{2} S_n \quad (9.9)$$

2. Điện dẫn trong của bộ trộn tần :

$$G_{tt} = \left. \frac{I_{tg}}{U_{tg}} \right|_{U_{th}=0} = G_{io} \quad (9.10)$$

3. Hệ số khuếch đại tĩnh :

$$\mu_{tt} = \frac{U_{tg}}{U_{th}} = \frac{\frac{I_{tg}}{G_{tt}}}{\frac{I_{tg}}{S_{tt}}} = S_{tt} R_{tt} \quad (9.11)$$

4. Hồ dẫn trộn tần ngược :

$$S_{tng} = \frac{I_{th}}{U_{tg}} \Big|_{U_{th}=0} = \frac{1}{2} S_{ngn} \quad (9.12)$$

5. Điện dẫn trong khi có hiện tượng trộn tần ngược :

$$G_{ing} = \frac{I_{th}}{U_{th}} \Big|_{U_{tg}=0} = G_{vo} \quad (9.13)$$

6. Hệ số khuếch đại tĩnh khi đổi tần ngược :

$$\mu_{ng} = \frac{U_{th}}{U_{tg}} = S_{tng} R_{ing} \quad (9.14)$$

Từ định nghĩa các tham số trên đây, viết lại các biểu thức (9.7) và (9.8) như sau :

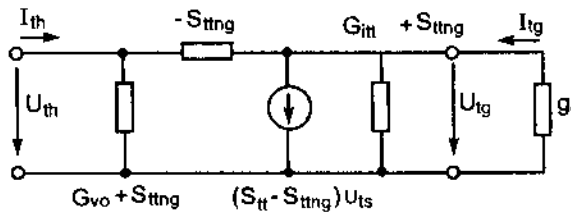
$$I_{tg} = S_{tt} U_{th} + G_{itt} U_{tg} \quad (9.15)$$

$$I_{th} = S_{tng} U_{tg} + G_{vo} U_{th} \quad (9.16)$$

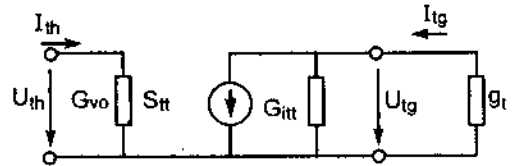
Hệ phương trình gồm (9.15) và (9.16) tương đương với phương trình dẫn nạp của một mạng 4 cực, trong đó :

$$G_{vo} = Y_{11t}; S_{tng} = Y_{12t}; S_{tt} = Y_{21t}; G_{itt} = Y_{22t}$$

Đây là hệ các phương trình của một mạng 4 cực tuyến tính tích cực và có thể biểu diễn theo sơ đồ π như trên h.9.1.



Hình 9.1. Sơ đồ tương đương dẫn nạp của bộ trộn tần.



Hình 9.2. Sơ đồ tương đương dẫn nạp của bộ trộn tần khi trong mạch không có hiện tượng trộn tần ngược.

Cần lưu ý rằng sơ đồ này chỉ đúng với biên độ điện áp, vì nó không phản ánh được sự khác nhau về tần số của tín hiệu vào và tín hiệu ra. Có thể dùng nó để xác định các đặc trưng cơ bản của bộ trộn tần.

Khi trong mạch không có hiện tượng trộn tần ngược thì sơ đồ tương đương có dạng đơn giản như trên h.9.2.

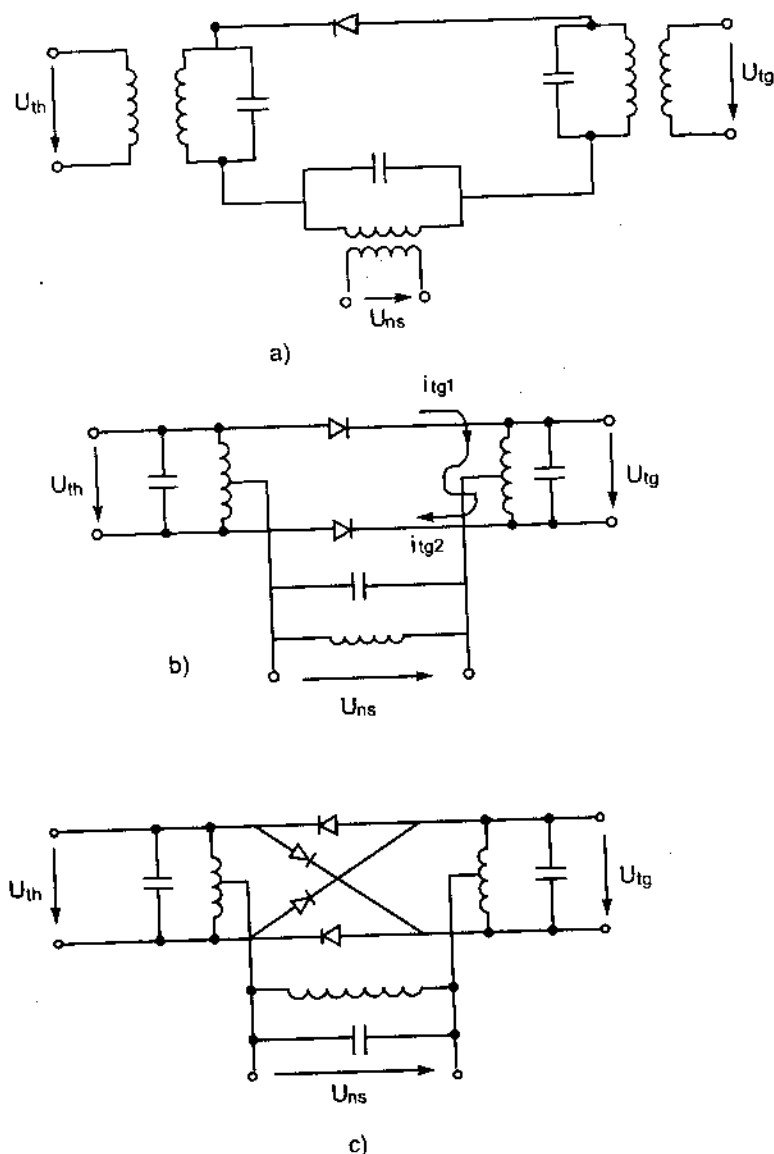
Từ hệ phương trình (9.15) và (9.16) ta tính được hệ số truyền đạt của bộ trộn tần. Biết rằng

$K_{tt} = \frac{U_{tg}}{U_{th}}$, khi có tải $I_{tg} = -U_{tg} g_t$, thay vào (9.15) sẽ rút ra được :

$$K_{tt} = -\frac{S_{tt}}{G_{itt} + g_t} \quad (9.17)$$

9.2. Mạch trộn tần dùng diốt

Các mạch trộn tần dùng diốt được ứng dụng rộng rãi ở mọi tần số, đặc biệt ở phạm vi tần số cao (trên 1GHz). Mạch trộn tần dùng diốt có nhược điểm làm suy giảm tín hiệu. Trên h.9.3 là các sơ đồ trộn tần dùng diốt.



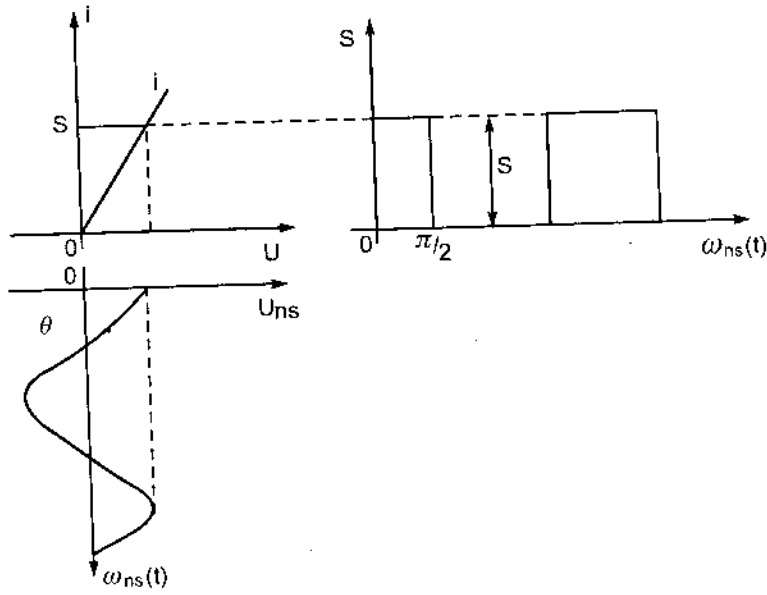
Hình 9.3. Mạch trộn tần dùng diốt : a) mạch trộn tần đơn ; b) mạch trộn tần cân bằng ; c) mạch trộn tần vòng.

Trong sơ đồ trộn tần đơn (h.9.3a), diốt, mạch tín hiệu, mạch ngoại sai và mạch trung gian được mắc nối tiếp với nhau. Mạch trung gian và mạch tín hiệu đối xứng với nhau, do đó có thể đổi lẫn cho nhau ; nghĩa là trong mạch có hiện tượng trộn tần ngược. Trong sơ đồ này thường chọn điểm công tác tĩnh ở đoạn đầu (gần gốc tọa độ) của đặc tuyến volt – ampe của diốt để có được hỗ trợ trộn tần lớn. Lúc đó phương trình gần đúng biểu diễn quan hệ volt – ampe là :

$$i = 0,25(e^{au} - 1)$$

trong đó a là hằng số, được xác định bằng thực nghiệm. Đối với nhiều diốt $a = 5 \frac{1}{V}$. Do đó ta có $S = di/du = 0,25a \cdot e^{au}$.

Căn cứ vào đặc tuyến volt – ampe của các loại diốt silic và gecmani thông dụng, ta có thể thấy rằng với diốt silic cần phải chọn biên độ điện áp ngoại sai $U_{ns} < 1V$ và với diốt gecmani $U_{ns} < (2 \div 3)V$ để đảm bảo điều kiện về dòng ngược chiều cho phép của các loại diốt đó.



Hình 9.4. Đặc tuyến volt – ampe của diốt và quan hệ $S = f(\omega_{ns}t)$.

Có thể tính S_H , G_{itt} cho sơ đồ dựa vào đặc tuyến lý tưởng của diốt biểu diễn trên h.9.4. Theo đặc tuyến đó, ta viết được biểu thức dòng điện qua diốt :

$$I = \begin{cases} Su & \text{khi } u \geq 0 \\ 0 & \text{khi } u < 0 \end{cases}$$

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 vào góc cắt θ . Với điểm tính chọn tại gốc tọa độ, $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Theo chuỗi Fourier ta tính được biên độ dài bậc n của S :

$$S_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} S \cos n\omega_{ns}t d(\omega_{ns}t) = \frac{2 \sin \theta}{n\pi} S$$

Thay $\theta = \frac{\pi}{2}$, giả thiết $n = 1$ và dựa vào biểu thức (9.9) tính được hồ dẫn trộn tần :

$$S_H = \frac{1}{2} S_n = \frac{S}{\pi} \quad (9.18)$$

Tương tự như vậy, điện dẫn trộn tần được xác định như sau :

$$G_{itt} = G_{io} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} G_i d(\omega_{ns}t) = \frac{S\theta}{\pi} \quad (9.19)$$

Với :
$$\theta = \frac{\pi}{2} \text{ thì } G_{itt} = \frac{S}{2}$$

Để chống tạp âm ngoại sai, dùng sơ đồ trộn tần cân bằng trên h.9.3. Trong bộ trộn tần cân bằng điện áp tín hiệu đặt lên hai điốt ngược pha, còn điện áp ngoại sai đặt lên hai điốt đồng pha ; nghĩa là :

$$u_{thD1} = U_{th} \cos \omega_{th} t ; \quad u_{thD2} = U_{th} \cos(\omega_{th} t + \pi)$$

và

$$u_{nsD1} = u_{nsD2} = u_{ns}$$

Do đó dòng điện tần số trung gian qua các điốt (do u_{th} tạo ra) :

$$i_{tg1} = I_{tg1} \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t ; \quad i_{tg2} = I_{tg2} \cos[(\omega_{ns} - \omega_{th})t + \pi] = I_{tg2} \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t$$

Trên mạch cộng hưởng ra, ta nhận được : $i_{tg} = i_{tg1} + i_{tg2} = 2I_{tg} \cos \omega_{tg} t$

Bên cạnh đó, dòng tạp âm tần số trung gian do nguồn ngoại sai mang đến đặt lên hai điốt đồng pha và ngược pha trên mạch cộng hưởng ra, do đó ta có biểu thức như sau :

$$i_{ta1} = I_{ta1} \cos \omega_{tg} t ; \quad i_{ta2} = -I_{ta2} \cos \omega_{tg} t$$

Do đó : $i_{ta} = i_{ta1} + i_{ta2} = 0$

Vậy mạch trộn tần cân bằng làm tăng dòng điện trung gian ở đầu ra và có khả năng khử tạp âm tần số trung gian do nguồn ngoại sai mang đến. Ngoài ra, cũng giống như trong mạch điều chế cân bằng trên, đầu ra mạch trộn tần cân bằng không có các thành phần tổ hợp ứng với hài bậc chẵn của tín hiệu ($\omega_{ns} \pm 2\omega_{th}$; $\omega_{ns} \pm 4\omega_{th}$...). Mạch trộn tần vòng (h.9.3c) gồm hai mạch trộn tần cân bằng mắc nối tiếp. Trên đầu ra sơ đồ này chỉ có các thành phần tần số $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$, các thành phần khác bị khử (xem mạch điều chế vòng), do đó dễ tách được thành phần tần số trung gian mong muốn.

9.3. MẠCH TRỘN TẦN DÙNG TRANZITO

9.3.1. Bộ trộn bằng tranzito đơn

Bộ trộn kiểu cộng làm việc dựa vào các tính chất phi tuyến của lớp tiếp giáp $p-n$, cộng hai tín hiệu (U_{th} và U_{ns}) vào phần tử phi tuyến. Hoạt động của mạch điện mang tính tham số. Một trong hai tín hiệu đưa vào phần tử phi tuyến giữ nhiệm vụ điều khiển tham số, thay đổi đặc trưng truyền đạt liên quan đến tín hiệu thứ hai. Với một công cụ hay thiết bị có hai đầu điều khiển (như khuếch đại vi sai) có thể tạo ra được bộ trộn. Bộ trộn loại này còn gọi là *bộ trộn kiểu nhân*.

Để tính toán các tham số trộn tần của các bộ trộn tần dùng tranzito, người ta thường dùng các biểu thức gần đúng theo kinh nghiệm sau đây :

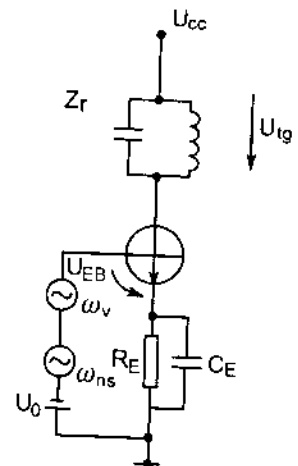
$$S_{11} = Y_{21n} = (0,4 \dots 0,7) |Y_{21}| ; \quad G_{11} = Y_{22n} = (0,6 \dots 0,8) |Y_{22}| ;$$

$$G_{vo} = Y_{11n} = (0,7 \dots 0,8) |Y_{11}|$$

và coi như không có hiện tượng đổi tần ngược, nghĩa là $Y_{12n} \approx 0$, trong đó các điện dẫn Y_{11} , Y_{21} , Y_{22} là tham số của tranzito ở chế độ khuếch đại đối với tín hiệu (f_{th}).

Chúng ta khảo sát chi tiết bộ trộn kiểu cộng có mạch điện ở h.9.5. Giả thiết rằng đối với hai tín hiệu điều khiển điều hòa thỏa mãn điều kiện :

$$U_{th} \ll U_T ; \quad U_{ns} \gg U_T$$



Hình 9.5. Bộ trộn tần đơn giản bằng tranzito.

Tín hiệu U_{ns} có giá trị lớn, tính phi tuyến của đường đặc trưng được khai thác triệt để, trong đó U_{th} là tín hiệu nhỏ, đường đặc trưng coi như tuyến tính.

Nếu $i_c = f(u_{EB})$ thì linh kiện là phần tử phi tuyến, khi đó hệ số truyền đạt (đối với tín hiệu nhỏ) là :

$$S = \frac{di_C}{du_{EB}}$$

với :

$$i_C = I_d e^{\frac{u_{EB}}{U_T}}$$

và :

$$S(u_{EB}) = \frac{I_d}{U_T} e^{\frac{u_{EB}}{U_T}} \quad (9.20)$$

Tín hiệu điều khiển lớn (U_m điện áp một chiều tại điểm làm việc) :

$$U_{EB} = U_m + U_{ns} \cos \omega_{ns} t \quad (9.21)$$

Thay biểu thức này vào phương trình (9.20) :

$$S(t) = \left(\frac{I_d e^{\frac{U_m}{U_T}}}{U_T} \right) e^{\frac{u_{ns}}{U_T} \cos \omega_{ns} t} \quad (9.22)$$

Biểu thức trong dấu ngoặc chính là độ truyền đạt S_m thuộc về điểm công tác U_m . Cần chú ý rằng, vì tín hiệu đầu vào lớn, điểm làm việc U_m sẽ hình thành tùy thuộc vào biên độ U_h và dựa trên kết quả trước đây của chúng ta (theo h.2.31, h.2.32 hoặc là công thức (2.59) có thể tính được). Như vậy $S(t)$ với công thức (2.32c) ta có :

$$S(t) = S_m \left[B_0 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B_n \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) \cos n \omega_{ns} t \right] \quad (9.23)$$

Như vậy chuỗi Fourier của hàm $S(t)$:

$$S(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos n \omega_{ns} t \quad (9.24)$$

$$\text{trong đó :} \quad S_0 = S_m B_0 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right); \quad S_n = 2 S_m B_n \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) \quad (9.25)$$

Dòng colectơ $i_C(t)$ là tích của tín hiệu đầu vào (tín hiệu nhỏ) và độ hở dẫn :

$$i_C = S(t) U_{th} \cos \omega_{th} t$$

Thay giá trị $S(t)$ và biến đổi hàm lượng giác :

$$i_C = S_0 U_{th} \cos \omega_{th} t + \frac{S_n}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \cos n(\omega_{ns} \pm \omega_{th}) t$$

Bộ lọc cực colectơ được điều chỉnh ở tần số $n \omega_{ns} + \omega_{th}$ hoặc $n \omega_{ns} - \omega_{th}$.

$$\omega_{lg} = \omega_{ns} \pm \omega_{th} \quad (9.26)$$

Như vậy biên độ điện áp đầu ra sẽ là :

$$U_{tg} = \frac{S_n}{2} Z_{tg} U_{th} \quad (9.27)$$

Người ta gọi giá trị $\frac{S_n}{2}$ là hệ số trộn hay còn gọi là hệ số truyền đạt chuyển đổi. Thông thường trong thực tế $n = 1$, ít khi giá trị $n > 1$ (trộn hài) được sử dụng. Tùy thuộc vào dấu + hay - được chọn trong công thức (9.26) mà chúng ta nói về trộn trên hay trộn dưới. Cả hai đều có ích như nhau. Đối với giá trị $n = 1$, hệ số truyền đạt hỗn hợp :

$$S_C = \frac{S_1}{2} = S_m B_1 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) \quad (9.28)$$

Tính chất quan trọng của bộ trộn :

1. U_{tg} tỷ lệ với U_{th} (truyền đạt biến điệu biên độ U_{th}).
2. Sự thay đổi ω_{tg} bằng với sự thay đổi ω_{th} (công thức 3.91), như vậy nó cũng truyền đạt biến điệu tần số ω_{th} .

Trở kháng tải của nguồn U_{ns} và U_{th} dễ dàng có thể tính được, nếu điện trở trong của nguồn bằng không hoặc là tự chọn. Khi này có thể áp dụng khái niệm điện trở tương đương theo phương trình (9.37). Đối với nguồn U_{ns} ta có :

$$Z_{ns} = \frac{U_{ns}}{I_{Bns}} = - \frac{U_{ns}}{2 I_{Bm} B_1 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right)} \quad (9.29)$$

I_{Bm} là dòng bazơ tại điểm làm việc, I_{Bns} là thành phần tần ở số ω_{ns} của dòng bazơ.

Để tính tải của nguồn U_{th} chúng ta cần phải xác định thành phần (I_{Bh}) ở tần số ω_b của dòng bazơ.

$$i_{th}(t) = I_{Bm} e^{\frac{U_{th} \cos \omega_{th} t + U_{ns} \cos \omega_{ns} t}{U_T}} \quad (9.30)$$

Bởi vì $\frac{U_{th}}{U_T} \ll 1$, chúng ta khai triển chuỗi : $e^{\frac{U_{ns} \cos \omega_{ns} t}{U_T}} \cong 1 + \frac{U_{th}}{U_T} \cos \omega_{th} t$

$$e^{\frac{U_{th}}{U_T} \cos \omega_{th} t} = B_0 + 2 B_1 \cos \omega_{ns} t + \dots \quad (9.31)$$

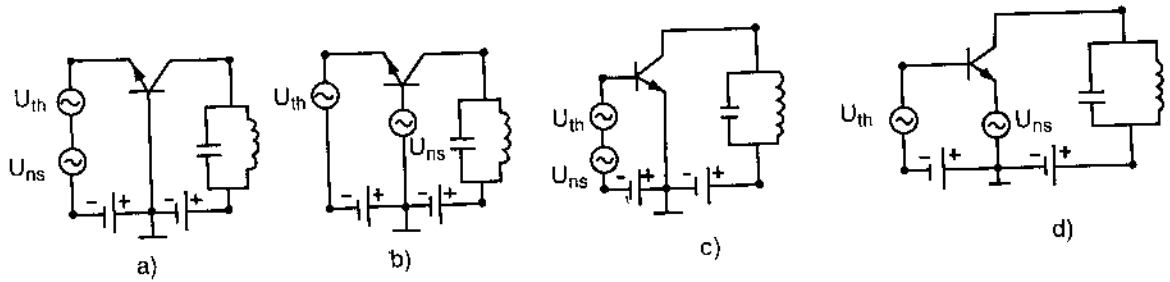
Thay các biểu thức này vào công thức của i_b và chỉ tính toán thành phần ở tần số ω_b :

$$I_{Bth} = I_{Bm} B_0 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right) \frac{U_{th}}{U_T} \quad (9.32)$$

Như vậy điện trở tương đương tải bộ nguồn U_{th} sẽ là :

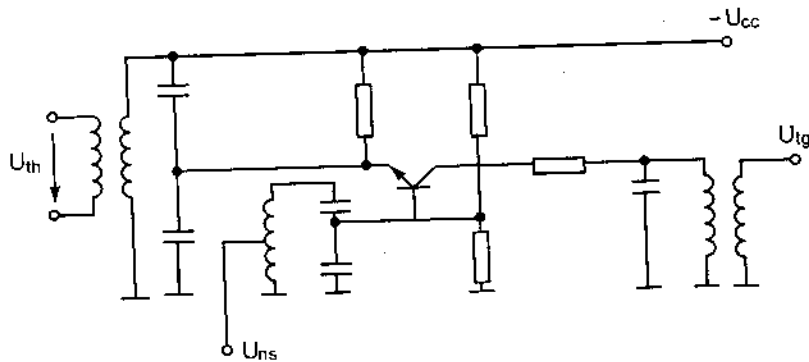
$$Z_{th} = \frac{U_{th}}{I_{Bth}} = \frac{U_T}{I_{Bm} B_0 \left(\frac{U_{ns}}{U_T} \right)} \quad (9.33)$$

Trên h.9.4 các nguồn phát đều nằm trên mạch bazơ. Nếu chúng ta chuyển một hay cả hai nguồn phát sang mạch emitter, khi đó u_{eb} không thay đổi. Như vậy các kết quả trên vẫn đúng. Trường hợp đặc biệt là Z_{th} và Z_{th} sẽ giảm đi $(1 + h_{21})$ lần, vì $i_C = (1 + h_{21})i_B$.



Hình 9.6. Các nguyên lý mạch trộn tần dùng tranzito đơn :

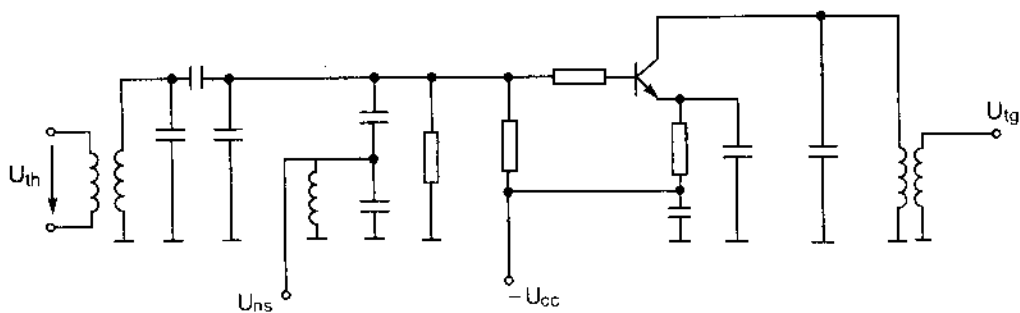
- a) sơ đồ bazơ chung với điện áp ngoại sai đặt vào emitter ; b) sơ đồ bazơ chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazơ ;
c) sơ đồ emitter chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazơ ; d) sơ đồ emitter chung với điện áp ngoại sai đặt vào emitter.



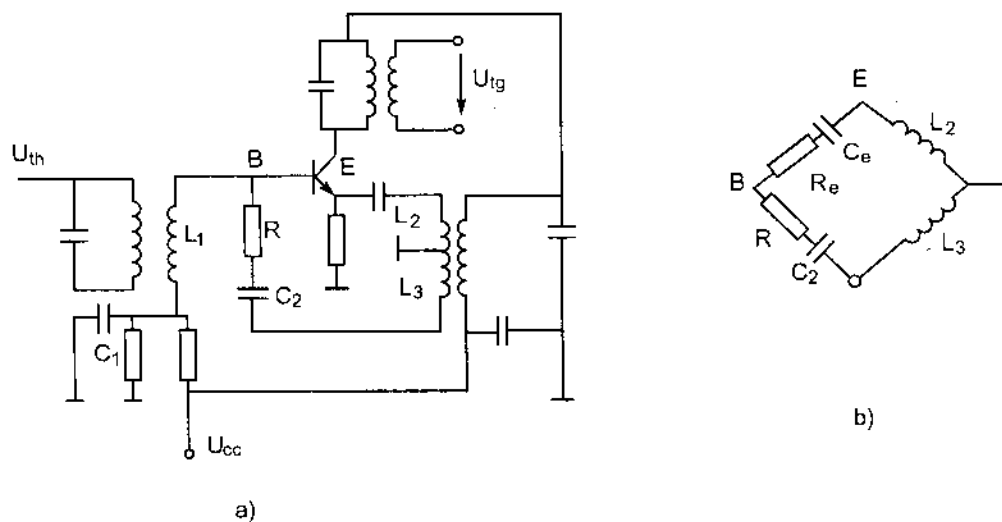
Hình 9.7. Mạch điện bộ trộn tần dùng tranzito đơn mắc theo sơ đồ bazơ chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazơ.

Mạch trộn tần dùng tranzito có thể mắc theo sơ đồ bazơ chung hoặc emitter chung. Sơ đồ bazơ chung thường được dùng trong phạm vi tần số cao và siêu cao, vì tần số giới hạn của nó cao. Tuy nhiên, sơ đồ bazơ chung cho hệ số truyền đạt của bộ trộn tần thấp hơn sơ đồ emitter chung. Các tham số của sơ đồ trộn tần phụ thuộc vào điểm làm việc, vào độ lớn của điện áp ngoại sai và vào tham số của tranzito. Về nguyên tắc, có thể phân biệt sơ đồ trộn tần dùng tranzito đơn, đẩy kéo và đẩy kéo kép. Trên h.9.6 là một số cách mắc sơ đồ nguyên lý bộ trộn tần dùng tranzito đơn. Các sơ đồ đó khác nhau bởi cách đặt điện áp ngoại sai vào tranzito. Trên cơ sở các sơ đồ nguyên lý đó, người ta đã thiết kế nhiều loại sơ đồ thực tế khác nhau. H.9.6 biểu diễn sơ đồ trộn tần dùng tranzito đơn, mắc theo kiểu bazơ chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazơ. Điện áp ngoại sai được ghép lồng với bazơ của tranzito trộn tần để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai.

Trên h.9.7 là sơ đồ trộn tần mắc theo kiểu emitter chung. Điện áp ngoại sai được đặt vào bazơ qua một điện trở nhỏ, có trị số khoảng 10 đến 50Ω. Điện trở này có tác dụng hạn chế hiện tượng điều chế giao thoa. Bằng cách mắc thêm điện trở vào bazơ, có thể nâng cao được điện trở mặt ghép r_{bb} của tranzito, do đó nâng cao được độ tuyến tính của đặc tuyến tranzito.



Hình 9.8. Mạch điện bộ trộn tần mắc theo sơ đồ emitter chung với điện áp ngoại sai đặt vào bazơ.



Hình 9.9. Tầng trộn tần tự dao động.

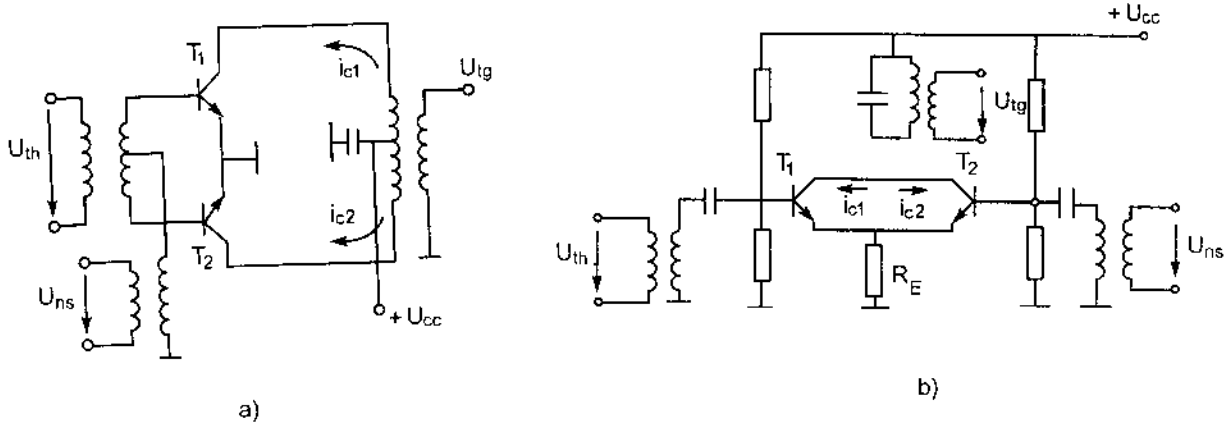
Tranzito vừa làm nhiệm vụ trộn tần vừa tạo dao động ngoại. Điện áp ngoại sai được tạo nên nhờ quá trình hồi tiếp dương về emitter qua cuộn L_2 và L_3 . Điện áp tín hiệu được đặt vào bazơ qua biến áp vào. C_1 và L_1 tạo thành mạch cộng hưởng nối tiếp đối với tần số trung gian. Nhờ đó điện áp tần số trung gian bị ngắn mạch ở đầu vào, do đó mạch loại trừ được hiện tượng trộn tần ngược. Để tránh ảnh hưởng tương hỗ giữa điện áp tín hiệu và điện áp ngoại sai, người ta kết cấu mạch dưới dạng một sơ đồ cầu (h.9.9b), trong đó R_e và C_e là các phần tử ký sinh của mạch vào tranzito. Khi cầu cân bằng, sự liên hệ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai thì không còn tồn tại nữa (h.9.8, h.9.9).

9.3.2. Mạch trộn tần đẩy kéo

Các mạch trộn tần theo sơ đồ *đẩy kéo* được biểu diễn trên h.9.10. Chúng có nhiều ưu điểm so với sơ đồ đơn :

- Méo phi tuyến nhỏ (hài bậc chẵn bị triệt tiêu) ;
- Phổ tín hiệu ra hẹp ;
- Liên hệ giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai ít ;
- Khả năng xuất hiện điều chế giao thoa thấp.

Vì những ưu điểm đó, nên loại mạch này hay được dùng trong bộ trộn tần của máy phát.



Hình 9.10. Mạch trộn tần đẩy kéo : a) sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần đẩy kéo ;
b) mạch trộn tần đẩy kéo dùng tranzito, có mạch emitter và mạch collector chung.

Trên h.9.10a là sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần đẩy kéo. Do cách mắc mạch, nên điện áp đặt vào tranzito. Vì những ưu điểm đó, nên loại mạch này hay được dùng trong bộ trộn tần của máy phát. Trên h.9.10a là sơ đồ nguyên lý mạch trộn tần đẩy kéo. Do cách mắc mạch, nên điện áp đặt vào tranzito T_1 và T_2 lần lượt là :

$$u_1 = u_{ns} + u_{th} \quad \text{và} \quad u_2 = u_{ns} - u_{th}$$

Do mạch ra được mắc đẩy kéo, nên dòng điện ra : $i_c = i_{c1} - i_{c2}$

$$\text{với : } i_{c1} = a_0 + a_1(u_{ns} + u_{th}) + a_2(u_{ns} + u_{th})^2 + \dots ; \quad i_{c2} = a_0 + a_1(u_{ns} - u_{th}) + a_2(u_{ns} - u_{th})^2 + \dots$$

$$\text{Ta có : } i_c = 2a_1u_{th} + 4a_2u_{ns}u_{th} + 2a_3u_{th}^3 + 6a_3u_{ns}^3 + \dots \quad (9.34)$$

$$\text{Thay : } u_{ns} = U_{ns}\cos\omega_{ns}t; \quad u_{th} = U_{th}\cos\omega_{th}t$$

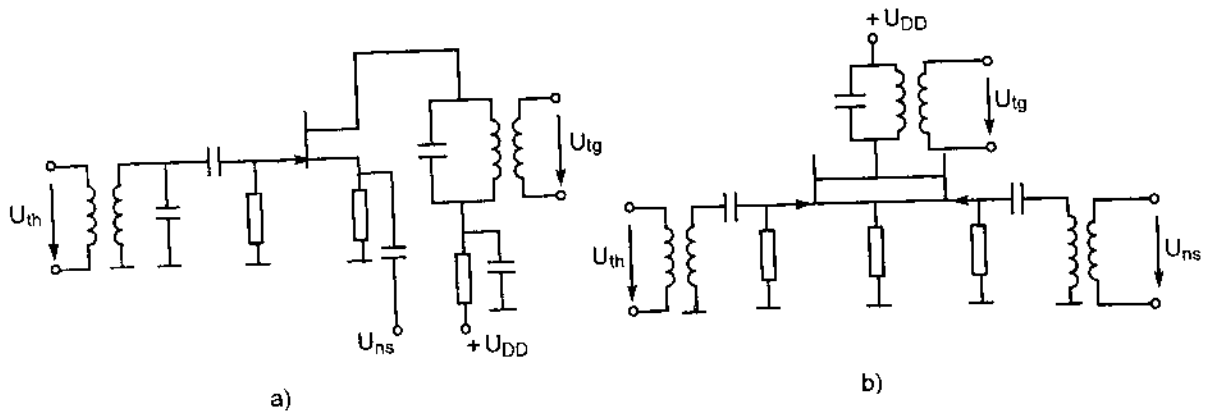
và biến đổi ta thấy trong dòng điện ra có các thành phần tần số : $\omega_{th}, 3\omega_{ns} \pm \omega_{th}$ và $2\omega_{ns} \pm \omega_{th}$.

Trên h.9.10b là sơ đồ trộn tần đẩy kéo thực tế. Trong sơ đồ này không cần nối đất điểm giữa mạch vào và mạch ra, nên kết cấu đơn giản hơn. Đặc điểm của sơ đồ là emitter và collector của hai tranzito nối với nhau. Khi trở kháng tương đương của mạch ra đối với tần số ngoại sai (ω_{ns}) nhỏ hơn trở kháng tương đương đối với tần số trung gian (ω_{th}) nhiều thì có thể coi tranzito T_2 là mạch collector chung đối với thành phần tần số trung gian. Do đó hạ áp trên R_E là $U_{RE} = u_{ns}$. Giả thiết ở thời điểm nào đó u_{ns} tăng, nên i_{c2} tăng và U_{RE} cũng tăng làm cho điện áp bazơ - emitter của T_1 giảm và i_{c1} giảm theo. Vậy i_{c1} và i_{c2} ngược pha. Phân tích tương tự như vậy đối với u_{th} ta thấy u_{th} cũng tạo ra các dòng điện ngược pha ở đầu ra, do đó trong dòng điện ra có chứa tần số $\omega_{ns} \pm \omega_{th}$. Mạch lọc lấy thành phần mong muốn $\omega_{tg} = \omega_{ns} - \omega_{th}$.

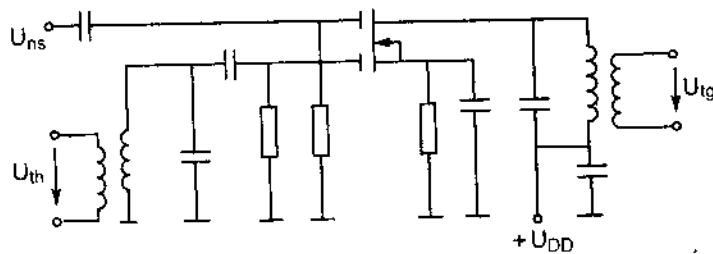
9.3.3. Mạch trộn tần dùng tranzito trường

Khác với tranzito lưỡng cực, tranzito trường có đặc điểm là quan hệ giữa dòng ra (dòng máng) I_D và điện áp vào U_{GS} là quan hệ bậc 2, nên khi dùng để trộn tần sẽ giảm được các thành phần phổ đầu ra và hạn chế được hiện tượng điều chế giao thoa. Ngoài ra dùng FET để trộn tần có giảm được tạp âm và tăng được dải động của tín hiệu vào.

Các sơ đồ trộn tần dùng FET cũng giống các sơ đồ trộn tần dùng tranzito lưỡng cực. Trên h.9.11 là các ví dụ về sơ đồ trộn tần dùng FET.



Hình 9.11. Sơ đồ trộn tần dùng FET
a) sơ đồ đơn cực nguồn chung ; b) sơ đồ đẩy kéo cực nguồn chung



Hình 9.12. Mạch trộn tần dùng FET hai cửa.

H.9.11a là sơ đồ trộn tần đơn mắc cực nguồn chung và h.9.11b là sơ đồ trộn tần đẩy kéo mắc cực nguồn chung. Nguyên lý làm việc của chúng hoàn toàn giống các sơ đồ dùng tranzito lưỡng cực đã nghiên cứu ở phần trước. Cũng có thể dùng loại FET hai cửa để thực hiện sơ đồ trộn tần như trên h.9.12. Đây là loại sơ đồ trộn tần làm việc theo nguyên tắc nhân tín hiệu nhờ một phần tử tuyến tính tham số. Trong đó coi đặc tuyến $I_D(u_{GS1})$ là tuyến tính, còn u_{GS2} là tham số. Vì thế có thể dùng các biểu thức (9.35a) và (9.35b) để biểu diễn quan hệ giữa dòng điện ra và các điện áp vào. Sơ đồ này cho phổ tín hiệu ra hẹp, đồng thời giảm được ảnh hưởng giữa mạch tín hiệu và mạch ngoại sai. Có thể dùng sơ đồ này ở phạm vi tần số $f > 300\text{MHz}$ (UHF).

Tính toán hồ dẫn trộn tần cho các sơ đồ dùng FET được thực hiện gần đúng. Biết rằng trong quá trình trộn tần do điện áp ngoại sai thay đổi, nên hồ dẫn của FET thay đổi từ giá trị 0 đến $S_{\max}$. Trị trung bình của nó là $S_{\max}/6$. Khi điều chế 100% các biên tần có biên độ bằng 1/2 biên độ tải tần, nên hồ dẫn trộn tần tính một cách gần đúng :

$$S_H = \frac{1}{4} S_{\max}$$

Ví dụ hồ dẫn của FET tại điểm làm việc tốt nhất $S_{\max} = 2\text{mA/V}$ thì $S_H \leq 0,5 \text{ mA/V}$.

9.4. BỘ TRỘN BẰNG VI MẠCH TÍCH HỢP

Dùng vi mạch có thể tạo ra các mạch trộn tần có đặc tính trộn tốt hơn các mạch đã khảo sát ở trên. H.9.13 cho thấy sơ đồ một vi mạch thường dùng để trộn tần. Đây là sơ đồ bộ trộn tần đẩy kéo

kép. Tranzito T_1, T_2, T_3, T_4 tạo thành một mạch vòng, trong đó emítơ của T_1 và T_2 hoặc T_3 và T_4 được điều khiển bởi T_5 và T_6 . Khi không có tín hiệu vào, dòng qua T_5 và T_6 bằng nhau, do đó dòng qua T_1, T_2 và T_3, T_4 cũng bằng nhau, sao cho dòng qua các đầu ra 12 và 13 như nhau và bằng một nửa dòng điện tổng. Khi có điện áp ngoại sai đặt vào đầu 6 và 14 và với trị số nào đó của nó T_6 ngắt, chỉ còn dòng chảy qua T_5 , và dòng chảy qua T_1 và T_2 cũng bằng một nửa dòng tổng, do đó cũng như trường hợp trên (trường hợp không có điện áp u_{ns}), dòng qua các đầu 12 và 13 bằng nhau.

Phân tích tương tự đối với những thời điểm khác nhau của điện áp ngoại sai hoặc điện áp tín hiệu, ta đều có kết quả như vậy. Dòng điện ở các đầu ra chỉ biến đổi khi điện áp ngoại sai và điện áp tín hiệu đồng thời tác động lên các đầu vào. Vậy đây là sơ đồ trộn tần làm việc theo nguyên tắc nhân tín hiệu nhờ một phần tử tuyến tính tham số. Trong trường hợp này coi phần tử tích cực là phần tử tuyến tính có hàm truyền đạt.

$$i = a_0 + a_1 u \quad (9.35a)$$

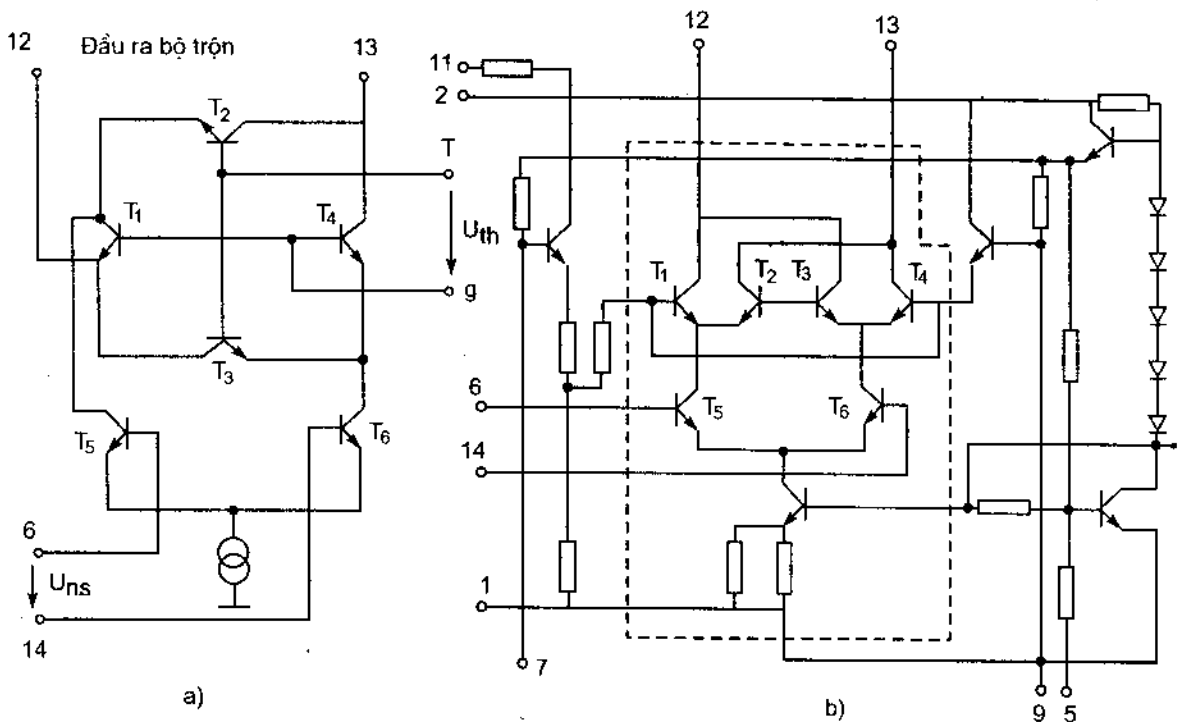
trong đó :

$$u = u_{ns} u_{th}$$

$$\text{Hay :} \quad i = a_0 + \frac{a_1 U_{ns} U_{th}}{2} [\cos(\omega_{ns} + \omega_{th})t + \cos(\omega_{ns} - \omega_{th})t] \quad (9.35b)$$

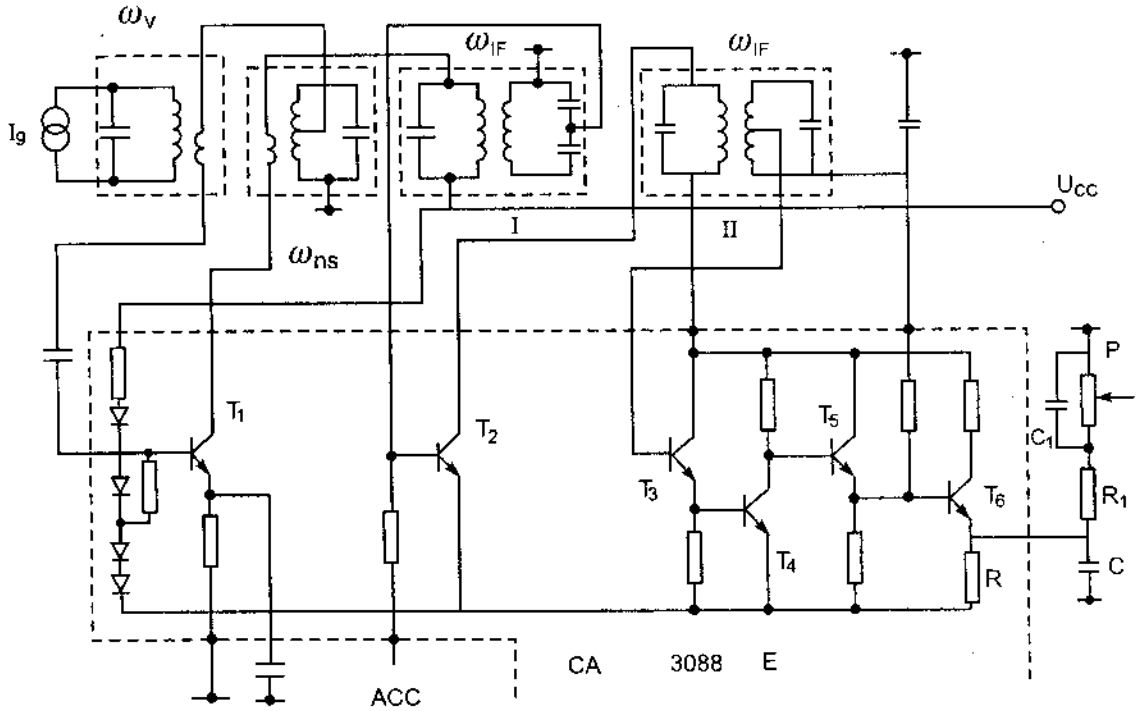
Theo biểu thức (9.35), dòng điện ra có thành phần tần số trung gian $\omega_{tg} = \omega_{ns} - \omega_{th}$ như mong muốn.

Trên h.9.13 là sơ đồ cụ thể của vi mạch trộn tần B226. So với các mạch trộn tần đơn mạch tích hợp có những ưu điểm như : hỗ dẫn trộn tần cao, không có hài bậc chẵn và hài tần số trung gian, chịu được điện áp cao. Dựa trên nguyên tắc cơ bản đó, người ta chế tạo các loại vi mạch trộn tần khác nhau.



Hình 9.13. Sơ đồ trộn tần đẩy kéo kép dưới dạng vi mạch :
a) sơ đồ nguyên lý ; b) sơ đồ mạch trộn tần đẩy kéo của vi mạch B222.

H.9.14 cho thấy mạch điện sử dụng rộng rãi trong các máy thu AM, trong đó chứa bộ trộn kiểu cộng làm việc theo nguyên lý nêu trên và bộ tách sóng AM. Hình vẽ cho thấy một phần của mạch điện CA3088E. Tín hiệu tần số ω_b được nguồn dòng I_g cung cấp. T_1 là bộ trộn kiểu cộng tự dao động với tần số ω_{ns} . Tín hiệu đã được trộn do bộ lọc I điều chỉnh cộng hưởng với tần số ω_{lg} tách ra. Sau đó bộ khuếch đại cộng hưởng T_2 được điều chỉnh với tần số ω_{IF} . Tín hiệu đi qua bộ phối hợp ghép emitter T_3 và đi vào tầng khuếch đại T_4 . Từ bộ phối hợp T_5 tín hiệu tiếp tục đi vào tầng T_6 . Tranzito T_6 có dòng rất nhỏ (khoảng $100\mu A$), như vậy có thể coi như một diốt có điện áp phân cực và tạo thành bộ chỉnh lưu tách đỉnh cùng với khâu $R - C$. Khâu $R_1 - C_1$ là khâu lọc, P là chiết áp điều khiển âm lượng, từ đây có thể lấy ra được tín hiệu đã được điều chế. Điện áp một chiều đưa đầu vào AGC phục vụ cho việc điều khiển tự động hệ số khuếch đại.



Hình 9.14. Vi mạch CA 3088E.

9.5. NHIỀU TRONG MẠCH TRỘN TẦN

Như đã phân tích ở trên, khi đặt lên đầu vào mạch trộn tần điện áp tín hiệu với tần số $f = f_{th}$ nhờ tính chọn lọc của tải, trên đầu ra có thành phần điện áp với tần số:

$$f_{lg} = |nf_{ns} \pm mf_{th}| \quad (9.36)$$

Tuy nhiên cũng có những thành phần tần số khác f_{th} thỏa mãn điều kiện (9.36), nên nó được đưa đến đầu ra bộ trộn tần và gây ra nhiễu trong bộ trộn tần đó. Sau đây sẽ xét cụ thể các thành phần nhiễu đó.

Giả thiết chọn $f_{lg} = f_{ns} - f_{th}$, nghĩa là chọn $m = n = 1$. Biểu thức tổng quát của tần số trung gian liên quan đến nhiễu đầu vào như sau:

$$f_{lg} = |nf_{ns} \pm mf_v| \quad (9.37)$$

Tất cả các điện áp vào có tần số f_v thỏa mãn điều kiện (9.37) đều có thể đến được đầu ra bộ trộn tần. Khai triển biểu thức (9.37) ta nhận được các kết quả sau :

$$f_{tg} = nf_{ns} + mf_v; \quad f_{tg} = -nf_{ns} - mf_v; \quad f_{tg} = nf_{ns} - mf_v; \quad f_{tg} = -nf_{ns} + mf_v$$

Trường hợp thứ nhất $f_{tg} > f_{ns}$, nó không thỏa mãn điều kiện tần số trung gian đã chọn. Trường hợp thứ hai, ta có $f_{tg} < 0$, điều này vô nghĩa. Vậy chỉ có hai trường hợp cuối là thỏa mãn điều kiện tần số trung gian đã chọn. Từ hai biểu thức đó, ta rút ra :

$$f_v = \frac{n}{m} f_{ns} \pm \frac{1}{m} f_{tg} \quad (9.38)$$

với n, m là những số nguyên : 0, 1, 6 ...

Có rất nhiều tần số thỏa mãn (9.38), nhưng chỉ cần lưu ý đến những tần số ứng với n, m lấy các giá trị nhỏ; vì với n và m lớn, biên độ của nó không đáng kể.

Như vậy, ta xét các trường hợp sau :

a. $n = 0$; $m = 1$, tức là $f_{tg} = f_v$. Ta có nhiều lọt thẳng.

b. $n = 1$; $m = 1$ thì $f_v = f_{ns} \pm f_{tg}$

Trường hợp $f_v = f_{ns} - f_{tg}$ chính là tần số tín hiệu, nên không coi là nhiễu. Với $f_v = f_{ns} + f_{tg}$, ta có nhiễu tần số ảnh, vì nó đối xứng với f_{th} qua f_{ns} .

c. $m = 1, n = 2$ thì $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$

Có thể xác định hồ dẫn trộn tần cho tất cả các loại nhiễu này theo biểu thức $i_D = f(u_{ns}, u_v, u_{tg})$, trong đó u_v có tần số ứng với các trường hợp a, b và c ở trên. Ta sẽ có các kết quả sau :

– Nhiễu lọt thẳng truyền qua bộ trộn tần với hồ dẫn S_0 ($n = 0$) là thành phần một chiều của $s = \frac{\partial f(u_{ns})}{\partial u_v}$. Nếu chọn góc cắt θ lớn thì $S_0 > \frac{1}{2} S_1 = S_H$

– Nhiễu tần số ảnh được truyền qua bộ trộn tần với hồ dẫn bằng hồ dẫn trộn tần :

$$S_H = \frac{1}{2} S_1$$

– Nhiễu $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$ được truyền qua bộ trộn tần với hồ dẫn S_2'' là thành phần bậc 2 của hàm :

$$s = \frac{\partial^2 f(u_{ns})}{\partial u_v^2} \text{ với } S_2 < S_1$$

Trong các loại nhiễu trên, nhiễu lọt thẳng loại bỏ được dễ dàng bằng các mạch lọc đầu vào, vì $f_{tg} \ll f_{th}$ mà $f_v = f_{th}$. Nhiễu $f_v = 2f_{ns} \pm f_{tg}$ khó được khi chọn chế độ làm việc với $\theta = 180^\circ$ (chế độ A), lúc đó $S_2 = 0$. Trong khi đó, nhiễu tần số ảnh rất khó trừ khử, đặc biệt là khi $f_{tg} \ll f_{th}$ thì hệ số lọc của tải $x = \frac{2f_{tg}}{f_{th}}$ rất nhỏ, nên rất khó lọc bỏ tần số ảnh. Vì vậy trong các tầng trước trộn tần phải đặc biệt lưu ý đến việc lọc bỏ nhiễu tần số ảnh.

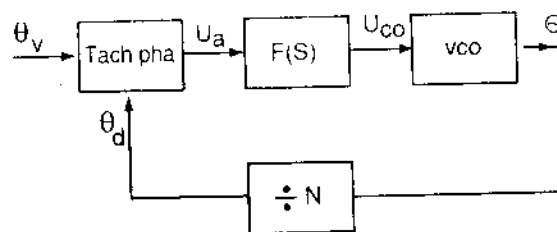
CÁC VÒNG KHÓA PHA

10.1. MỞ ĐẦU

Vòng khóa pha (PLL : Phase Locked Loop), còn có tên khác *vòng bám pha* hoặc *vòng giữ pha*, là một hệ thống có hồi tiếp dùng để khống chế tần số và pha đầu ra phù hợp với tần số và pha của tín hiệu đầu vào. Dạng sóng đầu vào có nhiều loại khác nhau, bao gồm loại hình sin hay xung hoặc số. Kỹ thuật khóa pha được ứng dụng lần đầu tiên vào năm 1932 trong hệ thống tách đồng bộ của các tín hiệu. Những ứng dụng này đều liên quan đến việc tách các tín hiệu đã được truyền.

Bắt đầu vào năm 1960, các chương trình vệ tinh NASA đã sử dụng kỹ thuật tách pha để xác định tần số tín hiệu được truyền qua vệ tinh. Mặc dù việc truyền tin được thiết kế tại tần số 108 MHz, sự trôi dao động cao tần và dịch chuyển Doppler gây ra sai lệch một vài kilohertz trong tín hiệu thu. Tín hiệu truyền có độ rộng băng thông rất hẹp, nhưng do sự trôi tần số nên máy thu cần thiết có băng thông rộng hơn nhiều. Kết quả là công suất nhiễu tăng lên, vì công suất nhiễu của bộ thu tỷ lệ với độ rộng băng thông. Tuy nhiên hệ thống thông tin vệ tinh được cải thiện bằng việc sử dụng vòng khóa pha để khống chế tần số truyền, và vì vậy cho phép một độ rộng băng thông bộ thu hẹp hơn với công suất nhiễu đầu ra ít hơn.

Vòng khóa pha được dùng để lọc, tổng hợp tần số, điều khiển tốc độ mô-tơ, điều chế tần số, giải điều chế, tách tín hiệu và nhiều ứng dụng khác. Vì mạch tích hợp (IC) không còn đắt, việc thực hiện vòng khóa pha là một trong những mạch truyền thông ngày càng được sử dụng rộng rãi. Vòng khóa pha có phiên bản tương tự hoặc số, nhưng phần lớn được thiết kế trong cả hai dạng này. Một số tác giả gọi vòng khóa pha số khi chúng có chứa một hoặc nhiều linh kiện số. Chúng ta gọi là *vòng khóa pha số* (DPLL : Digital Phase Locked Loop) khi PLL chứa tất cả các thành phần đều là dạng số.



Hình 10.1. Sơ đồ khối của vòng khóa pha.

H.10.1 minh họa kiến trúc cơ bản của vòng khóa pha. Bộ tách pha tạo ra tín hiệu đầu ra là hàm của pha hai tín hiệu đầu vào. Tín hiệu đầu ra của bộ tách pha được lọc (có thể được khuếch đại) và thành phần một chiều tỷ lệ thuận với tín hiệu vi sai được đưa vào *hệ dao động được điều khiển bằng điện áp* (VCO : Voltage Controlled Oscillator). Tín hiệu hồi tiếp của bộ tách pha chính là tần số đầu ra của bộ VCO chia cho N . Điện áp điều khiển VCO, $U_c(t)$ tác động vào VCO để thay đổi tần số sao cho làm giảm sự khác biệt giữa tần số đầu vào và tần số đầu ra của bộ chia. Nếu hai tần số gần

bằng nhau thì cơ chế hồi tiếp PLL buộc các tần số đầu vào bộ tách pha phải bằng nhau và VCO bị “khóa” bằng tần số đầu vào. Như vậy :

$$f_v = f_d$$

và tần số đầu ra của bộ chia là : $f_d = \frac{f_r}{N}$

Tần số đầu ra của hệ thống : $f_r = N f_v$

là một bội số của tần số đầu vào. Nếu không có bộ chia thì $N = 1$. Khi vòng bị khóa, sẽ có một sự khác biệt nhỏ về pha giữa hai tín hiệu đầu vào của bộ tách pha. Sự khác biệt về pha này tạo ra điện áp một chiều tại đầu ra bộ tách pha, đó là điện áp cần thiết làm VCO lệch khỏi tần số tự do và duy trì vòng được khóa.

Khả năng tự điều chỉnh của PLL cho phép theo dõi sự thay đổi tần số của tín hiệu đầu vào khi nó bị khóa. Khoảng tần số mà PLL có thể luôn duy trì trạng thái khóa theo tín hiệu đầu vào được hiểu như là *phạm vi khóa*. *Phạm vi giữ* (capture) là phạm vi tần số trên đó vòng cần khóa nhỏ hơn phạm vi khóa.

Vì tần số đầu ra PLL là bội số của tần số chuẩn, nó có thể được thay đổi một cách đơn giản bằng cách thay đổi tỷ lệ chia N . Mạch tích hợp đã làm cho bộ chia số dễ dàng lập trình được và là một linh kiện không đắt, như vậy dễ dàng tạo ra nhiều tần số từ một tần số đầu vào. *Tổng hợp tần số* là một ứng dụng chính của các PLL. Trước khi đề cập đến các ứng dụng của vòng khóa pha, chúng ta sẽ phát triển mô hình toán học của hệ thống và khảo sát những tính chất của bộ tách pha.

10.2. MÔ HÌNH TUYẾN TÍNH CỦA VÒNG KHÓA PHA

Mặc dù PLL là hệ thống phi tuyến vì bộ tách pha là phi tuyến, nhưng có thể được mô hình hóa chính xác như là một công cụ tuyến tính khi hiệu về pha giữa những tín hiệu đầu vào của bộ tách pha là nhỏ. Như vậy, điện áp u_a đầu ra của bộ tách pha là hàm tuyến tính của hiệu giữa các pha đầu vào :

$$U_a = K_d (\theta_v - \theta_d) \quad (10.1)$$

trong đó θ_v và θ_d là pha của tín hiệu đầu vào và hồi tiếp; K_d là *hệ số khuếch đại bộ tách pha* có đơn vị thứ nguyên là *V/radian*. Chúng ta sẽ khảo sát đặc trưng của các bộ tách pha khác nhau. Giả thiết rằng, VCO được mô hình hóa như là một dụng cụ tuyến tính có tần số đầu ra lệch khỏi tần số tự do một giá lượng :

$$\Delta\omega = K_0 U_c \quad (10.2)$$

trong đó U_c là điện áp đầu vào VCO và K_0 là hệ số khuếch đại có thứ nguyên radians/sec/volt. Tần số đầu ra là :

$$\omega_r = \omega_c + \Delta\omega = \omega_c + K_0 U_c$$

trong đó ω_0 là tần số tự do của VCO. Vì tần số là đạo hàm theo thời gian của pha, ta có thể mô tả hoạt động của VCO :

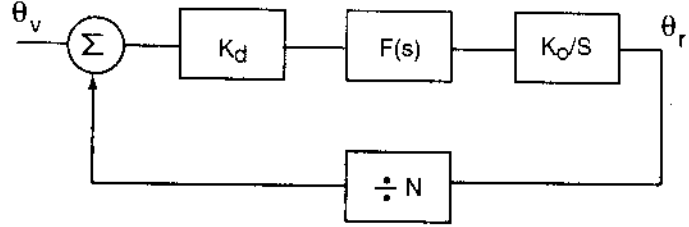
$$\Delta\omega = \frac{d\theta_r}{dt} = K_0 U_c \quad (10.3)$$

Tần số f_d là đầu ra của bộ chia tần và là tần số đầu vào của bộ chia N . Cụ thể là :

$$f_d = \frac{f_r}{N}$$

Vì pha là tích phân theo thời gian của tần số, ta có : $\theta_d = \frac{\theta_r}{N}$

Đối với mô hình PLL, mạch chia N có thể được thay bằng mạch có một tần số tự do, một đại lượng vô hướng tương đương với $1/N$. Như vậy PLL có thể được tạo ra bởi mô hình tuyến tính theo h.10.2, trong đó $F(s)$ là hàm truyền đạt của bộ lọc thông thấp. Hàm truyền đạt tuyến tính liên kết pha đầu ra $\theta_r(s)$ và pha đầu vào $\theta_v(s)$ là :



Hình 10.2. Mô hình tuyến tính tín hiệu nhỏ của vòng khóa pha.

$$\frac{\theta_r(s)}{\theta_v(s)} = \frac{K_d K_0 F(s)/s}{1 + K_d K_0 F(s)/(NS)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)/N} \quad (10.4)$$

Ta cũng có hàm truyền đạt tương tự đối với tần số đầu ra và đầu vào $f_r(s)$ và $f_v(s)$.

Nếu không có bộ lọc thông thấp, ta có :
$$\frac{\theta_r}{\theta_v} = \frac{K_d K_0}{s + K_d K_0 / N} = \frac{NK_v}{s + K_v}$$

Hàm này tương đương với hàm truyền đạt của một bộ lọc thông thấp đơn giản với một hệ số khuếch đại điện áp một chiều là N và độ rộng băng thông bằng K_v :

$$K_v = \frac{K_d K_0}{N}$$

PLL này được gọi là một *vòng bậc nhất* bởi vì mạch có thể được mô tả bằng phương trình vi phân bậc nhất và cũng được gọi là *vòng loại I*.

Với mô hình toán học sử dụng ở đây, vòng khóa pha là một bộ lọc thông thấp, nhưng pha và tần số đầu ra đại diện cho độ lệch so với tần số tự do ω_c . Bộ PLL hoàn toàn là một bộ lọc băng thông được thiết lập tại tần số của sóng đầu vào. Đầu ra bộ tách pha là một tín hiệu tần số thấp, được lọc bởi một bộ lọc thông thấp. Xây dựng bộ lọc độ rộng băng thông hẹp, thông thấp để dành hơn là xây dựng bộ lọc có hệ số phẩm chất Q cao. Đây là một trong những ưu điểm có tính nguyên lý của PLL.

Ví dụ, một bộ tổng hợp tần số sử dụng một PLL để tổng hợp một tín hiệu 1MHz một từ tần số chuẩn 25 KHz. Để thực hiện một tần số đầu ra bằng 1MHz, trong mạch hồi tiếp phải có bộ chia :

$$N = \frac{10^6}{25 \times 10^3} = 40$$

Nếu không có bộ lọc, thì hàm truyền đạt vòng kín sẽ là :

$$\frac{\theta_r}{\theta_v} = \frac{K_d K_0 / s}{1 + K_d K_0 / (sN)} = \frac{K_d K_0}{s + K_d K_0 / N}$$

Giá trị điển hình $K_d = 2V/\text{rad}$ và giá trị điển hình cho hệ số khuếch đại VCO K_0 (đối với 1,1 – MHz VCO) là 100Hz/V. Khi đó hàm truyền đạt vòng kín là :

$$\frac{\theta_r}{\theta_v} = \frac{(2 \times 100)2\pi}{s + (2 \times 100 \times 2\pi)/40}$$

độ rộng băng thông của bộ tổng hợp sẽ là $(2 \times 100)/40$ hoặc 5Hz.

Thông thường PLL cũng gồm một bộ lọc để loại ra những thành phần không cần thiết khỏi bộ tách pha và tiếp tục cung cấp sự kiểm soát đáp ứng tần số của vòng. Nếu $F(s)$ là một bộ lọc thông thấp đơn giản thì :

$$F(s) = \left(\frac{s}{\omega_L} + 1 \right)^{-1}$$

và hàm truyền đạt vòng kín là :

$$\frac{\theta_r(s)}{\theta_v(s)} = \frac{NK_v}{s(s/\omega_L + 1) + K_v} = \frac{N}{(s^2/\omega_n^2) + (2\zeta/\omega_n)s + 1} \quad (10.5)$$

trong đó :

$$K_v = \frac{K_d K_0}{N} \quad (10.6)$$

$$\omega_n^2 = K_v \omega_L \quad (10.7)$$

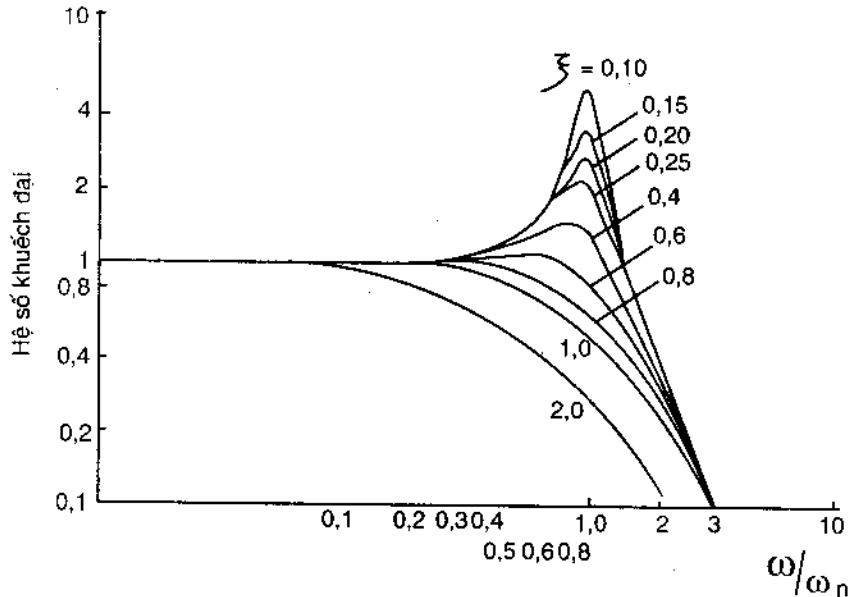
$$2\zeta = \frac{\omega_n}{K_v} = \left(\frac{\omega_L}{K_v} \right)^{1/2} \quad (10.8)$$

Phương trình (10.5) là dạng tổng quát của hàm truyền đạt thông thấp bậc hai thường xuất hiện trong việc phân tích PLL, vì vậy ta sẽ khảo sát chi tiết phương trình này. Hàm truyền đạt biên độ là :

$$\left| \frac{\theta_r(j\omega)}{\theta_v(j\omega)} \right| = \frac{N}{[(1 - \omega^2/\omega_n^2)^2 + (2\zeta\omega/\omega_n^2)^2]^{1/2}} \quad (10.9)$$

và hàm truyền đạt pha là :

$$\arg \frac{\theta_r}{\theta_v}(j\omega) = \arctg \left(-\frac{2\zeta\omega}{\omega_n(1 - \omega^2/\omega_n^2)} \right) \quad (10.10)$$



Hình 10.3. Biên độ của một PLL bậc hai, hàm tần số với hệ số suy giảm khác nhau.

Hàm truyền đạt biên độ (phương trình 10.9) là hàm bậc hai được vẽ trên đồ thị trong hình 10.3 với những giá trị của hệ số suy giảm ξ khác nhau. Khi $\xi = 0,707$ hàm truyền đạt trở thành “đáp

ứng Butterworth bậc hai có độ phẳng tối đa". Đối với giá trị $\xi < 0,707$, hệ số khuếch đại có các đỉnh trong miền tần số. Giá trị cực đại của đáp ứng M_p có thể tìm được bằng cách đạo hàm phương trình (10.9) theo tần số và cho bằng 0. Khi đó M_p cần tìm là :

$$M_p = \frac{N}{2\xi(1-s^2)^{1/2}} \quad (10.11)$$

và giá trị cực đại xuất hiện tại tần số ω_p là :

$$\omega_p = \omega_n (1 - 2\xi^2)^{1/2} \quad (10.12)$$

Độ rộng băng thông 3dB ω_h được xác định bằng cách tìm tần số ω_v sao cho giá trị phương trình (10.9) là 0,707 so với hệ số khuếch đại một chiều (0,707N). Trong trường hợp $\xi < 1$ ta có :

$$\omega_h = \omega_n [1 - 2\xi^2 + (2 - 4\xi^2 + 4\xi^4)^{1/2}]^{1/2} \quad (10.13)$$

Thời gian để đầu ra tăng từ 10 đến 90% giá trị cuối cùng của nó được gọi là *thời gian quá độ* t_r . Thời gian quá độ liên quan với độ rộng băng thông của hệ thống nhờ biểu thức :

$$t_r = \frac{2,2}{\omega_h} \quad (10.14)$$

Ta thấy công thức này giống với công thức cho một hệ thống bậc nhất.

Thông thường người thiết kế muốn có độ rộng băng thông hẹp để lọc được tốt nhất và có thời gian quá độ càng ngắn càng tốt sao cho vòng có thể bám kịp những thay đổi theo dạng sóng đầu vào. Phương trình (10.14) cho thấy điều này là không thể, người thiết kế phải cân đối giữa tốc độ đáp ứng và độ rộng băng thông của hệ thống.

Ví dụ, một bộ tổng hợp tần số với $K_V = 10\pi$ [rad/s] độ rộng băng thông vòng kín là 10π [rad/s]. Xác định giá trị của bộ lọc thông thấp để hệ thống vòng kín xấp xỉ là một bộ lọc Butterworth bậc hai.

Đối với một bộ lọc Butterworth độ suy giảm $\xi = 0,707$. Từ phương trình (10.8) ta có :

$$2\xi = 1,414 = \left(\frac{\omega_L}{K_V}\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{\omega_1}{10\pi}\right)^{\frac{1}{2}}$$

Như vậy, độ rộng băng thông của bộ lọc thông thấp ($\xi = 0,707$) tính được :

$$\omega_L = \omega_n = (K_V \omega_1)^{1/2} = 14,14\pi \text{ [rad/s]}$$

Thời gian quá độ hệ thống tương ứng được ước tính là : (phương trình 10.14)

$$t_r = \frac{2,2}{\omega_n} = 49,4 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

Những đặc trưng của hệ thống có thể thay đổi bằng cách đổi hệ số khuếch đại hoặc độ rộng băng thông của bộ lọc, hoặc bằng cách thêm một bộ lọc bậc cao hơn.

10.3. BỘ TÁCH PHA

Những đặc tính PLL rất phụ thuộc vào loại bộ tách pha (PD : Phase Detector) được sử dụng. Ba dạng tách pha được thường dùng nhất là :

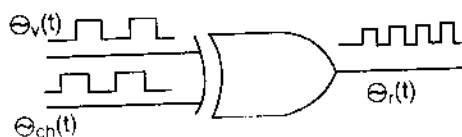
- Bộ tách pha số, trong đó tín hiệu đầu ra bị hạn chế trong hai hoặc ba mức độ cho phép ;
- Bộ trộn hoặc bộ nhân tương tự ;

- Bộ tách pha lấy mẫu.

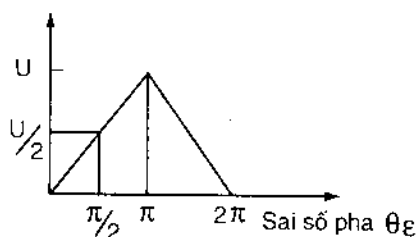
1. Bộ tách pha số.

Ngày nay những mạch logic thường được làm bộ tách pha vì chúng có sẵn dưới dạng những mạch tích hợp có kích thước nhỏ, không đắt. Đầu ra của mạch PD logic là một xung biên độ không đổi, có chiều rộng tỷ lệ với hiệu giữa các pha của hai tín hiệu đầu vào (có thể hoặc là tương tự hoặc là số).

2. Bộ tách pha XOR.



Hình 10.4. Bộ tách pha XOR.



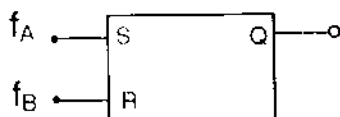
Hình 10.5. Đầu ra điện áp trung bình là hàm của độ lệch pha cho bộ tách pha XOR.

Mạch XOR (Exclusive – OR) ở hình 10.4 thường dùng làm tách pha đơn giản nhất. Đầu ra của XOR ở mức cao nếu một trong hai tín hiệu đầu vào cao. Trong bộ PD số, độ lệch pha được xác định là :

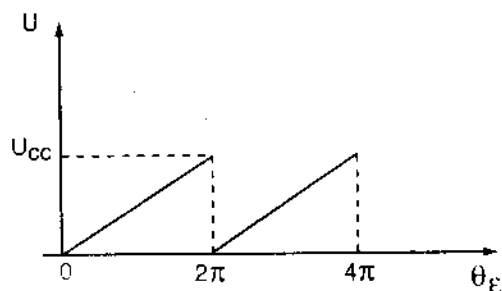
$$\theta_r = \frac{\tau}{T} 2\pi \quad (10.15)$$

trong đó T là độ rộng tín hiệu đầu vào và τ là hiệu thời gian giữa những sườn lên của hai tín hiệu (nếu hai đầu vào không cùng tần số thì độ lệch số pha sẽ không rõ ràng). Giá trị trung bình đầu ra ở cổng XOR là một hàm số của độ lệch pha được minh họa trong h.10.5. Giả thiết rằng cả hai tín hiệu đầu vào đều có mức cao trong 50% chu kỳ. Đầu ra sẽ cực đại (đầu ra cao tại mọi thời điểm) khi hai tín hiệu lệch pha 180° . Sai số pha nhận hai giá trị đối với mỗi giá trị điện áp đầu ra, một giá trị tương ứng với hệ số khuếch đại dương của vòng, và giá trị kia tương ứng với vòng có khuếch đại âm. Khi hệ số khuếch đại dương, vòng khép kín không ổn định và sai số pha sẽ tự điều chỉnh để độ lệch pha tương ứng với một vòng hồi tiếp âm. Một nhược điểm của bộ lọc pha XOR là đầu ra phụ thuộc vào hệ số lấp đầy T của dạng sóng đầu vào.

3. Bộ tách pha bằng mạch lật.



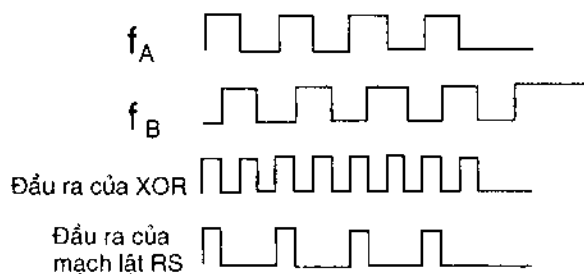
Hình 10.6. Mạch lật RS sử dụng vào chức năng tách pha.



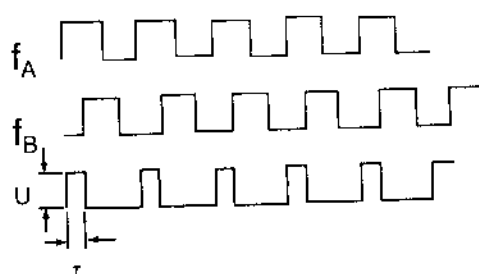
Hình 10.7 Điện áp đầu ra là hàm của độ lệch pha cho tách pha bằng mạch lật RS.

Mạch lật (flip – flop RS) đơn giản được minh họa trong h.10.6 cũng có thể được sử dụng làm bộ tách pha và được gọi là bộ tách pha flip – flop hay bộ tách pha bằng mạch lật. Tín hiệu có tần số f_A và f_B là những xung hẹp được nối với đầu ghi và đầu xóa của mạch lật. Giá trị trung bình của đầu ra Q tỷ lệ với hiệu pha của hai tín hiệu đầu vào. Đặc trưng truyền đạt pha thông qua điện áp trung bình được minh họa ở h.10.7.

Bộ tách pha bằng mạch lật có ưu điểm hơn so với mạch XOR vì có phạm vi pha rộng gấp đôi (0 tới π). Điện áp ra có giá trị là U_{CC} chỉ khi độ lệch pha đạt tới 2π . Nhược điểm của bộ tách pha này là đầu ra cần đến việc lọc hơn so với đầu ra bộ tách pha XOR. Chúng ta xét biểu đồ thời gian trong h.10.8. Giả sử rằng tín hiệu đầu vào A và B là những xung số. Tín hiệu đầu ra của mạch XOR có tần số gấp hai so với tần số đầu vào, trong khi đó tần số đầu ra của “mạch lật” bằng với tần số đầu vào. Điều này cho thấy thành phần xoay chiều đầu tiên trong đầu ra của XOR nhanh gấp hai lần so với đầu ra của mạch flip – flop, và vì vậy bộ lọc thông thấp sẽ không có yêu cầu cao so với yêu cầu của bộ tách pha XOR. Mạch lật RS hoạt động tốt nhất khi sóng đầu vào có hệ số lấp đầy thấp. Chiều rộng của xung đầu ra tương ứng với chiều rộng của dạng sóng đầu vào. Như vậy hiệu năng của PLL sẽ bị hạn chế.



Hình 10.8. XOR và đầu ra bộ tách pha mạch lật RS trong đáp ứng với đầu vào bộ tách sóng f_A và f_B .



Hình 10.9. Đầu ra của bộ tách pha mạch lật RS đối với tín hiệu đầu ra f_A và f_B .

Ví dụ. Một mạch lật có đầu ra 0 – U được sử dụng làm bộ tách pha và tần số chuẩn là f_{ch} . Tính biên độ và tần số của thành phần nhiễu trong bộ tách pha khi vòng khóa.

Khi vòng được khóa thì đầu ra bộ tách pha $\theta_e(t)$ sẽ là một chuỗi xung hình chữ nhật, xem h.10.9. Ta có thể xác định được sai số của tín hiệu :

$$\theta_e(t) = \sum_{n=0}^{\infty} P(t - nT)$$

trong đó :

$$P(t) = \begin{cases} U & 0 \leq t \leq \tau \\ 0 & T \geq t > \tau \end{cases}$$

và :

$$T = f_{ch}^{-1}$$

và τ là thời gian trễ giữa xung chuẩn và đầu ra của bộ chia. Nếu thời gian đầu bị dịch $\tau/2$ (không làm thay đổi biên độ sóng hài), thì $\theta_e(t)$ có thể khai triển chuỗi Fourier :

$$\theta_e(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos n\omega_{ch}t$$

trong đó : $C_0 = \frac{U}{T} \tau$ và $C_n = \frac{2U \sin\left(\frac{n\omega_{ch}\tau}{2}\right)}{Tn\omega_{ch}}$

Mỗi C_n cực đại khi $\sin(n\omega_{ch}\tau/2)$, ta có : $\frac{n\omega_{ch}\tau}{2} = \frac{\pi}{2}$

Có thể viết : $\tau = \frac{2\pi}{2n\omega_{ch}} = \frac{T}{2n}$

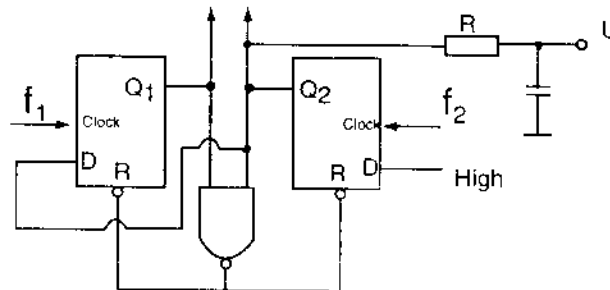
Biên độ của thành phần tại tần số chuẩn ($n = 1$) sẽ có giá trị cực đại :

$$C_1 = \frac{2U}{T\omega_{ch}} = \frac{U}{\pi}$$

khi hai tín hiệu đầu vào có pha lớn hơn 180° . Biên độ cực đại của những sóng hài khác sẽ xuất hiện tại những điểm trễ thời gian khác nhau giữa hai tín hiệu đầu vào; biên độ cực đại của sóng hài bậc n là :

$$(C_n)_{\max} = \frac{U}{n\pi} = \frac{C_1}{n}$$

4. Các mạch lật D đối ngẫu. Đặc trưng điện áp – pha của mạch lật ghi – xóa ở trên nhạy cảm với bề rộng tín hiệu đầu vào. Nếu độ rộng hữu hạn thì tính chất phi tuyến sẽ xuất hiện trong các đặc trưng. Mạch lật D đối ngẫu ở h.10.10 ít nhạy hơn đối với hệ số lấp đầy của dạng sóng. Mạch lật D cho điện áp ở mức cao theo sườn trước của dạng sóng đầu vào và giữ lại mức cao cho đến khi chúng được xóa. Tín hiệu xóa xuất hiện nếu cả hai đầu ra cùng ở mức cao. Khi cả hai tín hiệu cùng pha và cùng tần số, cả hai đầu vào cho tín hiệu ở mức thấp và đồng không được cung cấp cho bộ lọc thông thấp. Khi hai tần số vào giống nhau, nhưng không nhất thiết là cùng pha, thì đặc trưng truyền đạt điện áp một chiều ở đầu ra được mô tả ở h.10.7 đối với mạch lật RS.



Hình 10.10. Bộ tách pha mạch lật đối ngẫu D bao gồm một bộ lọc thông thấp.

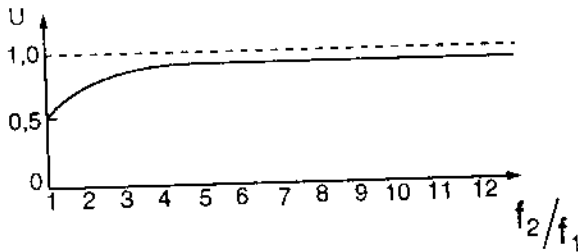
Nếu hai tần số vào không giống nhau, thì điện áp đầu ra sẽ phụ thuộc vào cả tần số và độ lệch pha. Biểu đồ thời gian h.10.11 minh họa trường hợp $f_2 = 2f_1$. Trong h.10.11a, sườn lên của f_1 xuất hiện ngay sau f_2 , như vậy Q_2 lên mức cao trong khoảng 50% thời gian của chu kỳ (Q_2 tăng khi f_2 tăng và sau đó xuống khi f_1 tăng), giá trị trung bình của đầu ra PD là $0,5U$.

Trong h.10.11b sườn lên của f_1 xuất hiện ngay trước sườn lên f_2 , vì vậy Q_2 ở mức cao hầu hết mọi thời điểm, và điện áp đầu ra trung bình là xấp xỉ U . Điện áp đầu ra tính trung bình với

tất cả độ lệch pha là $0,75U$ vì $f_2 = 2f_1$. Điện áp đầu ra trung bình (của tất cả độ lệch pha khác nhau) được tính :

$$U_{av} = \left(1 - \frac{f_1}{2f_2}\right)U$$

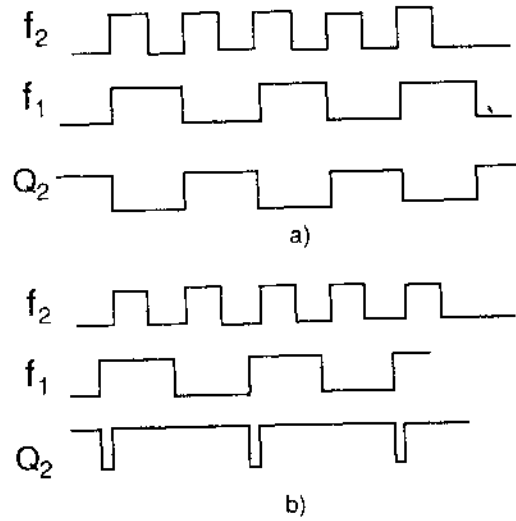
với trường hợp f_2 lớn hơn f_1 . Đồ thị của chúng ở h.10.12.



Hình 10.12. Điện áp đầu ra trung bình như là một hình của hiệu tần số đầu vào.

khác PD này cung cấp một tín hiệu nhảy với tần số để hỗ trợ các yêu cầu khi vòng không được khóa. Bộ tách tần số pha có sẵn trong dạng mạch tích hợp và thường có một nguồn dòng. Ý tưởng cơ bản của nguồn dòng được minh họa trong h.10.13. Nguồn dòng được điều khiển bằng điện áp, đầu ra cung cấp một dòng tăng giảm phụ thuộc vào giá trị của điện áp điều khiển. Với những giá trị khác của điện áp điều khiển, dòng là 0 (mạch hở). Nếu tụ điện là một phần của một bộ tích phân, cực kia nối với hệ thống truyền đạt gốc thì vòng khóa pha trở thành loại II. Nếu thay C bằng một điện trở thì vòng khóa pha vẫn là loại I.

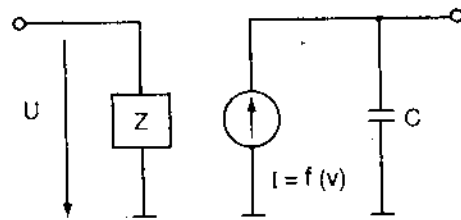
Nhiều nhà sản xuất cung cấp hệ thống tách sóng tần số – pha kép D (h.10.14). Nếu hai tần số đầu vào giống nhau, mạch lật Q_{1a} và Q_{2a} không bao giờ được ghi, và hàm truyền đạt sẽ như mạch lật đối ngẫu D. Nếu những tần số vào không bằng nhau, khi đó hoặc Q_{1a} hoặc Q_{2a} sẽ được ghi. Hai mạch lật này khi đó hoạt động như một bộ tách sóng không phụ thuộc vào tần số. Nếu f_1 nhanh hơn f_2 ít nhất hai lần thì Q_{1a} hoặc Q_{1b} sẽ ở mức cao tại mọi thời điểm.



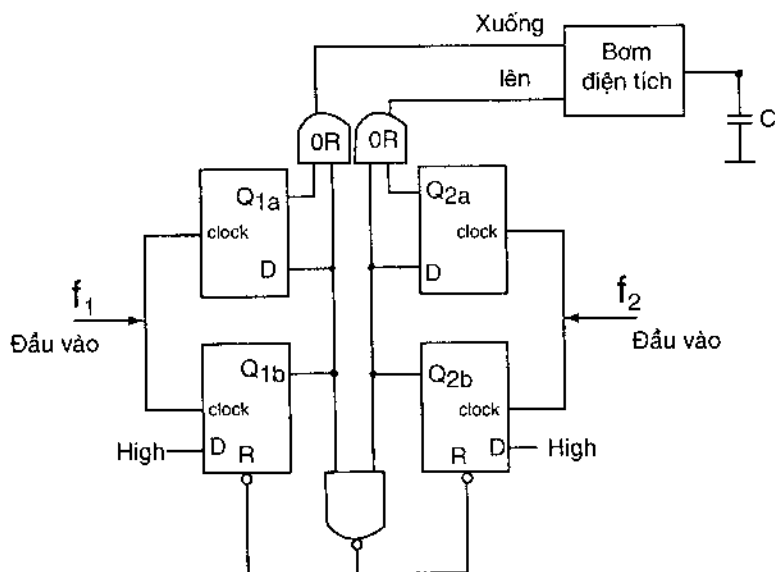
Hình 10.11. Đầu ra bộ tách pha mạch lật đối ngẫu D (Q_2) :

a) khi f_1 bám đuổi f_2 ; b) khi f_2 bám đuổi f_1 .

5. Bộ tách pha – tần số. Tách pha XOR và mạch lật mặc dù đơn giản nhưng có một số hạn chế. Một nhược điểm cơ bản là đầu ra có điện áp một chiều, đồng thời vòng có thể phản ứng chậm nếu hai tín hiệu đầu vào không có cùng tần số. Bộ tách pha tần số pha hoặc là bộ tách pha ba trạng thái được thiết kế để làm giảm những hạn chế trên. Bộ tách pha tần số đóng vai trò là một bộ tách pha trong quá trình khóa. Mật

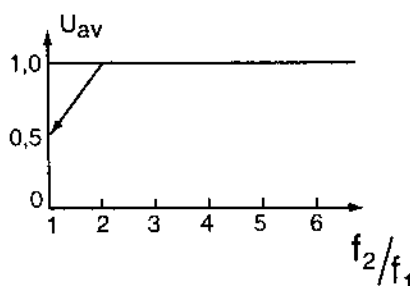


Hình 10.13. Mạch bơm điện tích.

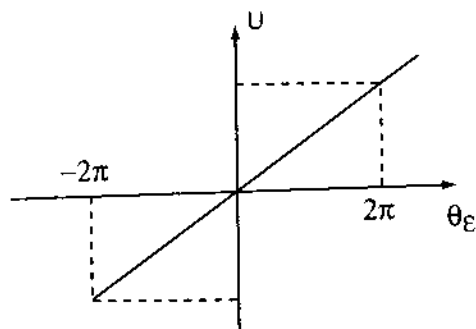


Hình 10.14. Tách sóng tần số – pha kép D

Đường đặc trưng điện áp trung bình – tần số tương đối được minh họa trên h.10.15 khi $f_2 \geq f_1$. Chú ý rằng nếu các tần số vào không giống nhau, điện áp đầu ra trung bình lớn hơn điện áp của mạch lật D đối ngẫu. Vì vậy, một điện áp lớn hơn được cấp cho VCO, và vòng đáp ứng nhanh hơn. Khi vòng đạt tới tần số khóa, độ lệch pha có thể lấy ra từ Q_{1b} và Q_{2b} đóng vai trò mạch lật đối ngẫu D . Nếu vòng khóa, đường đặc trưng điện áp trung bình là hàm của pha được vẽ trong h.10.16. Phạm vi của bộ tách sóng tần số – pha là 720° .



Hình 10.15. Điện áp đầu ra trung bình của bộ tách pha tần số D kép là hàm của các sai số tần số đầu vào.



Hình 10.16. Điện áp đầu ra trung bình là một hàm sai số pha của bộ tách sóng tần số pha kép D .

6. Các bộ trộn. Bộ trộn (và bộ nhân) thường được sử dụng làm những bộ tách pha trong mạch PLL tương tự. Nếu tín hiệu đầu vào là $\theta_v = A_v \sin \omega_o t$ và tín hiệu chuẩn là $\theta_{ch} = A_{ch} \sin(\omega_o t + \phi)$, trong đó ϕ là hiệu số pha giữa hai tín hiệu, khi đó tín hiệu đầu ra là θ_r là:

$$\theta_r = \theta_v \theta_{ch} = \frac{A_v A_{ch}}{2} K \cos \phi - \frac{A_v A_{ch}}{2} K \cos(2\omega_o t + \phi) \quad (10.16)$$

trong đó K là độ khuếch đại của bộ trộn. Một trong những chức năng cơ bản của bộ lọc thông thấp của vòng là phải loại bỏ sóng hài bậc hai trước khi nó được đưa tới VCO. Sóng hài bậc hai sẽ được giả thiết là không có, chỉ có thành phần đầu được xét. Vì vậy :

$$\theta_r = \frac{A_v A_{ch}}{2} K \cos \phi \quad (10.17)$$

Khi $\phi = \frac{\pi}{2}$, tín hiệu sai số là 0. Tín hiệu sai số là tỷ lệ đối với hiệu của pha khoảng 90° . Đối với sự thay đổi của pha $\Delta \phi$:

$$\phi \approx \frac{\pi}{2} + \Delta \phi ;$$

$$\theta_r = \frac{A_v A_{ch}}{2} K \cos \left(\frac{\pi}{2} + \Delta \phi \right) = -\frac{A_v A_{ch}}{2} K \sin \Delta \phi$$

Đối với sự biến đổi pha nhỏ $\Delta \phi$:

$$\theta_r \approx -\frac{A_v A_{ch} K}{2} \Delta \phi \quad (10.18)$$

bởi vì đầu ra tách pha được coi là $\theta_r = k_d(\theta_v - \theta_o)$.

Hệ số tách pha K_d :

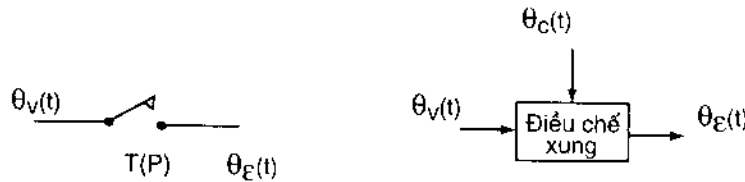
$$K_d = \frac{A_v A_{ch} K}{2} \quad (10.19)$$

Hệ số tách pha K_d phụ thuộc vào biên độ của các tín hiệu đầu vào. Hệ thống chỉ được coi là tuyến tính khi những biên độ tín hiệu vào và độ lệch pha nhỏ. Đối với sự lệch pha lớn hơn :

$$\theta_r = K_d \sin \Delta \phi \quad (10.20)$$

Công thức này miêu tả mối quan hệ phi tuyến giữa θ và ϕ .

7. Sự tách sóng lấy mẫu.



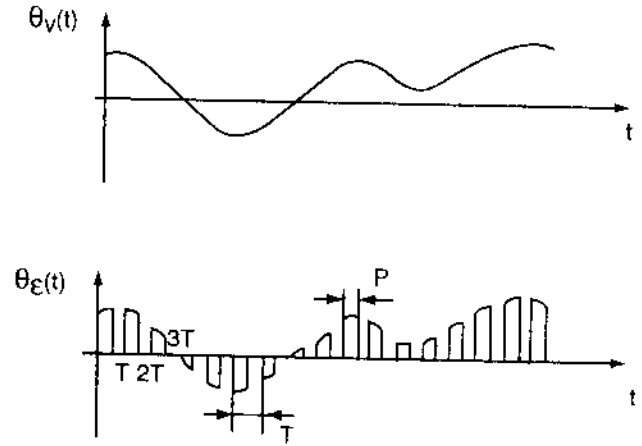
Hình 10.17. Một công tắc được mô hình hóa là bộ điều chế xung.

Sự tách pha chỉ có thể được hoàn thiện với một công tắc thay đổi tuyến tính theo thời gian, công tắc này đóng mở một cách tuần hoàn. Về toán học, công tắc có thể được mô tả như là một bộ điều chế xung, h.10.17. Nếu hoạt động của công tắc lấy mẫu được coi là tuần hoàn theo thời gian, đóng trong một khoảng thời gian ngắn P tại thời điểm $T = 0, T, 2T, \dots, nT$ thì sự lấy mẫu có tốc độ đều. Sóng của tín hiệu đầu ra và đầu vào của một bộ lấy mẫu có tốc độ đều được biểu diễn ở h.10.18. Đầu ra có thể được viết :

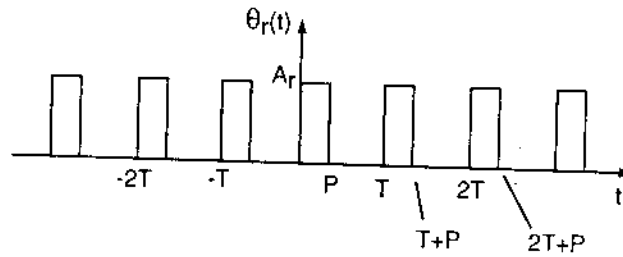
$$\theta_r(t) = \theta_v(t) \theta_c(t) \quad (10.21)$$

trong đó $\theta_{ch}(t)$ được coi là hàm vận chuyển định kỳ của các xung biên độ không đổi với biên độ A_{ch} , độ rộng xung P và chu kỳ T . Bởi vì $\theta_{ch}(t)$ minh họa trong h.10.19 là tuần hoàn, có thể khai triển chuỗi Fourier như sau :

$$\theta_{ch}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_o t} \quad (10.22)$$



Hình 10.18. Ví dụ của những dạng sóng đầu ra và đầu vào của một thành phần dạng mẫu tỷ lệ đồng dạng.



Hình 10.19. Điều chế xung được sử dụng để mô hình bộ lấy mẫu tốc độ đều.

trong đó :

$$C_n = T^{-1} \int_0^P A_{ch} e^{-jn\omega_o t} dt \quad (10.23)$$

$$= \frac{A_{ch}}{n\pi} \sin \frac{n\omega_o P}{2} e^{\left(\frac{-jn\omega_o P}{2} \right)} \quad n \neq 0 \quad (10.24)$$

$$= \frac{A_{ch}}{T} P \quad n = 0 \quad (10.25)$$

Vì vậy :

$$\theta_{ch}(t) = \frac{A_{ch}}{T} P + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2A_{ch}}{n\pi} \sin \frac{n\omega_o P}{2} \cos \left[n\omega_o \left(t - \frac{P}{2} \right) \right] \quad (10.26)$$

Nếu tín hiệu vào là sóng hình sin : $\theta_v(t) = A_v \sin(\omega_v t + \phi)$

$$\text{khi đó :} \quad \theta_r(t) = \theta_{ch}(t) \theta_v(t) = A_v A_{ch} \left(\frac{P}{T} \sin(\omega_v t + \phi) + \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin}{n} \frac{n\omega_o P}{2} \right.$$

$$\left. \left\{ \sin \left[(\omega_v + n\omega_o)t + \phi - \frac{n\omega_o P}{2} \right] + \sin \left[(\omega_v - n\omega_o)t + \phi + \frac{n\omega_o P}{2} \right] \right\} \right) \quad (10.27)$$

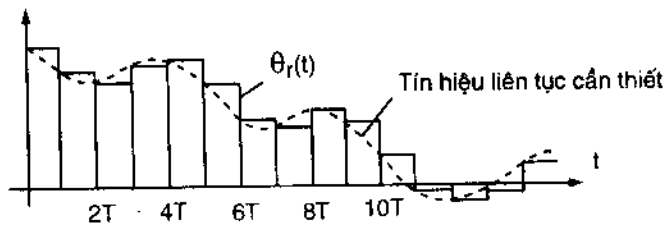
Khi vòng khóa ($\omega_v = \omega_o$), thành phần một chiều là :

$$\theta_r(t)_{dc} = \frac{A_v A_{ch}}{T} \sin \frac{\omega_o P}{2} \sin \left(\phi + \frac{\omega_o P}{2} \right) \quad (10.28)$$

Thành phần $\frac{\omega_o P}{2}$ xuất hiện vì $\theta_{ch}(t)$ được giả thiết là bắt đầu tại $t = 0$. Nếu thời gian ban đầu bị di chuyển đến điểm giữa của xung, thành phần này không xuất hiện. Đối với hiệu của pha nhỏ ϕ , tín hiệu sai số tỷ lệ thuận với hiệu của pha, như vậy mạch tuyến tính biến đổi theo thời gian có thể được coi là một bộ tách pha. Điều này khác với bộ trộn, vì bộ trộn có điện áp đầu ra một chiều là 0 khi $\phi = -\frac{\omega_o P}{2}$. Đầu ra bằng 0 khi bộ tạo dao động và tín hiệu chuẩn cùng pha. Điều này khác với bộ tách pha kiểu trộn, vì đầu ra của bộ trộn bằng không khi các tín hiệu lệch pha một phần tư chu kỳ. Với bộ trộn, hằng số hệ số khuếch đại của bộ tách pha lấy mẫu là K_d tỷ lệ thuận với biên độ của tín hiệu vào. Những điều kiện cần thiết đối với cả hai loại vòng để đạt được những đặc trưng tuyến tính là biên độ tín hiệu đầu vào không đổi và độ lệch pha đủ nhỏ, ta có :

$$\sin \left(\phi + \frac{\omega_o P}{2} \right) \approx \phi + \frac{\omega_o P}{2}$$

Khi vòng bị khóa ($\omega_l = \omega_o$), đầu ra của bộ trộn chứa thành phần một chiều và sóng hài bậc hai, trong khi đó đầu ra của bộ lấy mẫu gồm thành phần một chiều cộng thêm tất cả sóng hài của tần số đầu vào. Vì vậy, bộ lọc thông thấp đối với loại tách pha lấy mẫu cần hơn so với bộ trộn hình sin. May là có các bộ lọc dễ dàng thực hiện được cho bộ tách pha lấy mẫu. Bộ tách pha lấy mẫu được sử dụng phổ biến nhất là *bộ lưu giữ số liệu bậc không* (ZODH : Zero – Order Data Hold hoặc Boxcar generator). Bộ lưu giữ số liệu bậc không là một linh kiện chuyển đổi những xung có độ rộng P thành những xung biên độ không đổi, có độ rộng T như minh họa ở h.10.20. Đầu ra của bộ lưu giữ số liệu bậc không $\theta_r(t)$ giữa hai điểm thời gian lấy mẫu t_i và t_{i+1} là :



Hình 10.20. Đầu ra của ZODH so sánh với đầu ra lý tưởng.

$$\theta_r(t) = \theta_s(t_i)[u(t) - u(t_i)] \quad (10.29)$$

trong đó $\theta_s(t_i)$ là giá trị của $\theta_s(t)$ tại thời điểm lấy mẫu t_i . Mặc dù việc phân tích chính xác của bộ lấy mẫu có chiều rộng xung hữu hạn và việc tạo ra bộ ZODH là phức hợp, đáp ứng tần số có thể gần đúng nếu quá trình lấy mẫu được thay thế bởi một bộ lấy mẫu “lý tưởng” có đầu ra là một chuỗi xung. Tín hiệu lấy mẫu $\theta^*(t)$ của một chuỗi xung được điều chế biên độ :

$$\theta^*(t) = \theta_i(t) \delta_T(t) \quad (10.30)$$

trong đó $\delta_T(t)$ là một chuỗi xung đơn vị có chu kỳ T :

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (10.31)$$

Hàm $\delta_T(t - nT)$ là một chuỗi xung đơn vị xuất hiện tại thời điểm $t = nT$. Hàm $\delta_T(t)$ tuần hoàn có thể được biểu diễn bằng chuỗi Fourier :

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-jn\omega_0 t} \quad (10.32)$$

trong đó $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$. Hằng C_n được xác định từ biểu thức :

$$C_n = T^{-1} \int_{-T/2}^{T/2} \delta_T(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (10.33)$$

Cuối cùng hàm $\delta_T(t)$ có thể được triển khai theo chuỗi Fourier :

$$\delta_T(t) = T^{-1} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} e^{jn\omega_0 t}; \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (10.34)$$

và vì : $e^{jn\omega_0 t} + e^{-jn\omega_0 t} = 2 \cos n\omega_0 t$

nên :
$$\delta_T(t) = T^{-1} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \cos n\omega_0 t \quad (10.35)$$

Công thức (10.35) cho thấy phổ tần số của một chuỗi xung chu kỳ T chứa số hạng một chiều cộng thêm tần số gốc và tất cả sóng hài với biên độ $1/T$. Vì vậy phương trình (10.30) có thể được viết :

$$\theta^*(t) = \theta_v(t) \left(T^{-1} + \frac{2}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \cos n\omega_0 t \right) \quad (10.36)$$

Nếu đầu vào $\theta_v(t)$ là một sóng sin : $\theta_v(t) = A_v \sin(\omega_v t + \phi)$, ta có :

$$\theta^*(t) = \frac{A_v}{T} \left[\sin(\omega_v t + \phi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \cos n\omega_0 t \sin(\omega_v t + \phi) \right] \quad (10.37)$$

Phương trình (10.37) tương tự với kết quả đã đạt được phương trình (10.27) cho mô hình xung có độ rộng hữu hạn. Điểm khác nhau là đối với mô hình xung có độ rộng hữu hạn, các sóng hài bị suy giảm bởi hệ số :

$$\frac{\sin(n\omega_0 P/2)}{n\omega_0}$$

Với bộ lấy mẫu xung, tất cả sóng hài bị suy giảm bởi $\frac{2}{T}$.

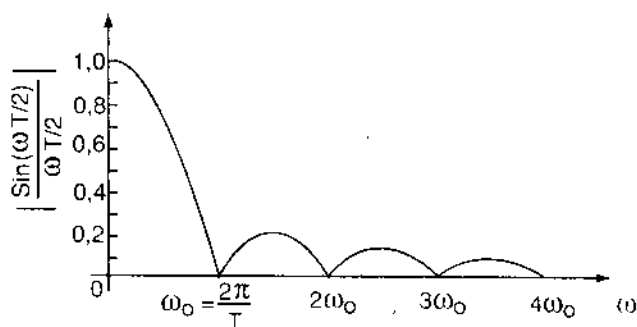
Đáp ứng xung của ZODH là một xung rộng T hoặc : $\theta_r(t) = u(t) - u(t - T)$

Vì vậy hàm truyền đạt không phụ thuộc tần số : $G_Z(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (10.38)$

Và đáp ứng tần số ZODH là :

$$G_Z(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = \frac{T}{2} e^{-j\omega T/2} \frac{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}}{j\omega T/2} = T e^{-j\omega T/2} \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}} \quad (10.39)$$

Đó là một bộ lọc thấp với một độ dịch pha tuyến tính, như được minh họa ở h.10.21. Một đặc điểm quan trọng của bộ lọc này đó là nó có hệ số khuếch đại bằng 0 tại tần số lấy mẫu và tất cả sóng hài của tần số lấy mẫu. Vì phương trình (10.37) hoặc phương trình (10.27) cho thấy rằng khi tần số đầu vào và tần số lấy mẫu bằng nhau, thì đầu ra của bộ lấy mẫu chứa thành phần một chiều và tất cả các sóng hài của tần số lấy mẫu. Vì ZODH có hệ số khuếch đại 0 tại tần số khác 0, những sóng hài không cần đến được bộ lọc khử hoàn. Đây là một trong những lý do chủ yếu mà bộ lấy mẫu được ứng dụng rộng rãi trong những vòng khóa pha. ZODH cũng có một độ trễ pha, giá trị của nó tăng tỷ lệ thuận với tần số.



Hình 10.21. Đáp ứng tần số của một mạch giữ số liệu bậc không.

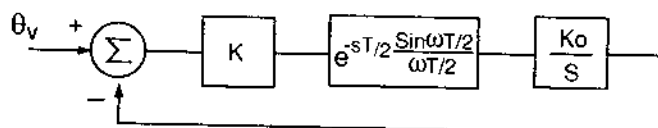
Mặc dù PLL có chứa bộ tách lấy mẫu thường được phân tích bởi sử dụng phép biến đổi Z việc phân tích bằng kỹ thuật tương tự cũng cho độ chính xác tương đương. Khi tần số đầu vào và tần số hồi tiếp bằng nhau, phương trình (10.37) có thể được viết :

$$\theta^*(t) = A_i \frac{\sin \phi}{T} + \text{thành phần tần số cao.} \quad (10.40)$$

Khi ϕ nhỏ và những thành phần tần số cao được ZODH loại bỏ, ta có :

$$\theta^*(t) \approx A_v \frac{\phi}{T} \quad (10.41)$$

Đáp ứng tần số của vòng khi đó có thể ước tính bằng cách sử dụng mô hình ở h.10.22 với điều kiện VCO là thành phần duy nhất phụ thuộc vào tần số. Trong mô hình này hệ số K là tích của hệ số khuếch đại của bộ tách pha A_v với hệ số khuếch đại phụ nào đó trong vòng. Kiểu mô hình này dùng để phân tích độ ổn định của vòng và những đặc trưng truyền đạt biên độ.



Hình 10.22. Mô hình đơn giản hóa của một vòng khóa pha bao gồm một vòng lấy mẫu.

8. So sánh các bộ tách pha. Việc lựa chọn một mạch tách pha cho một ứng dụng thực tế phụ thuộc vào nhiều yếu tố bao gồm trị giá, kích cỡ, tốc độ và hiệu năng tạp âm. Bộ trộn kép cân bằng có hiệu năng tạp âm tốt nhất trong tất cả các loại PD, nhưng nó chỉ có khả năng tạo ra điện áp đầu ra xấp xỉ 0,5V. Hầu hết VCO cần đến tín hiệu đầu vào từ 2V đến 10V, như vậy cần có bộ tiền khuếch đại, nhưng nhiều phụ xuất hiện lớn đến mức không còn là hệ thống được lựa chọn tốt nhất. Bộ trộn cân bằng được áp dụng trong các PLL, khi VCO có miền điện áp kích thích nhỏ, như bộ dao động thạch anh có điều khiển bằng điện áp (VCXO : Voltage Controlled Crystal Oscillator). Bộ tách sóng điều tần lấy mẫu và giữ làm việc tốt từ 20Hz đến 100Hz, nhưng ngoài phạm vi này xuất hiện quá nhiều dòng dò có sóng hài bậc cao và hệ thống tốt nhất được chọn là bộ tách pha S/H. Bộ tách pha sử dụng mạch logic ghép emitter (ECL) đáp ứng được các yêu cầu về tốc độ cao.

10.4. BỘ DAO ĐỘNG ĐIỀU KHIỂN BẰNG ĐIỆN ÁP

Ở đây chúng ta sẽ tóm tắt các tính chất có tầm quan trọng nhất của VCO khi sử dụng trong PLL. Những đặc tính chính của một VCO gồm :

1. *Độ lệch tần số.* Phạm vi giữ PLL cực đại tương đương với hệ số khuếch đại vòng mở với điều kiện khả năng lệch tần số của VCO ít nhất cũng lớn như vậy. Nếu nó nhỏ hơn, phạm vi giữ bị giới hạn bởi khả năng lệch tần số cực đại của VCO.

2. *Sự ổn định tần số.* Nếu cần đến sự ổn định cao, thông thường người ta sử dụng VCXO. Sự ổn định tần số vô cùng quan trọng trong các mạch tổng hợp tần số. Tuy nhiên, VCXO có độ lệch nhỏ về tần số và không thể bám đuổi những tín hiệu có độ lệch lớn.

3. *Độ nhạy điều chế.* Khi độ nhạy điều chế K_d cao, một thay đổi nhỏ trong điện áp một chiều sẽ gây ra một thay đổi lớn trong tần số VCO.

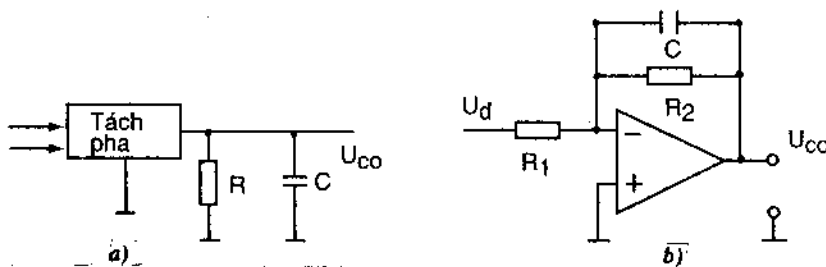
4. *Sự đáp ứng.* VCO có đáp ứng đủ nhanh sao cho không có ảnh hưởng đến những đặc trưng tần số của vòng. Thông thường những điểm cực của VCO sẽ nằm bên ngoài những cực chiếm ưu thế của hệ thống.

5. *Những đặc trưng tần số điện áp.* Những đặc trưng tần số điện áp phải là tuyến tính. Dung sai về độ tuyến tính phụ thuộc và ứng dụng cụ thể. PLL có chứa bộ vi xử lý bên trong cùng với bộ biến đổi số – tương tự để bù những tính chất phi tuyến VCO.

6. *Sự thuần khiết quang phổ.* Trong một số ứng dụng như là những tổng hợp tần số tương tự, dạng sóng đầu ra của VCO càng giống hình sin càng tốt. Trong một số ứng dụng khác đầu ra của VCO có thể là một chuỗi xung vuông.

10.5. BỘ LỌC CỦA VÒNG

Bộ lọc vòng thường là một bộ lọc thông thấp bậc nhất, những bộ lọc bậc cao hơn được sử dụng khi có yêu cầu nén những thành phần xoay chiều khác trong tín hiệu ra của bộ tách pha. Trong một vài thiết bị các cuộn chặn nằm trong bộ lọc để loại trừ thành phần có tần số đặc biệt. Cấu hình của mạch lọc phụ thuộc vào đầu ra của bộ tách pha, có thể mô hình hóa như một nguồn điện áp (trở kháng đầu ra thấp) hoặc một nguồn dòng (trở kháng đầu ra cao).



Hình 10.23. a) bộ lọc bậc nhất cùng với một sự tách pha có đầu ra là nguồn dòng;
b) bộ lọc bậc nhất với bộ tách pha có đầu ra là nguồn điện áp.

H.10.23 minh họa một bộ lọc bậc nhất được sử dụng với một nguồn dòng đầu ra. Điện áp ra sẽ là :

$$U_r = \frac{I(U)R}{sRC + 1}$$

trong đó $I(U)$ là biên độ đầu ra của bộ tách pha. H.10.23b minh họa một bộ lọc bậc nhất được sử dụng cùng với một bộ tách pha có trở kháng đầu ra thấp. Hàm truyền đạt :

$$\frac{U_c}{U_d} = -\frac{R_2}{R_1} (sR_2C + 1)^{-1}$$

là một bộ lọc theo bậc nhất với hệ số khuếch đại một chiều :

$$A_o = -\frac{R_2}{R_1}$$

Hệ số khuếch đại này có thể được điều chỉnh để làm thay đổi hiệu năng của vòng.

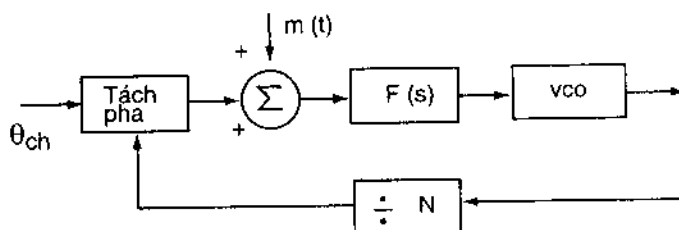
10.6. CÁC ỨNG DỤNG VÒNG KHÓA PHA

PLL là một công cụ đa năng phù hợp cho các loại điều chế chọn lọc tần số, tách sóng giải điều chế và các ứng dụng bám đuổi và tổng hợp tần số. Một số ứng dụng cơ bản dựa mô tả ở đây.

1. *Bộ lọc tuyến tính.* Một vòng khóa pha có thể lọc tạp âm xuất hiện trong tín hiệu đầu vào (chuẩn). PLL sẽ bám đuổi được tần số của đầu vào miễn là nó không thay đổi quá nhanh. Hàm truyền đạt PLL khi đó là bộ lọc thông thấp có tâm chính là tần số VCO, giống với tần số đầu vào. Nó không phải là bộ lọc tuyến tính vì mọi thông tin về biên độ bị mất, nhưng nó làm giảm độ dao động của tần số đầu vào. Khi vòng bám đuổi thì hàm truyền đạt được đưa ra bởi phương trình (10.4) (thông thường n sẽ tương đương với 1 trong bộ lọc bám đuổi). Vòng hoạt động như một bộ lọc băng thông có tần số trung tâm là tần số chuẩn đầu vào. Độ rộng băng thông của vòng bậc hai được đưa ra bởi phương trình (10.13). Từ phương trình này và phương trình (10.7), chúng ta thấy độ rộng băng thông $\omega_n \alpha (K_v \omega_L)^{1/2}$. Nghĩa là độ rộng băng thông của vòng kín (từ tần số trung tâm đến một điểm 3dB) tỷ lệ thuận với căn bậc hai độ rộng băng thông của bộ lọc vòng được nhân với hệ số khuếch đại của vòng. Vòng có thể khóa đối với sóng hài và những sóng hài phụ của "vòng" tùy thuộc vào bộ tách pha và VCO được dùng. Bộ tách pha hỗn hợp có thể tự động bám đuổi sóng hài chính hoặc phụ của đầu vào, nếu đầu ra của VCO là một sóng (hình) vuông.

Khả năng của PLL để điều hướng một cách tự động tần số trung tâm của nó với tín hiệu đầu vào tạo khả năng một giải pháp hấp dẫn đối những bài toán điều chế và giải điều chế.

2. *Điều chế góc.* Một vòng khóa pha cung cấp một công cụ có sẵn cho sự điều chế pha và điều chế tần số gián tiếp. H.10.24 minh họa vòng khóa pha cùng với tín hiệu điều chế được đưa vào trước bộ lọc thông thấp. Nếu giả thiết vòng có mô hình tuyến tính khi đó nguyên lý chồng chập có thể được dùng để tìm pha đầu ra :



Hình 10.24. Một vòng khóa pha với một tín hiệu điều chế pha $m(t)$.

$$\theta_o(s) = \frac{\theta_c(s)[K_o K_d F(s)/s]}{1 + K_o K_d F(s)/(sN)} + \frac{M(s)[K_o F(s)/s]}{1 + K_o K_d F(s)/(sN)} \quad (10.42)$$

Ở đó $M(s)$ là phép biến đổi Laplace của tín hiệu điều chế $m(t)$. Tại những tần số thấp :

$$\left| \frac{K_o K_d F(j\omega)}{j\omega N} \right| \gg 1 \quad (10.43)$$

và :

$$\theta_r(j\omega) = N \left[\theta_c(j\omega) + \frac{M(j\omega)}{K_d} \right]$$

Vòng khóa pha là bộ lọc thông thấp và công thức (10.43) thỏa mãn tại những tần số trong phạm vi độ rộng băng thông. Trong vùng tần số này, pha đầu ra được điều chế bởi $m(t)$ là :

$$f_r(t) = \frac{d\theta_r(t)}{dt} = N \left[\frac{d\theta_c(t)}{dt} + \frac{1}{K_d} \frac{dm(t)}{dt} \right]$$

Nếu pha đầu vào không đổi thì tần số đầu ra là tỷ lệ thuận với đạo hàm của tín hiệu điều chế. Khi này chúng ta có *điều chế tần số gián tiếp*, để phân biệt nó với FM trực tiếp trong đó tần số trực tiếp tỷ lệ thuận với tín hiệu điều chế.

3. *Giải điều chế tần số*. Nếu PLL được khóa với một tần số đầu vào thì điện áp điều khiển VCO tỷ lệ thuận với độ lệch tần số của VCO khỏi tần số tự do của nó. Nếu tần số đầu vào dịch chuyển thì điện áp điều khiển dịch chuyển theo. Nếu tín hiệu đầu là tín hiệu điều chế tần số, khi đó điện áp điều khiển VCO sẽ là tín hiệu giải điều chế. PLL có thể được dùng cho sự tách sóng FM hoặc là dải hẹp hoặc dải rộng (độ lệch cao) và độ tuyến tính cao hơn so với các phương pháp tách sóng FM khác.

Nếu điện áp đầu ra của bộ tách pha cực đại là U , khi đó điện áp điều khiển cực đại được đưa vào VCO là KU , trong đó K là hệ số khuếch đại một chiều của bộ lọc thông thấp. Độ lệch tần số cực đại của VCO khi đó là :

$$(\Delta\omega)_{\max} = K_o KU \text{ rad/s}$$

Tất nhiên điều này đưa ra giả thiết rằng VCO được thiết kế bảo đảm tính tuyến tính trên phạm vi tần số này. Nếu đầu ra bộ tách pha có thể lệch giữa $\pm U$, phạm vi bám đuổi (TR) sẽ là :

$$TR = 2(\Delta\omega)_{\max} = 2K_o KU$$

Phạm vi bám đuổi này chắc chắn lớn hơn độ lệch tần số của tín hiệu đầu vào. Sự giải điều chế FM khi đó có thể đạt được bằng cách đặt tần số chạy tự do của VCO tương đương với tần số trung tâm của tín hiệu đầu vào. Phương pháp tách sóng này giả thiết rằng đường bao của sóng hình sin đầu vào có biên độ không đổi. Trong nhiều ứng dụng, bộ khuếch đại và bộ giới hạn biên độ được thêm vào trước vòng khóa pha.

Một ứng dụng thực tiễn của sự giải điều chế *khóa dịch tần số* "FSK : Frequency Shift Keying) là sự tách một trong những tần số đã được truyền. Bộ tách sóng này được gọi là bộ *giải mã chọn âm* (touch – tone decoder). Ngày nay tồn tại bộ mã đa âm và bộ giải mã mạch tích hợp. Những bộ giải mã này có thể tách thứ tự của âm, ví dụ ba âm khác nhau để thay thế 8 bộ phát.

Dữ liệu số thường được truyền nhờ sử dụng FSK khi dịch chuyển tần số sóng mang giữa hai tần số ấn định. Vòng khóa pha có thể được sử dụng để giải điều chế tín hiệu FSK. Điện áp tại đầu ra của bộ lọc dịch chuyển giữa hai mức điện áp, tái tạo lại sóng hình sin số. Một khả năng thực hiện giải điều chế FSK được mô tả trong phần PLL số (DPLL).

4. *Giải điều chế biên độ.* Tín hiệu được điều chế biên độ :

$$S(t) = U[1 + m(t)]\sin\omega_0 t$$

Có thể tính được giải điều chế bằng cách nhân tín hiệu với một tín hiệu dao động nội cao tần có cùng tần số sóng mang. Phương pháp này được minh họa trong h.10.25. Đầu ra của bộ nhân :

$$\begin{aligned} u(t) &= U[1 + m(t)]\sin\omega_0 t \sin(\omega_0 t + \theta) \\ &= U[1 + m(t)] \frac{\cos\theta - \cos(2\omega_0 t + \theta)}{2} \end{aligned}$$

Đầu ra của bộ nhân cho tín hiệu giải điều chế tần số thấp :

$$U[1 + m(t)]\cos\theta$$

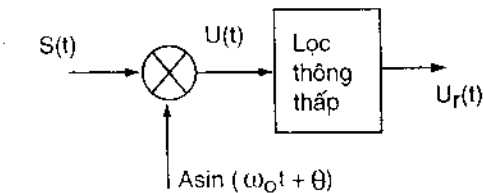
và tín hiệu điều chế có tần số khoảng gấp hai lần tần số sóng mang :

$$U[1 + m(t)] \cos(2\omega_0 t + \theta)$$

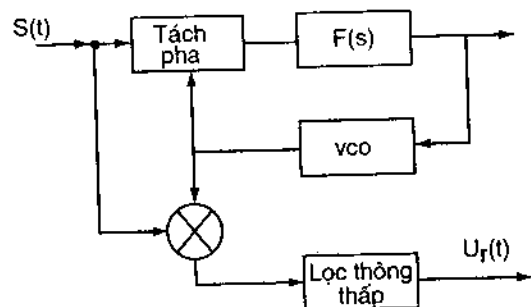
Số hạng tần số cao có thể loại trừ nhờ bộ lọc thông thấp, vì vậy đầu ra của bộ lọc sẽ là :

$$U_r(t) = U[1 + m(t)] \cos\theta$$

Đây chính là bộ thu trao đổi trực tiếp đơn giản có một số ưu điểm so với bộ thu đổi tần thường được sử dụng rộng rãi. Nó loại bỏ lọc tần số trung gian (IF) và cần đến những bộ dao động cao tần phụ. Việc loại bỏ lọc IF cũng loại bỏ những bộ lọc khử hình ảnh. Tuy nhiên nó gặp một số vấn đề, đó là : nếu góc pha tín hiệu đầu vào θ không được biết đến, thì điện áp đầu ra có thể nhỏ. Để đảm bảo điện áp đầu ra cực đại, góc pha phải bằng 0, nghĩa là tín hiệu dao động nội phải được khóa pha đối với tín hiệu sóng mang. Trong trường hợp này, giải điều chế là một sự tách sóng kết hợp (coherent) có tính chất tốt hơn so với những phương pháp tách sóng không kết hợp khi tỷ lệ tín hiệu và nhiễu của tín hiệu đầu vào là thấp. Tín hiệu dao động nội, bị khóa pha với sóng mang đầu vào, có thể được tạo ra trong vòng giữ pha. Giải điều chế biên độ đầy đủ được minh họa trong h.10.26. Mạch này giả thiết rằng VCO cùng pha với đầu vào. Nếu bộ tách pha hoạt động sao cho VCO lệch pha là 90° với đầu vào, khi đó đầu ra của VCO phải bị dịch pha là 90° trước khi nó bị trộn với tín hiệu đầu vào. Một số mạch tích hợp vòng giữ pha có một bộ nhân bổ sung trong chip để phục vụ giải điều chế biên độ có thể được thực hiện một cách dễ dàng.

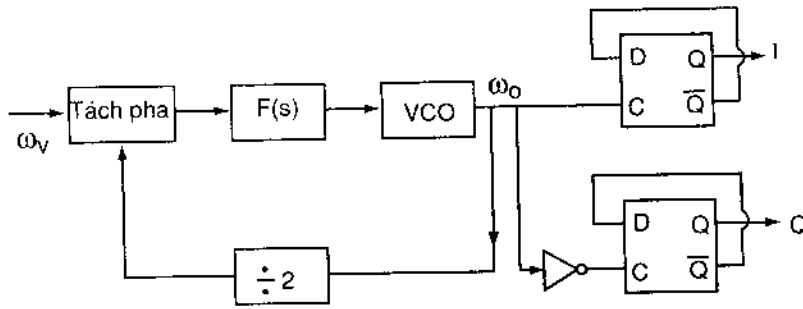


Hình 10.25. Bộ trộn với bộ lọc thông thấp.



Hình 10.26. Bộ giải điều chế biên độ.

5. *Bộ dịch pha.* Nhiều phương pháp điều chế và giải điều chế đòi hỏi tín hiệu bộ dao động nội bị dịch pha 90° . Mạch trong h.10.27 trình bày một phương pháp tạo một tín hiệu cùng với tín hiệu dịch pha là 90° .



Hình 10.27. Một mạch vòng giữ pha được dùng để tạo các tín hiệu cùng pha và lệch pha 90° .

Vòng giữ pha nhân đôi tần số chuẩn. Tần số đầu ra mạch lật giống với tần số chuẩn và biểu đồ thời gian được minh họa trong h.10.28, hai tín hiệu đầu ra này lệch pha là một phần tư chu kỳ ($2\pi/4 = 90^\circ$)

6. Đồng bộ tín hiệu và khôi phục sóng mang.
Các phương pháp truyền thông có tỷ lệ sai số thấp nhất là phương pháp kết hợp (coherent), chúng đòi hỏi tần số sóng mang và pha được biết chính xác để việc giải điều chế. Đồng thời đây là việc sử dụng năng lượng không có hiệu suất để truyền sóng mang. Nhiều sơ đồ mã hóa truyền sóng định hướng (pilot) ở mức thấp. Các sơ đồ mã hóa của FM âm nổi (stereo) và TV thương mại sử dụng kỹ thuật này. Tín hiệu TV màu có tín hiệu burst hình sin được truyền cùng tốc độ với xung đồng bộ dòng để đồng bộ hóa tín hiệu màu. Những tín hiệu sóng mang này có thể sẵn sàng khôi phục với một vòng khóa pha.

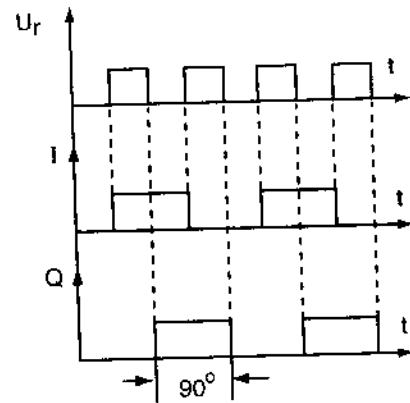
Có những hệ thống thông tin khác trong đó sóng mang bị nén và sự thu chính xác đòi hỏi việc tạo tín hiệu dựa vào thông tin pha của sóng mang. Mạch bộ thu tạo ra sóng mang và tín hiệu đồng hồ hay tín hiệu đồng bộ, vòng giữ pha thường được dùng trong những hệ thống đồng bộ này (Những ứng dụng vòng giữ pha đã được thảo luận ở trên đòi hỏi phải bám sát tín hiệu đầu vào).

Mạch đồng bộ tín hiệu sử dụng mạch phi tuyến để tái tạo sóng mang hoặc xung nhịp cùng với vòng khóa pha để bám sát tín hiệu. Ứng dụng thường dùng đó là tách sóng của khóa dịch pha nhị phân (BPSK : Binary Phase Shift Keying). Nếu bit dữ liệu là 1, khi đó tín hiệu được truyền cùng với pha $+90^\circ$; nếu bit dữ liệu là 0, thì pha tín hiệu là -90° . Mỗi xung có độ rộng là T và các xung được tách khoảng thời gian T . Nếu số lượng tương đương 1 và 0 được truyền thì sóng mang bị triệt hoàn toàn. Tín hiệu được truyền có thể được viết :

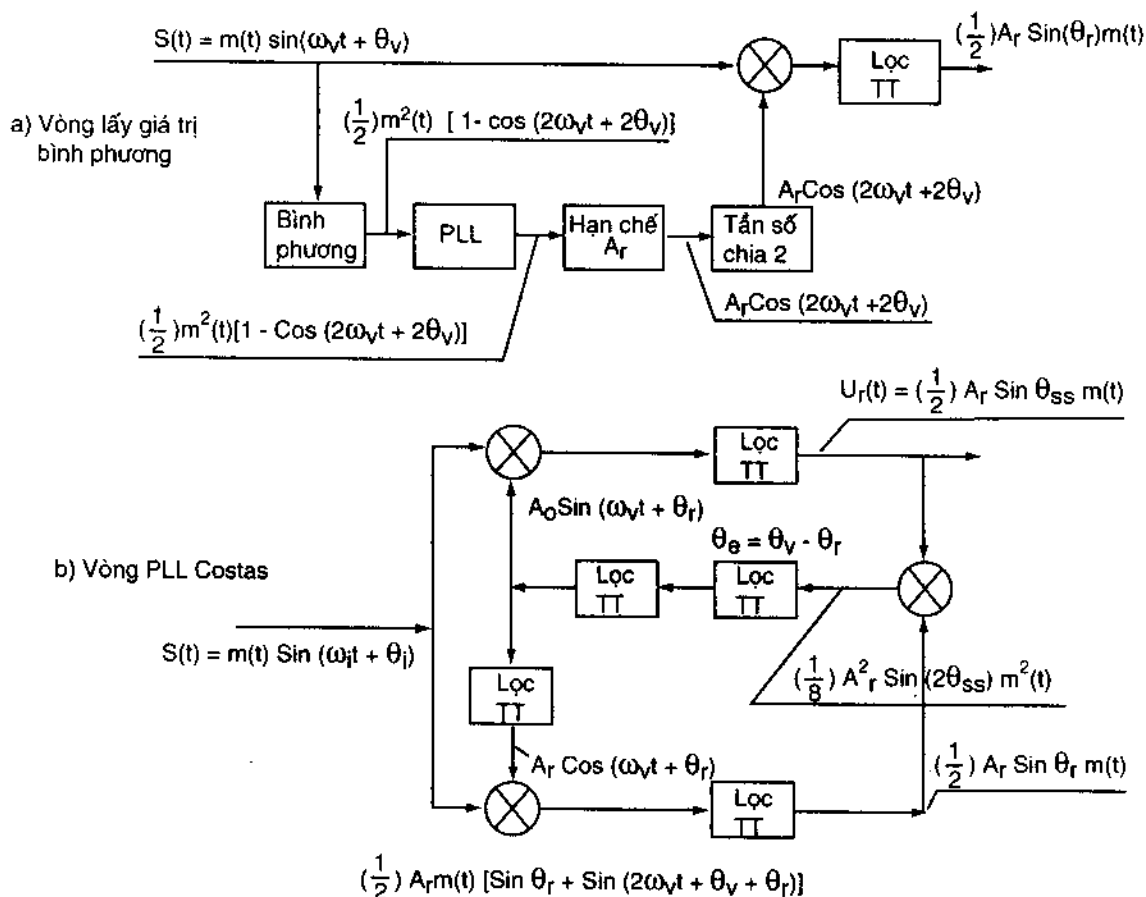
$$s(t) = m(t) \sin(\omega_v t + \theta_v)$$

và giá trị trung bình của tín hiệu điều chế $m(t)$ bằng 0. Phép biến đổi Fourier của $s(t)$ cho thấy rằng quang phổ là :

$$S(f) = \frac{1}{2} [M(f - f_v) + M(f + f_v)]$$



Hình 10.28. Biểu đồ thời gian chỉ ra đầu ra của mạch trong hình 10.27.



Hình 10.29. Hai mạch giải điều chế tín hiệu sóng mang bị triệt tiêu.

Đây là quang phổ giống với quang phổ của tín hiệu điều chế hai dải biên nén tần số mang (DSBSC). Để giải điều chế thì sóng mang phải được khôi phục. H.10.29 minh họa hai phương pháp giải điều chế tín hiệu này.

Đối với hằng số θ_v , tín hiệu đầu ra của mạch khai căn giảm tín hiệu mang tin $m(t)$, tín hiệu này đã được nhân biên độ với một hằng số. Hơn nữa đối với hằng số θ_v và θ_r , tín hiệu đầu ra của vòng giữ pha Costas (h.10.29b) tỷ lệ với tín hiệu mang tin $m(t)$.

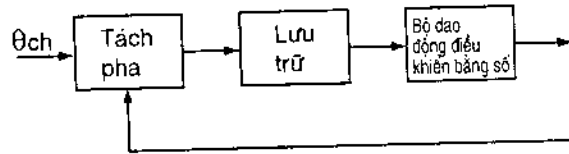
Lưu ý rằng đối với cả hai mạch không xác định pha 180° . Chẳng hạn, tín hiệu truyền là :

$$s(t) = m(t) \sin(\omega_v t + \theta_v + \pi) = -m(t) \sin(\omega_v t + \theta_v)$$

Để đầu ra sẽ tỷ lệ với $-m(t)$. Tính bất định này có thể thực hiện được nhờ mã hóa đặc biệt (ví dụ mã hóa vi sai).

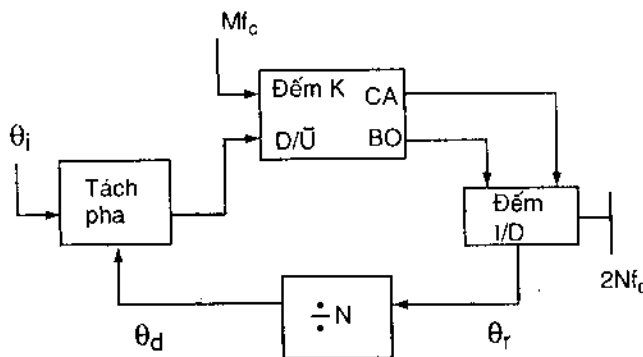
10.7. VÒNG KHÓA PHA SỐ

Trong nhiều ứng dụng bao gồm hệ thống thông tin số, tín hiệu đầu vào là số và được xử lý tốt nhất trong lĩnh vực số. Phiên bản số của vòng giữ pha có một số ưu điểm so với phiên bản tương tự. Sơ đồ khối được đơn giản hóa của một PLL số (DPLL) được đưa ra ở h.10.30. Bộ xung vào bộ tách pha, vòng chứa một bộ nhớ và một bộ dao động điều khiển bằng số (DVCO : Digitally Voltage – Controlled Oscillator). DPLL này giống với những bộ tách pha đã được mô tả ở trên. Đầu ra bộ tách pha là một xung biên độ hằng số, có độ rộng tỷ lệ thuận với độ lệch pha. DPLL tạo ra một chuỗi tín hiệu số thể hiện độ lệch pha bằng cách lấy mẫu tín hiệu điều chế độ rộng xung, với tốc độ lấy mẫu nhanh hơn nhiều so với tần số chuẩn. Bộ tích lũy số là mạch số tương đương với bộ lọc tương tự. Mạch này thường được thực hiện bằng bộ cộng, bộ nhân và những mạch làm trễ. DVCO cho một tín hiệu đầu ra là một xung có tốc độ dễ dàng điều khiển được bởi một tín hiệu bên ngoài.



Hình 10.30. Sơ đồ khối của DPLL

H.10.31 minh họa việc nhận biết thực tế của DPLL bậc nhất (first – order DPLL). Tất cả những thành phần trừ bộ đếm chia cho n được thực hiện trong một mạch tích hợp. Bảng thông số kỹ thuật của DPLL do hãng Texas Instruments sản xuất 74L5297 và bộ chia tần số lập trình được 74L5292/294 cho thấy những DPLL không có bộ dao động điều khiển điện áp, vì chúng nhạy với điện áp và thay đổi nhiệt. Mạch tích hợp DPLL hoạt động ở những tần số cao hơn so với mạch PLL tương tự (32 MHz so sánh với 10MHz) và dễ dàng hơn khi tạo ra đặc tính điện áp – tần số tuyến tính cho DVCO. Vì vậy DPLL cung cấp việc điều khiển bộ vi xử lý dễ dàng hơn.



Hình 10.31. DPLL bậc một.

Chức năng đầu tiên của bộ đếm K là phải chuyển đổi đầu ra của bộ tách pha thành một giá trị tỷ lệ với độ lệch pha. Nó bao gồm một bộ đếm thuận (upcounter) và đếm ngược (down counter) với các đầu ra như tín hiệu nhớ (carry) và tín hiệu mượn (borrow). Hai tín hiệu đầu vào là xung nhịp tần số cao và đầu ra bộ tách pha điều khiển xem liệu xung nhịp nào được đưa vào bộ đếm thuận hay đếm ngược. Khi đầu ra bộ tách pha ở mức thấp được cung cấp cho bộ đếm thuận, trái lại nó được dùng cho bộ đếm ngược.

Bộ đếm I/D làm việc với xung nhịp có tốc độ là $2Nf_c$, trong đó n là môđun của bộ đếm chia n (The divide – by – n counter) và cho tín hiệu ra có tốc độ Nf_c . Khi một xung nhớ (carry) từ bộ đếm K xuất hiện, thì một nửa chu kỳ được cộng vào đầu ra I/D và một nửa chu kỳ bị loại khi có xung mượn từ bộ đếm K . Tần số của đầu ra bộ đếm chia cho K khi đó là f_c khi không độ lệch. Đầu ra của bộ đếm K có thể được coi là tỷ lệ thuận với độ lệch pha.

$$K_0 = \frac{K_d \phi_{\epsilon} M f_c}{K}$$

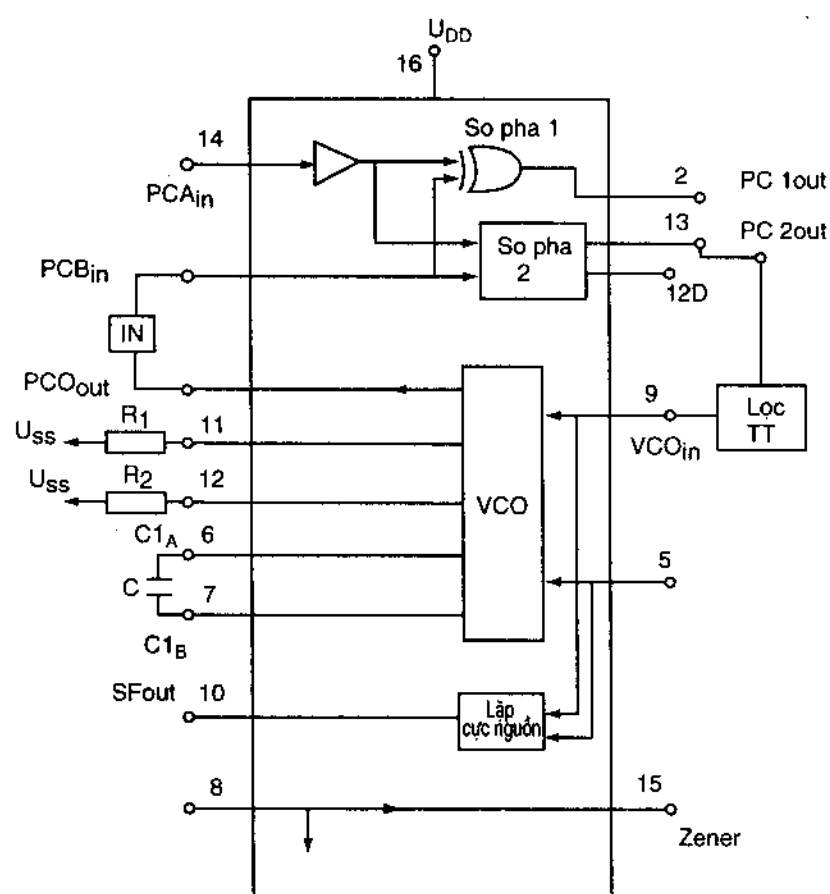
trong đó Mf_c là tần số lấy mẫu của độ lệch pha, K_d hệ số tỷ lệ của bộ tách pha và K là môđun của bộ đếm K . Phương pháp này tạo ra cả hai xung đếm thuận và xung mượn, thậm chí khi độ lệch pha bằng 0, nhưng những số xung đếm thuận và xung mượn sẽ bằng nhau. Hằng số tỷ lệ K chia càng cao, thì những xung đếm thuận và xung mượn sẽ xuất hiện càng ít. Độ dài của bộ đếm K có thể được điều khiển từ bên ngoài và có thể bị thay đổi từ giá trị chia cho 2^3 tới chia cho 2^{17} . Một số chia lớn hơn tương đương với một bộ vòng lọc hẹp hơn và vì vậy làm tăng thời gian để đạt được khóa, những nó làm giảm bất cứ sự gọn sóng hoặc sự biến động nào trong đầu ra.

Các ứng dụng của DPLL gồm điều khiển vận tốc motor, lọc nhiễu, nhận dạng âm, tổng hợp tần số, giải điều chế tần số, giải điều chế pha. Một phương pháp giải mã FSK được minh họa trong h.10.36, ở đây đầu vào f_v thay đổi giữa hai tần số f_1 và f_2 , và tần số trung tâm của vòng được chọn sao cho $f_1 < f_c < f_2$. Mạch lật D dùng làm bộ tách tần số đơn giản. Nó được thiết lập (set) nếu đầu vào D cao tại thời điểm xung nhịp ở mức thấp. Đầu ra sẽ thấp nếu đầu vào D ở mức thấp và sườn lên của xung nhịp xuất hiện. Nếu tần số đầu vào là f_1 , thì cần đến độ lệch pha âm để giảm tần số đầu ra từ f_c đến f_1 . Độ lệch pha âm có nghĩa là θ_r bám đuổi θ_d để đầu ra của mạch lật D không được thiết lập (set). Nếu f_2 xuất hiện thì độ lệch pha sẽ là dương (f_1 dẫn đến f_0) và mạch lật D sẽ được thiết lập.

10.8. MẠCH VÒNG GIỮ PHA, MẠCH TÍCH HỢP

Trong nhiều ứng dụng, người ta có thể muốn có tất cả các mạch chức năng trên một mạch tích hợp (IC : Integrated Circuit). Trong hầu hết những trường hợp, việc tích hợp các linh kiện điện tử trên bản silic có thể dẫn đến việc giảm kích thước của hệ thống, giảm công suất tiêu tán và tăng tốc độ làm việc. Hiện nay những mạch tích hợp ứng dụng đặc biệt (ASIC : Application – Specific Integrated Circuit) đang trở nên thông dụng bởi những ưu điểm này và tăng độ tin cậy trong các quá trình hoạt động của IC. Tuy nhiên, nhiều khi nó không thực tế và đôi khi nó không thể tích hợp tất cả những linh kiện điện tử trên một tinh thể (chợp). Ví dụ để tăng đa năng của IC, người sản xuất có lẽ đòi hỏi những thành phần bên ngoài để người dùng có thể điều chỉnh chức năng cơ bản của IC đối với ứng dụng cụ thể. Đồng thời, vì cuộn cảm có hệ số phẩm chất Q cao không tạo ra được trên vật liệu silic, nên khó tạo ra bộ dao động tần số ổn định cao và một số bộ lọc nếu không cần đến các cấu kiện bên ngoài.

Dựa vào những ứng dụng của DPLL, nhu cầu về các phiên bản IC ngày càng tăng. Sự tiến bộ trong việc chế tạo mạch IC PLL tần số cao đã bị cản trở bởi vì thiếu khả năng tích hợp cuộn cảm có hệ số phẩm chất Q cao cho VCO. Hơn nữa bộ lọc vòng khống chế rất nhiều hiệu năng của PLL, cần thiết để người dùng thực hiện phần này dựa vào các yêu cầu về độ rộng băng thông và thời gian ổn định. H.10.32 là sơ đồ khối của mạch Motorola MC 14046B, IC PLL dựa trên CMOS công suất thấp (IC này cũng được hãng khác chế tạo, như Harris, National Semiconductor, Phillips).



Hình 10.32. Sơ đồ khối của Motorola MC 14046B bao gồm mạch nối dây và những thành phần bên ngoài.

KHÓA CHUYỂN MẠCH TƯƠNG TỰ

Các khóa chuyển mạch (KCM) tương tự hay còn gọi là công tắc điện tử được sử dụng nhiều trên mọi lĩnh vực điện tử nhất là trong kỹ thuật số hiện đại. Chúng là các công tắc điều khiển được dùng để đóng mở các tín hiệu tương tự, thay đổi liên tục, vì vậy chúng chuyển đổi các tín hiệu tương tự thành tín hiệu số. Đây là những công tắc điện tử được điều khiển bằng điện áp theo phương pháp số (để đóng mở cần có một mức điện áp ngưỡng). Một trong các yêu cầu quan trọng nhất đối với một công tắc điện tử là tiệm cận tới đa tới công tắc lý tưởng. Khi ngắt mạch hay hở mạch hoặc trong trạng thái đóng, các điện cực có thể ở một mức điện áp bất kỳ (trong một dải rộng) không phụ thuộc vào điện áp điều khiển. Trong các thiết bị điện tử thường có ba loại công tắc :

- Công tắc cơ điện (EM).
- Tranzito lưỡng cực (BJT).
- Tranzito trường (FET).

BẢNG 11.1. TÍNH CHẤT CỦA CÁC LOẠI CÔNG TẮC

Loại công tắc	EM	BJT	FET
Dòng rò của công tắc	10pA	10nA	100pA
Điện trở nối tiếp khi đóng	0,01Ω	10Ω	100Ω
Điện áp lệch không (offset)	0	10mV	0
Tần số đóng mở cực đại	1kHz	1MHz	10MHz
Khả năng tách điện áp điều khiển và điện áp được điều khiển	Tốt	Xấu	Tốt

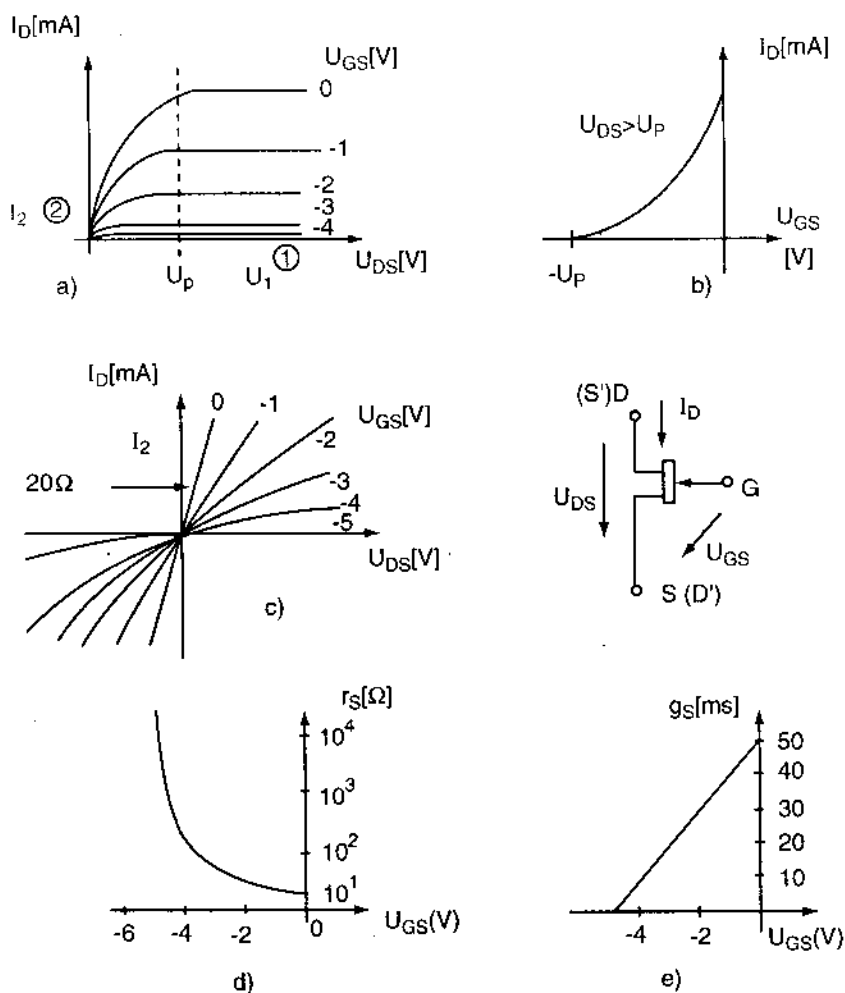
Các thông số về các loại công tắc được tóm tắt ở bảng 11.1. Ta thấy rằng các KCM FET có nhược điểm là có điện trở nối tiếp cao nhất. Các tính chất khác của FET đều tốt hơn các loại công tắc khác. Sai số do điện trở nối tiếp gây ra có thể giảm tùy ý bằng cách tạo ra tổng trở lớn trong mạch đóng mở. Vì vậy người ta chủ yếu sử dụng các tranzito trường làm KCM tương tự và ta sẽ khảo sát chi tiết chúng.

11.1. KHÓA CHUYỂN MẠCH TRANZITO TRƯỜNG

Trước hết ta tóm tắt các tính chất cơ bản của tranzito trường kênh N (JFET) với chức năng là một KCM tương tự. Các tính chất của KCM có thể khảo sát được trên cơ sở các đặc tính đã cho trong h.11.1. Giả thiết rằng KCM hoạt động theo mạch điện trong h.11.2a. Trong trạng thái khóa cực máng D (Drain) có điện áp U_1 , cực nguồn S (Source) có điện thế đất (thông qua điện trở R). Như

vậy điện áp $U_{DS} = U_1$ và KCM không dẫn điện. Trạng thái này được thể hiện ở điểm 1 trong h.11.1a. KCM trong trạng thái dẫn $U_{DS} = 0$ và KCM dẫn dòng điện I_2 do giá trị của U_1 và điện trở R xác định (điểm (2) trên h.11.1a). Ta xác định điện áp cổng (U_G) cần thiết để cho công tắc đóng mở. Khi KCM trong trạng thái dẫn, có thể xác định điện áp U_p cần thiết để khóa tranzito trong h.11.1b, với giả thiết điện áp U_{DS} không đổi lớn hơn điện áp khóa U_p . Điện áp U_{GS} cần phải âm và lớn hơn U_p để khóa tranzito, có nghĩa là cực S ở điện áp đất. Điều kiện để khóa là tranzito $U_{GF} < -U_p$; điện áp U_{GF} là điện thế cực cổng so với đất. Khi ở trạng thái dẫn KCM ở điểm (2) h.11.1a. Để khảo sát ta có thể phóng to đường đặc trưng $I_D - U_{DS}$ như h.11.1c. Giữa các cực D - S có điện trở $\left(r_S = \frac{1}{g_S}\right)$, là giá trị điện trở

nối tiếp và là một thông số quan trọng phụ thuộc vào điện áp U_{GS} . Giá trị r_S và g_S có thể thấy ở h.11.1d và h.11.1e. Theo lý thuyết, giá trị g_S chỉ phụ thuộc vào điện áp U_{GS} , nhưng đường đặc trưng thực tế còn phụ thuộc vào các yếu tố khác. Đối với JFET, giá trị r_S nhỏ nhất khi $U_{GS} = 0$ (U_{GS} không thể dương). Trong trạng thái dẫn cực S ở điện áp U_1 , để có thể khóa được ($U_{GS} = 0$) điều kiện cần thiết là $U_{GF} = U_1$. Đối với các khóa tương tự, điện áp khóa thay đổi trong khoảng rất rộng. Hãy khảo sát hoạt động của KCM trong trường hợp điện áp đóng ngược cực (h.11.1b).



Hình 11.1. Đặc tuyến của tranzito FET.

Trong trạng thái khóa điện áp sụt trên KCM là U_1 , nhưng so với trường hợp trên thì điện áp có phân cực ngược lại. Giả thiết rằng KCM hoàn toàn đối xứng, D và S đổi chỗ cho nhau ($D \rightarrow S'$, $S \rightarrow D'$), điện áp G phải tương đương với S' . Như vậy điện áp cần thiết để khóa tranzito có thể xác định được vì U_{GS} phải âm hơn so với điện áp U_p . Điểm S' có điện áp $-U_1$, điện áp cổng cần thiết là :

$$U_{GF} < -(U_1 + U_p)$$

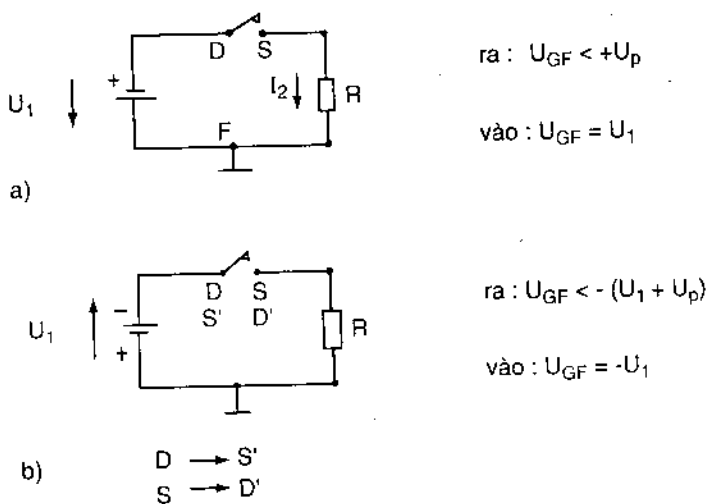
Khi KCM dẫn cần thỏa mãn điều kiện $U_{CK} = 0$. Như vậy điện áp cổng cần thiết là :

$$U_{GF} = -|U_1|$$

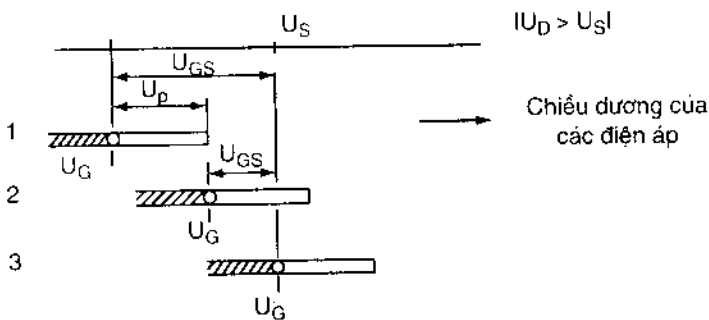
Trong việc xác định điện áp điều khiển, có hai đường đặc tuyến đóng vai trò quan trọng nhất. Từ h.11.1b có thể xác định được điện áp đóng cần thiết U_{GS} . H.11.1.d cho thấy rằng để đảm bảo cho r_S đủ nhỏ thì phải chọn điện áp U_{GS} một cách hợp lý. Điện trở r_S cần thiết có quan hệ chặt chẽ với điện trở R của mạch. Để đảm bảo cho độ chính xác cần thiết, r_S phải nhỏ hơn điện trở R rất nhiều. Thông thường chúng phải có sự chênh lệch tới 10^2 đơn vị.

Ta có thể vẽ một sơ đồ đơn giản để khảo sát hoạt động của KCM FET. Với sơ đồ này có thể khảo sát dễ dàng các điều kiện điều khiển trong trường hợp mạch đóng mở phức tạp đối với mọi loại tranzito FET (h.11.2). Trạng thái của KCM do điện áp giữa hai cực $G - S$ quyết định (do khả năng trao đổi được giữa hai cực $D - S$, đầu kênh có điện

áp âm luôn là cực nguồn – Source). Trên trục điện áp nằm ngang trong h.11.3 điện áp U_S là điện áp cực S. Điện áp cực cổng U_G được đánh dấu bằng một đường tròn. Vùng chứa vòng tròn là vùng dẫn của KCM. Trên dòng I trong hình vẽ, U_{GS} lớn hơn điện áp U_P , khi đó KCM bị khóa. Nếu điện áp U_G được dịch chuyển theo hướng dương (phía bên phải hình vẽ), công cụ được chuyển về vùng giới hạn mở, chỉ



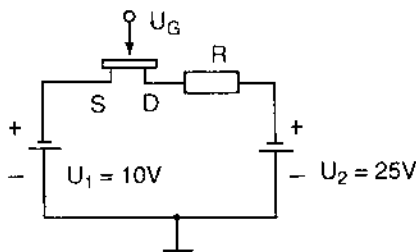
Hình 11.2. Nguyên lý hoạt động của FET.



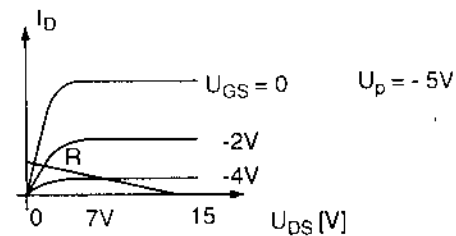
Hình 11.3. Quan hệ điện áp giữa các cực của FET.

khi biên bên phải của dải đạt tới giá trị U_S . Trong dòng thứ 2, công cụ lúc này đã mở ($U_{GS} < U_P$). Mức độ dẫn dòng có thể xác định được từ đường đặc trưng. Dòng thứ 3 biểu thị sự mở hoàn toàn (r_S tối thiểu), khi đó $U_{GS} = 0$. Điện áp U_G không thể dịch chuyển tiếp được (các gạch chéo cho thấy các vùng cấm), vì trong trường hợp này lớp tiếp giáp của tranzito đã được phân cực vào vùng mở.

Để áp dụng sơ đồ trong h.11.3, chúng ta có thể khảo sát các điều kiện đóng mở của mạch điện trong h.11.4. Lúc này cực bên trái (theo hình vẽ) của tranzito là cực nguồn, vì cực máng (D) chỉ có thể ở điện áp dương hơn. H.11.5 cho thấy các đường đặc trưng của tranzito. Điện áp khóa : $U_P = -5V$, sơ đồ thể hiện sự hoạt động có thể thấy trong h.11.6. Tất cả điện áp ở đây đều so sánh với điện áp đất F .

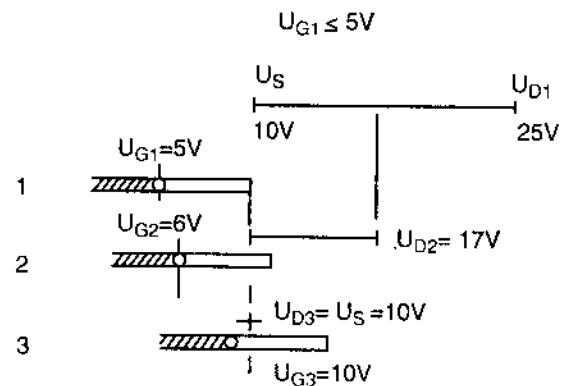


Hình 11.4. Điều kiện đóng mở của FET.



Hình 11.5. Điểm hoạt động của FET.

Điện áp U_S được cố định với điện áp nguồn U_1 , giá trị của U_S là 10V không phụ thuộc vào trạng thái của KCM. Trong trạng thái khóa $U_{D1} = U_2 = 25V$ (dòng 1 trong h.11.6) và hai cực của KCM tranzito đo được một điện áp : $U_{DS} = U_2 - U_1 = 15V$. Trong trạng thái khóa, điện áp U_G tối thiểu sẽ âm hơn so với điện áp U_S một giá trị là U_P . Như vậy điều kiện để khóa KCM là : $U_{G1} \leq 5V$.



Hình 11.6. Điện áp khóa của FET.

Nếu ta dịch điện áp U_G theo chiều dương, KCM bắt đầu dẫn, trạng thái quá độ được biểu diễn trong dòng thứ 2 h.11.6. Lúc này $U_{G2} = 6V$ và $U_{GS} = -4V$. Điện áp sụt trên KCM có thể xác định được từ h.11.5. Trước đây ta đã vẽ đường thẳng công tác R đối với điện áp $U_{DS} = 15V$. Khi đó có thể thấy được tại giá trị $U_{GS} = -4V$, điện áp sụt trên KCM là 7V (KCM còn hoạt động trong vùng khóa). Như vậy điện áp U_{D2} sẽ là : $U_{D2} = U_S + 7 = 17V$

Trạng thái quá độ này không có tầm quan trọng về mặt hoạt động của khóa.

Điều kiện đầy đủ để khóa KCM là $U_{GS} = 0$ (dòng thứ 3). Như vậy có thể coi điện áp U_{G3} là :

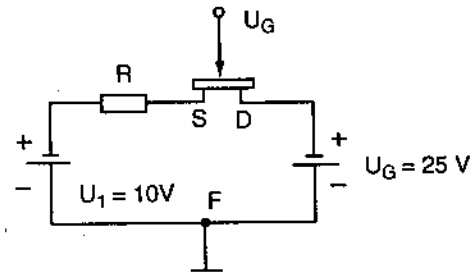
$$U_{G3} = 10V$$

Vì KCM có điện trở nhỏ so với điện trở R nên : $U_{D3} \approx U_S = 10V$

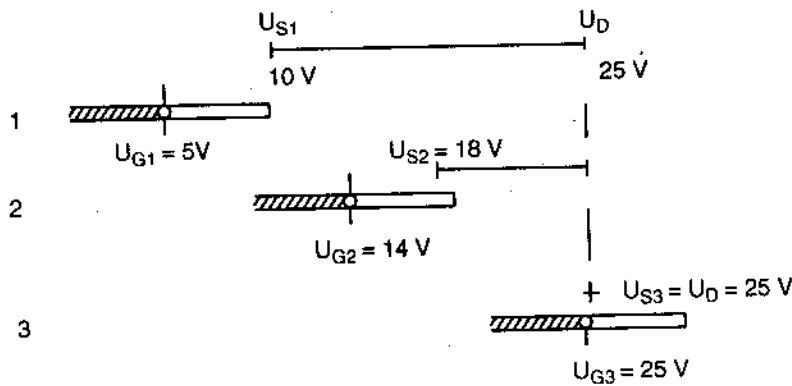
Nếu ta thay đổi thứ tự giữa KCM và điện trở R thì mạch điện hoạt động hoàn toàn khác (h.11.7).

Trong thực tế, một trong những trường hợp quan trọng là điện áp đóng mở thay đổi theo thời gian (ví dụ như tín hiệu hình sin). Khi ở trạng thái dẫn ($U_{GS} = 0$) cần đảm bảo cho điện áp U_G cũng thay đổi cùng với điện áp cung cấp. Sau này ta thấy việc thực hiện rất dễ dàng và không cần sử dụng điện áp điều khiển thay đổi.

Các quan hệ thay đổi được minh họa trong h.11.8. Dòng thứ nhất chỉ trạng thái đóng giống như trường hợp trên và : $U_{G1} \leq 5V$.



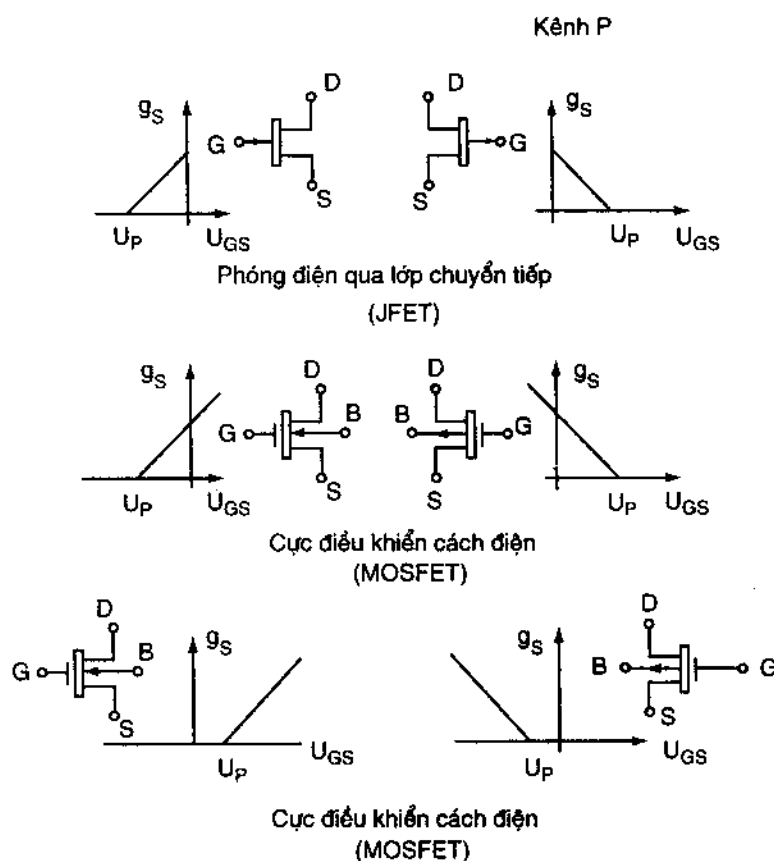
Hình 11.7. Điện trở R ở cực nguồn S .



Hình 11.8. Quan hệ điện áp của FET khi điện trở R nằm trên cực nguồn S .

Nếu U_G dương hơn giá trị này, dòng sẽ xuất hiện, lúc này U_D giữ không đổi (25V) và U_S tăng lên. Giống như trong trường hợp trên, dòng thứ 2 thể hiện trạng thái trung gian (điện áp sụt trên các cực là 7V), nhưng do điện áp U_S tăng, lúc này cần có $U_{S2} = 14V$ ($U_{GS} = -4V$). Cuối cùng để KCM dẫn hoàn toàn cần có : $U_{G3} = U_{S3} = U_D = 25V$

Ta đã khảo sát các tính chất đóng mở với sự hỗ trợ của tranzito kênh N loại JFET. Các phương pháp khảo sát này có thể áp dụng cho các loại FET khác nhau, vì tính chất giống nhau của các đặc tuyến của FET. Chúng chỉ khác nhau về hai phương diện : (1) sự phân cực điện áp và dòng (kênh N và P) và (2) điện áp ngưỡng (khi $U_{GS} = 0$ KCM dẫn điện hoặc không dẫn điện). Sau đây là tóm tắt các nét đặc trưng khác biệt của tranzito trường thông dụng (h.11.9). H.11.1e biểu diễn độ dẫn kênh g_S (trên vùng không khóa) của tranzito. Trên hình ta thấy điện áp U_{GS} của các KCM có kênh P và N trái dấu. Các KCM có lớp tiếp giáp (JFET) luôn hoạt động với phương thức không tích điện và U_{GS} chỉ có thể phân cực sao cho không mở được lớp tiếp giáp $P - N$. Điện áp U_{GS} cần thiết để KCM lại được ghi bằng điện áp U_P (điện áp ngưỡng). Từ hình có thể suy ra đặc trưng của loại không tích điện là khi $U_{GS} = 0$ thì KCM mở.

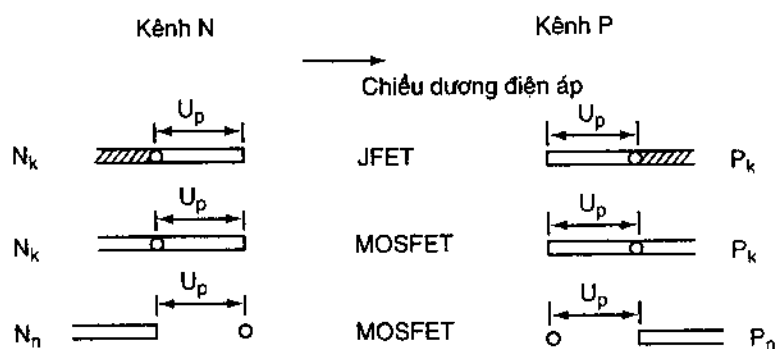


Hình 11.9. Sơ đồ đóng mạch của FET.

Dòng tiếp theo cho thấy các đường đặc trưng của loại hoạt động ở chế độ không tích điện đối với tranzito có điện cực điều khiển cách điện (MOSFET). Những đường đặc trưng này chỉ khác với đường đặc trưng của tranzito JFET là không có giới hạn khi $U_{GS} = 0$. Dòng cuối cùng là các đường đặc trưng độ dẫn kênh của MOSFET lai. Đặc trưng của loại này là khi $U_{GS} = 0$ thì KCM bị khóa.

H.11.9 là sơ đồ đóng mở của các loại KCM đã miêu tả (h.11.3). H.11.10 cho thấy sơ đồ mạch của các KCM loại khác nhau.

Đối với mỗi loại KCM, chỉ số n thể hiện loại tích điện, còn chỉ số k chỉ loại không tích điện. Cần lưu ý rằng đối với tranzito loại MOSFET (h.11.9) dây dẫn B ký hiệu đế, cần được nối vào điện áp dương hơn hoặc âm hơn tùy thuộc vào loại



Hình 11.10. Sơ đồ mạch của các loại khóa.

kênh N hoặc P , sao cho lớp tiếp giáp $P - N$ nằm giữa đế và cực S hoặc D bị khóa trong mọi trường hợp.

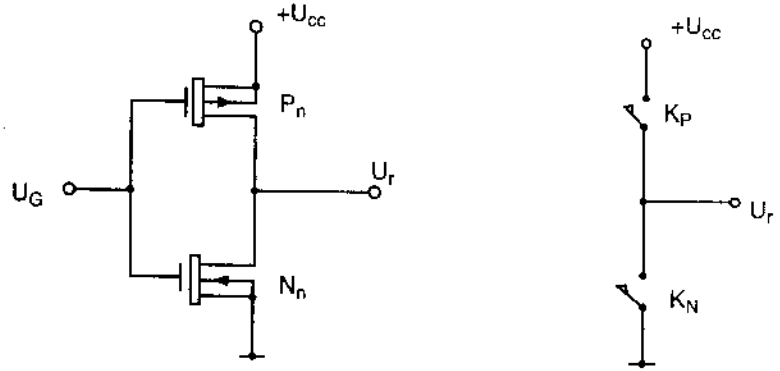
H.11.11 cho thấy ví dụ về mạch điện gồm các phần tử CMOS và bù của nó (MOS). Cả hai tranzito đều loại tích điện, có kích thước hình học giống nhau. Điện áp các cực cổng thay đổi được từ 0 đến điện áp nguồn.

Hoạt động của mạch được mô tả trên h.11.12. Nếu điện áp U_G bằng điện áp đất, tranzito N bị khóa và tranzito P dẫn. Khi đó trên h.11.12 KCM K_P ngắn mạch, K_N hở mạch và $U_r = U_{CC}$.

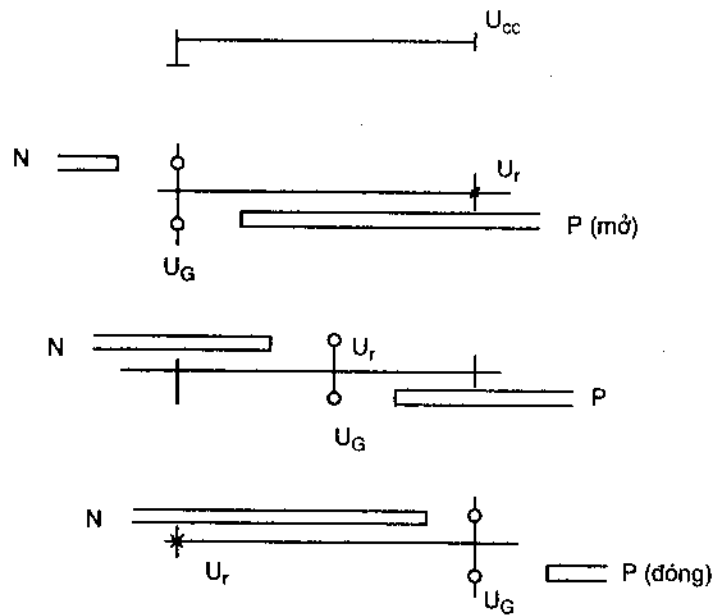
Điện áp U_{GS} của tranzito dẫn P đúng bằng U_{CC} , như vậy từ đường đặc trưng tương ứng với h.11.1d có thể xác định được điện trở nối tiếp r_S của KCM dẫn. Nếu U_G thay đổi theo chiều dương, tranzito N sẽ dẫn. H.11.12 biểu diễn trạng thái $U_G = U_{CC}/2$. Do tính

đối xứng, ta có $U_r = U_{CC}/2$ và cả hai tranzito đều dẫn. Giá trị của dòng điện có thể xác định được dựa trên đặc tuyến của các tranzito, chú ý rằng mỗi một tranzito thì $U_{GS} = U_{DS} = U_{CC}/2$. Cuối cùng, nếu $U_G = U_{CC}$ tình thế sẽ đảo ngược lại, tranzito N dẫn, tranzito P khóa và $U_r = 0$. Trong h.11.11, cơ chế đẩy kéo CMOS là KCM kép, mạch đẩy kéo này không dẫn điện trong trạng thái tĩnh. Đây là một tính chất rất hữu ích trong hệ thống mạch logic. Khi chuyển trạng thái, dòng dẫn ngay lập tức và phụ thuộc vào điện áp cổng (h.11.13).

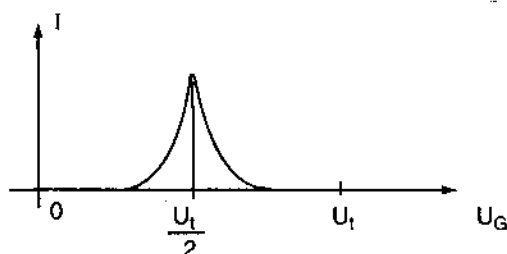
Có thể mô hình hóa các tính chất động của KCM FET bằng mạch thay thế. H.11.14 là mạch thay thế đơn giản nhất. Các tụ C_{GS} cũng như C_{DS} gây ra quá trình đóng mở hữu hạn và còn hay gây ra hiện tượng nhiễu.



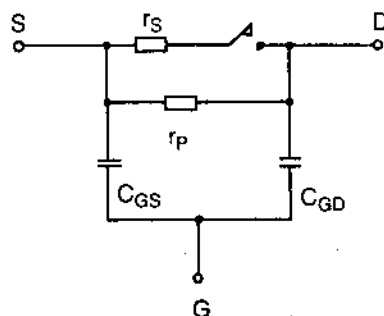
Hình 11.11. KCM theo cơ chế đẩy kéo.



Hình 11.12. Hoạt động của KCM mắc theo cơ chế đẩy kéo.



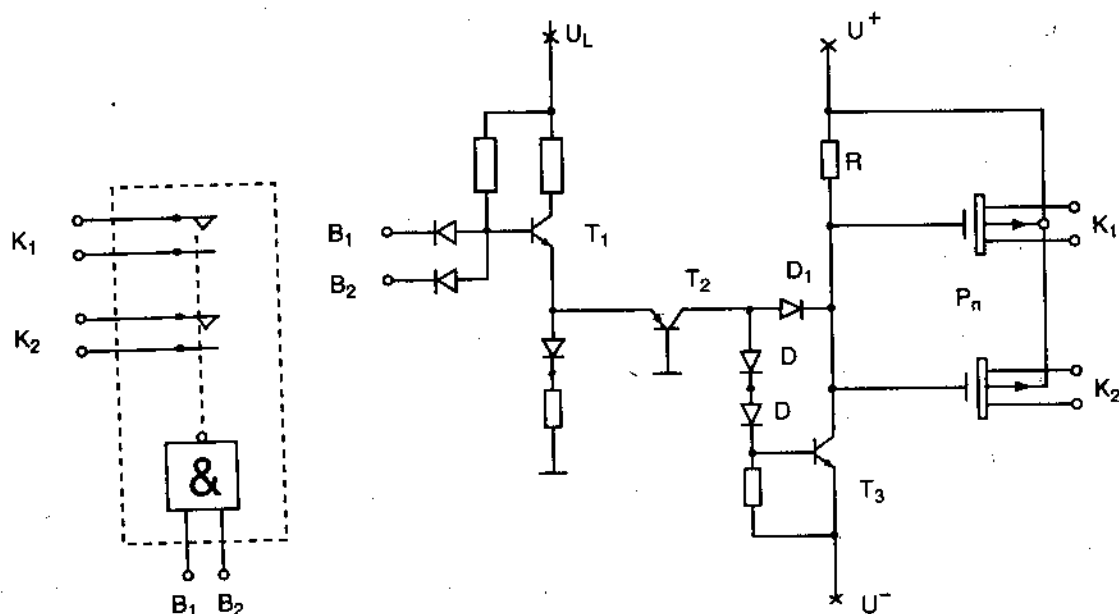
Hình 11.13. Quan hệ giữa dòng và điện áp cổng.



Hình 11.14. Mạch điện thay thế.

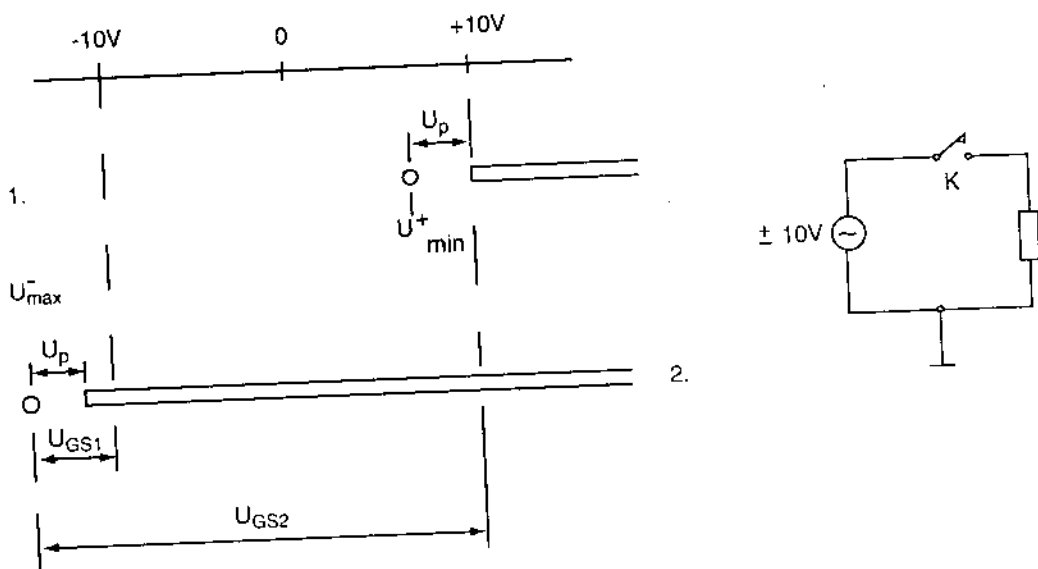
11.2. CÁC MẠCH ĐIỆN ĐIỀU KHIỂN TƯƠNG THÍCH VỚI HỆ THỐNG LOGIC

Phần này đề cập đến một số mạch phục vụ cho việc điều khiển các KCM FET. Các mạch khóa thường được điều khiển bằng các mức logic thông thường. Các mạch điện đảm bảo điện áp cần thiết cho việc đóng mở các tranzito FET. Như đã thấy, các điện áp này phụ thuộc vào các mức điện áp đặt vào KCM. Vì vậy các mạch điện điều khiển thường cần các nguồn cung cấp khác nhau.



Hình 11.15. Khóa chuyển mạch kép.

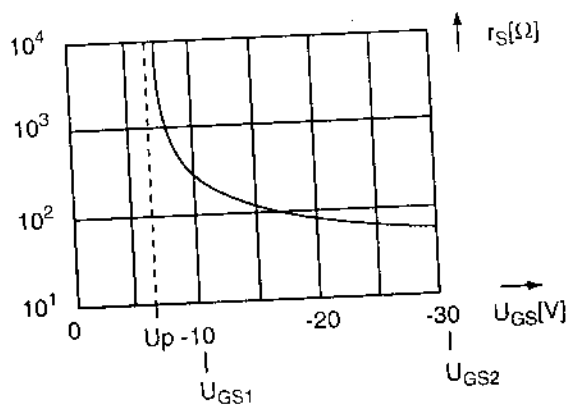
H.11.15 minh họa KCM kép tranzito MOS cùng với các ký hiệu biểu tượng tín hiệu. Hai đầu vào B_1 và B_2 là hai cửa vào của mạch AND. Điện áp nguồn cung cấp để cho mạch tương thích với hệ TTL là $U_L = 5V$. Tùy thuộc vào các mức logic ở đầu vào B_1 và B_2 mà tranzito T_1 khóa hay dẫn. Nếu tranzito T_1 khóa và tranzito T_2 không dẫn thì trong mạch bazơ của tranzito T_3 không có dòng vì D_1 phân cực ngược, như vậy T_3 cũng bị khóa và cực điều khiển của hai tranzito KCM K_1 và K_2 được đấu với điện áp U_{CC}^+ . Đây là trạng thái đóng của các mạch KCM.



Hình 11.16. Điều kiện đóng mở.

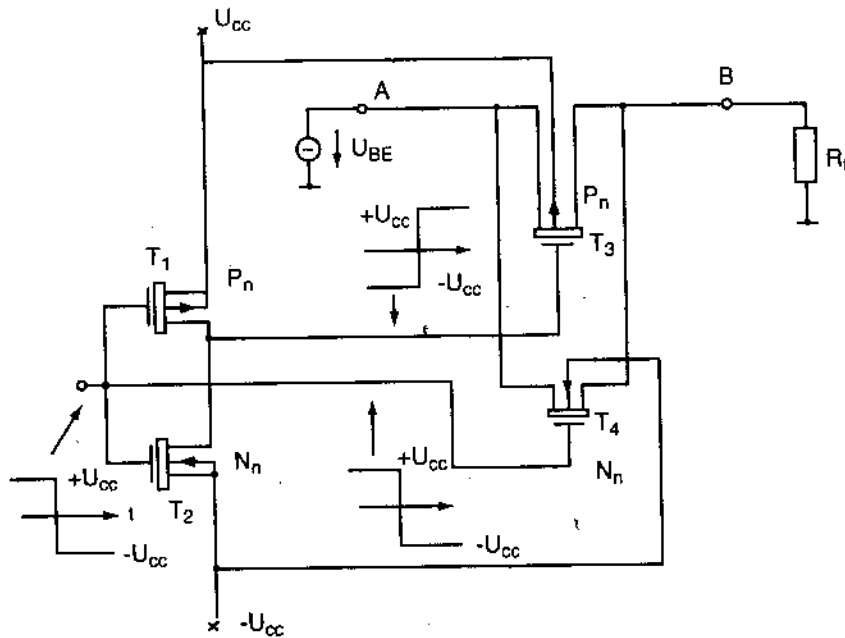
Trạng thái thứ hai là khi T_1 dẫn. Dòng điện của T_1 chạy vòng qua T_2 , mở tranzito T_3 thông qua các diốt D . Tranzito T_3 chuyển về trạng thái giới hạn bão hòa (tất nhiên D và D_1 ngăn các trạng thái bão hòa của tranzito này), lúc này tranzito T_3 đặc trưng cho khóa hoàn toàn đóng. Khi đó cực điều khiển của các tranzito KCM ở điện áp U_{CC}^- . Kết quả là cực điều khiển của FET có điện áp U_{CC}^+ hoặc U_{CC}^- .

Bây giờ ta khảo sát cách lựa chọn giá trị U_{CC}^+ và U_{CC}^- . Các KCM là các tranzito MOSFET kênh tích điện (P_N), điện trở kênh r_S theo hàm của U_{GS} như trong h.11.17. Điện áp ngưỡng của tranzito $U_P = -7V$. Giả thiết rằng tranzito có nhiệm vụ đóng mở trong khoảng mức 10V (ví dụ như điện áp hình sin trong có điện áp đỉnh là 10V). Ta khảo sát điều kiện đóng mở trong theo h.11.16. Dòng thứ nhất cho thấy trạng thái khóa của tranzito. Điểm tới hạn là mức điện áp +10V. Khi đó giới hạn khóa đối với điện áp cổng 10V là $U_P = 3V$. Theo thường lệ giá trị này là giá trị cần thiết tối thiểu là U_{CC}^+ . Vì đây là vị trí giới hạn, cần phải chọn giá trị của U_{CC}^+ lớn hơn và tính đến giá trị U_r , giá trị này bị sai lệch do các điều kiện công nghệ. Cuối cùng nên chọn giá trị U_{CC}^+ là +10V.



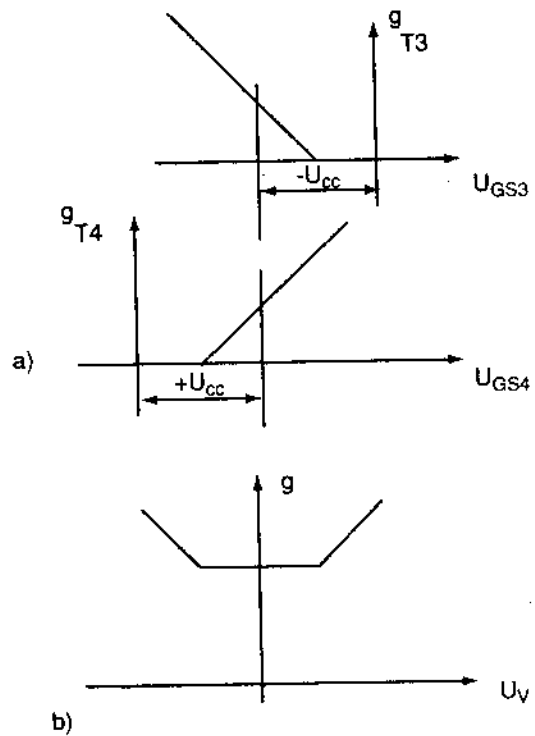
Hình 11.17. Điện trở kênh của công tắc.

Dòng thứ 2 cho thấy trạng thái dẫn. Giá trị U_{CC}^- cực đại được lựa chọn sao cho điện trở kênh r_S không quá lớn trong các trường hợp xấu nhất. Điều kiện thỏa mãn xảy ra tại điện áp U_{GS1} . Trên h.11.17 chọn giá trị U_{GS1} ví dụ là -10V ($r_S = 200 \text{ ohm}$), ta có giá trị cực đại cho phép U_{CC}^- là -20V.



Hình 11.18. Loại trừ sự thay đổi của điện trở r_S .

Trên h.11.17 ta thấy điện trở kênh r_S của KCM bị khóa thay đổi nhiều tùy thuộc vào mức tín hiệu cần đưa vào. Chẳng hạn điện áp cần đóng mở thay đổi trong khoảng $-10V$ đến $+10V$, điện áp điều khiển của tranzito thay đổi từ U_{GS1} đến U_{GS2} , như vậy trên h.11.17 có thể đọc được giá trị r_S thay đổi từ khoảng 60Ω đến 200Ω . Thực tế này cho thấy trường hợp điện áp hình sin sẽ gây ra méo. Độ méo này có thể bỏ qua nếu điện trở mạch ngoài lớn hơn nhiều so với điện trở r_S , chẳng hạn ở mức $100\text{ k}\Omega$. Sai số do sự thay đổi điện trở r_S có thể loại trừ bằng cách mắc song song hai mạch đẩy kéo tranzito loại CMOS (h.11.18). KCM được đấu giữa điểm A và B là hai tranzito T_3 (loại P_n) và T_4 (loại N_n). Tranzito T_3 và T_4 dẫn hoặc khóa đồng thời. Do hai tranzito có tạp chất khác nhau, điện áp điều khiển của hai tranzito trái dấu nhau. Tranzito T_1 và T_2 tạo thành bộ đẩy kéo CMOS.



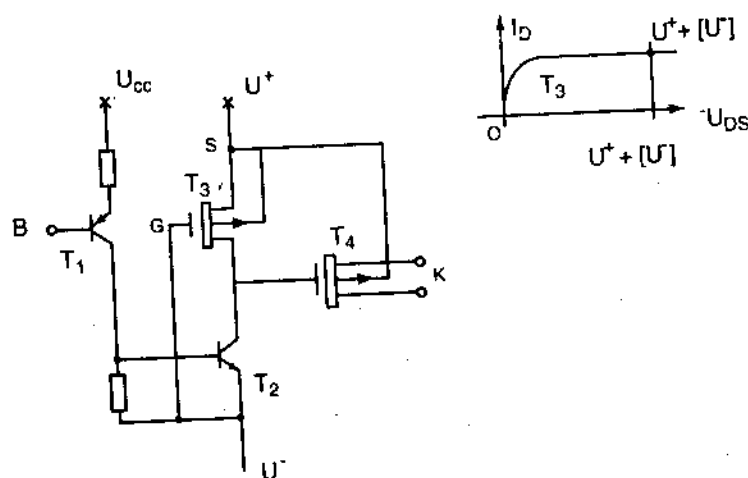
Hình 11.19. Điện trở kênh.

Trên hình vẽ biểu diễn hàm thời gian của điện áp điều khiển phù hợp với quá trình đóng mở. Nhờ các tranzito T_3 và T_4 mắc song song, tổng trở kênh nối tiếp của KCM sẽ không đổi trong một khoảng rộng đối với điện áp vào như trên h.11.19.

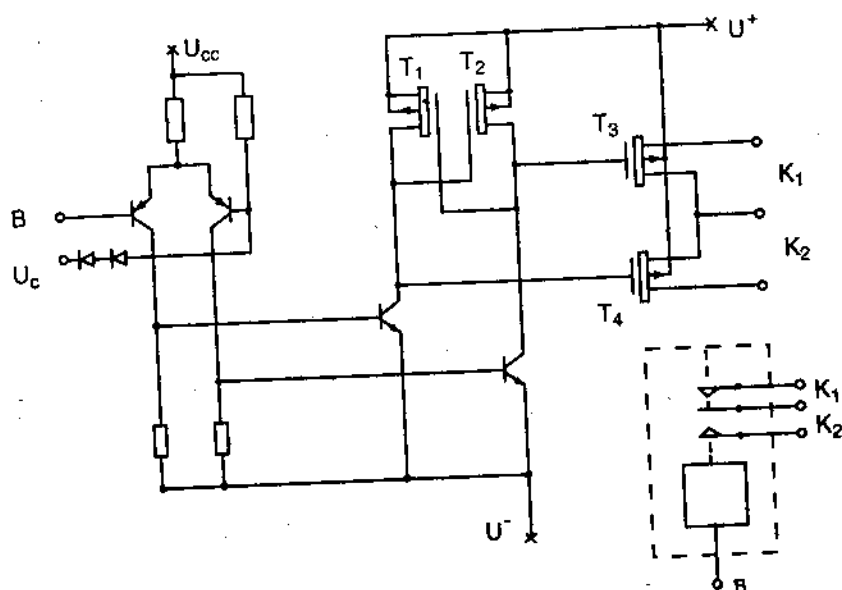
H.11.19a biểu diễn điện trở kênh của tranzito T_3 cũng như T_4 theo hàm số của U_{GS} . Trong trạng thái dẫn hai tranzito được điều chỉnh ở điểm làm việc U_{CC}^+ hoặc U_{CC}^- . Điện dẫn của cả hai tranzito bằng tổng điện dẫn thành phần g_{T3} và g_{T4} . Tổng điện dẫn này được biểu diễn trên h.11.19b. Trục hoành biểu diễn giá trị điện áp vào U_v , vì U_v thay đổi và T_3 và T_4 ở chế độ đẩy kéo, điện dẫn kênh của tranzito này tăng thì độ dẫn của tranzito kia sẽ giảm. Dựa trên sơ đồ mạch có thể dễ dàng xác định được quan hệ giữa $\pm U_{CC}$, U_v và tổng độ dẫn g_s . Tổng độ dẫn thay đổi ít nhiều theo hàm của điện áp vào U_v . Các giá trị tối hạn của U_v là $\pm 10V$ và sai số về độ dẫn là 20%.

Mạch điều khiển đơn giản được biểu diễn trong h.11.20. Dưới tác động của các mức logic đưa vào đầu B, tranzito T_1 và T_2 luân phiên nhau đóng mở. Tranzito T_3 và T_2 là loại MOSFET loại P_n . Tranzito T_4 là KCM được điều khiển sao cho T_2 đóng mở điện áp U_{CC}^+ hoặc U_{CC}^- . Tranzito T_3 nhận điện áp cổng - nguồn (U_{GS}) không đổi là $U_{CC}^+ + |U_{CC}^-|$ và trong trạng thái khóa của tranzito T_2 thì T_3 ngắn mạch. Khi T_2 đóng mạch thì tranzito T_3 là tải tích cực có dòng không đổi. Hình vẽ còn biểu diễn đường đặc trưng của T_3 và điểm hoạt động của hai trạng thái. Trong mạch điện này tranzito T_3 thay thế điện trở tải của tranzito T_2 .

Mạch mắc dưới dạng vi sai được vẽ ở h.11.21. Khuếch đại vi sai bảo đảm đầu vào

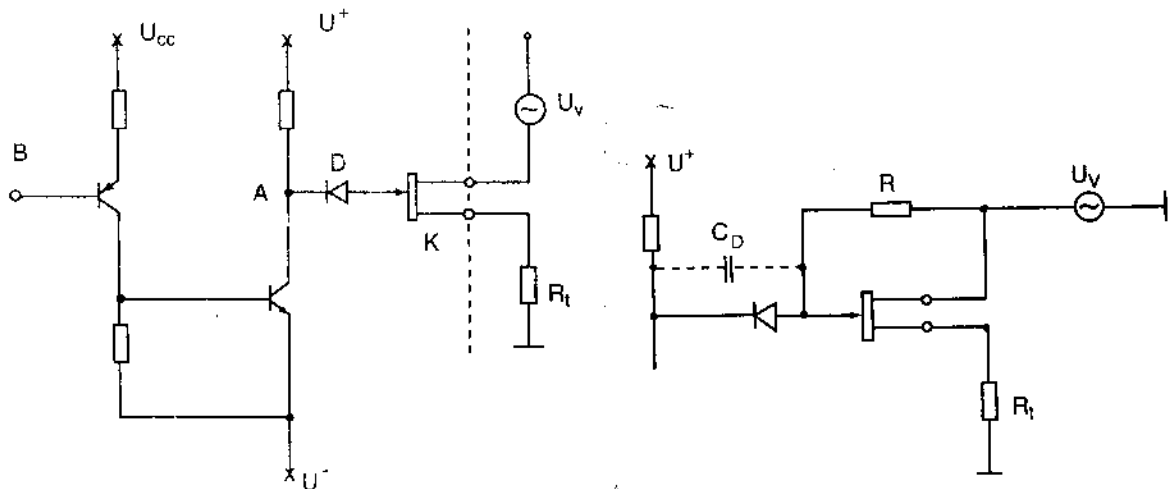


Hình 11.20. Mạch điều khiển đơn giản.



Hình 11.21. Sơ đồ mạch dưới dạng vi sai.

đối xứng. Việc lựa chọn giá trị U_L và điện áp chuẩn U_r đầu vào có thể áp dụng cho hệ thống logic bất kỳ. Các KCM (T_3 và T_4) là những tranzito MOSFET loại P_n . Tranzito T_1 và T_2 đóng mở ngược với tranzito T_3 trong mạch trên.



Hình 11.22. Mạch đóng mở. Hình 11.23. Tụ của diốt bị khóa.

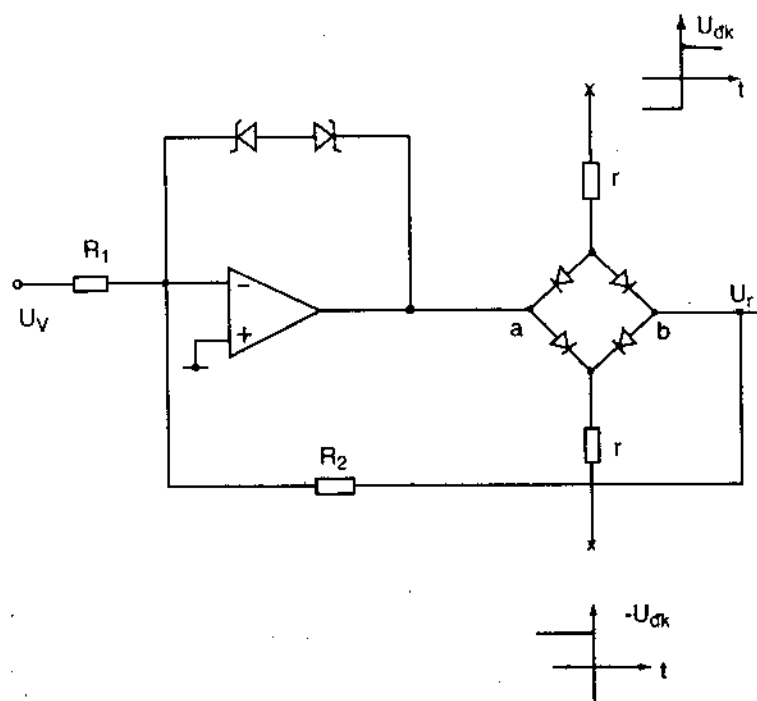
Mạch điện trong h.11.22 áp dụng cho việc điều khiển KCM JFET. KCM là tranzito loại N_K . Tương tự như ví dụ trong hình 11.7, để khóa tranzito cần đến điện áp âm phụ thuộc vào mức đóng. Khi mở cần đảm bảo sao cho cực điều khiển bám kịp với điện áp điều khiển (cần đảm bảo điều kiện: $U_{GS} = 0$). H.11.22 cho mạch đóng mở (U_v, R_t).

Mạch điều khiển về cơ bản giống với mạch trong h.11.20 và tùy thuộc vào điều khiển B tại điểm A xuất hiện điện áp U_{CC}^+ hoặc U_{CC}^- . Nếu tại điểm A có điện áp U_{CC}^- , diốt D sẽ được mở và kéo điện cực điều khiển của tranzito KCM xuống điện áp U_{CC}^- . Lưu ý rằng điện áp sụt trên diốt D rất nhỏ, vì dòng thuận qua diốt rất nhỏ và bằng dòng ngược của cực điều khiển FET. Trong trạng thái đóng điểm A có điện áp U_{CC}^+ , diốt D khóa và chỉ có dòng ngược truyền qua diốt D. Dòng điện rất nhỏ này là dòng thuận đối với lớp tiếp giáp P – N của FET và cần đảm bảo cho điện áp giữa cực cổng – nguồn trong thực tế bằng không, không phụ thuộc vào giá trị của điện áp vào U_v . Đây là tranzito khóa với điện trở kênh không đổi.

Xét về tính chất động, dễ thấy nhược điểm của mạch. Trong h.11.23, tụ của diốt bị khóa là C_D . Khi ở trạng thái khóa diốt D không dẫn, một cực của tụ C_D luôn ở điện áp U_{CC}^+ và cực kia ở điện áp U_v . Nếu U_v thay đổi theo quy luật tuần hoàn, tụ C_D cần được nạp. Kháng rất lớn của mạch cổng làm chậm quá trình tích điện của tụ. Có thể bổ sung điện trở R (100kΩ) để sửa chữa, nhưng lại làm tăng tải của mạch KCM.

Một giải pháp khác thường được sử dụng trong việc điều khiển KCM JFET là dùng KCM khác để khóa các cực G – S như ví dụ trong h.11.24. KCM T_1 là tranzito JFET loại N_K .

11.3. ỨNG DỤNG CỦA KHÓA CHUYỂN MẠCH TƯƠNG TỰ



Hình 11.26. Khóa chuyển mạch tương tự mắc với diốt.

Khóa chuyển mạch tương tự mắc với diốt được biểu diễn trong h.11.26. Mạch vòng diốt được điều khiển bằng điện áp $\pm U_v$. Nếu U_v dương, bốn diốt mở và điện áp ra của bộ khuếch đại là :

$$U_r = -\frac{R_2}{R_1} U_v$$

Nếu bốn diốt đều giống nhau thì giữa hai điểm $a - b$ không có sự chênh lệch điện áp, như vậy điện áp giữa các lớp diốt không có tác dụng tới điện áp đầu ra. Để cho các diốt mở, điện áp điều khiển U_{dk} cần thiết là :

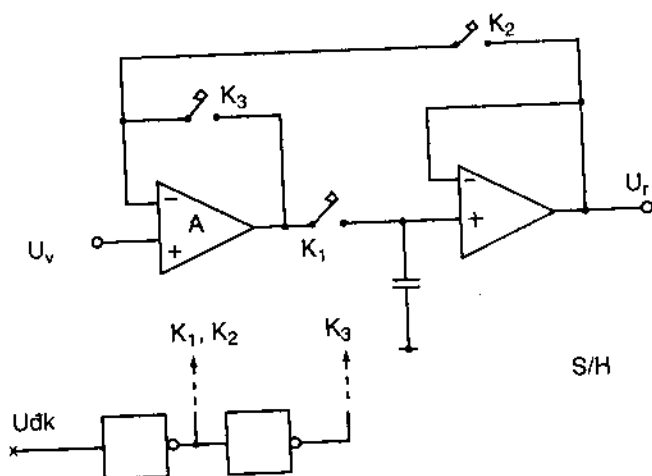
$$U_{dk} > (|U_r|_{\max} + U_v)$$

Các điện trở r không tham gia vào hàm truyền đạt, hầu như tham gia vào tải của khuếch đại. Để đóng KCM cần phải thay đổi cực các điện áp U_{dk} . Khi này bốn diốt bị khóa và vòng phản hồi bị ngắt, điện áp đầu ra U_r bằng không, vì khuếch đại không có hồi tiếp nên bị điều khiển quá mức. Mạch hồi tiếp gồm các diốt Zener sẽ loại trừ hiện tượng điều khiển quá mức.

Các mạch KCM tương tự làm bằng tranzito FET thường được chế tạo dưới dạng mạch tổ hợp để có thể sắp xếp số lượng lớn KCM trong một chip cùng với các mạch điện logic và điều khiển. KCM có các đầu vào tương thích với các mạch logic thường dùng (TTL, DTL, CMOS) được thể hiện qua các ví dụ sau :

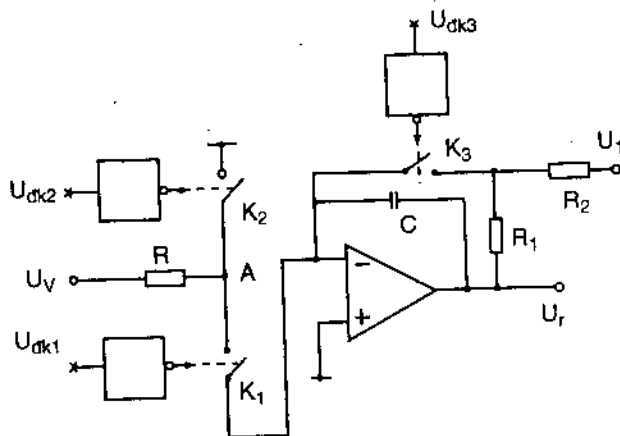
- Bộ lấy mẫu và lưu giữ (S/H) (h.11.27). Bộ điều khiển do các phần tử logic đảm nhận, sao cho nếu K_1 và K_2 dẫn thì K_3 khóa và ngược lại. Khi K_1 và K_2 khóa mạch điện bám đuổi tín hiệu, trái lại

mạch sẽ thực hiện chức năng lưu giữ. Trong thời gian lưu giữ KCM K_3 được dẫn để ngăn cản quá trình bão hòa của khuếch đại A , như vậy sẽ tăng tốc quá trình hoạt động của mạch. Điện trở nối tiếp của KCM sẽ ảnh hưởng đến độ chính xác của mạch điện.



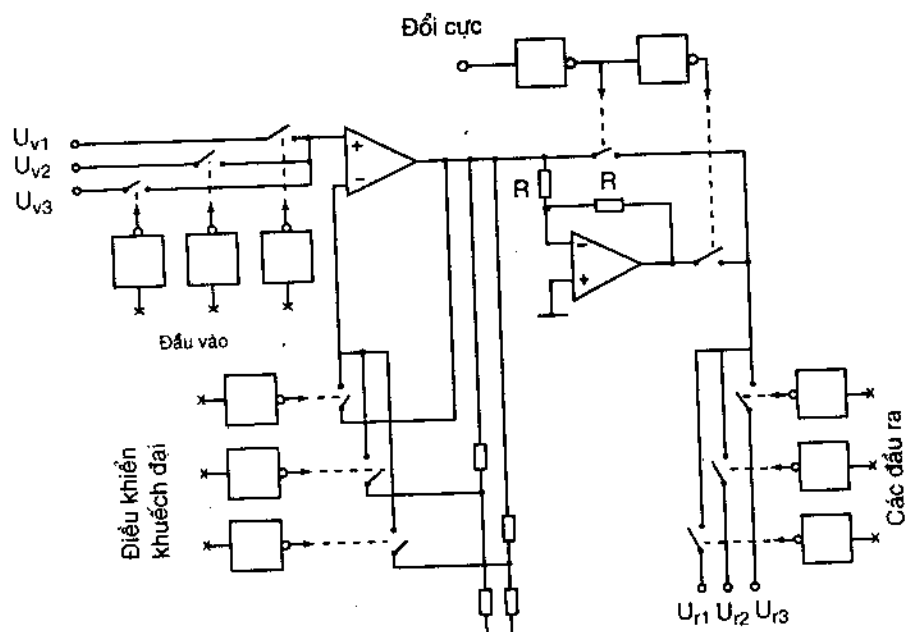
Hình 11.27. Mạch lấy mẫu và lưu giữ.

• Bộ tích phân có điều khiển (h.11.28). Tùy thuộc vào các tín hiệu logic ở đầu vào U_1 , U_2 hoặc U_3 , mạch điện hoạt động ở ba chế độ khác nhau: Điều chỉnh điều kiện ban đầu (từ điện áp U_1 nhờ R_1 và R_2), tích phân và lưu giữ. Vị trí của các khóa tương ứng với ba chế độ hoạt động được biểu diễn trong bảng kèm theo hình vẽ. Điểm A được nối với đất khi K_1 mở, chức năng của K_2 là giảm dòng rò K_1 trong thời gian tích phân và tăng độ chính xác của mạch điện.



	K_1	K_2	K_3
Điều kiện ban đầu	-	+	+
Tích phân	+	-	-
Giữ	-	+	-

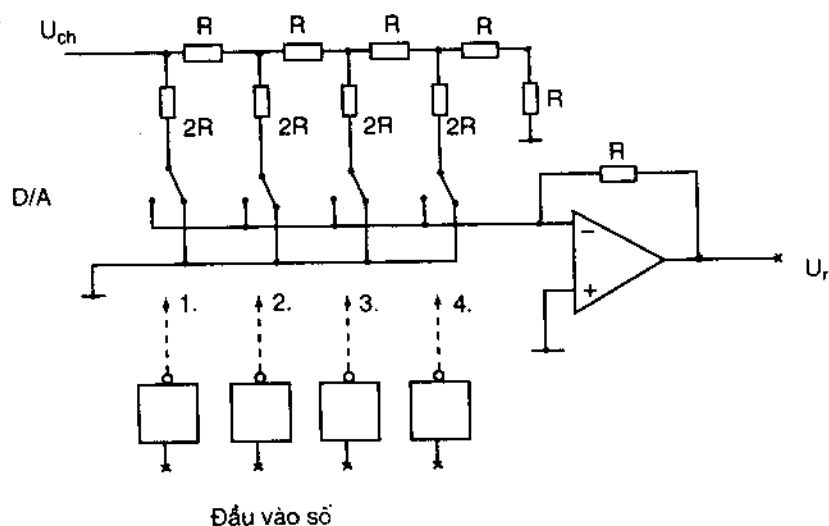
Hình 11.28. Mạch tích phân có điều khiển.



Hình 11.29. Khuếch đại lập trình được.

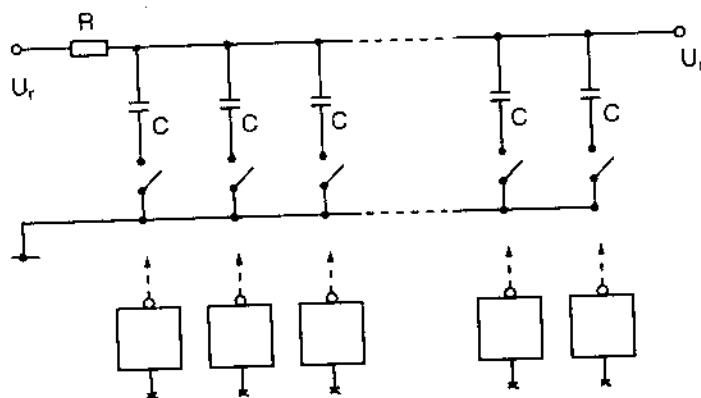
• Bộ khuếch đại lập trình được (h.11.29). Nhờ các mức logic đưa vào các điều khiển đầu vào phù hợp để có thể lập trình được hệ số khuếch đại, phân cực (đảo hay không đảo), các đầu vào ra có thể lựa chọn được.

KCM FET thường áp dụng trong các bộ biến đổi A/D. Giải pháp loại bậc thang $R - 2R$ được vẽ trong h.11.30 dành cho loại 4 bit. Các KCM chuyển đổi nối tắt đầu vào của bộ khuếch đại với đất, như vậy trên thực tế không có điện áp sụt trên đầu vào của bộ khuếch đại, mặt khác thời gian đóng mở của mạch được cải thiện.



Hình 11.30. Biến đổi A/D bốn bit.

• H.11.31 là sơ đồ của *hệ lọc số*. Tín hiệu đồng hồ đồng bộ đóng KCM sao cho tại một thời điểm chỉ có một KCM được khóa. Ta không đi sâu vào khảo sát nguyên lý hoạt động của bộ lọc số, chỉ cần lưu ý là các điện trở nối tiếp của các KCM trong sơ đồ đã phân thảo có ảnh hưởng rất lớn đến hoạt động cũng như các thông số thiết kế của mạch điện.



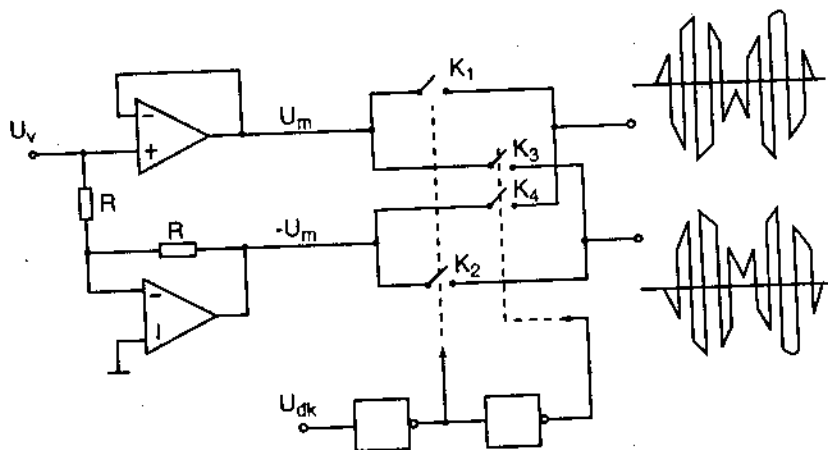
Điều khiển số

Hình 11.31. Mạch lọc số.

• H.11.32 là sơ đồ của *hệ điều chế AM* hai dải biên tần, nén tần số mang (AMDSB/SC) và

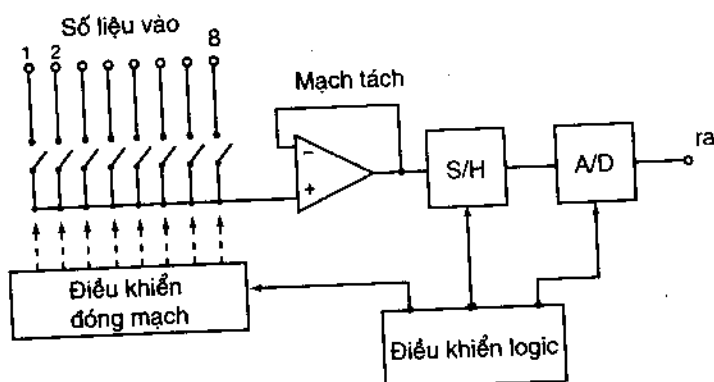
hoạt động của chế độ KCM. Tín hiệu điều chế U_m được đưa vào đầu vào. Tín hiệu tần số mang U_v đóng mở các KCM sao cho điện áp U_m ở đầu ra phân cực theo nhịp độ của tín hiệu tần số mang. Mạch điện hoạt động tới tần số khoảng 100 kHz. Với tần số cao hơn, các chế độ quá độ của KCM ảnh hưởng lớn đến hoạt động của mạch.

• Cũng sơ đồ trong h.11.32 có thể dùng để làm bộ *giải điều chế* các tín hiệu AMDSB/SC. Khi đó tín hiệu đã được điều chế được truyền vào đầu vào U_m . Tín hiệu tần số mang lúc này điều khiển các KCM. Khi sử dụng bộ giải điều chế cần có bộ thu và vị trí pha tối hạn của bộ thu.



Hình 11.32. Điều chế và giải điều chế AM.

• *Mạch phát của hệ thu thập tín hiệu 8 kênh* (h.11.33). Mạch điện điều khiển logic lần lượt nối các kênh dữ liệu vào bộ khuếch đại. Bộ S/H lấy mẫu tín hiệu, sau đó bộ chuyển đổi biến đổi thành tín hiệu số. Tín hiệu số này sẽ xuất hiện ở đầu ra. Tín hiệu đầu ra có thể chỉ thị được, có thể chuyển tiếp trên đường dây, có thể xử lý hoặc có thể sử dụng vào việc điều khiển. Tất nhiên tín hiệu điều khiển logic cần cho việc sử dụng tín hiệu đầu ra, tín hiệu điều khiển này sẽ dẫn tín hiệu đầu ra hiện hành vào một kênh phù hợp.

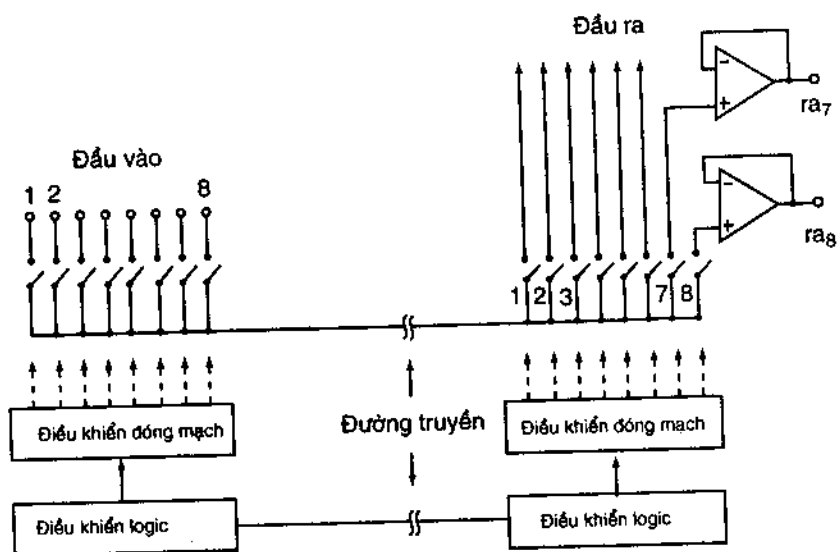


Hình 11.33. Mạch thu thập tín hiệu.

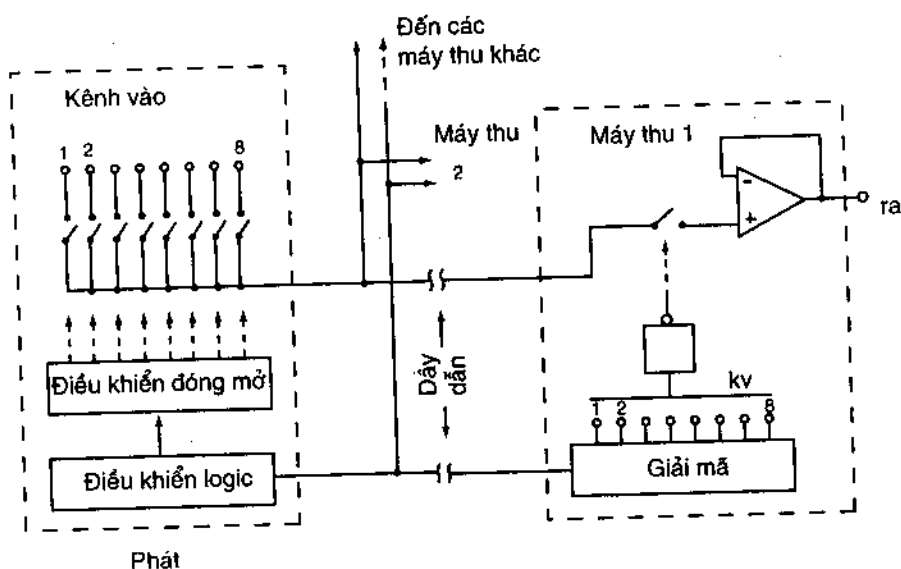
• Bộ dồn kênh và tách kênh (MUX – DEMUX) tương tự 8 kênh được mô tả trên h.11.34 cho phép chuyển tín hiệu của 8 kênh trên một đường dây. Bộ điều khiển logic lần lượt nối 8 kênh vào đường dây, đồng thời tín hiệu điều khiển cũng được chuyển tiếp. Ở cuối đường dây bộ giải điều chế sẽ tạo tín hiệu điều khiển KCM từ tín hiệu điều khiển. Như vậy trên mỗi đầu ra chỉ xuất hiện tín hiệu của một kênh.

Hệ thống tương tự được biểu thị ở h.11.35. Phân phát giống với hệ thống trong h.11.34. Trái lại đầu ra gồm 8 bộ thu nằm trên các vị trí khác nhau. Trên mỗi vị trí thu có thể nhận các tín hiệu kênh sao cho bộ giải mã nằm trong bộ thu tạo ra tín hiệu điều khiển KCM tương ứng với sự đóng mở của mỗi kênh. Có thể tách kênh theo ý muốn nhờ sự hỗ trợ của KCM điều khiển bằng tay K_{dk} trên bộ thu.

Mạch lấy mẫu và giữ (S/H : Sample/Hold) ngày càng được sử dụng rộng rãi trong việc truyền số liệu, kỹ thuật đo lường, xử lý tín hiệu, truyền thông và các lĩnh vực khác.

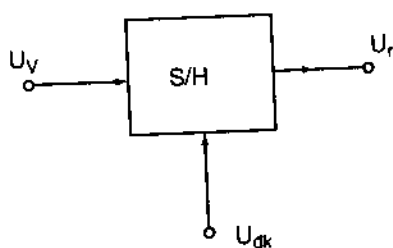


Hình 11.34. Dồn và tách kênh.

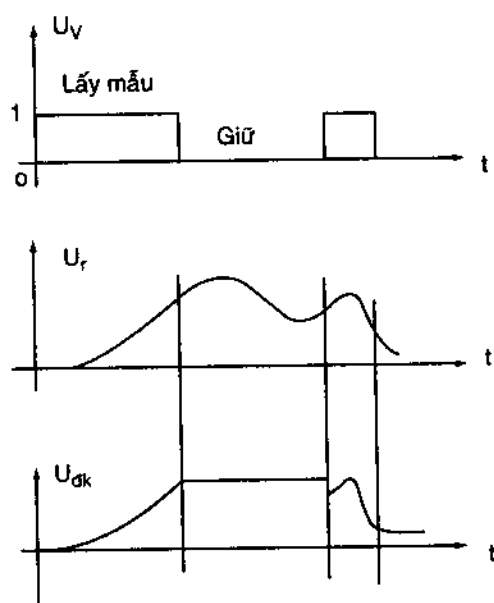


Hình 11.35. Dồn và tách kênh tương tự.

11.4. CÁC MẠCH ĐIỆN LẤY MẪU – LƯU GIỮ



Hình 11.36. Mô hình mạch điện.



Hình 11.37. Mạch giữ bậc không.

Mạch điện lấy mẫu và lưu giữ S/H (h.11.36) có một tín hiệu đầu vào U_v , đầu vào điều khiển U_{dk} và U_r là tín hiệu đầu ra. H.11.37 vẽ các dạng sóng của tín hiệu vào và ra và tín hiệu điều khiển (lưu giữ bậc không). Tín hiệu tương tự được truyền vào đầu vào U_v . Điện áp điều khiển U_{dk} có hai mức. Khi điện áp điều khiển ở mức logic 1, mạch điện thực hiện chức năng lấy mẫu. Trong trạng

thái này hệ thống có độ khuếch đại là một đơn vị. Khi tín hiệu điều khiển xuống mức 0, hệ thống lưu giữ giá trị đầu ra tại thời điểm có đột biến cho tới khi có tín hiệu điều khiển mới. Khi này hệ thống sẽ nhảy sang giá trị tức thời của tín hiệu tương tự và bám đuổi tín hiệu đầu vào. Hoạt động này chỉ đúng với mạch S/H lý tưởng, mạch điện thực tế có nhiều sai số.

H.11.38 minh họa các sai số cụ thể. Tín hiệu điều khiển đóng mạch tại thời điểm t_1 cũng như tại thời điểm t_2 . Đường gạch trên hình vẽ biểu thị điện áp đầu ra lý tưởng. Điện áp đầu ra thực tế (đường liền tục) lệch khỏi đường lý tưởng này vì nhiều lý do. Bên cạnh các sai số còn có số liệu điển hình của từng loại mạch S/H hiện đại :

U_0 : điện áp lệch không ($1 \div 2\text{mV}$)

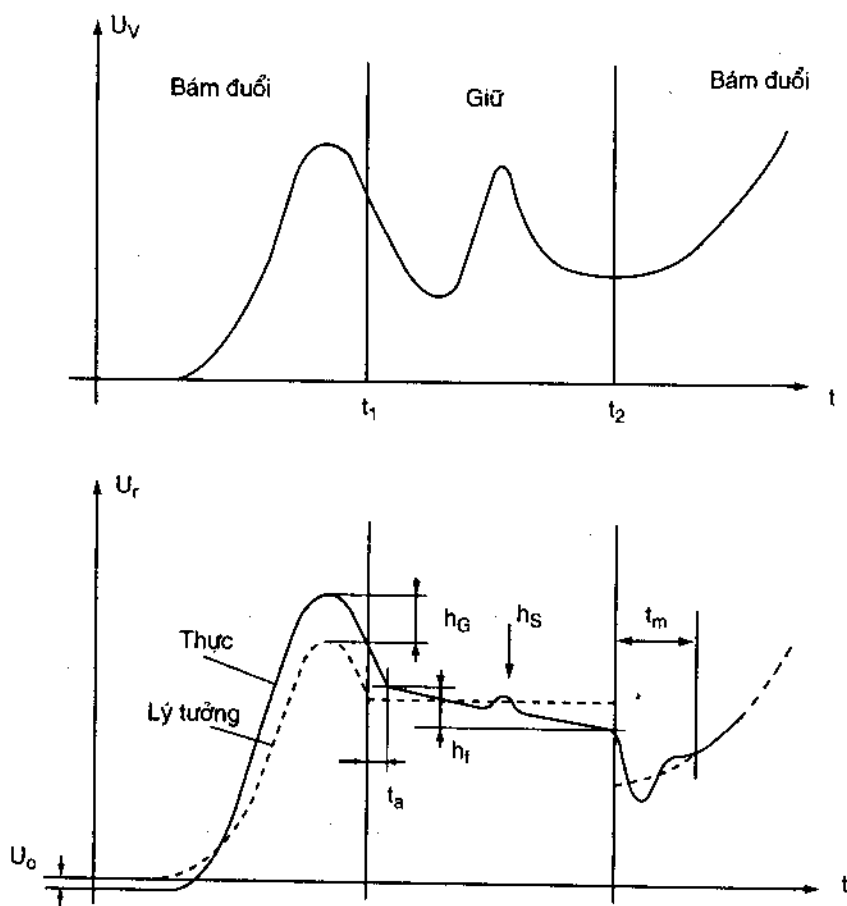
t_a : Thời gian tăng (apertura), thời gian cần thiết để đóng mạch từ thời điểm bám tín hiệu sang lưu giữ ($10 \div 50 \text{ nsec}$).

h_G : Sai số khuếch đại.

h_f : Độ lệch tín hiệu (sụt áp) trong khoảng thời gian lưu giữ ($0,02 \div 5\text{mV}$).

h_S : Độ rò rỉ. Trong thời gian lưu giữ, tín hiệu đi từ đầu vào ($-80, -90 \text{ dB}$).

t_m : Thời gian thiết lập, thời gian cần thiết để chuyển từ trạng thái lưu giữ sang trạng thái bám đuổi tín hiệu ($1 \div 100\mu\text{sec}$).



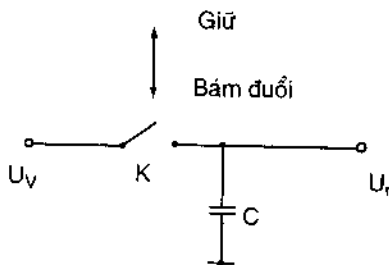
Hình 11.38. Sai số của mạch lấy mẫu và giữ.

Các tín hiệu không độc lập với nhau. Ví dụ, trường hợp sụt áp ít (h_f) thông thường kéo theo thời gian thiết lập lớn (t_m). Tập hợp của các sai số do việc sử dụng quyết định.

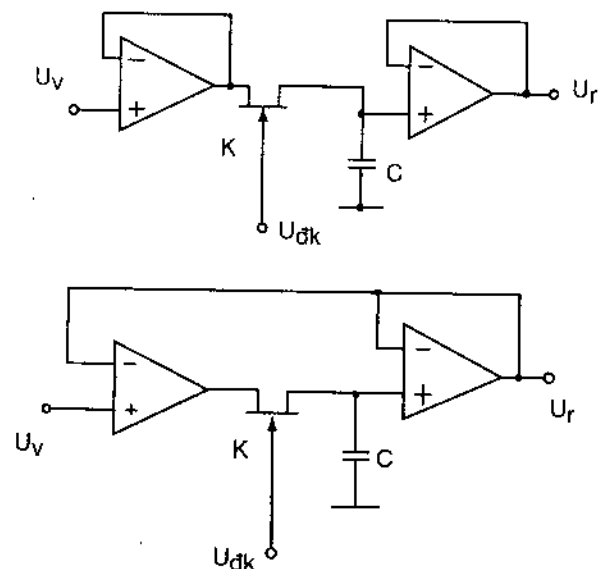
H.11.39 cho thấy nguyên lý hoạt động của mạch S/H. Tín hiệu điều khiển đóng mở KCM K. Khi KCM K ở trạng thái đóng, điện áp ra U_r sẽ bám đuổi theo điện áp đầu vào U_v . Khi KCM K mở, tụ C tích điện áp trên tụ tại thời điểm KCM K mở. Trong thực tế cần đảm bảo việc nạp điện cho tụ C xảy ra từ nguồn có kháng nhỏ sao cho tụ có thể bám đuổi được điện áp đầu vào. Mặt khác trong thời gian lưu giữ điện áp của tụ C phải sử dụng được, không làm cho tụ quá tải. Các điều kiện như vậy có thể thực hiện được nhờ khuếch đại thuật toán. Ví dụ minh họa ở trong h.11.40. Đó là mạch điện thường được áp dụng nhiều nhất. KCM luôn là tranzito FET (JFET hoặc MOSFET), vì có thể đóng mở không có điện áp dư sụt trên đó : với điện trở từ 100Ω đến $1000M\Omega$, tụ điện C ($nF \div \mu F$) cần có chất lượng cao không chỉ về mặt điện rò rỉ, mà còn về mặt phân cực của chất điện môi. Điện áp của tụ có thể lấy ra thông qua một bộ khuếch đại thuật toán.

Trong thực tế vì lý do tải, nên bộ khuếch đại thuật toán có đầu vào là tranzito FET. Sự sụt điện áp (h_f) trong mạch điện này do ba yếu tố gây ra. Ba yếu tố này gây ra sự phóng điện của tụ C trong chế độ lưu giữ. Ba yếu tố đó là : chất lượng của tụ, kháng đầu vào của khuếch đại phối hợp và điện trở của tranzito FET ở chế độ mở. Mức độ phóng điện có thể duy trì ở mức thấp bằng cách một phần chọn các linh kiện thỏa mãn với yêu cầu, phần khác dùng các giải pháp của kỹ thuật mạch. Phương pháp đơn giản nhất là tăng C. Giải pháp này không phải luôn thỏa đáng, vì nó sẽ làm hại đến các tính chất động, đặc biệt là làm tăng thời gian xác lập t_m .

Một trong các mạch điện ở h.11.40 là hệ thống mở. Vì trong hệ thống không có vấn đề ổn định tần số (bù), mạch này hoạt động với tốc độ nhanh, nhưng sai số tĩnh được tích lũy lên. Mạch điện thứ hai là mạch có hồi tiếp bù tần số (tụ C và điện trở nối tiếp của KCM nối tiếp tạo ra điểm cực ở tần số thấp). Như vậy mạch điện bị chậm, nhưng sai số tĩnh nhỏ hơn. Nhờ hồi tiếp cả hai mạch bộ phận đảm bảo cho tụ C tích điện và phóng điện trong giai đoạn bám đuổi xảy ra với kháng nhỏ. Đối với các mạch điện cần chú ý tới chuyển điện áp điều khiển ở mức logic TTL sang mức điện áp phù hợp để dùng cho mạch đóng mở FET. Các mạch hồi tiếp bảo đảm cho hai mạch điện có điện trở vào lớn và điện áp ra nhỏ.

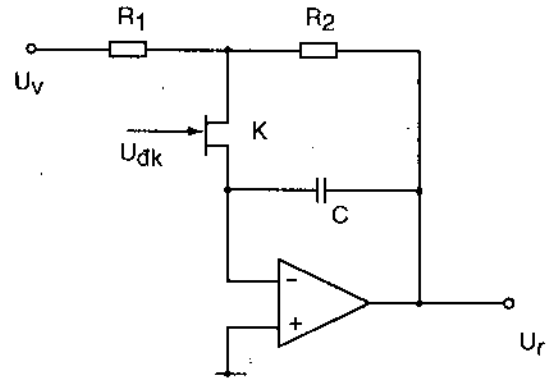


Hình 11.39. Nguyên lý hoạt động của mạch S/H.



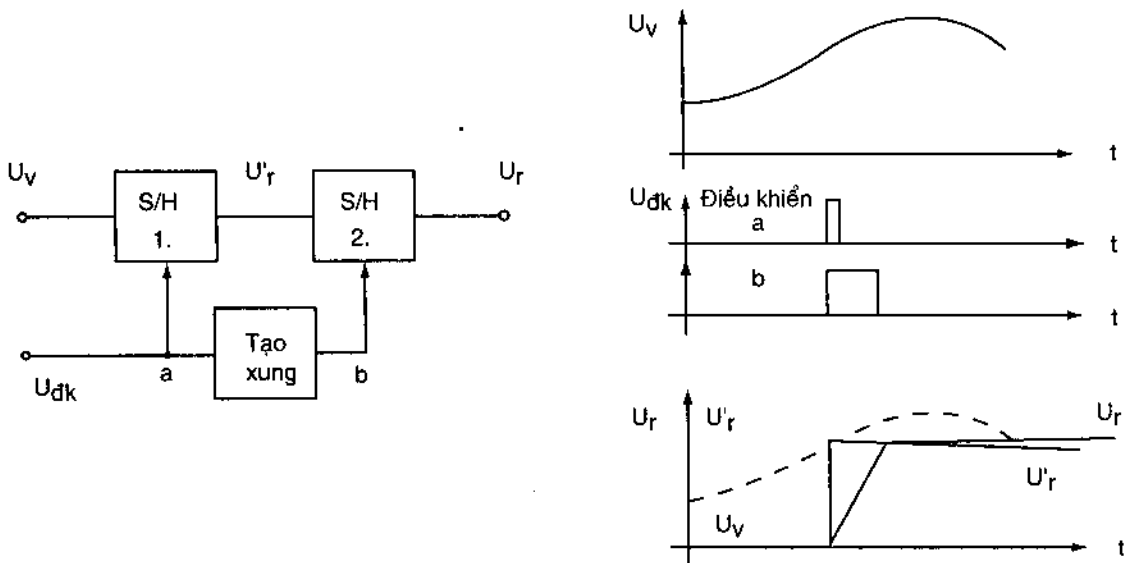
Hình 11.40. Hệ thống S/H mở.

Mạch điện S/H thứ hai thường được sử dụng là mạch tích phân trong h.11.41. Khi KCM K đóng hệ thống bám đuổi tín hiệu tới tần số do R_2 và C xác định. Khi K mở hệ thống lưu giữ. Trong thời gian lưu giữ, các nguyên nhân phóng điện của tụ C cũng giống như mạch trước. Điểm lợi của mạch tích phân là KCM được nối với điểm có điện áp đầu đất, làm cho việc điều khiển đóng mở KCM K và giảm các sai số do KCM không phải là lý tưởng. Đồng thời trong chế độ bám đuổi mạch điện hoàn toàn bị chậm lại. Như ta đã thấy thời gian xác lập t_m ngắn và độ sụt áp (h_m) nhỏ.



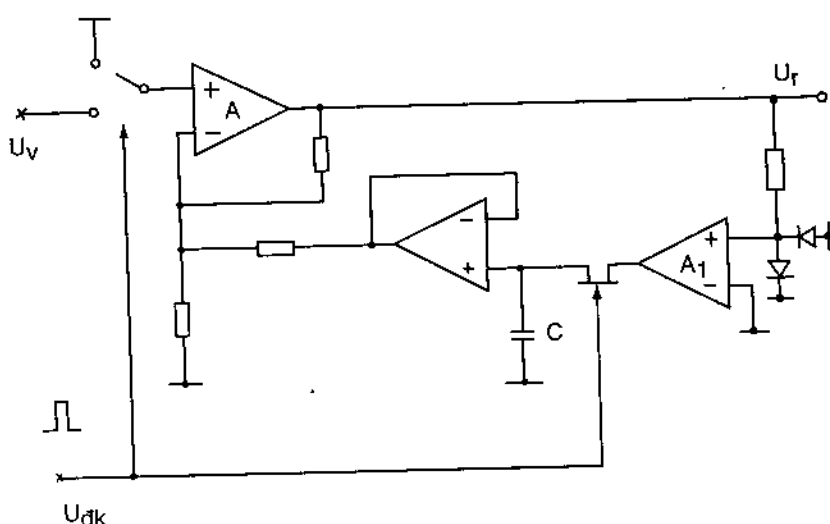
Hình 11.41. Mạch tích phân.

Đó là hai yêu cầu trái ngược. Hai bộ S/H cùng dùng đồng thời có thể đảm bảo t_m nhỏ và h_f nhỏ. Mạch được vẽ ở h.11.42. Hai mạch S/H được ghép theo tầng. Mạch trước có t_m nhỏ và h_f lớn, mạch thứ hai t_m lớn và h_f nhỏ. Mạch điện thứ hai được xung lấy mẫu dài hơn điều khiển. Xung đủ dài để mạch điện thứ hai phù hợp với giá trị đã có và được lưu giữ nhưng lại đủ ngắn để độ sụt điện áp của bộ S/H thứ nhất có thể bỏ qua, mặc dù giá trị h_f của nó lớn.



Hình 11.42. Kết hợp hai mạch S/H để giảm t_m và h_f .

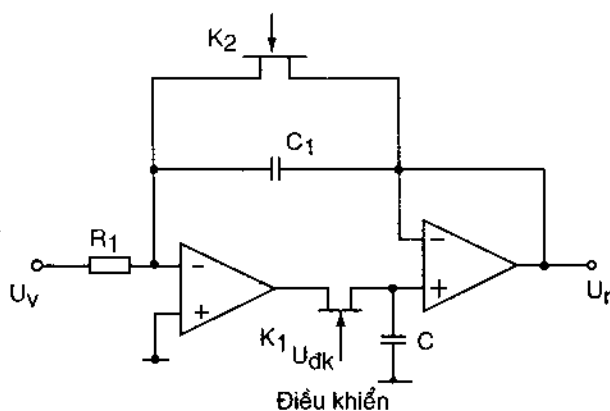
• *Mạch điện tự động điều khiển điện áp lệch không* (h.11.43). Nếu khuếch đại được tạo bởi khuếch đại thuật toán A đòi hỏi các yêu cầu cao sao cho độ trôi (drift) trong thời gian ngắn cũng không xảy ra (ví dụ bộ chuyển đổi A/D, DVM) thì cần phải cân bằng điện áp lệch không (offset) tự động và thực hiện từng thời điểm một. Tín hiệu điều khiển thỉnh thoảng nối đất đầu vào của khuếch đại A và nối mạch S/H để bám đuổi tín hiệu.



Hình 11.43. Mạch tự động điều khiển điện áp lệch không.

Tín hiệu điều khiển này trong các vòng khép kín và do độ khuếch đại A_1 lớn sẽ chỉnh điểm không điện áp lệch không đầu ra. Sau khi ngắt mạch điều khiển, điện áp chỉnh không vẫn còn trong tụ C cho tới chu kỳ cân chỉnh tiếp theo. Cần lưu ý rằng điện áp offset riêng của khuếch đại A_1 vẫn có trong điện áp đầu ra. Vì vậy thiết bị chỉ dùng được khi độ khuếch đại (A_V) của mạch khuếch đại có hồi tiếp A lớn hơn 1 rất nhiều. Như vậy giá trị offset của A_V lớn hơn giá trị offset của khuếch đại rất nhiều.

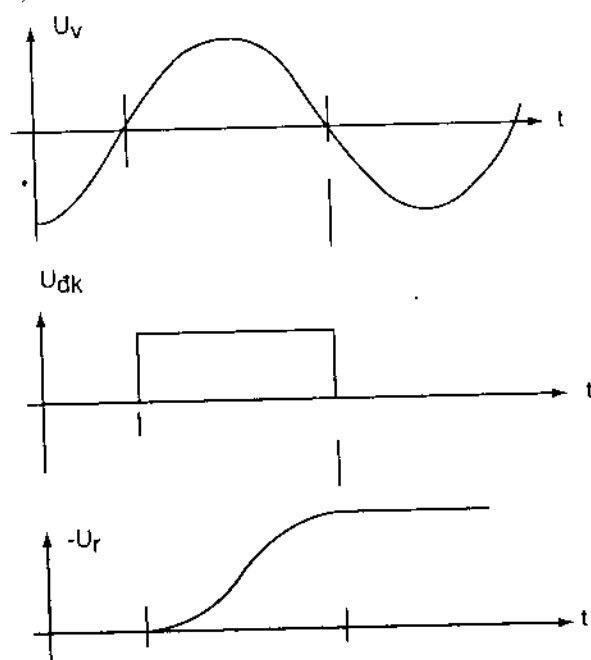
- Mạch tích phân trong thời gian ngắn và lưu lại kết quả tích phân (h.11.44).



Hình 11.44. Mạch tích phân thời gian ngắn.

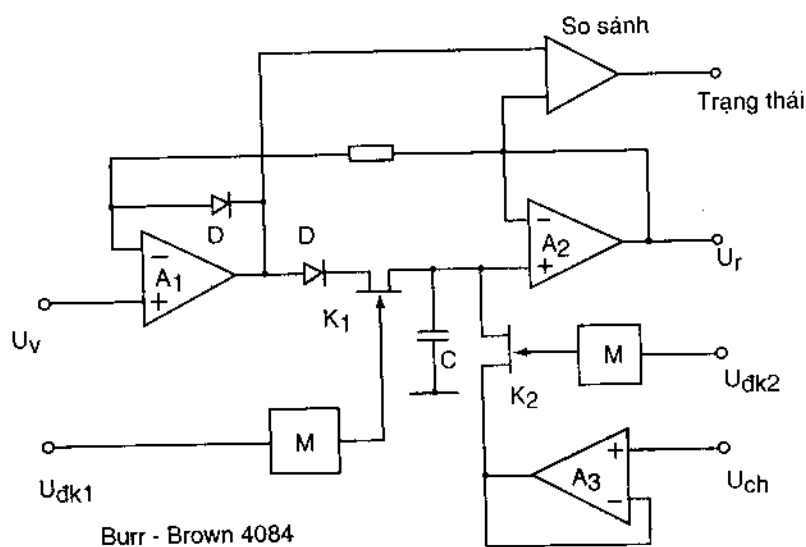
Trong mạch hồi tiếp của S/H người ta đặt một tụ C_1 và điện trở R_1 để tạo ra một bộ tích phân. Giá trị tức thời của kết quả tích phân luôn nằm trên tụ C . Tín hiệu sin trong h.11.45 cho thấy hoạt động của mạch điện. Tín hiệu điều khiển chỉ nối mạch trong thời gian nửa chu kỳ dương của tín hiệu vào. KCM K_2 đoán mạch đảm bảo điều kiện ban đầu của tụ C_1 là không. Khi bắt đầu tích phân

K_1 khóa và K_2 mở. Khi K_1 mở là kết thúc chu kỳ tích phân. Từ thời điểm kết thúc chu kỳ tích phân trở đi, kết quả tích phân được lưu giữ ở đầu ra. Mạch điện cho phép đo tín hiệu có dạng tuần hoàn (ví dụ như giá trị trung bình).



Hình 11.45. Tín hiệu đầu vào của bộ tích phân có dạng sóng hình sin.

- Mạch tách đỉnh trong h.11.46 là mạch S/H đặc biệt.



Hình 11.46. Mạch chỉnh lưu tách đỉnh.

3. Chuyển đổi tương tự – số nối tiếp dùng vòng hồi tiếp. Sơ đồ khối của ADC hoạt động theo phương pháp này được biểu diễn trên h.12.8. Điện áp tương tự U_A được so sánh với một giá trị ước lượng cho trước U_M .

Khi $U_A > U_M$ thì $U_h > 0$

$U_A < U_M$ thì $U_h < 0$

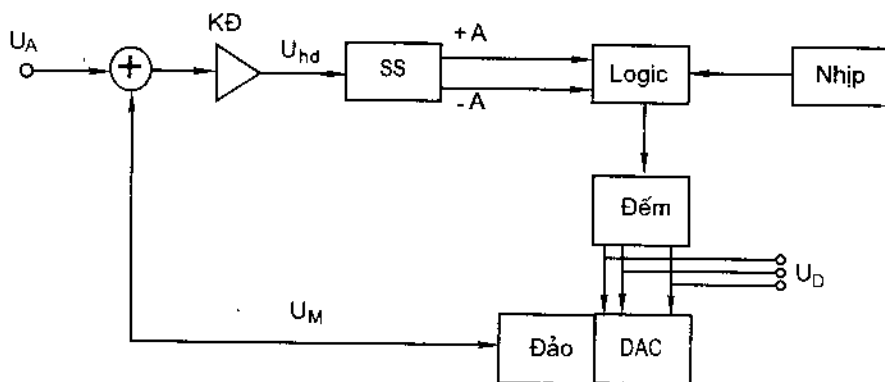
U_h là điện áp sai số giữa U_A và U_M .

Điện áp hiệu dụng U_h được khuếch đại rồi đưa đến mạch so sánh số SS. Nếu :

$U_h > 0$ thì đầu ra SS có $+A = 1$

$U_h < 0$ thì đầu ra SS có $-A = 1$.

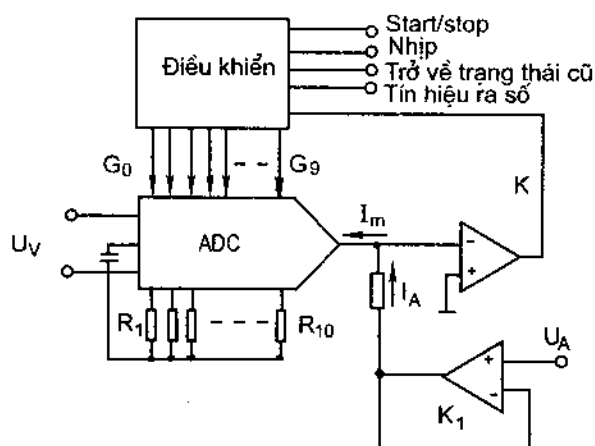
Kết quả so sánh được đưa vào một mạch logic đồng thời với tín hiệu nhịp. Tùy thuộc vào tín hiệu ra SS, tại những thời điểm có xung nhịp, mạch logic sẽ điều khiển bộ đếm sao cho ứng với $+A$ thì bộ đếm đếm thuận và $-A$ thì bộ đếm đếm ngược. Nếu bộ đếm được kết cấu theo quy luật của mã nhị phân thì trên đầu ra ADC sẽ có tín hiệu số dưới dạng mã đó. Tín hiệu đi được một vòng ứng với một chu kỳ của xung nhịp.



Hình 12.8. Sơ đồ khối ADC nối tiếp dùng vòng hồi tiếp.

Tín hiệu số xác định được trong bước so sánh thứ nhất qua DAC sẽ tạo ra một giá trị ước lượng mới để so sánh với U_A trong bước tiếp theo. Quá trình này được lặp đi lặp lại đến khi $|U_h| < \frac{Q}{2}$, lúc đó $+A = -A = 0$, do đó mạch đếm giữ nguyên trạng thái và ta được kết quả chuyển đổi chính xác của U_A ứng với N bit yêu cầu. Trong phương pháp này giá trị ước lượng U_M tiệm cận dần đến U_A , nên nó còn được gọi là phương pháp xấp xỉ.

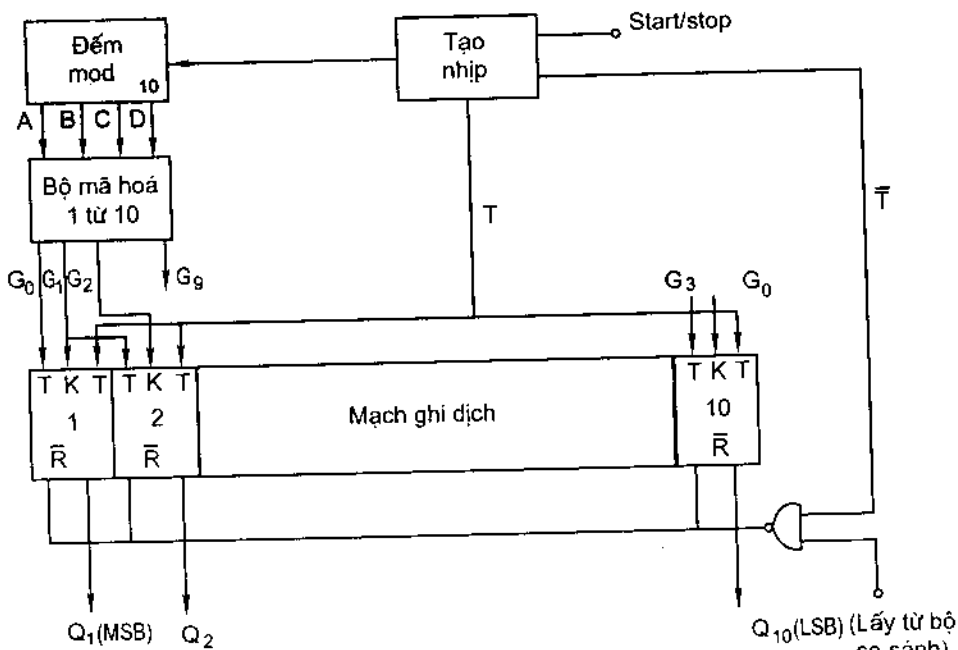
So sánh với các phương pháp đã xét, ở đây mạch đơn giản, các linh



Hình 12.9a. ADC nối tiếp dùng vòng hồi tiếp.

kiện được sử dụng lặp lại nhiều lần. Mạch hoạt động với tốc độ không cao, nhưng chính xác. Tới 90% các volt – met số bán trên thị trường thế giới hoạt động theo nguyên tắc này.

Ví dụ, ta xét sơ đồ khối cụ thể trong h.12.9a. Điện áp tương tự U_A được đưa qua bộ khuếch đại đệm K_1 . Trên đầu ra K_1 có dòng I_A . I_M là dòng ước lượng ban đầu lấy từ DAC và được dùng để so sánh với I_A nhờ bộ so sánh K_2 . Khi $I_M > I_A$ thì đầu ra $K = 1$ và khi $I_M < I_A$ thì đầu ra $K = 0$. Đầu ra K của bộ so sánh được nối với một đầu vào của bộ điều khiển. Quá trình biến đổi tiếp theo được giải thích trên sơ đồ bộ điều khiển h.12.9b.



Hình 12.9b. Sơ đồ bộ điều khiển trong ADC nối tiếp hình 13.9a.

Khi mạch tạo xung nhịp hoạt động, mạch đếm mod 10 cũng hoạt động. Thông qua bộ mã hóa 1 từ 10 tín hiệu G_0 được đưa đến trigơ FF₁ làm cho đầu ra Q_1 chuyển trạng thái từ 0 sang 1. Tín hiệu $Q_1 = 1$ được đưa đến DAC để điều khiển khóa dòng, nhờ đó DAC tạo ra dòng ước lượng I_{M1} ứng với MSB để thực hiện bước so sánh thứ nhất: nếu quá trình so sánh cho kết quả $K = 1 (I_{M1} > I_A)$, tín hiệu đi qua mạch "NAND" về trigơ thứ nhất vào cổng $\bar{R} = 0$ làm cho $Q_1 = 0$, nghĩa là dòng ước lượng I_{M1} ứng với MSB (một nửa dải hoạt động) bị xóa vì thực tế $I_A < I_{M1}$. Ngược lại khi $K = 0$ thì $\bar{R} = 1$, do đó $Q_1 = 1$ (giữ nguyên trạng thái cũ) nghĩa I_{M1} được lưu lại trong mạch, vì thực tế $I_A > I_{M1}$. Như vậy thông qua bước so sánh trên đã xác định được bit thứ nhất Q_1 .

Bằng cách như vậy, tại những thời điểm có xung nhịp đưa đến đầu vào T của các trigơ (FF) có thể xác định được các bit tiếp theo. Tín hiệu ra số có 10 số hạng (10 bit). Kết quả cuối cùng được ghi nhận trong bộ ghi dịch gồm có 10 trigơ. Đến bước so sánh thứ 11 thì mạch đếm mod 10 trở về không, để bắt đầu chuyển đổi một tín hiệu tương tự khác (ở thời điểm tiếp theo).

Cần chú ý rằng, thời gian nhận tín hiệu từ trigger đưa đến DAC là thời gian tồn tại xung nhịp. Còn thời gian ghi kết quả thông qua cửa $\bar{R}$ là thời gian nghỉ giữa các xung nhịp ($\bar{T}$). Nhờ cách bố trí đó, thời điểm nhận và ghi tín hiệu không trùng nhau nên tránh được nhầm lẫn.

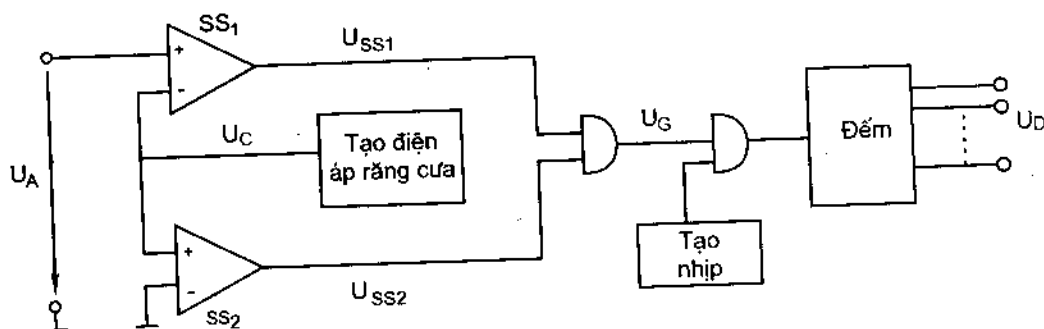
Mạch đếm mod 10 là mạch đếm theo mã nhị phân có 4 số hạng ABCD, nhưng chỉ để biểu diễn 10 giá trị (BCD – code). Bộ mã hóa biến đổi mã BCD vào thành mã 1 từ 10 theo bảng 12.1.

BẢNG 12-1. BẢNG MÃ CỦA BỘ MÃ HÓA TRONG HÌNH 12.9B

	Mã BCD				Mã 1 từ 10									
	DCBA				G_0	G_1	G_2	G_3	G_4	G_5	G_6	G_7	G_8	G_9
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
4	0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
5	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
6	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Với sơ đồ chuyển đổi này, người ta đã chuyển đổi được 10 bit trong $18\mu s$.

4. Chuyển đổi tương tự – số theo phương pháp đếm đơn giản. Nguyên lý của bộ ADC theo phương pháp đếm đơn giản được trình bày trong h.12.10 và h.12.11.



Hình 12.10. Sơ đồ nguyên tắc của ADC hoạt động 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 SS1. Khi $U_A > U_C$ thì $U_{SS1} = 1$, khi $U_A < U_C$ thì $U_{SS1} = 0$. Bộ so sánh SS2 so sánh điện áp răng cưa với mức 0V (đất). U_{SS1} và U_{SS2} được đưa đến một mạch “AND”. Xung ra U_G có độ rộng tỷ lệ với độ lớn của điện áp vào U_A với giả thiết xung chuẩn dạng răng cưa có độ dốc không đổi. Mạch “AND” thứ 2 chỉ tạo ra các xung nhịp khi tồn tại xung 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 thực chất là một bộ tích phân. Có thể dùng sơ đồ nguyên lý trên h.12.12. Dùng điện áp chuẩn một chiều U_{ch} để nạp điện cho tụ C thông qua điện trở R , ta có điện áp ra :

$$U_C = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{ch} dt = \frac{U_{ch}}{RC} t.$$

Giả sử tại $t = t_M$ thì $U_C = U_A$, ta có

$$U_A = \frac{U_{ch}}{RC} t_M$$

do đó :
$$T_M = \frac{U_A}{U_{ch}} RC$$

Số xung nhịp đếm được trong khoảng thời gian t_M gọi là Z . Vậy $Z = f_n t_M$ với f_n là tần số xung nhịp.

Hay :
$$Z = f_n \frac{U_A}{U_{ch}} RC \quad (12.9)$$

Theo biểu thức (12.9) ta thấy Z tỷ lệ với U_A như mong muốn, nhưng Z còn phụ thuộc R , C và f_n . Nếu những tham số này không ổn định thì kết quả đếm có sai số. Ngoài ra, phương pháp này yêu cầu f_n phải đủ lớn để có thể đạt được độ chính xác mong muốn.

5. Chuyển đổi tương tự – số theo phương pháp tích phân hai sườn dốc. Mạch điện trên h.12.13 minh họa nguyên tắc hoạt động của ADC theo phương pháp tích phân hai sườn dốc. Khi mạch logic điều khiển cho khóa K ở vị trí 1 thì U_A (điện áp tương tự cần chuyển đổi) nạp điện cho tụ C qua điện trở R . Trên đầu ra mạch tích phân A_1 có điện áp :

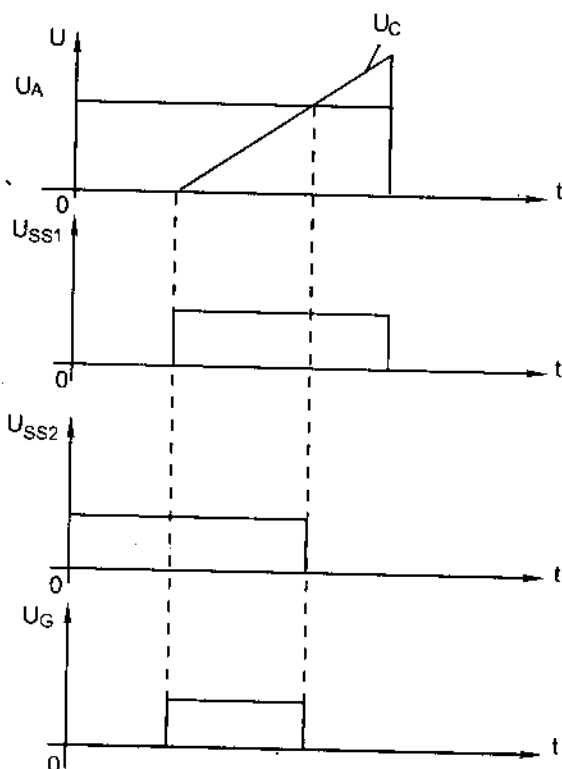
$$U_C = \frac{1}{RC} \int U_A dt = \frac{1}{RC} U_A t \quad (12.10)$$

Giả thiết thời gian nạp cho tụ là t_1 , ta có điện áp hạ trên tụ sau thời gian t_1 là :

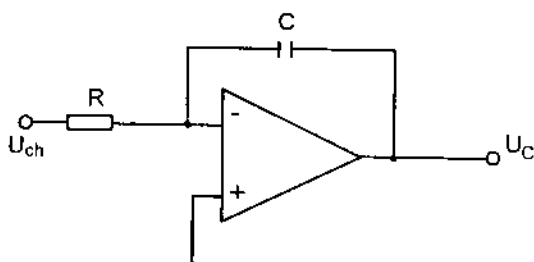
$$U_{C1} = \frac{U_A}{RC} t_1 \quad (12.11)$$

U_{C1} tỷ lệ với U_A .

Tùy theo giá trị của U_A lớn hay nhỏ, đặc tuyến $U_C(t)$ có độ dốc khác nhau như trên h.12.12. Trong thời gian t_1 , bộ đếm Z_o



Hình 12.11. Đồ thị thời gian điện áp ra của các khối trên hình 12.10.



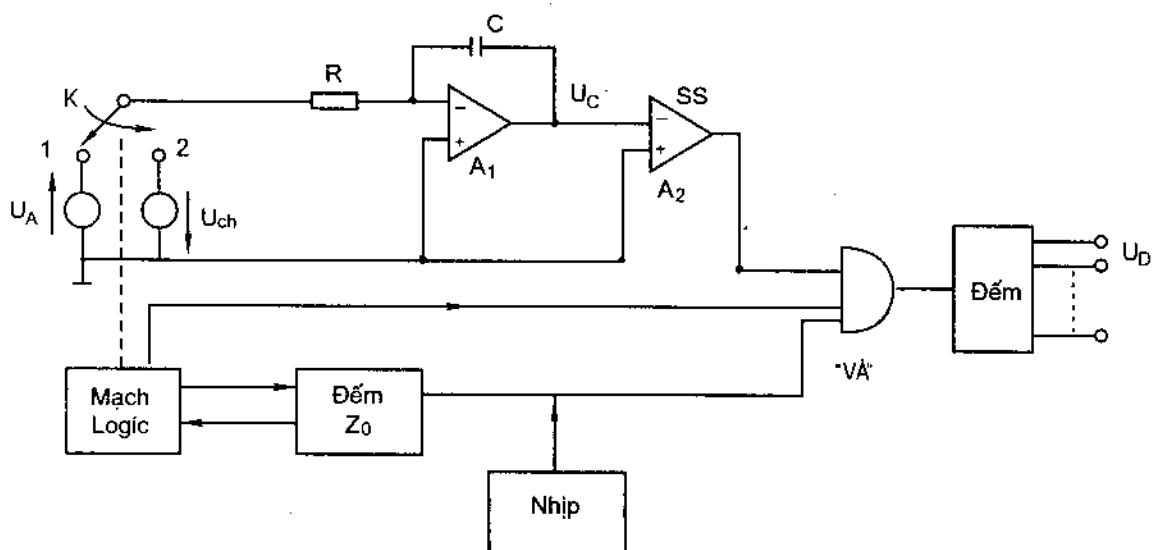
Hình 12.12. Sơ đồ nguyên lý mạch tạo xung răng cưa.

cũng đếm các xung nhịp. Hết thời gian t_1 khóa K được mạch logic điều khiển sang vị trí 2, đồng thời tín hiệu từ mạch logic cũng được đưa đến mạch "AND" làm cho mạch "AND" 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.

Khi K ở vị trí 2, điện áp chuẩn U_{ch} bắt đầu nạp điện cho tụ C theo chiều ngược lại, phương trình nạp là :

$$U_{Ct2}'' = -\frac{U_{ch}}{RC}t \quad (12.12)$$

$$\text{Sau một khoảng thời gian là } t_2 \text{ thì : } U_{Ct2}'' = -\frac{U_{ch}}{RC}t_2 \quad (12.13)$$



Hình 12.13. Sơ đồ nguyên lý của ADC hoạt động theo phương pháp tích phân hai sườn dốc.

Giả thiết sau thời gian t_2 thì $|U_C'| = |U_C''|$, nghĩa là điện áp U_C trên tụ bằng không. Theo (13.11) và (13.13) ta có :

$$\frac{U_A}{RC}t_1 = \frac{U_{ch}}{RC}t_2$$

hoặc :

$$t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}}t_1 \quad (12.14)$$

Mặt khác, có thể xác định được số xung đưa đến mạch đếm Z_0 trong thời gian t_1 là :

$$Z_0 = t_1 f_n \quad (12.15)$$

trong đó f_n là tần số của dãy xung nhịp. Từ (12.15) suy ra :

$$t_1 = \frac{Z_0}{f_n} \quad (12.16)$$

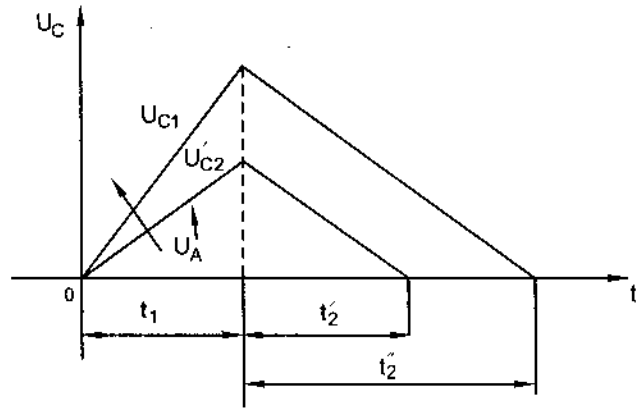
Thay (12.16) vào (12.14) ta được :

$$t_2 = \frac{U_A}{U_{ch}} \frac{Z_0}{f_n} \quad (12.17)$$

Do đó xung nhịp đếm được nhờ mạch đếm ở đầu ra trong khoảng thời gian t_2 là :

$$Z = t_2 f_n = \frac{U_A}{U_{ch}} Z_0 \quad (12.18)$$

Sau thời gian t_2 mạch đếm ra bị ngắt, vì $U_C = 0$ và mạch logic đóng cổng "AND". Quá trình đó được lặp lại trong chu kỳ chuyển đổi tiếp theo. Theo (12.18) 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 nhịp f_n , như trong phương pháp đếm đơn giản. Vì thế kết quả chuyển đổi khá chính xác và để tăng độ chính xác không cần chọn f_n cao. Tuy nhiên tần số 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 (12.13) không gây sai số.



Hình 12.14. Đồ thị thời gian điện áp sụt trên mạch tích phân.

$$U_{C1} \sim U_{A1}, U_{C2} \sim U_{A2} \text{ với } U_{A1} > U_{A2}$$

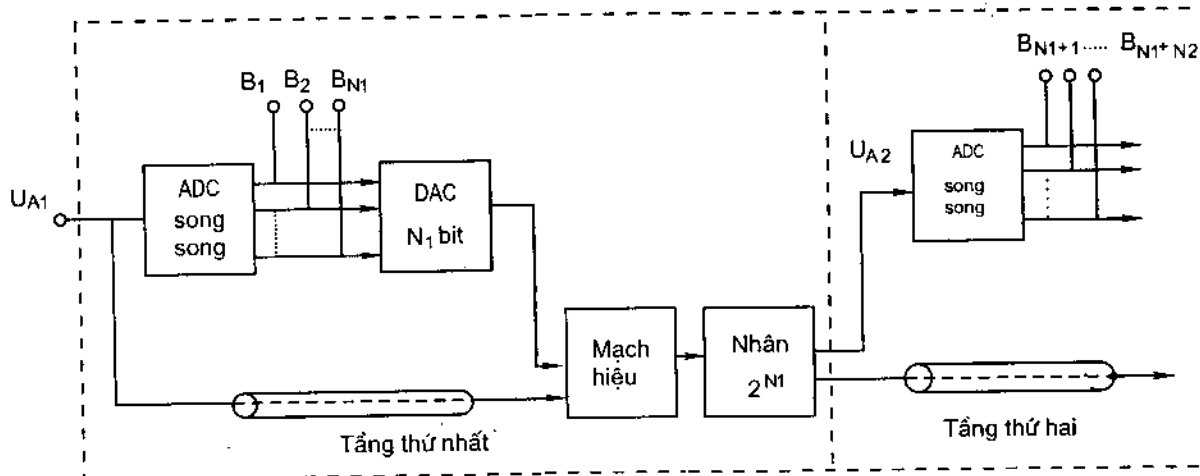
Trong phương pháp đếm đơn giản và phương pháp tích phân hai sườn dốc, ta đã làm cho điện áp U_A tỷ lệ với thời gian (t_1, t_2) rồi đếm số xung nhịp xuất hiện trong khoảng thời gian đó. Vì vậy các phương pháp này còn có tên gọi chung là phương pháp gián tiếp thông qua thông số thời gian. Tương tự như vậy, cũng có thể biến đổi điện áp ra tần số, rồi đếm tần số xác định điện áp tương tự ở đầu vào. Đó là phương pháp biến đổi gián tiếp thông qua tần số.

6. *Chuyển đổi tương tự – số theo phương pháp song song – nối tiếp kết hợp.* Đây là sự kết hợp giữa phương pháp song song (mục a) và phương pháp phân đoạn (mục b) nhằm dung hòa ưu khuyết điểm của hai phương pháp này. Nó giảm bớt độ phức tạp của mạch so với phương pháp song song và tăng tốc độ chuyển đổi so với phương pháp phân đoạn từng bit. Cũng có thể gọi đây là phương pháp phân đoạn từng nhóm bit, với số bit trong mỗi nhóm $N \geq 2$.

Sơ đồ này gần giống sơ đồ h.12.7. Thay vào bộ ADC 1 bit, ở đây dùng bộ chuyển đổi song song N_1 bit, với $N_1 \geq 2$. Trong bước so sánh thứ nhất, ta xác định được N_1 bit từ B_1 đến B_{N_1} . Để chuyển đổi N bit, phải dùng 1 tầng, với $1 = \frac{N}{N_1}$. Mỗi tầng dùng $(2^{N_1} - 1)$ bộ so sánh. Như vậy để

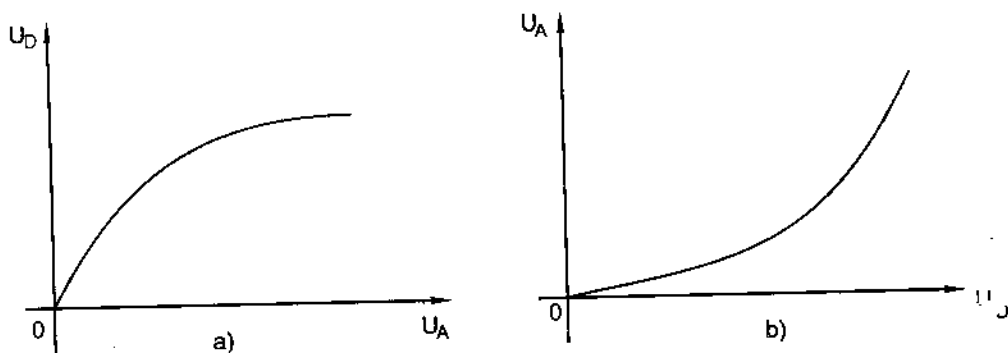
chuyển đổi N bit, phải dùng $(1(2^{N_1} - 1) = \frac{N}{N_1}(2^{N_1} - 1))$ bộ so sánh.

So với phương pháp song song, phương pháp này có kết cấu đơn giản hơn (ít bộ so sánh hơn), nhưng tốc độ chuyển đổi thấp hơn vì phải dùng 1 bước so sánh để xác định N bit ($N > 1$). So với phương pháp phân đoạn từng bit thì thời gian chuyển đổi ở đây ngắn hơn, vì mạch chỉ cần thực hiện 1 bước so sánh ($1 < N$), nhưng mạch lại phức tạp hơn.



Hình 12.15. Sơ đồ khối minh họa nguyên tắc ADC song song – nối tiếp kết hợp.

7. Chuyển đổi tương tự – số phi tuyến.



Hình 12.16. Đặc tính biến đổi phi tuyến : a) của bộ biến đổi AD ; b) của bộ biến đổi DA.

Theo biểu thức (12.2) ta thấy sai số tuyệt đối của một chuyển đổi AD không đổi, còn sai số tương đối của nó tăng khi biên độ tín hiệu vào giảm. Nếu muốn cho sai số tương đối không đổi trong toàn dải biến đổi của điện áp vào thì đường đặc tuyến truyền đạt của bộ biến đổi phải có dạng loga (h.12.16a) sao cho tỷ số tín hiệu trên tạp âm theo biểu thức (12.3) và (12.4) thay đổi trong dải biến đổi của điện áp vào. Quá trình truyền tín hiệu âm thanh dưới dạng số nhờ điều chế xung là một ứng dụng như vậy. Nhờ đó âm thanh nhỏ không bị tạp âm lấn át và đó cũng là một cách làm cho quá trình lượng tử hóa 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 hóa phi tuyến còn cho phép tăng dung lượng của kênh thoại do giảm được số bit với cùng chất lượng thông tin như khi lượng tử hóa tuyến tính. Để có lại tín hiệu trung thực như ban đầu, bộ biến đổi DA theo phương pháp này phải có cấu tạo sao cho đường đặc tính biến đổi ngược của nó có dạng hàm số mũ (h.12.16b). Đặc trưng biến đổi AD thường dùng là hàm số :

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (12.19)$$

trong đó :

$$x = \frac{U_A}{U_{A\max}} ; \quad y = \frac{U_D}{U_{D\max}}$$

Theo (12.19) $y = 0$ khi $x = 0$ và $y = 1$ khi $x = 1$.

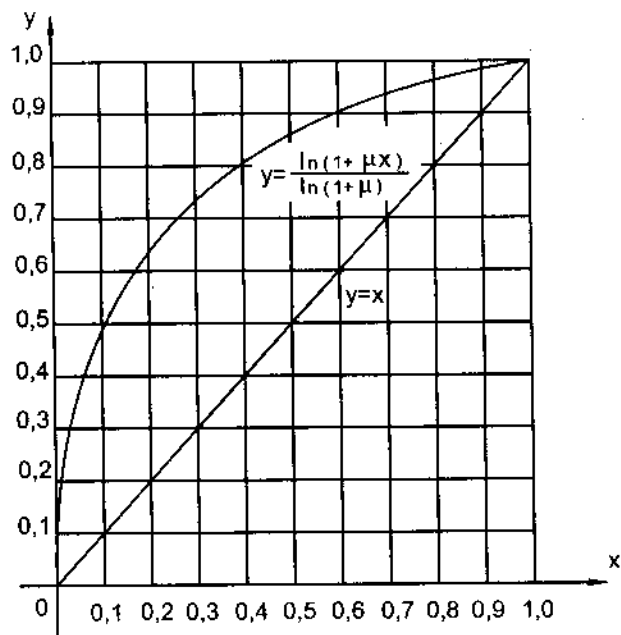
Độ dốc y' tại $x = 0$: $y'_{x=0} = \frac{\mu}{\ln(1+\mu)}$

H.12.17 biểu diễn hàm số này với $\mu = 100$. So với đường đặc tính $y = x$ thì đường cong (12.19) có độ dốc lớn gấp đôi tại gốc tọa độ. Do đó, đối với tín hiệu nhỏ, đường đặc tính có các bậc thang biến đổi dày hơn. Tỷ số tín hiệu tương ứng trên tạp âm tính được là 6dB. Nếu đường đặc tính có độ dốc tại gốc tọa độ $y' = 21,7$ thì tỷ số $S/N = 26,7\text{dB}$. Thực tế rất khó tăng hệ số μ , vì đường đặc tính càng cong thì việc thực hiện hai đường cong biến đổi AD và DA có dạng như nhau (h.12.16), biến đổi ngược nhau và có độ dốc tương ứng rất phức tạp. Trong thực tế, để đơn giản, người ta chia đường đặc tính truyền đạt thành hai đoạn có độ dốc khác nhau :

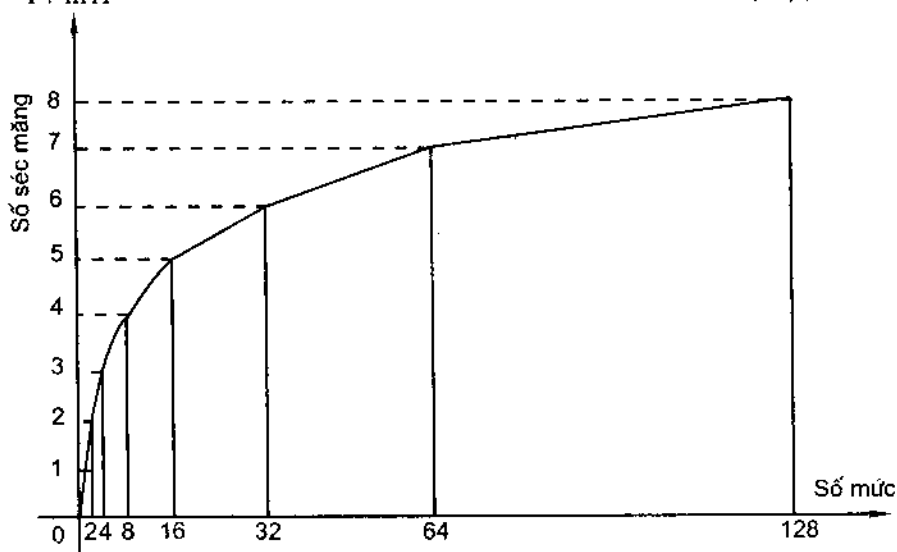
với tín hiệu nhỏ ($x < \frac{1}{A}$) dùng hàm số

$$y_1 = \frac{Ax}{1 + \ln A} \quad \text{và với tín hiệu lớn dùng}$$

$$\text{hàm số } y_2 = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}.$$



Hình 12.17. Đường cong $y = \frac{\ln(1+\mu x)}{\ln(1+\mu)}$ với $\mu = 100$.



Hình 12.18. Đặc tính truyền đạt của bộ ADC phi tuyến dùng trong thực tế.

Theo nguyên tắc đó, người ta thực hiện đường đặc tính gồm 13 đoạn : 6 đoạn ứng với $x > 0$; 6 đoạn ứng với $x < 0$ và đoạn thứ 13 đi qua gốc tọa độ có $|y|_{\max} = 2,8$ (h.12.18). Các đoạn kế nhau

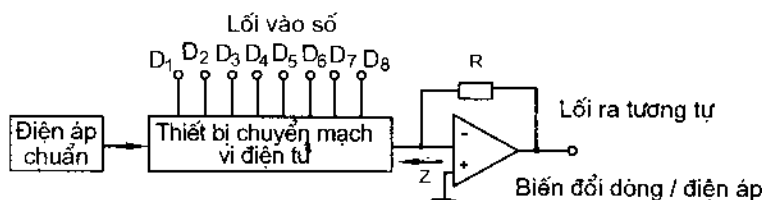
có độ dốc hơn kém nhau 2 lần. Bằng cách đó có thể chế tạo một bộ ADC 4 bit ; trong đó 1 bit dùng để chỉ thị cực tính của điện áp vào và 3 bit để biểu diễn một tín hiệu có dải biến đổi điện áp vào lớn gấp 256 lần đoạn nhỏ nhất nghĩa là so với lượng tử hóa tuyến tính thì số bit giảm đi một nửa.

Để truyền tín hiệu âm thanh, người ta thường dùng mã 8 bit. Bằng cách chia mỗi đoạn ở trên thành 16 phần nhỏ ta được mã 8 bit mong muốn.

12.2. BỘ CHUYỂN ĐỔI SỐ – TƯƠNG TỰ

Bộ chuyển đổi số – tương tự (viết tắt là DAC) tiếp nhận một mã số N bit song song ở đầu vào và biến đổi thành dòng điện hoặc điện áp tương ứng ở đầu ra. Dòng điện hoặc điện áp ra từ DAC là hàm số của mã số ở đầu vào và có biến thiên tương ứng với sự biến thiên của mã số này. DAC được sử dụng nhiều trong việc điều khiển màu hình vẽ bằng phương pháp số, điều khiển nguồn nuôi cho các thiết bị kiểm tra tự động, các bộ tạo sóng và các hệ thống điều khiển quá trình.

Một bộ DAC hoàn chỉnh bao gồm ba phần tử cơ bản : một điện áp chuẩn ổn định bên ngoài, một ADC cơ sở và một mạch khuếch đại (h.12.19).



Hình 12.19. Hệ chuyển đổi số – tương tự.

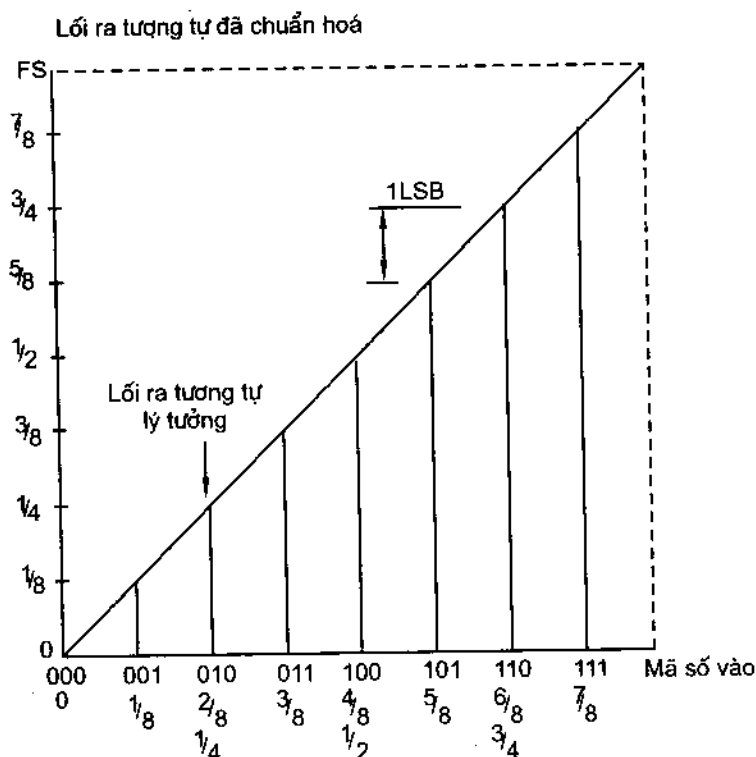
Với một mã nhị phân tự nhiên ở đầu vào một DAC ta có đầu ra :

$$U_r = U_{ch}(B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + B_3 2^{-3} + \dots + B_n 2^{-n})$$

trong đó B_1 là bit cao nhất và B_n là bit thấp nhất của mã nhị phân ở đầu vào, U_{ch} là điện áp chuẩn.

DAC cơ sở cấu tạo bằng những chuyển mạch tương tự được điều khiển bởi mã số ở đầu vào và một loạt điện trở chính xác. Các chuyển mạch tương tự điều khiển dòng hoặc điện áp trích từ điện áp chuẩn và tạo nên dòng điện hoặc điện áp ở đầu ra tương ứng với mã số ở đầu vào. Mạch KĐ có thể dùng để chuyển đổi dòng điện thành điện áp và đồng thời có chức năng của tầng đệm. Ở những ứng dụng cần tốc độ cao có thể dùng một điện trở thay thế cho KĐ để thực hiện chuyển đổi này. Tuy nhiên cũng vì thế mà phạm vi biến đổi số – tương tự bị giới hạn. Đặc tuyến của một DAC lý tưởng với mã nhị phân 3 bit được mô tả ở h.12.20.

Đại lượng ra tương tự không liên tục mà có giá trị rời rạc, bằng một trong 8 giá trị có thể. Mỗi giá trị ứng với một trong 8 tổ hợp của mã nhị phân ba bit ở đầu vào. Đầu vào nhị phân được viết dưới dạng từ 000 đến 111. Với một tỷ lệ khác ta có thể viết mã này dưới dạng 0,000 đến 0,111, nghĩa là từ 0 tới một giá trị cực đại là $1 - 2^{-N}$ với N là số bit trong mã nhị phân tự nhiên. Dấu phẩy trong mã nhị phân thường không được viết. Nếu $N = 3$, ở trường hợp trên giá trị cực đại ở đầu ra sẽ bằng 7/8 giá trị lớn nhất của thang trị số, viết tắt là FS. Với một DAC 3 bit, điện áp ra từ 0V đến 10V (FS = 10V), điện áp ra cực đại có thể đạt được là 8,75V. Độ lớn của mỗi nấc điện áp ra ứng với sự chuyển dịch một bit (gọi là 1 LSB) ở đầu vào là $FS/2^N$. Một DAC 3 bit sẽ có mỗi nấc điện áp ra là $10/2^3 = 1,25V$.



Hình 12.20. Tương quan chuyển đổi của DAC lý tưởng, 3 bit.

BẢNG 12.2. ĐỘ CHÍNH XÁC CỦA DAC 8 BIT

Số bit	Số nấc thang	%	%
1	2	50,0	500,000
6	64	1,6	15,625
8	256	0,4	3,906
10	1024	0,1	0,977
12	4086	0,24	0,244
16	65356	0,0015	0,015

Tùy từng ứng dụng có thể sử dụng những DAC với số bit khác nhau. Những DAC có số bit càng lớn thì tổng số nấc điện áp ra càng lớn và độ lớn của mỗi nấc càng nhỏ. Một DAC 8 bit với mã nhị phân tự nhiên bao gồm 256 giá trị ở đầu ra ứng với số tổ hợp ở đầu vào. Nếu $FS = 10V$ thì mỗi nấc điện áp ra là 39,06mV. Bảng 12.2 cho biết sự khác nhau giữa những DAC với mã nhị phân tự nhiên theo số bit khác nhau, ví dụ một DAC 8 bit sẽ có độ chính xác là $\frac{U_{ch}}{2^i R}$ hoặc 0,390% hoặc 3,906‰.

12.2.1. Các loại mã số dùng cho DAC

Ngoài mã nhị phân tự nhiên, những mã số dùng cho DAC gồm có mã BCD và mã bù nhị phân. Ở mã BCD để biểu diễn mỗi con số thập phân cần 4 bit. Như vậy độ chính xác khi dùng mã này cho

các bộ chuyển DAC sẽ nhỏ hơn khi dùng mã nhị phân tự nhiên với cùng số bit. Độ chính xác này được tính là $1/10^D$, trong đó D là tổng số các con số BCD, điện áp ra cực đại sẽ là PS ($1 - 10^{-D}$). Một DAC 12 bit BCD có 1000 nấc thang điện áp là 0,001 FS và độ chính xác của DAC này là 0,1%. DAC 12 bit nhị phân tự nhiên có 4096 nấc điện áp ra trong khoảng từ 0 tới 0,99976 FS. Giá trị mỗi nấc điện áp là 0,00024 FS và độ chính xác là 0,024%. Như vậy độ chính xác của DAC 12 bit nhị phân tự nhiên lớn gấp 4 lần độ chính xác của DAC 12 bit BCD. Do phương pháp cấu tạo, những DAC dạng vi mạch thường sử dụng mã nhị phân bù hoặc BCD bù (bảng 12.3).

Những DAC ban đầu thường thuộc loại đơn cực, ở đầu ra là một điện áp hoặc dòng điện một cực tính. DAC lưỡng cực cho ta điện áp hoặc dòng điện ra hai cực tính : dương và âm. Đối với DAC lưỡng cực người ta dùng cả mã *nhị phân lệch* (bảng 12.4). Bảng này cho biết một DAC lưỡng cực có FS = $\pm 5V$ với hai loại mã ở đầu vào là *nhị phân lệch* và bù hai.

BẢNG 12.3. MÃ HÓA NHỊ PHÂN CHO DAC ĐƠN CỰC 8 BIT

Thang	+ 10V FS	Nhị phân tự nhiên	Nhị phân bù
+ FS – 1LSB	+ 9,96	1111 1111	0000 0000
+ 3/4 FS	+ 7,50	1100 0000	0011 1111
+ 1/2 FS	+ 5,00	1000 0000	0111 1111
+ 1/4 FS	+ 2,50	0100 0000	1011 1111
+ 1/8 FS	+ 1,25	0010 0000	1101 1111
+ 1 LSB	+ 0,04	0000 0001	1111 1110
0	0,00	0000 0000	1111 1111

BẢNG 12.4. MÃ HÓA NHỊ PHÂN CHO DAC LƯƠNG CỰC 8 BIT

Thang	+ 10V FS	Nhị phân tự nhiên	Nhị phân bù
+ FS – 1LSB	+ 4,96	1111 1111	0111 1111
+ 3/4 FS	+ 3,75	1110 0000	0110 0000
+ 1/2 FS	+ 2,50	1100 0000	0100 0000
0	0,00	1000 0000	0000 0000
– 1/2 FS	– 2,50	0100 0000	1100 0000
– 3/4 FS	– 3,75	0010 0000	1010 0000
– FS + 1 LSB	– 4,96	0000 0001	1000 0001
– FS	– 5,00	0000 0000	1000 0000

12.2.2. Mạch chuyển đổi số – tương tự dùng điện trở trọng lượng

Phương pháp dùng điện trở trọng lượng rất đơn giản cho việc xây dựng một bộ DAC. Với phương pháp này người ta tạo ra một dòng điện I_T là tổng của các dòng điện thành phần tương ứng với mã nhị phân ở đầu vào. Việc chọn các dòng điện thích hợp được điều khiển bởi trạng thái các bit của mã số. H.12.21 minh họa một ví dụ về một DAC 3 bit kiểu này với mã nhị phân tự nhiên. Ở đầu ra có mạch KĐ mắc theo dạng khuếch đại tổng – nghịch pha.

12.2.3. Mạch chuyển đổi số – tương tự 3 bit dùng điện trở "trọng lượng"

Theo h.12.21 ta có :

$$U_r = -I_T R$$

Ở đầu vào là mã nhị phân tự nhiên ba bit B_1, B_2, B_3 , B_1 là bit cao nhất (MSB) có trọng lượng 2^{-1} ; B_2 có trọng lượng là 2^{-2} và B_3 là bit thấp nhất (LSB) có trọng lượng là 2^{-3} . Mỗi bit trên điều khiển một chuyển mạch điện tử. Khi bit B_i bằng 1, dòng điện đi qua điện trở với trị số $2^i R$ vào điểm cộng dòng điện của mạch KĐ sẽ là :

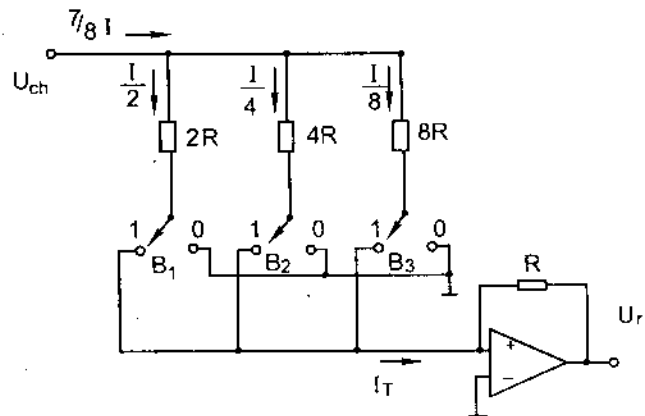
$$I_i = \frac{U_{ch}}{2^i R}$$

khi $B_i = 0$, dòng điện này đưa trực tiếp xuống đất. Với mã số theo h.12.21 ta có điện áp ra :

$$\begin{aligned} U_r = -I_T R &= -\left(\frac{U_{ch} B_1}{2R} + \frac{U_{ch} B_2}{4R} + \frac{U_{ch} B_3}{8R} \right) R = \\ &= -U_{ch} \left(\frac{B_1}{2} + \frac{B_2}{4} + \frac{B_3}{8} \right) = -U_{ch} (B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + B_3 2^{-3}) \end{aligned}$$

Như vậy điện áp ra tỷ lệ thuận với mã vào theo hệ số tỷ lệ là U_{ch} . Nếu $U_{ch} = -10V$, điện áp ra sẽ nằm trong vùng điện áp từ 0V đến 8,75V ứng với số mã vào từ 000 đến 112.

Mạch này có thể mở rộng cho mã vào với số bit cao hơn bằng cách tăng thêm số chuyển mạch điện tử và số điện trở trọng lượng. Tuy nhiên số bit càng tăng lên thì số điện trở khác nhau về giá trị cũng tăng lên khiến cho việc cung cấp chúng trên các vi mạch càng trở nên khó khăn.



Hình 12.21. Mạch DAC 3 bit.

12.2.4. Mạch chuyển đổi số – tương tự loại $R - 2R$

Một kiểu DAC chỉ dùng những điện trở với hai giá trị R và $2R$ được mô tả trên h.12.22. Loại này có một ưu điểm lớn là không đòi hỏi độ khác biệt giá trị lớn của những điện trở. Tuy nhiên để xây dựng một DAC kiểu này cần có số lượng điện trở nhiều hơn so với DAC loại dùng điện trở trọng lượng với cùng số bit.

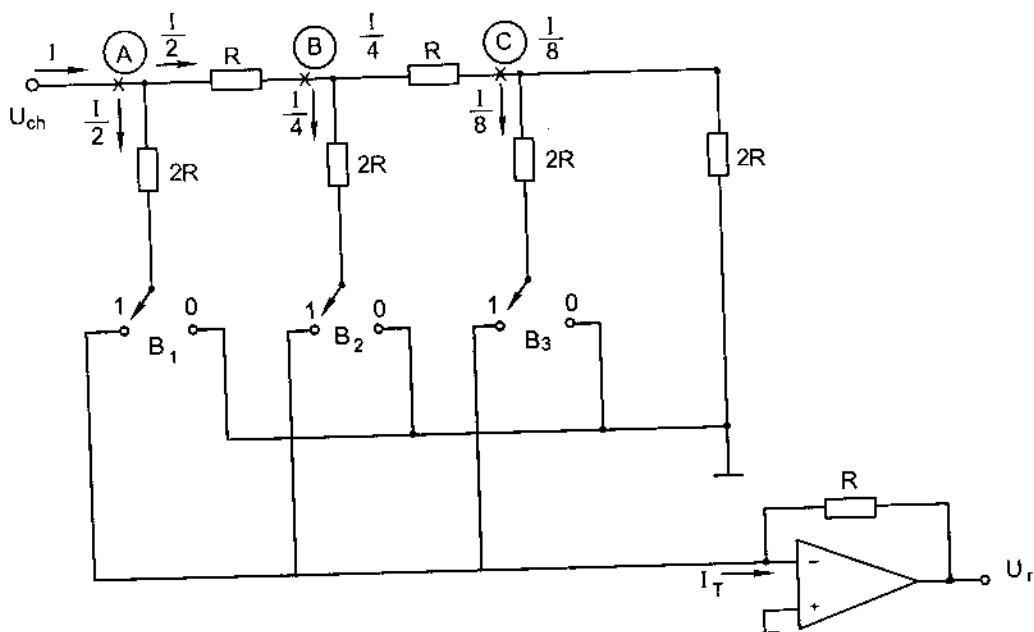
Đối với DAC dùng điện trở trọng lượng, ta có dòng I_T với giá trị tỷ lệ thuận với mã số ở đầu vào. Mạch KĐ chuyển đổi dòng này sang điện áp :

$$U_r = -I_T R$$

Đối với DAC loại $R - 2R$, mỗi chuyển mạch điện tử dù ở vị trí "1" hay "0" đều được nối đất : hoặc nối đất thực sự (ở vị trí "0") hoặc được nối đất qua đầu vào của mạch KĐ (ở vị trí "1"). Như

vậy dòng điện qua các điện trở nối với các chuyển mạch có giá trị cố định đối với mỗi điện trở, không phụ thuộc vào trạng thái của các chuyển mạch.

Các điện trở trong hình vẽ được nối theo chuỗi điện trở Thévenin. Điện trở tương đương tính về bên phải các điểm A, B, C đều là R . Từ mỗi điểm trên, có hai nhánh tính về bên phải. Nhánh dọc có điện trở với giá trị là $2R$ vậy nhánh ngang có điện trở tương đương là $2R$. Do đó ta có sự phân bố dòng điện như trong h.12.22.

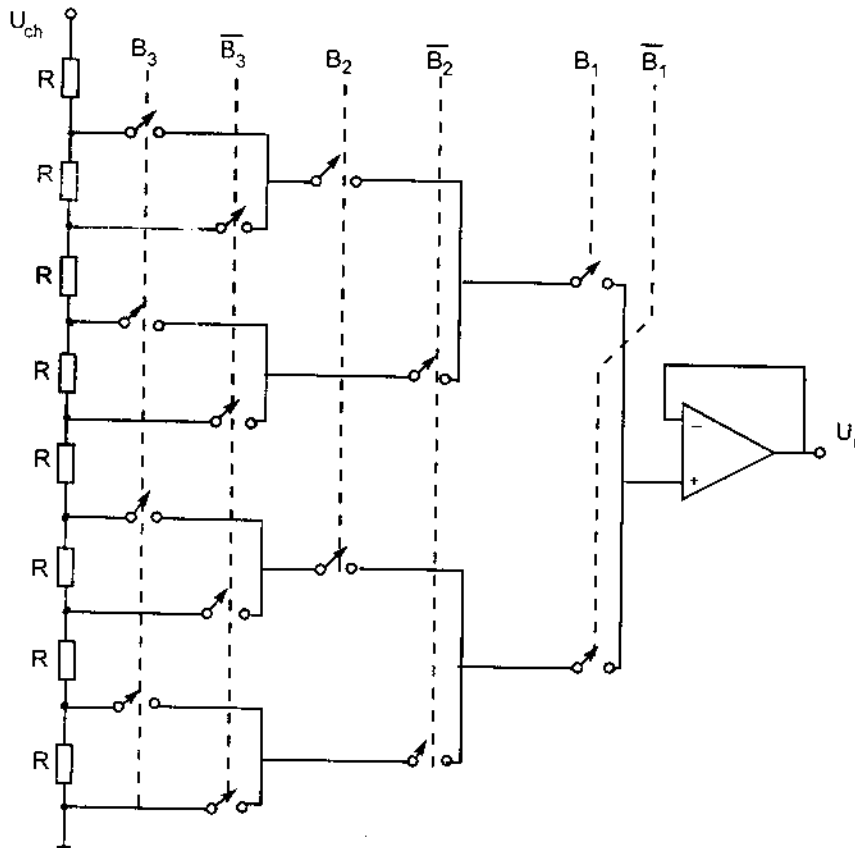


Hình 12.22. DAC 3 bit loại $R - 2R$.

Như vậy chỉ bằng những điện trở với hai giá trị là R và $2R$ cộng thêm một KĐ ta có thể xây dựng được một bộ DAC. Nếu chọn điện trở phản hồi âm của mạch KĐ là R thì vùng biến thiên của điện áp ra sẽ phù hợp với kết quả tính toán cho trường hợp DAC có điện trở trọng lượng. Tuy nhiên trong thực tế điện trở này có thể được chọn xung quanh giá trị R để có vùng biến thiên điện áp ra phù hợp với từng yêu cầu cụ thể.

12.2.5. Mạch chuyển đổi số – tương tự với số điện trở $2^N R$

Ta có thể xây dựng được một bộ DAC với số lượng điện trở 2^N có cùng một trị số. Đó là phương pháp $2^N R$ với n là số bit của DAC cần thiết kể. Ngoài số điện trở trên cần có $(2^{N+1} - 2)$ chuyển mạch điện tử. Phương pháp này đòi hỏi một số lượng điện trở và chuyển mạch khá lớn do đó những DAC kiểu này thường được sản xuất theo công nghệ MOS – LSI (h.12.23). 2^N điện trở R được ghép nối tiếp với nhau để tạo thành mạch chia điện áp. Mạch này tách điện áp chuẩn U_{ch} ra làm 2^N mức. Các chuyển mạch điện tử được ghép nối theo hình cây và được điều khiển bằng mã số ở đầu vào. Mạch KĐ được mắc dưới dạng khuếch đại đệm.

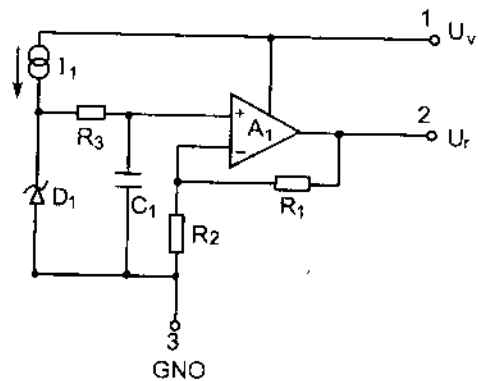


Hình 12.23. DAC 3 bit loại $2^N/R$.

12.2.6. Điện áp chuẩn

Nguồn áp chuẩn là thành phần hết sức quan trọng đối với hoạt động của DAC. Có loại DAC được cấy mạch điện áp chuẩn ở bên trong, mặc dù điện áp này vẫn phải trích ra từ điện áp nuôi và trong mạch phải cấy cả diốt ổn nhiệt. Nhưng nói chung để đảm bảo độ chính xác cao, người ta vẫn dùng điện áp chuẩn bên ngoài.

Những mạch nguồn áp chuẩn ngày nay được xây dựng dưới dạng vi mạch. Trong mạch này, diốt ổn nhiệt được kích thích bằng nguồn dòng và tăng cường công suất bằng khuếch đại điện. Nói chung những vi mạch kiểu này có điện áp ra với độ chính xác đạt tới 0,01%. Thí dụ mạch LH0070 và LH0074 của hãng National có điện áp chuẩn là 10,0V và 10,24V. Điện áp $U_{ch} = 10V$ được xây dựng cho DAC dùng mã BCD và $U_{ch} = 10,24V$ cho DAC dùng mã nhị phân để có mỗi nấc điện áp ra là 10mV (h.12.24).



Hình 12.24. Sơ đồ tương đương của vi mạch LH0070 (10V) và LH0071 (10,24V) dùng để tạo điện áp chuẩn.

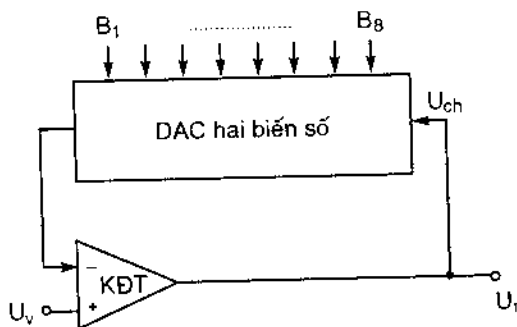
12.2.7. Bộ chuyển đổi số – tương tự hai biến số

Theo một đẳng thức ở phần trên thì điện áp của một DAC là hàm số của mã nhị phân ở đầu vào và điện áp chuẩn U_{ch} :

$$U_r = -I_T R = -U_{ch}(B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + \dots + B_N 2^{-N})$$

Như vậy nếu điện áp chuẩn bên ngoài thay đổi giá trị thì điện áp ra cũng thay đổi. Đối với một mã cố định ở đầu vào, điện áp ra sẽ thay đổi tuyến tính với sự thay đổi của điện áp chuẩn U_{ch} . Trong mặt phẳng của hai biến số là mã số vào và điện áp chuẩn, DAC hai biến số sẽ có 4 vùng hoạt động, tùy theo mỗi biến số trên là đơn cực hay lưỡng cực.

Mạch DAC hai biến số được dùng trong những hệ vi xử lý để điều khiển độ nhảy của bộ khuếch đại bằng phương pháp số. H.12.25 mô tả một KĐ được điều khiển độ nhảy bằng DAC hai biến số.



Hình 12.25. DAC kép dùng để điều khiển độ khuếch đại bằng phương pháp số.

Ở đây DAC hai biến số điều chỉnh mạch phản hồi âm mắc cho mạch KĐ. Ta có:

$$U_I = P U_r$$

trong đó P là thành phần phản hồi âm được xác định giá trị theo mã số vào. Vậy:

$$U_r = \frac{1}{P} U$$

Nếu DAC là loại 8 bit thì U_r sẽ nằm trong thang điện áp:

$$U_r = \frac{1}{255} \quad U_I = 1,004 U_I \text{ cho mã nhị phân tự nhiên FFH.}$$

$$U_r = \frac{1}{1} \quad U_I = 256 U_I \text{ cho mã nhị phân tự nhiên 01H.}$$

12.2.8. Đặc tính của mạch chuyển đổi số – tương tự

Có thể đánh giá chất lượng một DAC bằng sai số của nó. Đại lượng biểu diễn sai số của DAC là độ lệch tối đa giữa điện áp (hoặc dòng điện) ra và một đường thẳng nối điểm 0 với điểm (FS – 1 LSB) trên đặc tuyến chuyển đổi số – tương tự trong h.12.26. Sai số lớn nhất có thể chấp nhận đối với một DAC là $\pm \frac{1}{2}$ LSB. Sai số của một DAC cũng có thể định nghĩa là độ lệch giữa điện áp (hoặc

dòng điện) ra thực tế và tính toán lý thuyết (h.12.26). Những sai số của DAC bao gồm sai số lệch không, sai số khuếch đại, sai số tuyến tính và sai số phi tuyến vi sai. Chúng được biểu diễn theo các đơn vị như mV, %LSB hoặc %FS. Sai số độ lệch và sai số khuếch đại có thể hiệu chỉnh về 0 ở nhiệt độ trong phòng thí nghiệm bằng những linh kiện hiệu chỉnh bên ngoài những mạch KĐ. Sai số độ lệch là giá trị điện áp ra của DAC khi đầu vào là mã ứng với 0. Sai số này tính bằng mV hoặc phần trăm của FS hoặc LSB. Sai số khuếch đại là độ lệch điện áp ra giữa thực tế và lý thuyết khi ở đầu vào là một mã số nào đó, thường là mã số ứng với FS (h.12.26).

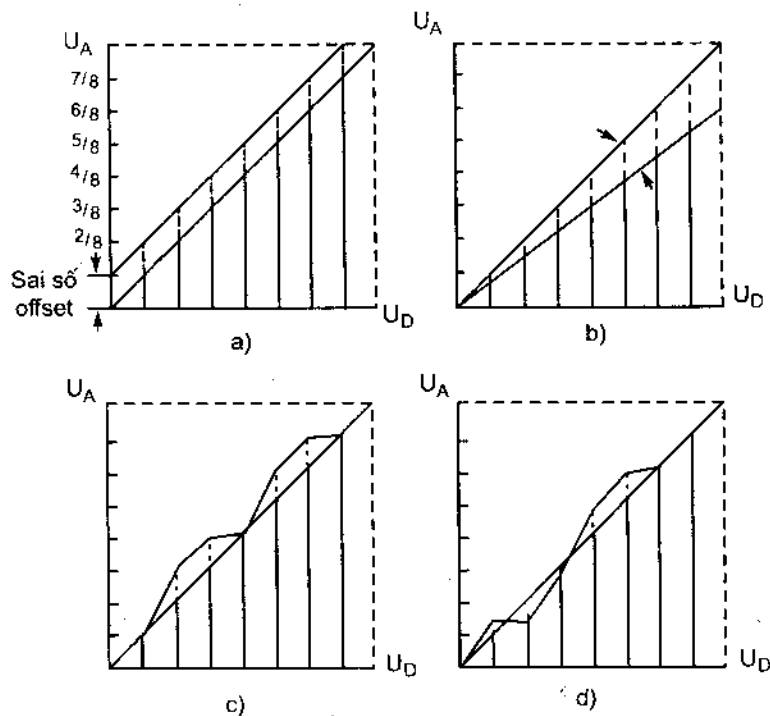
DAC được hiệu chỉnh để giảm nhỏ sai số độ lệch bằng cách cho mã ứng với 0 đi vào đầu vào rồi chỉnh chiết áp độ lệch sao cho điện áp ra là 0V. Sai số khuếch đại được hiệu chỉnh sau đó bằng cách đưa mã ứng với FS vào đầu vào rồi chỉnh chiết áp độ nhảy sao cho điện áp có giá trị là $(FS - 1 \text{ LSB})$. Việc hiệu chỉnh này chỉ có ý nghĩa ở nhiệt độ môi trường lúc hiệu chỉnh. Khi nhiệt độ môi trường thay đổi, những sai số này lại xuất hiện. Ta gọi đó là sự trôi độ lệch và sự trôi độ khuếch đại. Chúng thường đạt tới giá trị vài phần nghìn cho 1°C ($\text{‰}/^\circ\text{C}$). Đó là độ nhạy cảm về nhiệt độ của DAC.

Các loại sai số khác của DAC không thể hiệu chỉnh được vì đó là sai thiết kế.

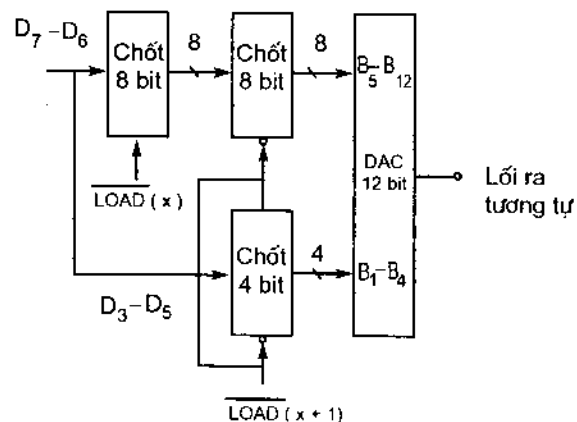
Mức độ tuyến tính của DAC cho biết độ lệch điện áp ra so với một đường thẳng đi qua những điểm nút của đặc tuyến chuyển đổi. Đó là đặc tính thường gặp nhất của DAC. Đường cong đặc tuyến đơn điệu nếu sự thay đổi về độ lệch này lớn hơn không cho mỗi nấc thang. Mức độ tuyến tính của DAC phải nhỏ hơn hoặc bằng $\frac{1}{2} \text{ LSB}$ để nó trở nên đơn điệu. Như vậy $\pm \frac{1}{2} \text{ LSB}$ là đặc trưng về giới hạn đơn điệu của một DAC.

Phi tuyến vi sai là đại lượng cho biết độ lệch giữa giá trị thực tế và lý tưởng của một nấc điện áp ra ứng với mỗi thay đổi của mã số vào. Đại lượng này cho biết về độ nhẵn của đường cong đặc tuyến đối với DAC. Những đặc tính khác mô tả DAC dưới dạng động.

Thời gian thiết lập đối với DAC là thời gian cần thiết để điện áp ra đạt tới giới hạn sai số xung quanh giá trị ổn định cuối cùng khi có sự thay đổi mã số ở đầu vào. Giới hạn này thường là $\pm \frac{1}{2} \text{ LSB}$ hoặc biểu diễn bằng giá trị phần trăm của FS (h.12.27). Thời gian



Hình 12.26. Các dạng sai số của một DAC 3 bit.
a) Sai số độ lệch ; b) Sai số về độ khuếch đại ;
c) Sai số tuyến tính ; d) Sai số phi tuyến không đơn điệu.



Hình 12.27. DAC 10 bit AD7522, đệm kép, hai biến số.

thiết lập trước hết phụ thuộc vào kiểu chuyển mạch, kiểu điện trở và kiểu khuếch đại dùng để xây dựng DAC. Thông thường nó được định nghĩa bằng thời gian từ khi điện áp ra bắt đầu thay đổi cho tới khi đạt tới vùng giới hạn sai số cho trước và không bao gồm thời gian trễ tính từ khi có sự thay đổi mã số ở đầu vào khi điện áp ra bắt đầu phản ứng như đã định nghĩa ở phần trên.

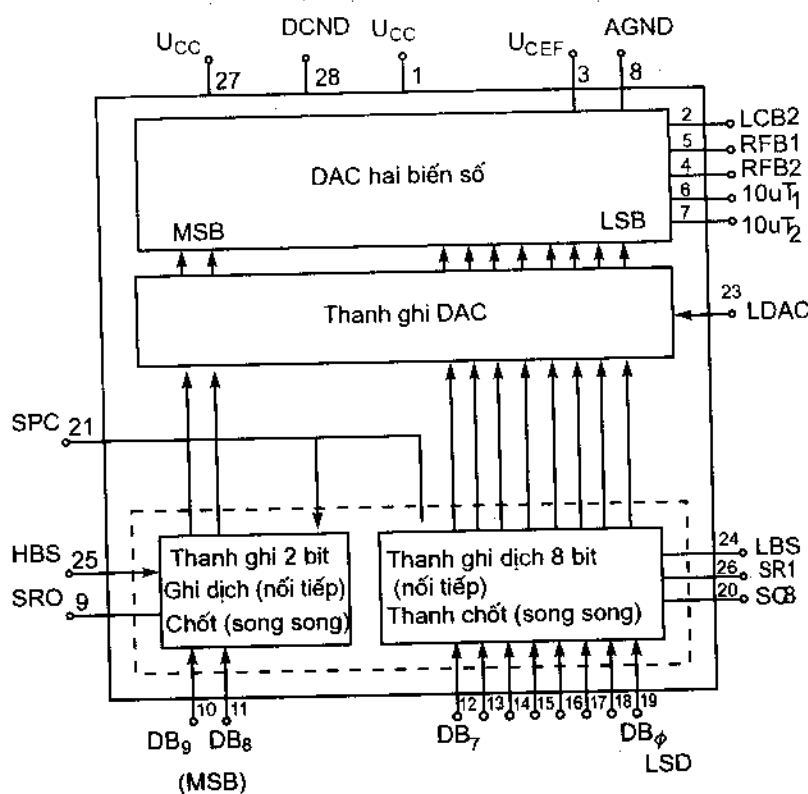
Một tính chất quan trọng của DAC với tư cách một thiết bị điện tử nói chung là sự có mặt của nhiễu kim, cụ thể ở đây là nhiễu số. Đó là nhiễu xảy trên điện áp ra của một DAC gây nên bởi các trạng thái trung gian của mã số vào mỗi khi chúng thay đổi. Khi nhiễu này xuất hiện, điện áp ra bị kích lên một giá trị khác hẳn với giá trị thực của nó. Có thể giải thích điều này như sau: khi mã số thay đổi, một chuyển mạch nào đó của DAC đã thay đổi trạng thái sớm hơn những chuyển mạch khác do các chuyển mạch có cấu trúc không đồng đều. Thí dụ một DAC 8 – bit có mã vào thay đổi từ trạng thái 1000 000 sang trạng thái 0111 111, nếu bit cao nhất (MSB) thay đổi trạng thái sớm hơn các bit khác thì trạng thái trung gian của mã vào sẽ là 0000 0000. Như vậy tại thời điểm đó, điện áp ra bị đẩy về 0V trước khi đạt tới giá trị thực của nó ứng với mã vào là 0111 1112.

12.3. GHEP NỐI CÁC BỘ CHUYỂN ĐỔI SỐ – TƯƠNG TỰ VỚI HỆ VI XỬ LÝ

Về nguyên tắc một DAC bất kỳ có thể ghép nối với bất cứ bộ vi xử lý nào. Tuy nhiên việc phân tích kỹ lưỡng về phần cứng và phần mềm vẫn rất cần thiết đối với một vài loại DAC. DAC được ghép nối với hệ vi xử lý thông qua phần ghép nối đã được xây dựng sẵn trong mạch. Một DAC có số bit là 8 hoặc ít hơn có thể ghép nối rất dễ dàng với một hệ vi xử lý 8 bit nếu chúng tương thích với nhau về mức điện áp. Ở đây chỉ cần một thanh ghi chốt để đầu vào của DAC gắn với BUS số liệu của hệ vi xử lý và hệ vi xử lý chỉ cấu tạo ra một xung chọn đơn vị để chốt số liệu vào thanh ghi này.

Đối với DAC 9 bit hoặc nhiều hơn, vấn đề sẽ khác đi, thí dụ một DAC 12 bit ghép với hệ vi xử lý 8 bit. Vì chỉ có 8 bit nên để chuyển số liệu sang DAC ở cùng một thời điểm cần có hai thanh ghi chốt cho 12 bit vào. Nhưng nếu hai thanh ghi chốt được nạp số liệu bằng hai lệnh hoặc hai chu kỳ máy của một lệnh thì sẽ có một khoảng thời gian giữa hai lần nạp phần cao và phần thấp của một số liệu cho đầu vào DAC. Như vậy sẽ gây ra nhiễu số ở điện áp ra như đã nói ở trên.

Để giải quyết vấn đề này cần phải dùng phương pháp đệm kép. Trong h.12.28, 8 bit phần cao được nạp trước vào thanh ghi chốt thứ nhất, 4 bit phần thấp được nạp



Hình 12.28. Sơ đồ khối của mạch AD7522.

tiếp vào thanh ghi chốt thứ ba. Việc nạp số liệu vào thanh ghi chốt thứ ba xảy ra đồng thời với việc nạp số liệu từ thanh ghi chốt thứ nhất vào đầu vào của thanh ghi chốt thứ hai, đầu ra của thanh ghi chốt thứ hai và thứ ba là đầu vào của DAC.

Nếu DAC được ghép nối với hệ vi xử lý như một đơn vị nhớ thì có thể nạp cả 12 bit bằng hai chu kỳ máy của một lệnh SHLD. Chu kỳ viết thứ nhất nạp nội dung thanh ghi L vào thanh ghi chốt thứ nhất, chu kỳ viết thứ hai nạp nội dung thanh ghi H (bốn bit thấp) vào thanh ghi chốt thứ ba.

Một thí dụ về DAC tương thích với hệ vi xử lý là mạch AD7522 của hãng ANALOG DEVICE (hình 12.27). AD7522 thuộc loại CMOS 10bit, hai biến số đóng trong vỏ DIP 28 chân, cần hai nguồn nuôi +15V và +5V. Bên trong AD7522 đã có sẵn đệm kép, cho phép ghép nối trực tiếp với 8 dây số liệu của hệ vi xử lý 8 bit. Như vậy, 10 bit của DAC được nạp dưới dạng hai byte số liệu, byte thấp được nạp trước, byte cao gồm hai bit được nạp sau bằng sườn lên ở xung LDAC. Thanh ghi 10 bit của DAC được nạp bằng sườn lên của xung LDAC. Chân LDAC được nối với HBS (h.12.28) để có thể nạp hai bit cao và thanh ghi 10 bit cùng một lúc.

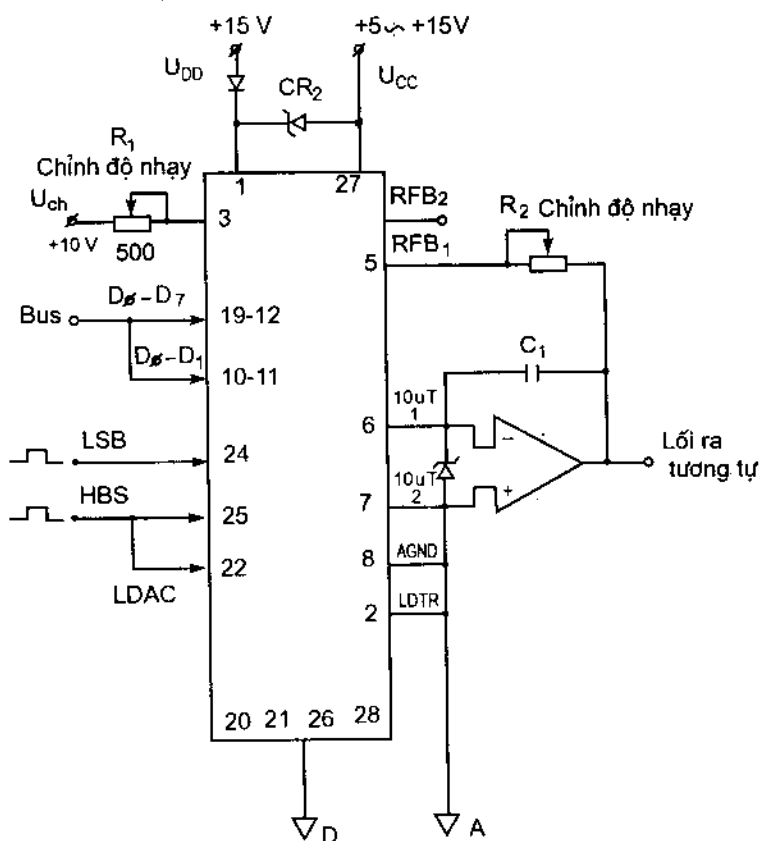
Điện áp chuẩn và một KĐ bên ngoài chuyển đổi dòng ra thành điện áp. Một điện trở phản hồi âm được mắc sẵn bên trong nối tiếp với một biến trở điều chỉnh bên ngoài để điều chỉnh thang điện áp ra.

Ngoài phương pháp đơn tinh thể (Monolithic) còn có những phương pháp khác để chế tạo các mạch DAC như phương pháp lai ghép (hybrid) và phương pháp rời rạc. Những phương pháp chế tạo này đã trở nên thông dụng. Ta có thể xây dựng được những DAC nhanh nhất bằng phương pháp rời rạc sau đó là phương pháp lai ghép rồi đến phương pháp đơn tinh thể. Những DAC hoạt động với mã nhị phân tự nhiên từ 6 đến 16 bit hoặc với mã BCD từ 2 đến 4 con số ngày nay được sử dụng khá rộng rãi.

Những bộ DAC bán trên thị trường có đầu ra điện áp hoặc dòng điện. Điện chuẩn và KĐ để biến đổi dòng điện thành điện áp thường không được xây dựng bên trong DAC. Thông thường những DAC đơn tinh thể có cấu trúc tương tự mạch AD7522.

Những bộ DAC lai ghép và DAC xây dựng theo ô (modular) được thiết kế đặc biệt cho những ứng dụng dưới dạng thiết bị ngoại vi của hệ vi xử lý. Chúng có tất cả những phần ghép nối cần thiết như logic giải mã địa chỉ, thanh ghi chốt... Thí dụ hãng BURR – BROWN có mạch thiết bị ngoại vi MP – 10, mạch này bao gồm hai DAC 8 bit và phần logic cần thiết để ghép nối với các hệ vi xử lý dùng 80x86 và được đóng trong vỏ 32 chân. Các chân địa chỉ và số liệu cho phép đơn giản hóa việc ghép nối với hệ vi xử lý.

Trong quá trình hoạt động, các thanh ghi chốt của DAC này được coi như hai ô nhớ liên tiếp. Kênh ra được lựa chọn bởi bit địa chỉ A0 và bằng một lệnh SHLD, hai thanh ghi chốt được nạp bằng hai số liệu đã có sẵn ở hai thanh ghi L và H. Vùng hoạt động của điện áp ra biến thiên từ 0V đến $\pm 10V$ với đầu vào là mã nhị phân bù lệch. Thời gian thiết lập đạt tới 25 μSec .



Hình 12.29. Sơ đồ mạch DAC lai ghép.

CHƯƠNG XIII

BỘ TẠO GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH VÀ HIỆU DỤNG

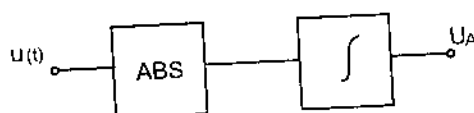
13.1. BỘ TẠO GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH

13.1.1. Nguyên lý hoạt động của mạch điện

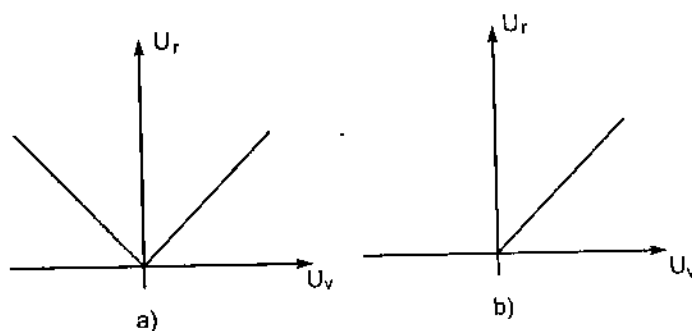
Với sự hỗ trợ của các điốt lý tưởng, có thể tạo ra các bộ tạo các giá trị trung bình (GTTB) một cách chính xác. Cho hàm $u(t)$ tuần hoàn có chu kỳ là T . Giá trị trung bình tuyệt đối U_A được định nghĩa như sau :

$$U_A = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt \quad (13.1)$$

Trên cơ sở công thức tính U_A , ta cần có bộ tạo giá trị tuyệt đối và một bộ tích phân (h.13.1). Mạch điện này còn được gọi là bộ *chỉnh lưu giá trị trung bình*. Nhiệm vụ ở đây là khảo sát sai số của mạch điện và ta sẽ khảo sát sai số phi tuyến (của bộ tạo giá trị tuyệt đối), còn bộ tích phân được giả thiết là lý tưởng. Các dạng tín hiệu khác nhau có những sai số khác nhau. Trong thực tiễn, các tín hiệu hình sin đóng vai trò quan trọng và các sai số được khảo sát dựa trên tín hiệu hình sin. Mặt khác với phương pháp khảo sát ở đây có thể xác định được sai số của các tín hiệu tiền định. H.13.2a biểu diễn đường đặc trưng tạo giá trị trung bình. Thay vì h.13.2a người ta hay dùng đường đặc trưng trong h.13.2b.



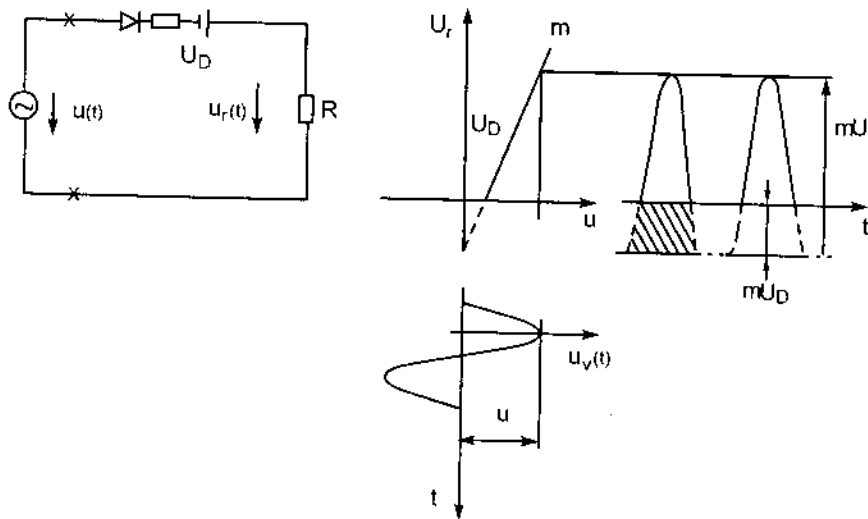
Hình 13.1. Sơ đồ bộ tạo giá trị trung bình.



Hình 13.2. Đặc tuyến của bộ tạo giá trị trung bình.

13.1.2. Sai số tĩnh của bộ chỉnh lưu giá trị trung bình

Để xác định sai số tĩnh, ta xuất phát từ bộ tạo giá trị trung bình "một nửa" (h.13.3). Đặc trưng của điốt là điện áp U_D và một điện trở thuận r (điện trở khi điốt mở). Chiều ngược lại được coi là điốt ngắt mạch.



Hình 13.3. Bộ tạo giá trị trung bình nửa sóng.

Điện áp $U_k(t)$ được vẽ như h.13.3. Nếu $u(t) = U \sin(\omega t)$ thì trong trường hợp diốt mở ($U_r > 0$) :

$$u_r(t) = mU \sin \omega t - mU_D \quad (13.2)$$

Trong trường hợp $u_r < 0$ tức diốt mắc theo chiều ngược thì $u_r(t) = 0$. Độ dốc của đường đặc tuyến sẽ là :

$$m = \frac{R}{R+r} = \frac{1}{1 + \frac{r}{R}} \quad (13.3)$$

Khi diốt là lý tưởng ($U_D = 0, r = 0, m = 1$), $U_r(t)$ là một hàm sin không méo. Nhưng thực tế diốt không lý tưởng, lúc đó sẽ có hai nguồn sai số. Do điện áp không có $U_D = 0$ nên vùng gạch chéo bị mất, hơn nữa giá trị r không phải là hằng số nên giá trị m phụ thuộc vào mức điện áp và dạng tín hiệu sẽ bị méo. Sai số do điện áp U_D (điện áp ngưỡng) dễ xác định. Giá trị trung bình U_{th} của hàm không bị méo là :

$$U_{th} \approx \frac{mU}{\pi} \quad (13.4)$$

Giá trị này cần trừ đi giá trị trung bình của điện tích đã gạch chéo. Nếu giá trị này nhỏ (trong thực tế chỉ có trường hợp này có ý nghĩa) thì khu vực gạch chéo có thể thay bằng một hình chữ nhật có giá trị trung bình là :

$$U_m = \frac{mU_D \pi}{2\pi} = \frac{mU_D}{2} \quad (13.5)$$

Như vậy giá trị trung bình thực sự là :

$$U_A = U_{th} - U_m = \frac{mU}{\pi} - \frac{mU}{2} = \frac{mU}{\pi} \left(1 - \frac{mU_D}{2U} \right) \quad (13.6)$$

Từ công thức trên, suy ra sai số tương đối :

$$h = \frac{\pi U_D}{2U} \quad (13.7)$$

Nếu U_D khoảng $500 + 600 \text{ mV}$ và biên độ của hàm $\sin U \leq 10\text{V}$, mạch điện sẽ cho một sai số quá lớn.

Khi điện trở nối tiếp phụ thuộc mức điện áp, việc tính toán sai số do điện trở này gây ra rất phức tạp và cần phải mô tả bằng biểu thức giải tích toán học của đường đặc trưng đối với diốt thực. Từ công thức (13.3) suy ra điều kiện làm giảm sai số tuyến tính là $r \ll R$. Trong các mạch điện thực tế, sai số tuyến tính về cơ bản nhỏ hơn sai số ngưỡng. Sai số của mạch điện có thể giảm một cách đáng kể bằng cách sử dụng diốt lý tưởng (h.13.4). Hình vẽ minh họa đường đặc tuyến cho điểm U_r và U'_r và điện áp vào hình sin tương ứng U_r và U'_r .

Mạch hồi tiếp làm giảm sai số do diốt sinh ra βA lần. Như vậy sai số điện áp ngưỡng là :

$$U_D \rightarrow \frac{U_D}{\beta A} \quad (13.8)$$

và sai số điện áp ngưỡng tổng cộng là :

$$h_2 = \frac{\pi}{2} \frac{U_D}{\beta A U} \quad (13.9)$$

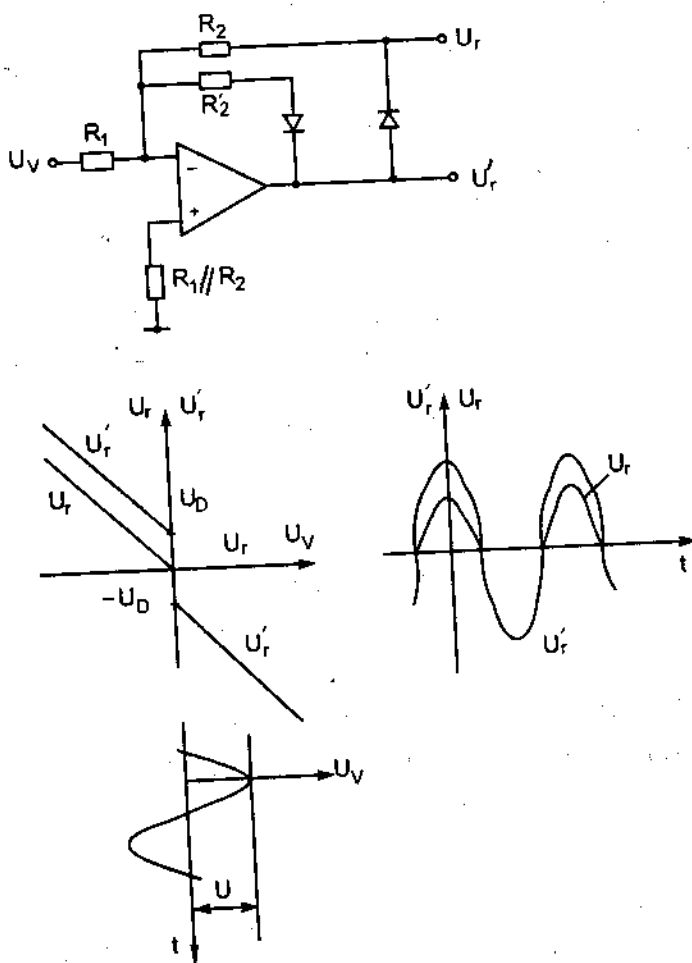
Có thể thấy sai số rất nhỏ so với sai số do điện áp lệch của mạch khuếch đại thuật toán :

$$h_2 = \frac{\pi}{2} \frac{U_0}{A_v U} \quad (13.10)$$

trong đó U_0 là điện áp lệch, và A_v là khuếch đại có phản hồi. Trong thực tế sai số điện áp ngưỡng do điện áp lệch không quyết định. Khi cần sai số nhỏ, cần chọn khuếch đại sao cho U_0 nhỏ hoặc phải dùng biện pháp bù giá trị lệch.

13.1.3. Sai số động của chỉnh lưu giá trị trung bình

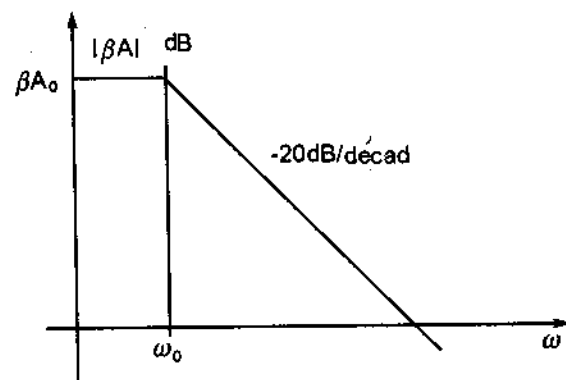
Ta đã khảo sát giá trị sai số tĩnh của bộ chỉnh lưu giá trị trung bình. Do bản chất phụ thuộc tần số của khuếch đại thuật toán, sai số động xuất hiện. Việc khảo sát được thực hiện với hàm sin và giả thiết là bộ tích phân lấy giá trị trung bình là lý tưởng, ta chỉ xác định sai số động khi tạo ra giá trị tuyệt đối. Sau đây ta khảo sát hệ thống phi tuyến có một phần tử nhớ (tích lũy năng lượng) bằng



Hình 13.4. Sai số do điện áp ngưỡng gây ra.

cách sử dụng mô hình tuyến tính từng đoạn. Trong quá trình khảo sát sai số động, ta bỏ qua sai số tĩnh. Giả thiết rằng sai số động chỉ do bộ khuếch đại thuật toán gây ra, thời gian đóng mở diốt quá nhỏ có thể bỏ qua.

Khi khảo sát sự phụ thuộc tần số cần quan tâm chủ yếu đến điểm cực ω_0 và tốc độ thay đổi tín hiệu S . Trong thực tế chỉ cần khảo sát ảnh hưởng của điểm cực ω_0 . Bộ khuếch đại cần có hồi tiếp để hệ số khuếch đại bằng hoặc nhỏ hơn một. Cần có cơ cấu bù để một điểm cực của bộ khuếch đại ở tần số rất thấp ω_0 và cực thứ hai ở tần số rất cao.



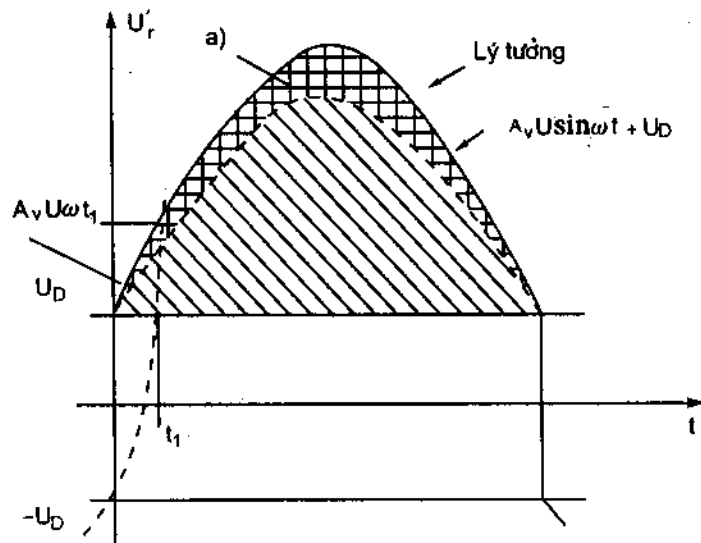
Hình 13.5. Đặc trưng tần số của bộ tạo giá trị trung bình.

Ta khảo sát trong vùng tần số sao cho $\omega \gg \omega_0$ và hệ số khuếch đại vòng lớn hơn 1 :

$$\frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{\beta A_0} = \frac{\Omega}{\beta A_0} \ll 1 \quad (13.11)$$

trong đó A_0 là hệ số khuếch đại ở tần số 0. Để khảo sát sự tác động của ω_0 ta xuất phát từ hình 13.6. Trên hình vẽ điện áp ra U_r được biểu diễn theo thời gian. Đoạn thẳng trong vùng quá độ $-U_D$ và $+U_D$ có độ dốc là A_0 . Hệ số khuếch đại A_0 đủ lớn sao cho khi tính sai số động ta có thể coi như đoạn này có độ dốc vô.

Điện áp trên các điểm U_r trùng với phần của U_r nằm trên vùng U_D (vùng gạch chéo). Trong trường hợp lý tưởng, giá trị trung bình tỷ lệ thuận với diện tích nằm trên vùng U_D . Dưới tác dụng của ω_0 diện tích này sẽ giảm phần vì do độ khuếch đại A_0 hữu hạn, phần do thời gian đóng mở diốt nhỏ.



Hình 13.6. Sai số động của bộ tạo giá trị trung bình.

Do hệ số khuếch đại A_0 hữu hạn, sai số có thể xác định như sau :

Hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại không hồi tiếp là :

$$A = A_0 \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{A_0}{1 + j \Omega} \quad (13.12)$$

Hệ số khuếch đại có hồi tiếp là :

$$A_v = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{A_0}{1 + \beta A_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\Omega}{1 + \beta\Omega}} \quad (13.13)$$

Rút gọn phần không phụ thuộc tần số ta có :
$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + \frac{j\Omega}{1 + \beta\Omega}} \quad (13.14)$$

Suy ra :
$$\frac{A_v}{A_{v0}} = \frac{1}{1 + \frac{j\Omega}{\beta A_0}} \quad (13.15)$$

Sử dụng bất đẳng thức (13.11) ta có :

$$\left| \frac{A_v}{A_{v0}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\Omega^2}{\beta^2 A_0^2}}} \approx 1 - \frac{\Omega^2}{2\beta^2 A_0^2} \quad (13.16)$$

Từ công thức trên, có thể thấy trực tiếp sai số tương đối của biên độ (hệ số khuếch đại) bằng sai số tương đối trong vùng a vì diện tích tỷ lệ thuận với biên độ :

$$h_3 = \frac{\Omega}{2\beta^2 A_0^2} \quad (13.17)$$

Để xác định sai số do thời gian đóng mở hữu hạn cần phải xác định ảnh hưởng của điện áp U_r' trong khoảng $-U_D$ và U_D . Trong miền này, khuếch đại không được hồi tiếp :

$$U_r' = U \frac{A_0}{1 + \frac{s}{\omega_0}} = \frac{U_b A_0 \omega_0}{s} \quad (13.18)$$

vì :
$$\frac{\omega}{\omega_0} \gg 1$$

Trong vùng này điện áp vào là điện áp hình sin gần khu vực đi qua điểm không. Vì thời gian chuyển mạch rất nhỏ so với chu kỳ, điện áp vào gần như là tuyến tính :

$$U_b = U \sin \alpha t \approx U \alpha t \quad (13.19)$$

và điện áp đầu ra là :
$$U_r' = \frac{U A_0 \omega \omega_0 t}{s} \quad (13.20)$$

Chuyển sang dạng phương trình vi phân :

$$\frac{dU_r'}{dt} = U A_0 \omega \omega_0 t \quad (13.21)$$

Lấy tích phân ta có :
$$U_r' = \frac{U A_0 \omega \omega_0}{2} t^2 + K \quad (13.22)$$

Để xác định giá trị của K, ta có : $t = 0, \quad U_r' = -U_D$

Suy ra :
$$K = -U_D \quad (13.23)$$

và điện áp ra là :
$$U_r' = \frac{A_0 U \omega \omega_0}{2} t^2 - U_D \quad (13.24)$$

U_r' sau thời gian t_1 đạt tới giá trị U_D : $U_r'(t_1) = U_D$

Suy ra :

$$t_1^2 = \frac{4U_D}{UA_0\omega\omega_0} \quad (13.25)$$

trong đó t_1 là thời gian trễ của quá trình đóng mạch. Phần diện tích b có thể tính toán như sau : tính diện tích tam giác S_{tg} có đáy là t_1 và cạnh huyền là tiếp tuyến của hình sin tại gốc tọa độ :

$$S_{tg} = \frac{A_v U \omega t_1^2}{2} \quad (13.26)$$

Vì diện tích nửa hình sin có biên độ là $\frac{2A_v U}{\omega}$, sai số tương đối là :

$$h_3'' = \frac{U_D}{U} \frac{\Omega}{A_0} \quad (13.27)$$

Toàn bộ sai số là :

$$h_3 = h_3' + h_3'' = \frac{\Omega}{2\beta^2 A_0^2} + \frac{U_D \Omega}{U A_0} \quad (13.28)$$

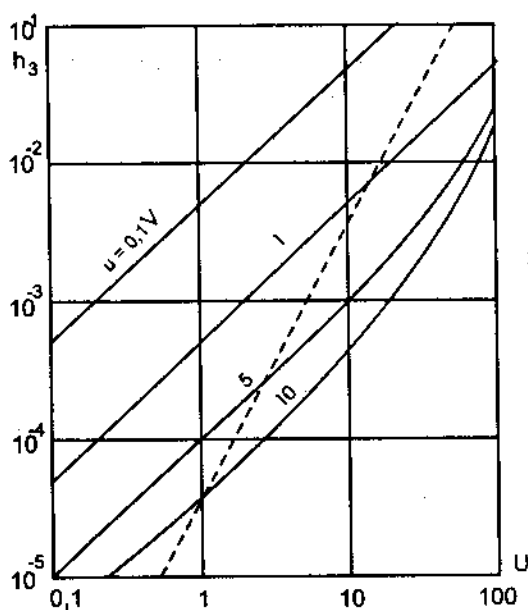
Giá trị của h_3 có thể tính theo các số liệu sau :

$$A_0 = 10^5; \quad \beta A_0 = 9 \cdot 10^4; \quad U_D = 0,5V; \quad \omega_0 = 10 \text{ Hz}$$

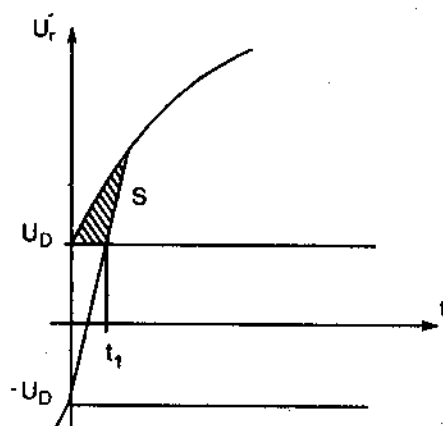
Kết quả tính toán được vẽ trong h.13.7 (đường liên tục).

Trên hình vẽ có thể phân biệt được tác động của h_3' và h_3'' . Có thể thấy đối với các khuếch đại thuật toán thông thường đến khoảng 100 kHz, sai số trên có thể chấp nhận được.

Trong trường hợp bão hòa của khuếch đại thuật toán, quá trình chuyển mạch do tốc độ thay đổi tín hiệu cực đại S quyết định, và việc tính h_3'' có chút thay đổi. Khi đó trong khoảng thời gian chuyển mạch, điện áp U_r' không phải là hàm bậc hai mà là hàm tuyến tính có độ dốc là S (h.13.8).



Hình 13.7. Sai số động của bộ tạo giá trị trung bình.



Hình 13.8. Tác động của độ dốc vào sai số.

$$\text{Thời gian chuyển mạch } t_1 \text{ sẽ là : } t_1 = \frac{2U_D}{S} \quad (13.29)$$

$$\text{Với giá trị này có thể tính được } h''_3 : h''_3 = \frac{\omega^2 U_D^2}{S} \quad (13.30)$$

h''_3 được vẽ bằng đường gạch ($U_D = 0,5V$ và $S = 0,5V/\mu\text{sec}$).

Để tính toán h''_3 cần có giá trị ω_0 hoặc giá trị S . Những giá trị này do khuếch đại thuật toán và miền tần số quyết định. Cũng cần nhấn mạnh rằng để có được đặc tính động tốt thì cần có mạch khuếch đại thuật toán có giá trị S cao.

13.2. BỘ TẠO GIÁ TRỊ HIỆU DỤNG

Các bộ tạo giá trị hiệu dụng tạo thành một nhóm mạch điện quan trọng trong kỹ thuật điện tử. Đôi khi người ta còn gọi là các mạch điện tạo giá trị hiệu dụng thực. Nguyên nhân là đại đa số thiết bị đo (máy đo số cũng như máy đo tương tự) đều chỉ giá hiệu dụng. Các thiết bị đo đều được thiết kế để đo chuẩn với giá trị hiệu dụng, nhưng chúng lại nhạy cảm với giá trị đỉnh.

Tỷ lệ giữa các giá trị đỉnh, giá trị trung bình hoặc giá trị hiệu dụng đều phụ thuộc rất nhiều vào dạng của tín hiệu. Người ta hay quan tâm tới các tỷ lệ đối với tín hiệu hình sin vì máy đo chỉ đúng với các tín hiệu hình sin. Nếu dạng sóng hình sin bị méo hoặc tín hiệu có dạng khác, kết quả đo sẽ hoàn toàn sai. Những dạng sóng đặc biệt, như xung có độ rộng hẹp hay xung kim có sai số đo rất lớn.

Mạch điện tạo giá trị hiệu dụng tạo ra điện áp một chiều không phụ thuộc vào dạng sóng và tỷ lệ thuận với giá trị hiệu dụng của tín hiệu đầu vào. Loại mạch như vậy thường được gọi là RMS – DC hay mạch chuyển đổi điện áp hiệu dụng thực.

$$\text{Giá trị hiệu dụng được tính theo công thức : } U_{hd} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad (13.31)$$

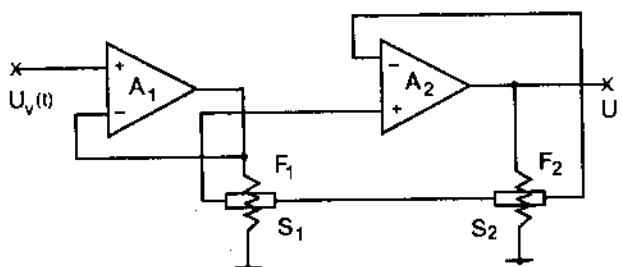
Trong trường hợp tín hiệu tuần hoàn ta lấy tích phân cho một chu kỳ. Có ba cách thực hiện việc xác định giá trị hiệu dụng :

1. Phương pháp nhiệt ;
2. Tính toán trực tiếp bằng công thức (13.31) ;
3. Tính toán gián tiếp bằng công thức (13.31).

13.2.1. Phương pháp nhiệt

Phương pháp đã được dùng từ lâu. H.13.9 minh họa mạch điện hiện đại của nó.

F_1 là sợi đốt, dùng để nung nóng với điện áp tỷ lệ với tín hiệu vào, S_1 là bộ cảm biến. Khuếch đại A_2 cung cấp điện áp nung nóng sợi đốt F_2 bằng điện áp tỷ lệ với điện áp một



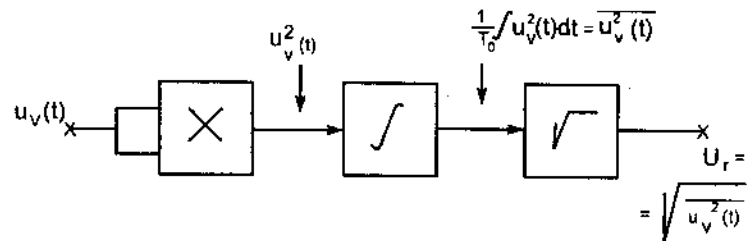
Hình 13.9. Mạch tạo giá trị trung bình bằng phương pháp nhiệt.

chiều của S_1 . Hiệu của các điện áp của các cảm biến điều khiển mạch khuếch đại A_2 , như vậy chúng tự động đảm bảo cho công suất đốt nóng và nhiệt độ của F_1 và F_2 bằng nhau. Khi đó điện áp đầu ra U_r bằng điện áp hiệu dụng của $u(t)$. Một mạch điện gồm hai bộ cảm biến nhiệt độ giống nhau và cách nhiệt với nhau sẽ bảo đảm độ chính xác cao, có dòng với dạng sóng khác nhau và tần số cao. (Nếu tần số rất cao, việc nung nóng F_1 không nên dùng khuếch đại thuật toán A_1 mà nên dùng mạch rời rạc).

Tần số giới hạn dưới do hằng số nhiệt của bộ đốt nóng cảm biến quyết định ($1 \div 10\text{Hz}$). Có thể điều chỉnh với độ chính xác cao cho dòng một chiều. Nhược điểm của hệ thống này do quá trình nhiệt, thời gian thiết lập lâu, và việc khó thực hiện việc tối ưu hóa các bộ nung cảm biến. Bộ nung – cảm biến có thể là điện trở nung nóng màng mỏng (nhược điểm là độ nhạy nhỏ $40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$) và cảm biến loại tiếp giáp $P - N$. Hệ thống này có giá cao hơn so với giải pháp điện tử đơn thuần.

13.2.2. Phương pháp tính trực tiếp

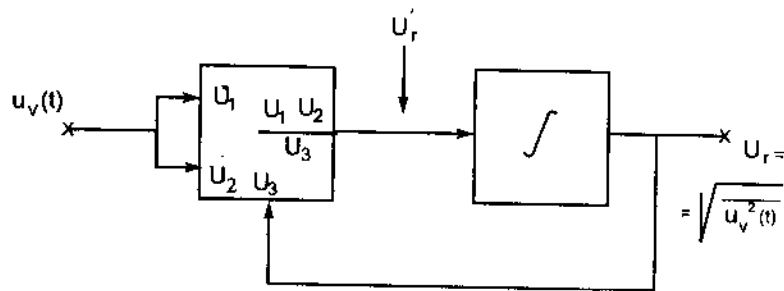
Thiết bị tính toán trực tiếp được biểu diễn trong h.13.10. Thuận lợi lớn của mạch là có thể xây dựng bằng các linh kiện chuẩn (một bộ nhân, bộ khai căn và bộ lấy giá trị trung bình). Nhược điểm là số các phân tử lớn và vùng động rất hạn chế. Nếu tín hiệu đầu vào thay đổi trong vùng 1 : 100 thì $u_v^2(t)$ sẽ thay đổi trong vùng 1 : 100000 và gây ra sai số. Như vậy trong vùng tín hiệu nhỏ sẽ có sai số lớn nên các linh kiện cần có độ chính xác cao.



Hình 13.10. Nguyên lý tạo giá trị trung bình bằng cách tính toán trực tiếp.

13.2.3. Phương pháp tính gián tiếp

Mạch điện trong h.13.11 loại bỏ các khó khăn liên quan đến vùng động. Tuy nhiên cần có một mạch điện đồng thời nhân và chia. Trong các mạch khuếch đại thuật toán có những mạch như vậy (như mạch AD 531, Analog Devices 433). Vùng động sẽ được giảm xuống, vì đầu ra của bộ nhân – chia có giá trị là u_v^2 chia cho điện áp đầu ra u_r . Như vậy số lượng linh kiện cũng ít hơn.

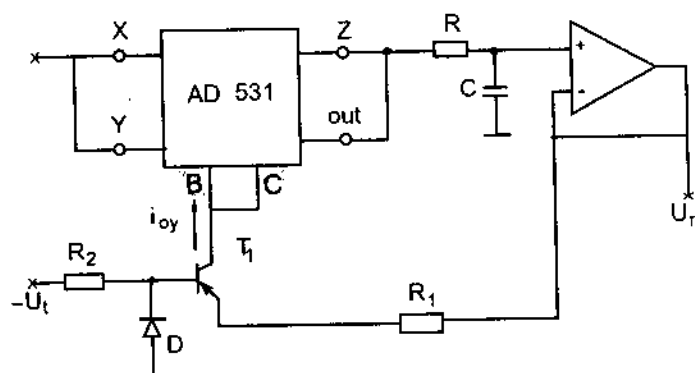


Hình 13.11. Mạch tạo giá trị trung bình bằng cách tính toán gián tiếp.

H.13.12 minh họa mạch thực thi bằng khuếch đại thuật toán AD531.

Mạch điện có ba đầu vào : x, y (bình phương) và đầu vào i_{oy} dùng để chia; i_{oy} tỉ lệ thuận với u_r , vì điện áp tiếp giáp bù cho nhau :

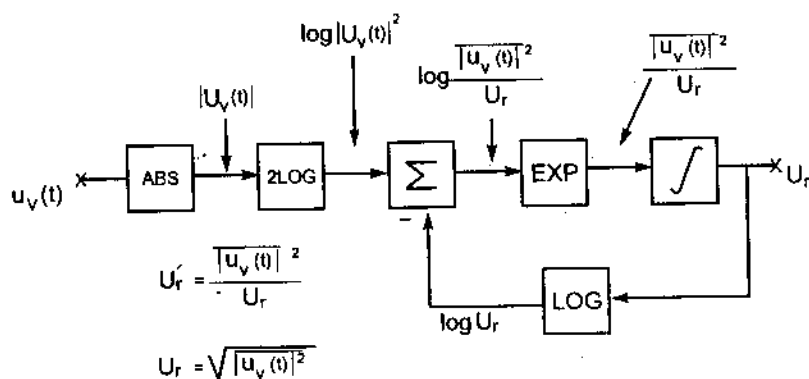
$$i_{oy} = \frac{U_r}{R_1}$$



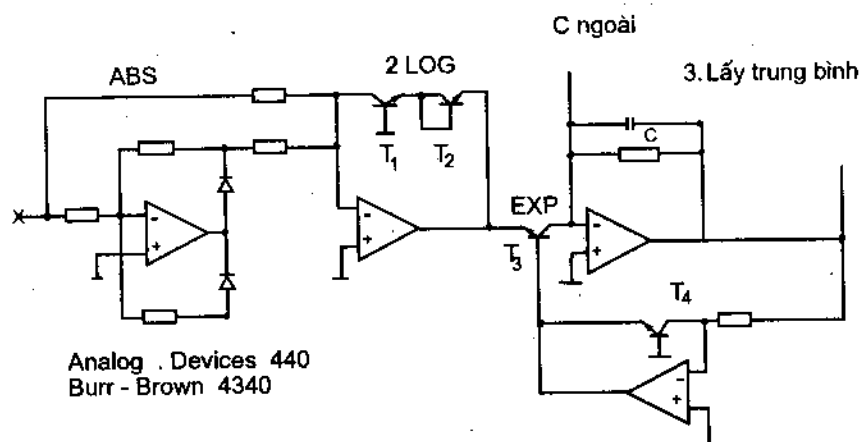
Hình 13.12. Sơ đồ mạch điện 531.

Bộ tích phân do phần tử RC thực hiện sao cho hằng số thời gian của mạch này lớn hơn rất nhiều so với tần số tín hiệu đầu vào nhỏ nhất.

Trong họ mạch điện tổ hợp người ta cũng dùng mạch lai. Loại mạch này giải quyết các phép toán nhân chia với sự chuyển đổi logarit và đối logarit. Các mạch điện này thực hiện việc chuyển đổi RMS - DC không cần đến các mạch ngoài. Tự điện bên ngoài có thể bổ sung để tăng thời gian tích phân. Nguyên lý hoạt động trong h.13.13 được chi tiết hóa trong h.13.14. Bộ tạo giá trị tuyệt đối gồm các diốt và khuếch đại thuật toán. Cần có bộ này vì mạch điện logarit chỉ có thể hoạt động với các tín hiệu một phân cực. Với hai lớp tiếp giáp P - N, ta sẽ tạo ra được hai lần logarit.

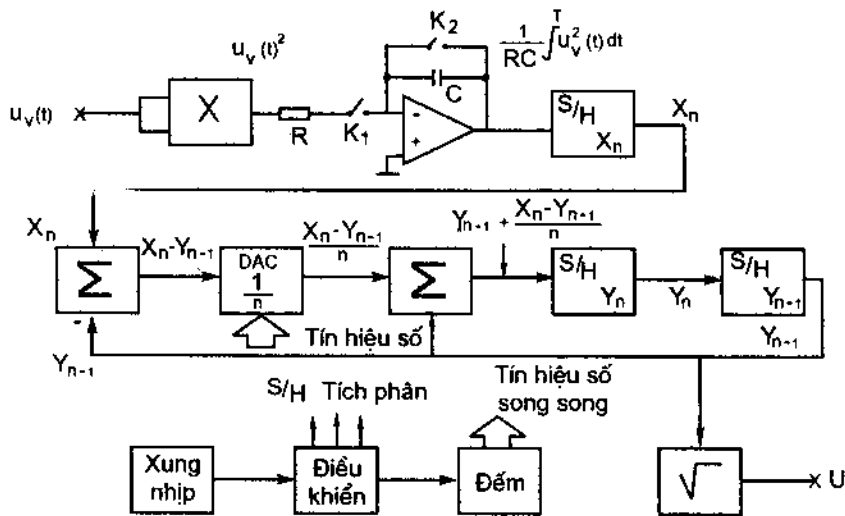


Hình 13.13. Sơ đồ khối khi áp dụng mạch logarit và đối logarit.



Hình 13.14. Sơ đồ mạch dùng logarit và đối logarit.

Trong nhánh hồi tiếp cần phải là logarit, cũng như việc tạo ra các hàm mũ được thực hiện nhờ T_3 và T_{13} . Điện áp emitor – bazơ của 4 tranzito mắc nối tiếp với nhau tạo ra phép cộng. Do tỏa nhiệt giống nhau, các dòng I_x bị triệt tiêu (không phụ thuộc nhiệt). Cuối cùng, bộ tích phân do tụ C đảm nhiệm. Các bộ chuyển đổi logarit – đối logarit rất chính xác do sự nén động của các phép toán logarit. Đồng thời các mạch điện logarit và đối logarit chậm tùy theo các tính chất của mạch điện. H.13.14 minh họa mạch điện có sai số 1% với điện áp 0,1V, và tín hiệu hình sin 100 kHz. Đồng thời trong miền tần số thấp với điện áp $\pm 5\text{mV}$ sai số là $\pm 0,05\%$.



Hình 13.15. Mạch điện tính giá trị hiệu dụng có sai số nhỏ.

Khâu lấy trung bình RC tạo ra giá trị trung bình tức thời, nếu chu kỳ của tín hiệu lớn hơn rất nhiều so với hằng số thời gian RC . Không nên áp dụng mạch điện lấy tích phân có độ chính xác cao vào việc lấy tích phân trong một khoảng thời gian dài, đặc biệt là khi thời gian thay đổi giá trị hiệu dụng gần bằng hằng số thời gian lấy tích phân. Trong các trường hợp này nên lấy giá trị trung bình bằng phương pháp số kết hợp với mạch lấy mẫu và mạch lấy tích phân có điều khiển. Độ chính xác có thể được nâng lên một cách đáng kể và thời gian lấy giá trị trung bình có thể kéo dài hàng ngày. H.13.15 minh họa một cơ cấu như vậy. Tín hiệu đầu vào $u_v(t)$ sau khi bình phương được đưa vào bộ tích phân gồm khuếch đại thuật toán và các phần tử RC (K_1 đóng, K_2 ngắt) cho tới thời điểm $T = RC$. Cuối thời gian T (trải qua n chu kỳ), mạch sẽ lấy giá trị trung bình bình phương chính xác trong chu kỳ n là X_n . Công tắc K_1 sẽ đưa bộ tích phân về trạng thái ban đầu.

Đối với chu kỳ n , mạch điện có giá trị trung bình được tính bằng biểu thức sau đây :

$$Y_n = Y_{n-1} \left(\frac{n-1}{n} \right) + \frac{X_n}{n} = Y_{n-1} + \frac{X_n - Y_{n-1}}{n} \quad (13.32)$$

Trong đó Y_{n-1} là giá trị trung bình của X tính ở chu kỳ thứ $n - 1$. Cuối chu kỳ thứ n , K_1 sẽ ngắt và bộ tích phân nhận giá trị X_n . Khi này mạch S/H đưa giá trị X_n vào bộ tổng. Tại đây X_n được trừ đi giá trị Y_{n-1} lấy từ mạch S/H có ký hiệu là Y_{n-1} . Hiệu hai tín hiệu được chuyển vào bộ DAC, sau đó được nhân với giá trị $1/n$ (chia cho n). Giá trị đầu ra của bộ DAC được cộng với Y_{n-1} và tạo ra giá trị mới Y_n theo công thức (13.32). Bộ S/H ký hiệu là Y_n lưu giữ giá trị Y_n để tính giá trị Y_{n+1} . Mạch khai căn giá trị trung bình bình phương của $n - 1$ chu kỳ, như vậy điện áp ra u_r là giá trị hiệu dụng

tính với $n - 1$ chu kỳ. Chẳng hạn $T = 1$ phút và $n = 721$, u_r là giá trị trung bình bình phương được tính trong nửa ngày.

Bộ DAC cơ bản là một bộ chuyển đổi có điện áp chuẩn là điện áp đầu vào ($X_n - Y_{n-1}$), và có hệ số truyền đạt trong từng chu kỳ là $1, 1/2, 1/3, \dots, 1/n$. Hệ số truyền đạt do các tín hiệu số thiết lập trong từng chu kỳ được điều khiển theo nhịp của đồng hồ và bộ đếm. Bộ điều khiển sẽ đảm nhận việc đóng các mạch của bộ tích phân và các mạch S/H. Trong thời gian lấy tích phân, giá trị Y_{n-1} được lưu giữ, giá trị X_n và Y_n thay đổi theo giá trị đầu vào và bộ DAC tính giá trị của Y tiếp theo phù hợp với giá trị $1/n$ ở cuối chu kỳ tích phân, công tắc K_1 ngắt và giá trị X_n được lưu giữ. Sau đó K_2 nhanh chóng khởi động lại bộ tích phân và bắt đầu một chu kỳ tích phân mới. Giá trị X_n và Y_n được lưu giữ, sau đó đến lượt Y_{n-1} cho tới khi mẫu được lấy ra từ giá trị lưu giữ Y_n (nhận giá trị Y tiếp theo) và lại lưu trữ tiếp. Khi này hệ số truyền đạt của bộ DAC nhảy sang giá trị khác. Các bộ ghi dịch S/H của X_n và Y_n nhận giá trị mới và bắt đầu lại chu kỳ tính toán mới (tích phân mới). Khi đồng bộ các quá trình chuyển mạch, cần chú ý đến thời gian chuyển đổi của các bộ S/H, bộ DAC và quá trình đóng của bộ tích phân. Toàn bộ quá trình đóng so với chu kỳ T phải rất nhỏ (có độ lớn là msec) để không ảnh hưởng đến quá trình tạo ra giá trị hiệu dụng của tín hiệu.

KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT

14.1. MỞ ĐẦU

Khuếch đại công suất là tầng khuếch đại mà người thiết kế phải quan tâm đến các chỉ tiêu kỹ thuật, như công suất đầu ra, mức điện áp, công suất tiêu tán, độ méo, kích thước, trọng lượng và hiệu suất (công suất đầu ra chia cho công suất tiêu tán). Các tranzito sử dụng ở tầng khuếch đại công suất yêu cầu các thông số dựa trên điện áp đánh thủng, giới hạn dòng điện và công suất tiêu tán lớn nhất. Công suất đầu ra của khuếch đại công suất có thể từ milioát đối với loại khuếch đại công suất nhỏ như radio xách tay tới megaoát cho các trạm phát thanh lớn.

Khuếch đại công suất là tầng cuối cùng trong hệ thống khuếch đại, vì mức độ công suất là cao nhất. Vì mức tín hiệu ở tầng này là lớn nhất, nó gây ra nhiều méo phi tuyến đặc trưng của thiết bị. Các tính chất phi tuyến tạo ra thành phần có tần số (sóng hài) không mong muốn và các dạng méo xuyên điều chế (IMD : Intermodulation Distortion). Tuy nhiên, có nhiều phương pháp thiết kế mạch, mỗi phương pháp cho mức độ hiệu suất và độ méo khác nhau. Thiết kế khuếch đại công suất phụ thuộc rất nhiều vào loại tín hiệu (điều chế) cần khuếch đại. Thiết kế kém hiệu quả nếu công suất tiêu tán ở tranzito nhiều nhất, cần đến các tranzito công suất lớn hơn và đắt hơn. Tuy vậy, kỹ thuật thiết kế cần tạo ra các mạch điện tử công suất tiết kiệm và có độ tin cậy cao hơn.

Khuếch đại công suất được phân loại theo cách hoạt động. Cơ chế hoạt động được xác định nhờ sự *phân cực* hay *định thiên điện áp* của tranzito và bản chất đầu ra của mạch. Người ta phân loại theo chế độ hoạt động như chế độ A, B, AB và C. Một *khuếch đại chế độ A* là bộ khuếch đại tuyến tính. Về mặt lý thuyết, khuếch đại sẽ tạo ra tín hiệu đầu ra có dạng sóng hình sin khi tín hiệu đầu vào là sóng hình sin. Tần số đầu ra giống tần số đầu vào, và biên độ đầu ra tỷ lệ tuyến tính với biên độ đầu vào. Nếu đầu ra của bộ khuếch đại là hàm tuyến tính của đầu vào trên 50% (180°) của dạng sóng đầu vào, thì khuếch đại hoạt động ở chế độ B. Nếu độ tuyến tính trong phạm vi góc cắt nhỏ hơn 50%, khuếch đại hoạt động ở chế độ C. Và nếu góc cắt lớn hơn 180° nhưng nhỏ hơn 360° , khuếch đại hoạt động ở chế độ AB. Ngày nay còn tồn tại bộ khuếch đại sử dụng tranzito làm công tắc. Dạng thông thường nhất của khuếch đại công tác được coi là chế độ hoạt động sau các chế độ A, B và C.

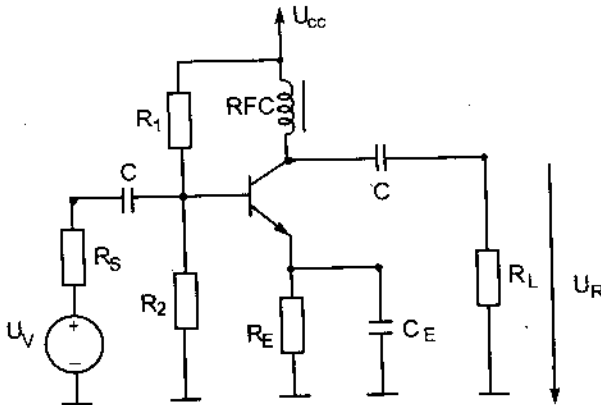
14.2. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ A

Khuếch đại công suất chế độ A là bộ khuếch đại tuyến tính. Khuếch đại chế độ A cho đầu ra có dạng sóng hình sin khi đầu vào là sóng hình sin. Công suất và độ méo là vấn đề quan trọng nhất. Chế độ được xác định bởi mức độ tín hiệu đầu vào và cách định thiên điện áp. H.14.1 mô tả sự ghép nối chế độ một chiều là điện áp phân cực cho chế độ A, B hoặc C.

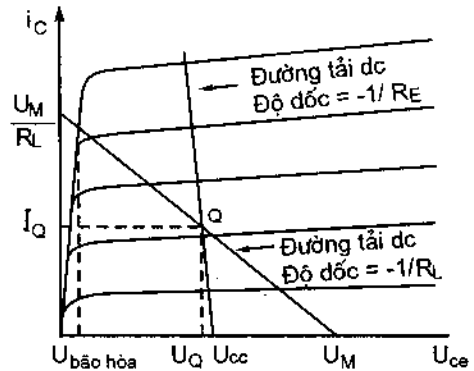
Bộ khuếch đại trong h.14.1 với điện áp tranzito nghỉ (không có dòng colectơ xoay chiều) là :

$$U_{CE} = U_Q = U_{CC} - I_C R_E \quad (14.1)$$

Độ dốc của đường tải một chiều dI_C/dU_{CE} là $-1/R_E$ như minh họa ở h.14.2. Với khuếch đại công suất chế độ A, điện trở một chiều R_E thường nhỏ hơn điện trở xoay chiều rất nhiều. Điện trở R_E được duy trì để hạn chế công suất tiêu tán một chiều trên điện trở.



Hình 14.1. Bộ khuếch đại ghép nối xoay chiều.



Hình 14.2. Đặc tuyến colectơ – emitter của tranzito bao gồm các đường tải xoay chiều và một chiều.

Trong một số thiết kế $R_E = 0$. Điện trở nhỏ R_E thường dùng để ổn định điện áp phân cực đối với khuếch đại bằng tranzito lưỡng cực và tự phân cực đối với khuếch đại FET. Nếu R_E nhỏ, điện áp của điểm làm việc Q là :

$$U_Q \approx U_{CC}$$

Đối với hoạt động xoay chiều, tụ lọc và tụ ghép tầng coi như ngắn mạch, và dòng điện xoay chiều colectơ i_C được tính theo công thức :

$$-i_C R_L = U_r$$

Điện áp đầu ra bằng với điện áp xoay chiều sụt trên tranzito :

$$U_{CC} - i_C R_E + U_{CE} \approx U_Q - i_C R_L \quad (14.2)$$

Đường đặc trưng của tranzito ở h.14.2 cho thấy điện áp colectơ – emitter cực đại khi dòng colectơ là 0. Điều này xảy ra khi thành phần xoay chiều của colectơ có độ lớn bằng nhưng ngược chiều với dòng một chiều ở colectơ ($i_C = -I_C$). Tương tự, điện áp colectơ – emitter bằng 0 khi dòng colectơ cực đại (các thành phần xoay chiều có giá trị bằng và cùng chiều với thành phần một chiều, I_C). Khi dòng colectơ giảm từ điểm Q nhờ tín hiệu xoay chiều, điện áp từ colectơ tới emitter tăng từ U_Q tới U_M , điện áp colectơ giảm từ U_Q tới 0.

Đối với tín hiệu nhỏ, hệ số khuếch đại công suất sẽ cực đại vì có sự phối hợp kháng tải với trở kháng đầu ra của tranzito. Ở khuếch đại công suất, mục tiêu là công suất đầu ra đạt tới cực đại chứ không phải hệ số khuếch đại. Điều này đòi hỏi tín hiệu đầu vào lớn để tạo ra công suất đầu ra lớn. Đối với chế độ A, công suất đầu ra cực đại khi chọn kháng tải xoay chiều sao cho mức tín hiệu ra cực đại. Đầu ra phải đối xứng để tránh méo. Khi tranzito lý tưởng, điện áp bão hòa $U_{sat} = 0$, điện áp colectơ – emitter có thể giảm từ U_{CC} tới 0; như vậy nếu hoạt động đối xứng nó cũng có thể tăng :

$$U_M = 2U_Q = 2U_{CC}$$

Tương tự, dòng ra có thể giảm từ I_Q tới 0 và dòng đầu ra cực đại là :

$$I_M = \frac{U_M}{R_L} = \frac{2U_{CC}}{R_L}$$

và :

$$I_Q = \frac{U_{CC}}{R_L}$$

Độ dốc của đường tải xoay chiều là $-1/R_L$ và :

$$-R_L^{-1} = -\frac{I_M}{U_M} = -\frac{I_Q}{U_{CC}}$$

Đây là giá trị của điện trở tải cho công suất đầu ra cực đại.

Đặc trưng của khuếch đại là điện áp cực đại sụt trên tranzito gấp hai lần điện áp nguồn nuôi và điện áp đầu ra đỉnh tới đỉnh cũng là $2U_{CC}$. Mạch tương đương được minh họa ở h.14.3. Ở đây cuộn cảm R_F được thay thế bởi nguồn dòng không đổi, vì không có dòng xoay chiều truyền qua thiết bị và dòng một chiều là I_Q . Cũng như vậy, không có dòng một chiều đi qua tụ, vì vậy điện áp một chiều sụt trên thiết bị là U_{CC} , và không có điện áp xoay chiều sụt trên tụ. Tụ ở đây được thay thế bởi ác quy U_{CC} . Tại thời điểm có dòng tải :

$$i_L = -i_C = -I_Q = \frac{U_{CC}}{R_L}$$

điện áp ra là :

$$U_r = I_Q R_L = U_{CE}$$

Nếu điện trở emitor đủ nhỏ thì :

$$U_{CE} = U_r + U_{CC}$$

như vậy :

$$(U_{CE})_{\max} \approx 2U_{CC}$$

Khi tín hiệu đầu vào có dạng hình sin, dòng colectơ bao gồm thành phần một chiều I_Q không đi qua tải và thành phần xoay chiều đi qua tải i_L :

$$I_C = I_Q + i_L$$

trong đó $i_L = I_P \sin \alpha t$. Vì dòng colectơ không thể âm, $I_P \ll I_Q$, công suất ra trung bình là :

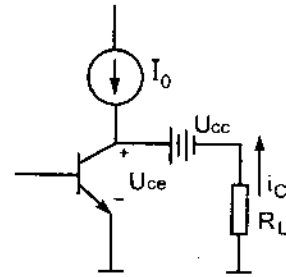
$$(P_r)_{tb} = \frac{I_P^2 R_L}{2} \leq \frac{I_Q^2 R_L}{2}$$

Bỏ qua số lượng nhỏ của công suất tiêu tán mạch hệ thống phân cực, công suất do nguồn cung cấp là :

$$P_{CC} = U_{CC} I_Q = \frac{U_{CC}^2}{R_L}$$

Vậy hiệu suất là :

$$\eta = \frac{P_0}{P_{CC}} = \frac{I_P^2 R_L^2}{2U_{CC}^2} \quad (14.3)$$



Hình 14.3. Mạch tương đương tín hiệu nhỏ của bộ khuếch đại ở hình 14.1.

hiệu suất cực đại xảy ra khi $I_P = I_Q$ và : $\eta_{\max} = \frac{I_Q^2 R_L^2}{2U_{CC}^2} = 50\%$

Hiệu suất cực đại của khuếch đại chế độ A ghép tầng xoay chiều là 50% và xảy ra cùng với tín hiệu đầu vào cực đại. Nếu tín hiệu đầu ra giảm, I_P giảm và như vậy hiệu suất cũng giảm.

Công suất tiêu tán ở tranzito là :

$$P_T = P_{CC} - P_0 = \frac{U_{CC}^2}{R_L} \left(1 - \frac{I_P^2}{2I_Q^2} \right) \quad (14.4)$$

Khi không có tín hiệu đầu vào, công suất tiêu tán cực đại ở tranzito là :

$$(P_T)_{\max} = \frac{U_{CC}^2}{R_L} = 2(P_r)_{\max} \quad (14.5)$$

Công suất này bằng hai lần công suất cực đại có thể đưa ra tải. Vì vậy, như đã đề cập ở trên, điện áp colectơ – emitơ cực đại sẽ gấp 2 lần điện áp cung cấp.

Ví dụ. Thiết kế bộ khuếch đại chế độ A cung cấp công suất 5W tới tải 50Ω.

Khi công suất 5W ở điện trở tải 50Ω, giá trị đỉnh của điện áp dạng hình sin sụt trên tranzito là :

$$U_P = (2 \cdot 5 \cdot 50)^{1/2} = 22,4V$$

Bởi điện áp đỉnh không thể vượt quá U_{CC} , mức cung cấp $U_{CC} = 24V$ là phù hợp. Tương đương với giá trị của dòng tải xoay chiều là :

$$I_P = \frac{22,4}{50} = 0,448A$$

Vì vậy, tranzito phải được phân cực : $I_Q \geq 0,448A$

Đối với nguồn 24V và không có điện trở emitơ (hoặc điện trở cực máng) :

$$I_Q = \frac{U_{CC}}{50} = 0,48A$$

Công suất cung cấp lúc này là : $P_{CC} = U_{CC} I_Q = 14,52W$

Và hiệu suất là : $\eta = \frac{5}{14,52} = 43,4\%$

Tranzito phải được lựa chọn sao cho có khả năng tiêu tán 14,52W trong trường hợp công suất đầu vào sụt xuống 0. Và điện áp đánh thủng colectơ – emitơ ít nhất phải là 48V ($2U_{CC}$).

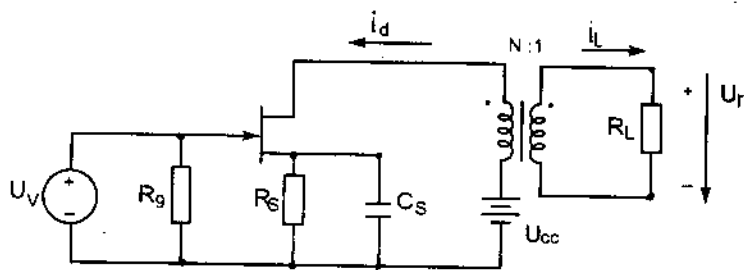
Điện áp bão hòa gây ra méo và làm giảm hiệu suất. Giá trị cực đại của dòng colectơ khi không cần U_{CC} giảm tới U_{sat} :

$$(I_P)_{\max} = \frac{U_{CC} - U_{sat}}{R_L}$$

Vì vậy, khi xem xét điện áp bão hòa, hiệu suất cực đại là :

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{U_{sat}}{U_{CC}} \right)^2 \quad (14.6)$$

1. *Khuếch đại chế độ A ghép biến áp.* Nếu trở kháng tải cố định, biến áp có thể sử dụng để cải thiện hệ số khuếch đại công suất bằng cách biến đổi trở kháng tải để cho công suất đầu ra cực đại. Khuếch đại FET kép chế độ A ghép biến áp được minh họa ở h.14.4 và dòng tải cho bộ khuếch đại ở h.14.5. Đường cong đặc trưng giống bộ khuếch đại bằng tranzito lưỡng cực, trừ trường hợp tín hiệu điều khiển FET là điện áp cực cổng tới cực nguồn.



Hình 14.4. Khuếch đại chế độ A ghép biến áp.

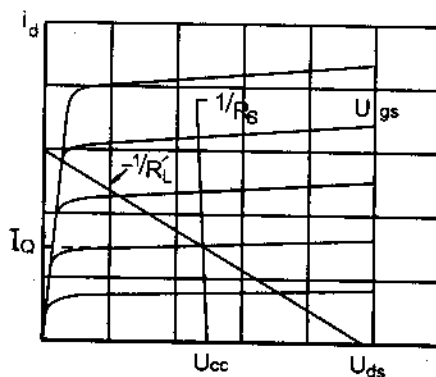
Nếu biến áp lý tưởng thì : $i_L = N i_d$ trong đó i_d là dòng cực máng xoay chiều. Điện áp xoay chiều từ cực máng tới cực nguồn là :

$$U_d = N u_r$$

Vì vậy, trở kháng tải xoay chiều đối với tranzito là :

$$R'_L = N^2 R_L \quad (14.7)$$

Độ dốc của đường tải một chiều là $-1/R'_S$, và nếu $R_S \ll R'_L$, độ dốc của đường tải xoay chiều là $-1/R'_L$. Tín hiệu dao động cực đại vẫn là $2U_{CC}$ và đỉnh dòng cực máng là :

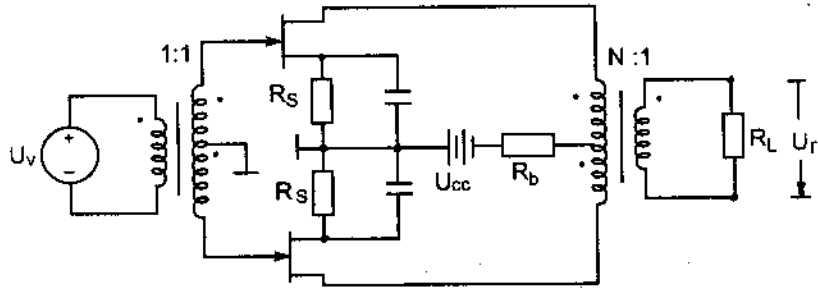


Hình 14.5. Các đường tải xoay chiều và một chiều của khuếch đại ở hình 14.4.

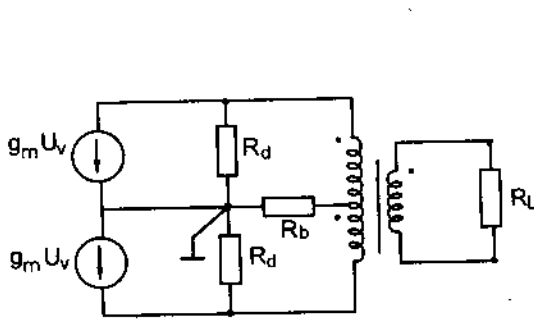
$$I_M = (i_d)_{\max} = \frac{2U_{CC}}{R'_L} \quad (14.8)$$

Việc tính toán công suất cho tải khi ghép biến áp giống như ghép điện dung. Biến áp làm cho việc phối hợp trở kháng tới nguồn linh hoạt hơn, nhưng công suất tiêu tán ở biến áp có thể làm giảm đáng kể hiệu suất của bộ khuếch đại. Các khuếch đại tranzito lưỡng cực ghép biến áp hay cảm kháng có hiện tượng "thoát nhiệt". Sự đốt nóng tranzito gây ra dòng lớn hơn, chính dòng lại gây ra sự đốt nóng lớn hơn và gây ra hiện tượng tự hủy. Hiện tượng này ít thấy ở tải là điện trở, vì dòng tăng sẽ giảm điện áp collector - emitter, và đôi khi mạch sẽ tự cân bằng. Đối với khuếch đại FET cũng vậy, khi nhiệt độ tăng thì dòng ra sẽ giảm.

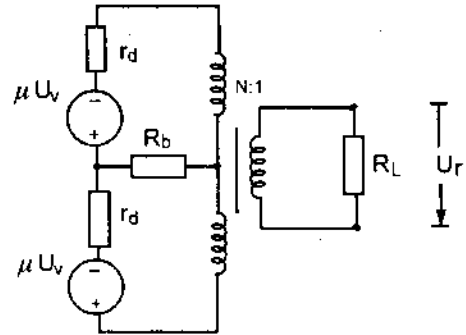
2. *Khuếch đại đẩy - kéo chế độ A.* Khuếch đại đẩy - kéo sẽ loại trừ méo hài chẵn ở tín hiệu đầu ra, do đó cải thiện đáng kể hiệu suất của bộ khuếch đại tuyến tính. Hoạt động đẩy kéo còn làm giảm yêu cầu công suất của mỗi tranzito. H.14.6 minh họa tầng đẩy kéo ghép biến áp chế độ A. Mạch tương đương xoay chiều được minh họa ở h.14.7. Trong chế độ A, cả hai tranzito liên tục truyền tín hiệu đến đầu ra, và đầu ra của tranzito, lệch pha 180° , được kết hợp lại bằng biến áp có điểm giữa. Mạch điện ở h.14.7 được vẽ lại ở h.14.8 trên cơ sở định lý Thévenin.



Hình 14.6. Khuếch đại đẩy kéo ở chế độ A ghép tầng bằng biến áp.



Hình 14.7. Mạch điện tương đương tín hiệu nhỏ của khuếch đại đẩy kéo.



Hình 14.8. Mạch điện tương đương khác của khuếch đại đẩy kéo.

Hệ số khuếch đại theo h.14.8 là $\mu = g_m r_d$. Nếu các điện trở động cực máng bằng nhau thì không có dòng đi qua R_b và mạch có thể vẽ lại ở h.14.9. Điện áp U_r được xác định bởi :

$$2\mu U_v - 2r_d i_d = -2NU_r$$

Nếu không có tiêu tán trên biến áp thì :

$$2NU_r = -i_d (2N)^2 R_L = -2R'_L i_d$$

trong đó $R'_L = 2N^2 R_L$. Điện áp đầu ra là :

$$U_r = \frac{-N\mu R_L U_v}{r_d + R_L} = \frac{-Ng_m R_L U_v}{1 + R'_L / r_d}$$

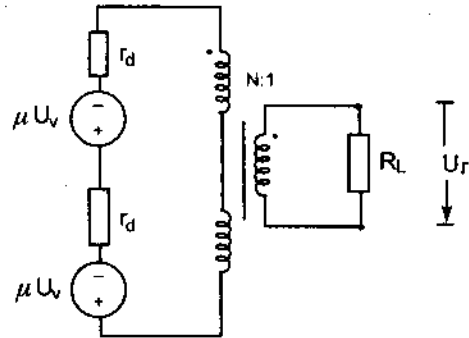
Thông thường $r_d \gg R'_L$, như vậy hệ số khuếch đại điện áp là : $A_v = -g_m R_L N$

Vì tải cho mỗi tranzito là : $R'_L = 2N^2 R_L$

Để công suất đầu ra cực đại, mỗi tranzito được phân cực sao cho :

$$R'_L = \frac{U_{CC}}{I_d} ; I_d \text{ là dòng cực máng một chiều.}$$

$$\text{Công suất đầu ra cực đại (từ cả hai tranzito) là : } P_r = \frac{2U_{CC}^2}{2R'_L} = \frac{U_{CC}^2}{2N^2 R_L}$$



Hình 14.9. Mạch điện tương đương được đơn giản hóa.

Tổng công suất ra của khuếch đại đẩy kéo chế độ A gấp hai lần khuếch đại đơn chế độ A. Tuy nhiên điện áp cực đại sụt trên mỗi tranzito của khuếch đại đẩy kéo hoàn toàn giống như trên tranzito của khuếch đại đơn. Công suất cung cấp cho mỗi tranzito là :

$$P_{CC} = I_d U_{CC} = \frac{U_{CC}^2}{R_L}$$

Tổng nguồn cung cấp là $2P_{CC}$, như vậy hiệu suất cực đại của bộ khuếch đại đẩy – kéo chế độ A là $\eta = 50\%$, hiệu suất giống như hiệu suất của bộ khuếch đại đơn. Bên cạnh việc giảm méo sóng hài chẵn, cấu hình đẩy – kéo cung cấp công suất đầu ra gấp 2 lần so với thiết kế đầu cuối đơn.

3. *Đầu vào xung vuông*. Hiệu suất của bộ khuếch đại chế độ A phụ thuộc vào mức tín hiệu đầu vào và dạng sóng tín hiệu. Xét trường hợp đầu vào có dạng sóng vuông nếu bộ khuếch đại là chế độ A. Dòng colectơ cũng là sóng vuông như ở h.14.10A. Giá trị dòng một chiều là I_Q và đỉnh dòng là :

$$I_P \leq I_Q$$

Trong trường hợp này :

$$P_{CC} = I_Q U_{CC} = I_Q^2 R_L$$

và :

$$P_r = I_P^2 R_L$$

vậy hiệu suất :

$$\eta = \frac{P_r}{P_{CC}} = \frac{I_P^2}{I_Q^2} \quad (14.9)$$

sẽ đạt tới 100% nếu I_P đạt tới I_Q . Hiệu suất của bộ khuếch đại chế độ A phụ thuộc vào dạng sóng của tín hiệu đầu vào.

Nếu mạch cộng hưởng thường được sử dụng làm tải để giảm độ méo, thì hiệu suất giảm. Với đầu vào là sóng vuông, dòng colectơ sẽ là sóng vuông (h.14.10A), công suất cung cấp là :

$$P_{CC} = I_Q U_{CC}$$

Nếu độ rộng băng thông của mạch cộng hưởng đủ hẹp và mạch cộng hưởng ở tần số cơ bản, công suất đầu ra là : $P_r = \frac{I_1^2 R_L}{2}$

trong đó I_1 là biên độ của thành phần có tần số cơ bản của dòng ra là : $I_1 = \frac{4}{\pi} I_P$

$$\text{Công suất ra cực đại sẽ là : } (P_r)_{\max} = \frac{8 I_P^2 R_L}{\pi^2} = \frac{8 I_Q U_{CC}}{\pi^2}$$

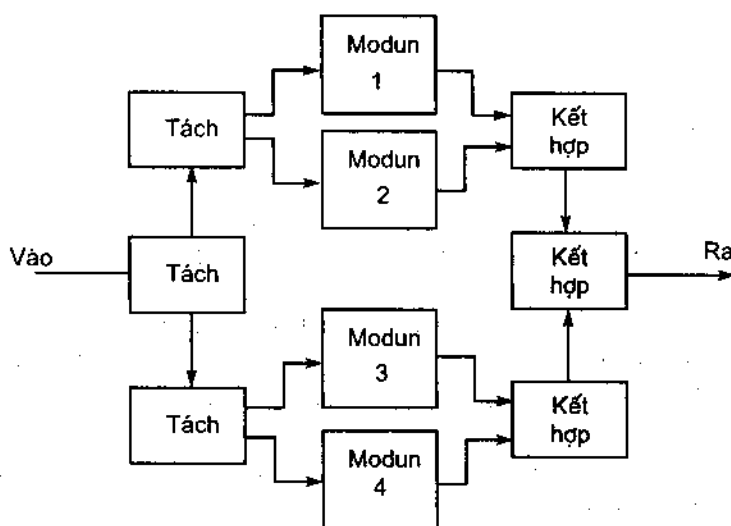
$$\text{và hiệu suất cực đại : } \eta = \frac{(P_r)_{\max}}{P_{CC}} = \frac{8}{\pi^2}$$

Nếu đầu ra cộng hưởng tới sóng hài bậc n (n lẻ), thì hiệu suất là $\eta = 8/(n^2 \pi^2)$, vì biên độ của sóng hài bậc n (n lẻ) sẽ bằng $1/n$ lần biên độ sóng hài có tần số cơ bản. Tải là mạch cộng hưởng sẽ giảm hiệu suất, nhưng thường được sử dụng vì giảm méo sóng hài ở đầu ra.

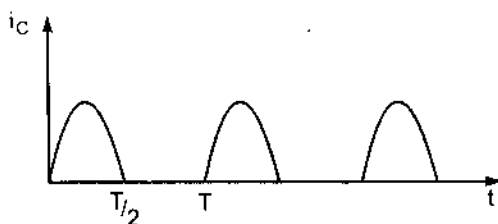
4. *Khuếch đại công suất dải rộng chế độ A*. Nhu cầu về khuếch đại công suất tuyến tính dải rộng ngày càng tăng trong các ứng dụng công nghiệp truyền hình cáp. Trong nhiều trường hợp, các yêu cầu này được đáp ứng nhờ cách mắc song song nhiều môđun công suất thấp, vì có thể đạt dải thông rộng hơn nhờ giảm hệ số khuếch đại công suất của mỗi môđun. Mỗi môđun là một khuếch đại đẩy kéo chế độ A ghép biến áp như h.14.10B, tạo ra công suất đầu ra bằng 4 lần công suất của mỗi đầu môđun. Thông thường các tranzito trường (FET) công suất lớn được sử dụng, vì về cơ bản chúng không có giới hạn khu hoạt động an toàn, không có điện áp đánh thủng thứ cấp và kháng vào của chúng cao hơn làm đơn giản hóa quá trình phân cực. Đối với các ứng dụng dải rộng, các bộ kết hợp và bộ tách thường đi cùng với biến áp băng rộng, như biến áp đường truyền thông. Đối với mỗi tranzito, thiết kế băng rộng duy trì tải tương đối cố định trong băng thông cụ thể.

14.3. KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ B

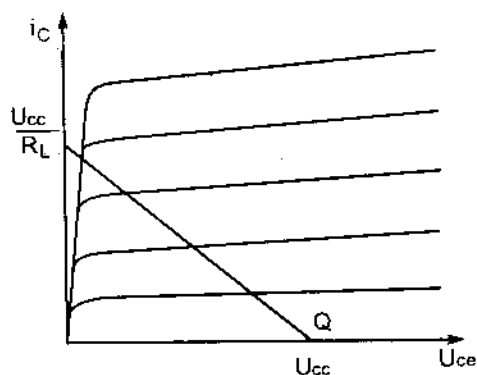
Nhược điểm chính của bộ khuếch đại chế độ A là tất cả nguồn cung cấp tiêu tán trên tranzito khi không có tín hiệu đầu vào. Khuếch đại chế độ B có ưu điểm là không cần nguồn cung cấp khi không có tín hiệu đầu vào. Khuếch đại chế độ B được phân cực như ở h.14.11. Dòng colectơ nghỉ bằng 0, và điện áp nghỉ colectơ – emitơ là U_{CE} . Điểm làm việc được định thiên tại cạnh của vùng tích cực sao cho khi đầu vào là sóng hình sin, tranzito được dẫn với góc cắt trên 180° , như ở h.14.12.



Hình 14.10B. Bộ tổng hợp công suất đầu vào chế độ A.



Hình 14.11. Dạng sóng dòng colectơ của khuếch đại chế độ B.

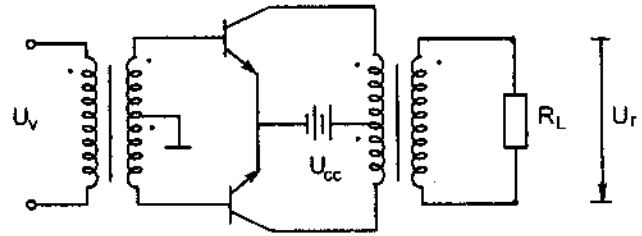


Hình 14.12. Điểm hoạt động Q để phân cực cho chế độ B.

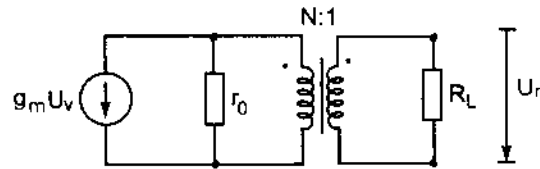
Dòng ra là sóng hình sin bị méo nhiều, nhưng có thể giảm độ méo bằng cách sử dụng mạch cộng hưởng dải băng hẹp cho tải hay thông thường hơn là hai tranzito khuếch đại đẩy kéo chế độ B được minh họa ở h.14.13. Trong trường hợp lý tưởng, mỗi tranzito dẫn điện luân phiên với góc cắt trên 180° trong một chu kỳ đầu vào và hai đầu ra được cộng lại để sóng hình sin không biến dạng trên tải R_L . Tại thời điểm bất kỳ, một tranzito dẫn điện và tranzito kia thì không. Như vậy mạch tương đương có thể minh họa như ở h.14.14. Tải của mỗi tranzito :

$$R'_L = N^2 R_L$$

là một nửa tải của khuếch đại đẩy kéo chế độ A. Hệ số khuếch đại điện áp là :



Hình 14.13. Khuếch đại đẩy kéo chế độ B.



Hình 14.14. Mạch tương đương tín hiệu nhỏ của khuếch đại chế độ B.

$$\frac{U_r}{U_v} = \frac{-g_m r_0 N R_L}{r_0 + R'_L}$$

Thông thường trong trường hợp $r_0 \gg R'_L$ thì $A_v = -g_m R_L N$. Hệ số khuếch đại điện áp của tầng chế độ B bằng một nửa của bộ khuếch đại đẩy kéo chế độ A, như vậy yêu cầu tín hiệu kích thích cho tầng khuếch đại chế độ B lớn hơn hai lần, tuy nhiên nếu muốn tăng tín hiệu kích thích cần phải cân nhắc giữa hiệu suất lớn hơn và khả năng cấp công suất khuếch đại chế độ B.

Khả năng cung cấp của mỗi khuếch đại chế độ B ở h.14.13 sẽ được tính toán với tín hiệu đầu vào là sin và tải thuần trở. Các tranzito được coi là lý tưởng. Mỗi tranzito dẫn điện khi điện áp vào $U_v > 0$, dòng colectơ bằng 0 khi $U_v = 0$. Vì dòng tải dẫn với góc cắt là 180° trong toàn bộ chu kỳ của tín hiệu đầu vào nên :

$$i_c(t) = \begin{cases} I_P \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

Dòng colectơ một chiều là :

$$I_C = T^{-1} \int_0^{T/2} I_P \sin \omega t dt = \frac{I_P}{\pi} \quad (14.10)$$

Giá trị một chiều của dòng bazơ nhỏ hơn I_C rất nhiều, vậy công suất một chiều do điện áp nguồn cung cấp là :

$$P_{CC} = I_C U_{CC} = \frac{I_P U_{CC}}{\pi} ; P_r = \frac{R'_L}{T} \int_0^{T/2} (I_P \sin \omega t)^2 dt = \frac{I_P^2 R'_L}{4}$$

Vì $I_P \leq U_{CC} / R'_L$ công suất cực đại đầu ra từ mỗi tranzito là :

$$(P_r)_{\max} = \frac{U_{CC}^2}{4R_L} \quad (14.11)$$

Công suất được cung cấp bởi mạch đầu vào sẽ nhỏ hơn công suất một chiều. Vậy hiệu suất của công suất đầu ra cực đại là :

$$\eta = \frac{U_{CC}^2}{4R_L} \frac{\pi R_L}{U_{CC}^2} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%$$

Hiệu suất của khuếch đại chế độ B cao hơn so với chế độ A. Hơn nữa, chế độ B giai đoạn không tiêu thụ công suất khi không có tín hiệu đầu vào. Đây là ưu điểm quan trọng nhất trong nhiều ứng dụng (khuếch đại chế độ A sẽ có sự tiêu tán công suất cực đại khi không có tín hiệu đầu vào). Công suất tiêu tán ở mỗi tầng tranzito của bộ khuếch đại chế độ B là :

$$P_T = P_{CC} - P_r = \frac{I_P U_{CC}}{\pi} - I_P^2 \frac{R_L}{4} \quad (14.12)$$

Công suất cực đại tiêu tán ở mỗi tranzito tính được nhờ đạo hàm phương trình 14.12 theo I_P và công suất tiêu tán cực đại khi :

$$I_P = \frac{2U_{CC}}{\pi R_L}$$

và :

$$(P_T)_{\max} = \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = (P_r)_{\max} \frac{4}{\pi^2} \quad (14.13)$$

Tuy nhiên cần chú ý rằng công suất tiêu tán cực đại trên tranzito không xuất hiện khi công suất đầu ra là cực đại. Tầng khuếch đại chế độ B cũng gây ra sự tiêu tán trên tranzito ít hơn so với chế độ A. Do vậy hiệu suất hoạt động lớn hơn đúng như mong muốn và sự khác biệt quan trọng khác nữa giữa hai chế độ chính là điện áp cực đại sụt trên tranzito ở chế độ B là U_{CC} ; và điện áp cực đại này là $2U_{CC}$ đối với chế độ A. Vì vậy khuếch đại chế độ A cần đến những tranzito có điện áp đánh thủng colector – emitơ cao hơn. Sự khác nhau giữa các khuếch đại công suất chế độ A và B được minh họa qua ví dụ sau đây :

Ví dụ. Thiết kế một chế độ khuếch đại đẩy – kéo chế độ B để cung cấp 5W (cực đại) cho một tải 50 Ω. Giả thiết bộ khuếch đại được ghép nối bằng biến áp như h.11.14 với tỉ lệ truyền đạt 1:1. Vì khuếch đại đẩy kéo được sử dụng, mỗi khuếch đại chế độ B cung cấp 2,5W. Điện áp cung cấp cần thiết có thể tính được nhờ phương trình (14.11) :

$$U_{CC}^2 = 4R_L(P_r)_{\max} = 500U^2$$

Điện áp nguồn $U_{CC} = 24V$ phù hợp với yêu cầu ở đây. Yêu cầu công suất của mỗi tranzito có thể xác định nhờ phương trình (14.13) :

$$(P_T)_{\max} = (P_r)_{\max} \frac{4}{\pi^2} = 1W$$

Giá trị đỉnh của dòng ra sẽ là :

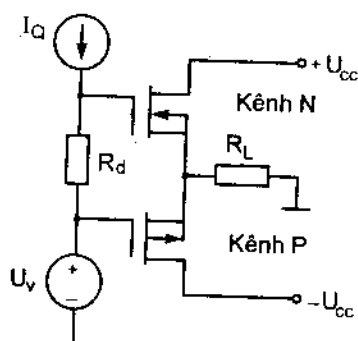
$$I = \left(\frac{4P_r}{R_L} \right)^{1/2} = 0,45A$$

Điện áp dòng cần thiết có thể thay đổi nhờ việc lựa chọn tỷ lệ các cuộn dây của biến áp.

Ví dụ 14.1 giới thiệu việc sử dụng khuếch đại chế độ A để thực hiện các chỉ tiêu kỹ thuật. Ta nhận thấy công suất tiêu tán trên tranzito chế độ A lớn hơn 11 lần so với chế độ B. Như vậy nếu khuếch đại đẩy kéo chế độ A được sử dụng, yêu cầu công suất của mỗi tranzito sẽ bằng $5\frac{1}{2}$ lần so với tranzito sử dụng khuếch đại chế độ B. Như vậy điện áp đánh thủng giữa colector – emitơ của tranzito chế độ A gấp đôi của tranzito chế độ B.

Trong khi khuếch đại chế độ B có ưu điểm quan trọng là không tiêu tán công suất khi không có tín hiệu đầu vào, thì khuếch đại chế độ A gây ra méo ít hơn. Cuối cùng, nếu chấp nhận được độ méo bộ khuếch đại chế độ B thì nên chọn chế độ B hơn là chế độ A vì độ méo lớn có thể giảm được nhờ hồi tiếp âm.

1. *Khuếch đại với tranzito đẩy kéo.* Các khuếch đại với tranzito đẩy kéo không dùng biến áp có thể thực hiện bằng các tranzito lưỡng cực và tranzito hiệu ứng. H.14.15 minh họa các khuếch đại đẩy kéo sử dụng tranzito MOSFET công suất. Nguồn dòng và điện trở R_D được dùng để tạo điện áp phân cực cho các tranzito hoạt động ở chế độ B, và các tranzito MOSFET không đóng mạch nếu điện áp đầu vào chưa vượt qua điện áp ngưỡng của các tranzito.



Hình 14.15. Khuếch đại đẩy kéo chế độ B dùng tranzito MOSFET.

Các tranzito công suất MOSFET có ưu điểm hơn so với các tranzito lưỡng cực. Điểm quan trọng nhất là dòng cực máng có hệ số nhiệt độ âm, hệ số này giảm khi nhiệt độ tăng. Hệ số nhiệt độ dương của tranzito lưỡng cực có thể gây ra hiện tượng tự hủy nếu không sử dụng các mạch phân cực phức tạp. Các tranzito lưỡng cực cũng có những nhược điểm khi hoạt động ở điện áp cao. Dòng colectơ không còn đồng nhất mà có khuynh hướng tập trung trên một diện tích nhỏ, tạo ra vùng có nhiệt độ đạt tới đỉnh cao được gọi là các điểm nóng (*hot spot*).

Nhiệt độ trung bình của lớp tiếp giáp ở tranzito không biểu thị sự xuất hiện của các điểm nóng. Dòng cực máng của tranzito công suất MOSFET được phân bố đồng đều ngăn cản sự hình thành các điểm nóng. Kháng vào lớn của các tranzito MOSFET cũng là một ưu điểm. Các giới hạn trên của tần số và khả năng cung cấp công suất của các tranzito công suất MOSFET ngày càng tăng do công nghệ sản xuất ngày càng cải tiến. Các tranzito lưỡng cực là các công cụ chứa hạt dẫn thiểu số, các hạt dẫn này tích tụ ở vùng bazơ. Hoạt động ở chế độ B và C sẽ có vấn đề, vì việc giải phóng các điện tích này cần thời gian và năng lượng. Như vậy việc tăng công suất tiêu tán đi kèm với việc tăng tần số. Các tranzito MOSFET là công cụ chứa hạt dẫn chủ yếu. Các hạt dẫn điện được điều khiển nhờ trường điện mà không phải nhờ sự cung cấp các hạt dẫn thứ yếu vào vùng tích cực. Như vậy các vùng cổng không có điện tích và việc đóng mở sẽ rất nhanh.

Các tranzito trường đầu tiên chỉ có ích với mức công suất thấp (nhỏ hơn 1W). Hạn chế chính của chúng là các kênh FET từ cực máng tới nguồn song song với bề mặt của chip, như vậy mật độ dòng điện ít hơn nhiều so với các tranzito lưỡng cực. Với một dòng điện xác định, kích thước của FET phải lớn hơn nhiều so với các tranzito lưỡng cực tương đương (BJT). Điều này có nghĩa là hiệu suất thấp, giá thành cao. Các công nghệ mới khác nhau đã được phát triển để sản xuất các tranzito FET điện áp cao, dòng lớn. Ba công nghệ sản xuất thường được sử dụng nhất là VMOS (Vertical MOS), VJFET (Vertical JFET), và DMOS (Double - Diffusion MOS).

2. *Công suất của bộ khuếch đại đẩy kéo chế độ B ghép trực tiếp.* Đối với khuếch đại đẩy kéo ở h.14.15, công suất xoay chiều cực đại ở đầu ra khi đầu vào là hình sin là :

$$(P_r)_{th} = \frac{U_{CC}^2}{2R_L} \quad (14.14)$$

Công suất do tranzito cung cấp là :

$$(P_r)_{th} = \frac{U_{CC}^2}{4R_L} \quad (14.15)$$

Công suất do nguồn cung cấp là :

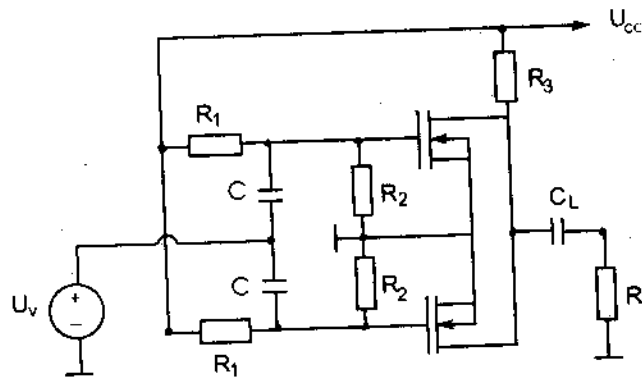
$$P_{CC} = U_{CC} T^{-1} \int_0^{T/2} \frac{U_{CC}}{R_L} \sin \omega t dt = \frac{U_{CC}^2}{\pi R_L} \quad (14.16)$$

Vậy hiệu suất này giống với hiệu suất của khuếch đại đẩy kéo được ghép biến áp. Công suất cực đại tiêu tán ở mỗi tranzito là :

$$(P_T)_{\max} = \frac{U_{cc}^2}{\pi^2 R_L} \quad (14.17)$$

Công suất này giống như công suất cực đại của mạch đẩy kéo ghép biến áp. Một sự khác biệt duy nhất của hai mạch điện suy ra từ việc phân tích công suất chính là mạch không biến áp cần hai nguồn cung cấp.

Khi yêu cầu dòng điện vượt quá giới hạn của một tranzito đơn thì các tranzito có thể đấu song song. H.14.16 minh họa khuếch đại chế độ B chứa hai tranzito công suất MOSFET. Đấu song song hai FET dễ hơn so với hai tranzito lưỡng cực, vì chúng có kháng đầu vào lớn. Trong mạch cụ thể này, công suất lớn gần gấp hai lần có thể nhận được từ mạch khuếch đại chế độ B khi sử dụng tranzito đơn cùng kiểu.

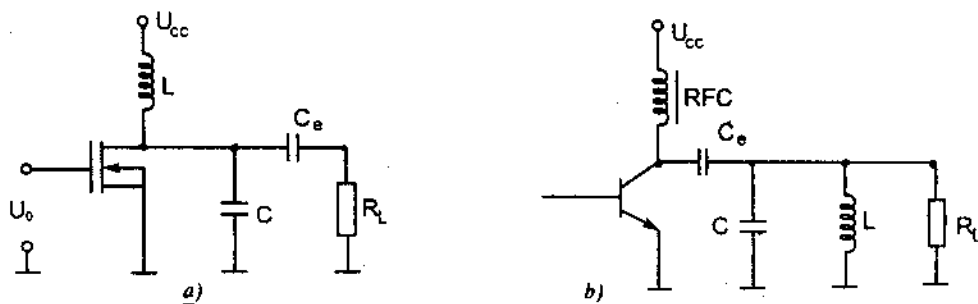


Hình 14.16. Khuếch đại chế độ B dùng hai tranzito MOSFET đấu song song.

Các khuếch đại chế độ B phải chịu méo xuyên chéo, méo này xuất hiện do tính chất phi tuyến của mức tín hiệu nhỏ. Tranzito silicon BJT yêu cầu lớp tiếp giáp bazơ và emitter phải được phân cực thuận khoảng 0,7V trước khi dòng collector chảy qua. Các tranzito FET cũng thể hiện tính phi tuyến đối với mức tín hiệu thấp. Vì vậy các khuếch đại công suất thường hoạt động với điện áp phân cực thuận nhỏ để giảm các méo xuyên chéo. Hoạt động này thường gọi là chế độ A - B, nhưng về căn bản mức công suất hoàn toàn giống với các khuếch đại ở chế độ B và hiệu suất chỉ bị giảm đi chút ít.

14.4. KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ C

Nếu dòng ra có góc cắt nhỏ hơn 180° khuếch đại được coi là hoạt động ở chế độ C. Chế độ này sẽ có hiệu suất cao hơn so với chế độ B nhưng tạo ra độ méo lớn hơn so với các khuếch đại chế độ A và B. Độ méo đôi khi có thể chấp nhận được hoặc là cần thiết như trong trường hợp nhân tần số. Chế độ C thường được sử dụng khi không cần thay đổi biên độ tín hiệu đầu vào và mạch đầu ra chứa mạch cộng hưởng để loại tất cả sóng hài của dòng ra. Trong nhiều ứng dụng như khuếch đại tín hiệu FM, chỉ cần xem xét tần số tín hiệu và không cần quan tâm tới biên độ. Khuếch đại công suất chế độ C thường được sử dụng cho các ứng dụng như vậy. H.14.17 là ví dụ về mạch khuếch đại chế độ C với tranzito FET và tranzito lưỡng cực. H.14.18 minh họa dòng cực máng (hoặc emitter) của khuếch đại chế độ C trong đó góc cắt (2θ) nhỏ hơn 180° và mức công suất đủ nhỏ sao cho dòng ra không bị bão hòa.



Hình 14.17. Khuyếch đại chế độ C: a) dùng MOSFET; b) dùng BJT.

Có rất nhiều mô hình có thể dùng cho xung dòng điện. Mô hình tương đối đơn giản với giả thiết rằng xung đại diện cho đỉnh của sóng hình sin, như mô hình được sử dụng trong h.14.18. Đó là:

$$i_C = \begin{cases} I_P \sin \omega t - I_D \\ 0 \end{cases} \quad (14.18)$$

$$\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$$

trong trường hợp khác

$$I_P > I_D$$

và

$$I_D = I_P \sin \theta_1 \quad (14.19)$$

Với mô hình này dòng một chiều sẽ là:

$$I_C = T^{-1} \int_{\theta_2/\omega}^{\theta_1/\omega} (I_P \sin \omega t - I_D) dt = \frac{2I_P \cos \theta_1 - I_D(\theta_2 - \theta_1)}{2\pi} \quad (14.20)$$

Để đơn giản ta xác định góc cắt là:

$$2\theta = \theta_2 - \theta_1 \quad \text{hoặc} \quad \theta = \frac{\pi}{2} - \theta_1 \quad (14.21)$$

$$\text{Phương trình (14.20) có thể viết lại thành: } I_C = \frac{I_P}{\pi \sin \theta} \quad (14.22)$$

Dòng một chiều xác định công suất cung cấp, vì dòng bazơ một chiều (hoặc là dòng cổng) nhỏ hơn nhiều so với dòng đầu ra. Như vậy:

$$P_{CC} = U_{CC} I_C = \frac{U_{CC}}{\pi} I_P (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (14.23)$$

Nếu đầu ra là mạch cộng hưởng dải hẹp với tần số cơ bản của dòng xung thì công suất đầu ra là:

$$P_D = \frac{I_I^2 R_L}{2} \quad (14.24)$$

trong đó I_I là biên độ của dòng thành phần cơ bản:

$$I_I = \frac{4}{T} \int_0^{\theta/\omega} (I_P \cos \omega t - I_D) \cos \omega t dt$$

Ở đây gốc của trục thời gian dịch chuyển tới tâm của dòng xung để đơn giản hóa việc lấy tích phân. Sự dịch chuyển gốc thời gian không làm thay đổi biên độ của thành phần tần số, chỉ thay đổi pha. Biên độ của thành phần tần số cơ bản là :

$$I_1 = \frac{I_P}{2\pi} (2\theta - \sin 2\theta) \quad (14.25)$$

Vì góc cắt phụ thuộc vào biên độ đầu vào là biên độ tần số cơ bản nên điện áp đầu ra là hàm phi tuyến của biên độ tín hiệu đầu vào.

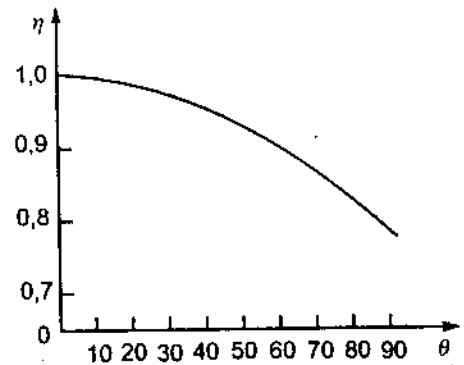
Đối với khuếch đại FET chế độ C ở h.14.17a điện áp cực đại giữa cực máng tới nguồn là :

$$(U_{ds})_{\max} = U_{CC} + (I_1)_{\max} R_L \leq 2U_{CC}$$

Hiệu suất khi công suất ra cực đại là :

$$\eta = \frac{P_r}{P_{CC}} = \frac{I_1^2 R_L}{U_{CC} I_C} = \frac{U_{CC} I_1}{U_{CC} I_C} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}$$

trong đó I_C là giá trị một chiều của dòng theo phương trình (14.20). Hiệu suất là hàm của góc cắt được minh họa ở h.14.19. Hiệu suất của khuếch đại chế độ C có thể tăng tới 100% (trong khuếch đại lý tưởng) nhờ việc giảm góc cắt tới 0. Khi góc cắt θ là 90° , hoạt động thuộc chế độ B có hiệu suất là 78,5%. Hiệu suất tăng đơn điệu khi góc cắt giảm. Hiệu suất cao là lý do để khuếch đại chế độ C thường được sử dụng làm khuếch đại công suất.



Hình 14.19. Hiệu suất của khuếch đại chế độ C là hàm của góc cắt.

1. Thiết kế khuếch đại công suất chế độ C.

Đối với khuếch đại công suất chế độ C, tham số thiết kế có tầm quan trọng bậc nhất là công suất

đầu ra, công suất tiêu tán của tranzito, điện áp colector – emitơ cực đại (hoặc là cực máng – cực nguồn), dòng ra cực đại của tranzito I_P , đối với khuếch đại BJT chế độ C ở h.14.17 điện áp cực đại colector – emitơ là :

$$(U_{CE})_{\max} = 2U_{CC}$$

dòng colector cực đại theo phương trình (14.18) là :

$$I_M = (i_C)_{\max} = I_P \sin \frac{\pi}{2} - I_D = I_P - I_P \sin \theta_1 \quad (14.26)$$

Vì $\theta = \pi/2 - \theta_1$ nên :

$$I_M = I_P (1 - \cos \theta) \quad (14.27)$$

Đỉnh dòng liên quan tới biên độ I_1 của thành phần tần số cơ bản, sử dụng phương trình (14.25), ta có :

$$I_M = \frac{2\pi I_1 (1 - \cos \theta)}{2\theta - \sin 2\theta} \quad (14.28)$$

Công suất xoay chiều đầu ra của bộ khuếch đại xấp xỉ là :

$$P_r = \frac{I_1^2 R_L}{2} \quad (14.29)$$

với điều kiện là hệ số phẩm chất Q của mạch cộng đủ lớn. Đỉnh dòng đầu ra là hàm của dòng colector và công suất đầu ra. Công suất đầu ra cực đại khi I_P cực đại và công suất đầu ra trung bình là :

$$P_r = \frac{I_T^2 R_L}{2} = \frac{U_{CC}^2}{2R_L} \quad (14.30)$$

vì : $I_1 R_L = U_{CC}$ (14.31)

đối với công suất đầu ra cực đại.

Công suất tiêu tán ở tranzito là :

$$P_T = P_{CC} - P_r = \frac{U_{CC} I_P}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) - \frac{U_{CC}^2}{2R_L} \quad (14.32)$$

Đối với điện trở tải đã cho, phương trình (14.30) xác định điện áp nguồn cần thiết cho công suất đầu ra cụ thể. Dòng cực đại tương ứng I_M từ phương trình (14.28) và (14.31) là :

$$I_M = \frac{2\pi U_{CC}(1 - \cos \theta)}{R_L(2\theta - \sin 2\theta)} \quad (14.33)$$

Dòng đỉnh colector chuẩn hóa được định nghĩa như sau :

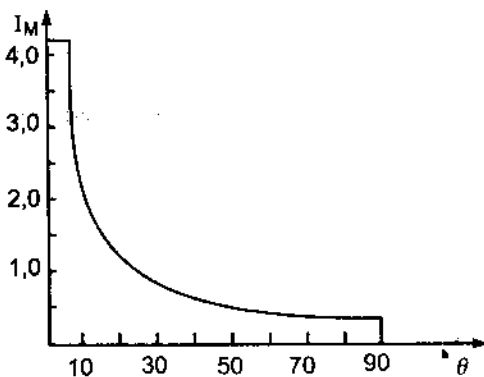
$$i_M = \frac{I_M R_L}{2\pi U_{CC}} = \frac{1 - \cos \theta}{2\theta - \sin 2\theta} \quad (14.34)$$

Dòng đỉnh colector được chuẩn hóa i_M là hàm của góc cắt được vẽ ở h.14.20 đối với mức cố định của công suất đầu ra, giá trị đỉnh của dòng colector sẽ tăng khi góc cắt giảm.

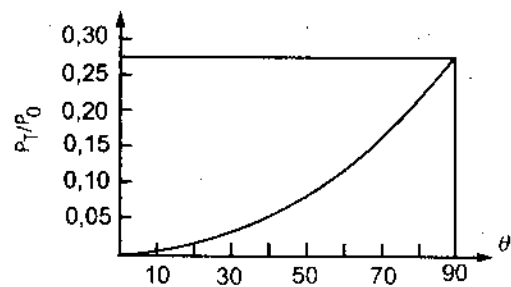
Sự tiêu tán trên tranzito đối với công suất ra cực đại có thể biểu diễn bằng hàm của công suất ra và góc cắt từ phương trình (14.32) và (14.33) :

$$P_T = P_r \left(\frac{4 \sin \theta - \theta \cos \theta}{2\theta - \sin 2\theta} - 1 \right) \quad (14.35)$$

Công suất tiêu tán được chuẩn hóa P_T/P_r là hàm của góc cắt trên h.14.21. Công suất tiêu tán của tranzito tăng khi góc cắt tăng đúng như dự đoán. Đối với giá trị cực đại P_T góc cắt phải được khống chế tới một giá trị cực đại của công suất đầu ra. Giá trị cực đại tương ứng của dòng đầu ra khi này được xác định từ h.14.20. Khi góc cắt giảm thì công suất tiêu tán trên tranzito giảm, nhưng giá trị đỉnh của dòng ra sẽ tăng.



Hình 14.20. Dòng điện colector cực đại được chuẩn hóa là hàm của góc cắt.



Hình 14.21. Công suất đầu ra được chuẩn hóa của tranzito là hàm của góc cắt.

Ví dụ. Thiết kế khuếch đại công suất chế độ C cung cấp công suất trung bình 5W tới tải 50Ω ở tần số 1MHz và sử dụng tranzito với tốc độ tiêu tán công suất là 0,5W.

Công suất đầu ra trung bình là :
$$P_r = \frac{U_{CC}^2}{3R_L}$$

Vì vậy :
$$U_{CC}^2 = 500$$

và cần điện áp nguồn 22,4V. Khi đó công suất tiêu tán cho phép là :

$$(P_T)_{\max} = 0,1P_r$$

Góc cắt lớn nhất thấy được trong h.14.21 là $57,5^\circ$ và giá trị đỉnh tương ứng của dòng colector chuẩn hóa thấy được trên h.14.20 là : $I_M = 0,5$

Vì vậy, giá trị đỉnh của dòng colector đỉnh là :
$$I_M = \frac{2\pi \cdot 22,4}{50} \cdot 0,5 = 1,4A$$

Tranzito được chọn phải có khả năng chịu được dòng này và mạch colector phải cộng hưởng tại 1MHz.

Cách thiết kế khác đối với khuếch đại chế độ C là chọn nguồn và tranzito sau đó xác định công suất đầu ra cực đại có thể. Từ phương trình (14.30) ta thấy công suất đầu ra cực đại khi R_L là cực tiểu và R_L có thể được diễn đạt theo điện áp nguồn U_{CC} và giá trị đỉnh của dòng ra tranzito theo phương trình (14.28) và (14.31) :

$$R_L = \frac{U_{CC}}{I_M} \cdot 2\pi \frac{1 - \cos\theta}{2\theta - \sin 2\theta}$$

Đối với U_{CC} và I_M đã cho, theo hình 14.20 một biểu đồ của $(1 - \cos\theta)/(2\theta - \sin 2\theta)$ ta thấy R_L giảm khi góc cắt tăng. Trong thực tế, R_L nhỏ nhất khi $\theta = 122,6^\circ$ (hoạt động ở chế độ AB). Đây là góc cắt khi công suất đầu ra lớn nhất và bị hạn chế bởi giới hạn dòng đỉnh. Nếu công suất tiêu tán tranzito lớn nhất vượt quá giá trị tại góc cắt này, góc cắt và công suất đầu ra sẽ giảm đi tương ứng.

Công suất tiêu tán của tranzito cũng có thể tính theo phương trình (14.31) và (14.32) :

$$P_T = \frac{U_{CC}I_M}{\pi} \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{1 - \cos\theta} - U_{CC} \frac{U_{CC}}{2R_L} = \frac{U_{CC}I_M}{\pi} \left(\frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{1 - \cos\theta} - \frac{U_{CC}I_L}{2} \right)$$

và I_L có mặt trong phương trình (14.28), vì vậy :

$$P_T = \frac{U_{CC}I_M}{4\pi} \frac{4(\sin\theta - \theta\cos\theta) - (2\theta - \sin\theta)}{1 - \cos\theta} = \frac{U_{CC}I_M}{4\pi} f(\theta) \quad (14.36)$$

Công suất tiêu tán của tranzito được chuẩn hóa :

$$P_T' = \frac{4\pi P_T}{U_{CC}I_M} = f(\theta)$$

được vẽ dưới dạng hàm của góc cắt trong h.14.22.

Phương trình (14.36) cho thấy với U_{CC} và I_M đã cho, tranzito có công suất tiêu tán cực đại khi $f(\theta)$ lớn nhất. Với U_T , U_{CC} và I_M đã cho, giá trị của θ thỏa mãn trong phương trình này, $(P_T)_{\max}$ là giá trị θ của công suất đầu ra cực đại. Khi đó $(P_r)_{\max}$ được xác định từ h.14.21.

Ví dụ. Xác định công suất đầu ra cực đại và góc cắt của một bộ khuếch đại chế độ C sử dụng tranzito có tốc độ công suất tiêu tán cực đại là 4W và dòng cực máng cực đại 1,5A. Điện áp nguồn là 48V.

Công suất tiêu tán cực đại chuẩn hóa của tranzito là :

$$P'_T = \frac{4\pi}{48} \cdot \frac{4}{1,5} = 0,7$$

H.14.21 cho thấy góc cắt cực đại là $\theta = 80^\circ$ không vượt quá công suất tiêu tán cực đại của tranzito và góc cắt này ứng với $P_T/P_0 = 0,22$, vì vậy công suất đầu ra là :

$$P_r = \frac{4}{0,22} = 18,18 \text{ W}$$

Giá trị của điện trở tải cho công suất đầu ra được xác định từ phương trình (14.30) :

$$R_L = \frac{48^2}{2 \cdot 18,18} = 63,4 \Omega$$

2. *Nhân tần số.* Vì dòng xung của bộ khuếch đại có nhiều sóng hài của dạng sóng đầu vào, khuếch đại chế độ C có thể được dùng làm bộ nhân tần bằng cách điều hướng mạch đầu ra tới sóng hài mong muốn. Biên độ sóng hài bậc n của dòng đầu ra có thể được xác định từ chuỗi Fourier của dạng sóng của dòng. Sử dụng phương trình (14.18), (14.19) và (14.21), dòng colectơ có thể được viết dưới dạng :

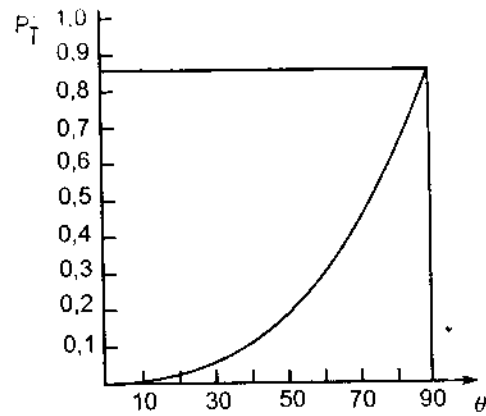
$$\begin{aligned} i_c &= I_p \cos \omega t - I_p \cos \theta \\ \text{vì vậy :} \quad I_n &= \frac{4}{T} \int_0^{\theta/\omega} (I_p \cos \omega t - I_p \cos \theta) \cos n \omega t \\ &= \frac{I_p}{\pi} \left[\frac{\sin(n+1)\theta}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\theta}{n-1} - \frac{2 \cos \theta \sin \theta}{n} \right] \quad n \geq 2 \\ &= \frac{I_p \cos \theta \sin n\theta - n \sin \theta \cos n\theta}{\pi n(n^2 - 1)} \end{aligned} \quad (14.37)$$

Biên độ của sóng hài dưới dạng hàm số của góc cắt được minh họa ở h.14.23 (cho $n = 2, 3$ và 4).

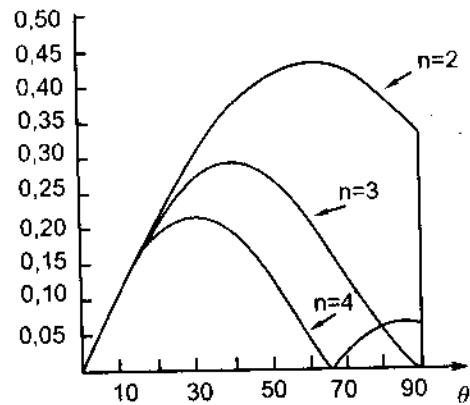
Ví dụ. Thiết kế một tần số bội 4. Tính góc cắt để làm cực đại điện áp đầu ra.

Từ h.14.23 ta thấy biên độ của sóng hài thứ 4 có một giá trị cực đại đối với góc cắt 2θ xấp xỉ 60° . Mạch đầu ra cộng hưởng với sóng hài thứ 4 của tín hiệu đầu vào.

Để phân tích hoạt động chế độ C, ta giả định rằng những xung dòng có thể được mô hình hóa là điểm của sóng sin. Trong nhiều ứng dụng chế độ C, tranzito bão hòa trong phần nào đó của chu kỳ đầu ra và có thể phân tích chi tiết hơn mặc dù hiếm khi cần thiết. Hiệu suất giảm khi bão hòa tăng, vì vậy hoạt động ổn định với hiệu suất cực đại và hiệu năng đầu ra có thể đạt được bằng cách kích khuếch đại sao cho tranzito không rơi vào trạng thái bão hòa.



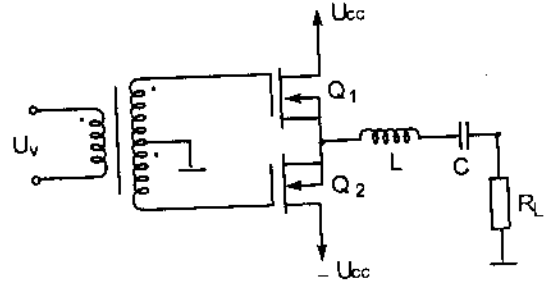
Hình 14.22. Công suất tiêu tán của tranzito được chuẩn hóa là hàm của góc cắt (2θ)



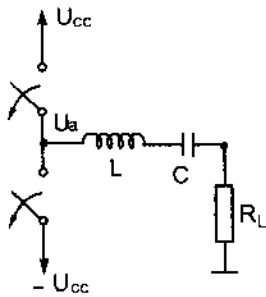
Hình 14.23. Biên độ dòng của sóng hài đầu ra là hàm của góc cắt (2θ).

14.5. BỘ KHUẾCH ĐẠI CHẾ ĐỘ D

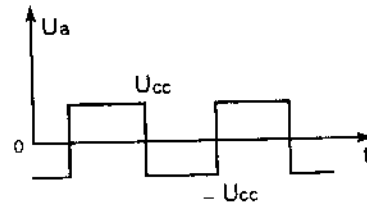
Nguyên nhân của hiệu suất kém chính là công suất bị tiêu tán trên tranzito. Ứng dụng chế độ A là ví dụ tiêu biểu nhất, khi dòng liên tục chạy qua thiết bị và điện áp colector – emitor khác 0. Nếu điện áp colector – emitor (hoặc cực máng – cực nguồn) bằng 0 khi có dòng, không có công suất tiêu tán trong thiết bị và hiệu suất sẽ đạt 100%. Đây là ý tưởng cơ bản cho các bộ khuếch đại công suất chế độ D, E và S. Khuếch đại chế độ D được minh họa trong h.14.24.



Hình 14.24. Khuếch đại chế độ D.



Hình 14.25. Mạch tương đương của bộ khuếch đại chế độ D.



Hình 14.26. Dạng sóng điện áp mạch đầu ra cộng hưởng khi xung vuông đưa vào khuếch đại chế độ D.

Các tranzito Q_1 và Q_2 hoạt động như là một công tắc. Khi Q_1 mở thì Q_2 đóng và ngược lại. Đối với tranzito lý tưởng, nếu điện áp bão hòa bằng 0 thì sẽ không có điện áp sụt trên tranzito và mạch có thể được mô hình hóa như h.14.25. Nếu đầu vào U_v là sóng vuông thì điện áp U_a tại đầu vào tới mạch cộng hưởng nối tiếp sẽ có dạng như trong h.14.26. Vì U_a là sóng vuông, có thể khai triển chuỗi Fourier và biên độ của thành phần tần số cơ bản là :

$$U_1 = \frac{4U_a}{\pi}$$

Nếu bộ lọc đầu ra có hệ số phẩm chất Q tương đối cao, có tần số trung tâm bằng tần số tín hiệu đầu vào, dòng cực máng của tranzito sẽ là một nửa hình sin cùng tần số. Như vậy, dòng một chiều trong mỗi tranzito là :

$$I_D = (R_L T)^{-1} \int_0^{T/2} \frac{4U_{CC}}{\pi} \sin \omega t dt = \frac{4U_{CC}}{\pi^2 R_L} \quad (14.38)$$

và công suất tổng được cung cấp là : $P_v = 2U_{CC}I_D = \frac{8U_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$

Công suất đầu ra sẽ là :

$$P_r = \left(\frac{4U_{CC}}{\pi} \right)^2 (2R_L)^{-1} = \frac{8U_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \quad (14.39)$$

Công suất này hoàn toàn giống với công suất được cung cấp, vì vậy hiệu suất (trên lý thuyết) của bộ khuếch đại chế độ D lý tưởng là $\eta = 100\%$.

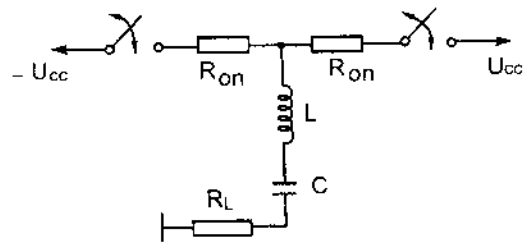
Ví dụ. Tạo một bộ khuếch đại công suất chế độ D để chuyển 20W sang tải 50 Ω .

$$\text{Vì công suất đầu ra là : } P_r = \frac{8U_{CC}^2}{\pi^2 R_L} = 20W ; U_{CC} \approx 35,1V$$

$$\text{Dòng một chiều trong mỗi tranzito sẽ là : } I_{dc} = \frac{4U_{CC}}{R_L \pi^2} = 0,285A$$

và điện áp cực đại sụt trên mỗi tranzito sẽ là $2U_{CC}$, hoặc 70,2V. Mạch tải sẽ cộng hưởng tại tần số cơ sở của tín hiệu đầu vào.

Hiệu năng không lý tưởng. Đối với những tranzito thực tế không thể có điện áp bằng 0 sụt trên thiết bị khi nó bão hòa. Những tranzito lưỡng cực thường được mô hình hóa bằng điện áp bão hòa U_{sat} và FET trên điện trở R_{on} . Khuếch đại FET chế độ D khi đó có thể được mô hình hóa như ở h.14.27. Điện áp tại đầu vào của mạch cộng hưởng vẫn là một sóng vuông như ở h.14.26, chỉ có biên độ bị giảm. Điện áp đầu ra là (giả sử một bộ lọc dải hẹp) :



Hình 14. 27. Mô hình của bộ khuếch đại FET chế độ D.

$$U_r = \frac{4U_{CC}R_L}{\pi(R_L + R_{on})} \sin \omega t \quad (14.40)$$

và dòng trực tiếp trong mỗi tranzito là :

$$I_d = \frac{4U_{CC}}{\pi^2(R_L + R_{on})} \quad (14.41)$$

$$\text{Công suất tổng được cung cấp là : } P_{CC} = \frac{8U_{CC}^2}{\pi^2(R_L + R_{on})}$$

$$\text{và công suất đầu ra là : } P_r = \frac{8U_{cc}^2}{\pi^2} \frac{R_L}{(R_L + R_{on})^2} = P_{rLT} \left(\frac{R_L}{R_L + R_{on}} \right)^2 \quad (14.42)$$

Vì vậy hiệu suất của bộ khuếch đại FET chế độ D không lý tưởng là :

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_{on}}$$

Ví dụ. Tính đầu ra công suất cụ thể và hiệu suất của bộ khuếch đại chế độ D được dùng trong ví dụ trên, nếu VMOS 2N6659 được sử dụng với mức tín hiệu cực cổng là 8V.

Dạng chi tiết kỹ thuật của 2N 6659 cho thấy điện trở R_{on} xấp xỉ bằng 2 Ω đối với mức kích thích này. Vì vậy công suất đầu ra là :

$$P_r = 20 \left(\frac{R_L}{R_L + R_{on}} \right)^2 = 18,5W$$

$$\text{và công suất là : } \eta = \frac{50}{52} = 96,2\%$$

14.6. BỘ KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CHẾ ĐỘ S

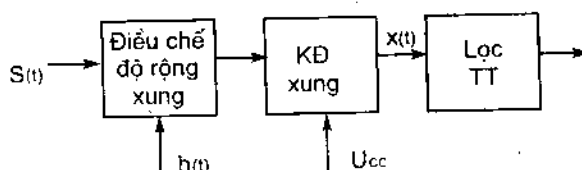
Hiệu suất cao của bộ khuếch đại chế độ D đã kích thích việc thiết kế những bộ khuếch đại công suất (switching amplifier) khác. Một khả năng khác là phải điều chế độ rộng xung các thông tin, khuếch đại xung với một bộ khuếch đại hiệu suất cao và sau đó giải điều tín hiệu đã được khuếch đại. Đây là nguyên lý của khuếch đại chế độ S. Sự phân loại "chế độ S" không phải là vạn năng. Một số tác giả thay khuếch đại chế độ S bằng chế độ D, trong khi những người khác gọi chế độ S là chế độ D "bằng rộng". Một khuếch đại chế độ S được minh họa trong h.14.28. Tín hiệu đầu vào là xung được điều chế theo độ rộng và biên độ không đổi của xung được khuếch đại nhờ bộ khuếch đại xung, khuếch đại này là khuếch đại công tắc có hiệu suất cao. Điều chế tần số xung làm thay đổi tốc độ xung có độ rộng không đổi. Đối với điều chế chiều rộng xung của tín hiệu hình sin dạng $s(t) = A \cos \omega_s t$, tín hiệu được điều chế là :

$$X(t) = T^{-1} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{\infty} -1^m \frac{e^{jm\omega_0 t}}{jm\omega_0} - \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{(-j)^n J_n[A(m\omega_0 + n\omega_s)]}{j(m\omega_0 + n\omega_s)} + \frac{1}{2} \right\} \quad (14.43)$$

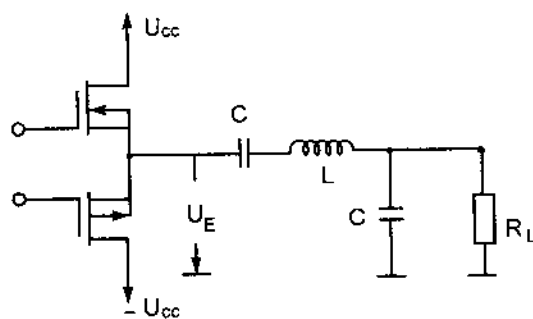
Tín hiệu được điều chế bao gồm một số hạng có tần số của tín hiệu đầu vào ($m = 0, n = 1$). Khi tần số điều chế lớn hơn nhiều so với tần số tín hiệu, thì những thành phần tần số có nghĩa sẽ nằm tại tần số cao hơn nhiều và có thể được loại bỏ nhờ bộ lọc thông thấp. Khi đó sự khác nhau chủ yếu giữa bộ khuếch đại công suất chế độ S và chế độ D là mạch đầu ra của bộ khuếch đại chế độ D được cộng hưởng tới tần số cơ sở của tín hiệu đầu vào, trong khi mạch đầu ra của bộ khuếch đại chế độ S là một bộ lọc thông thấp khôi phục tín hiệu đầu vào. Điều quan trọng là độ dao động của bộ khuếch đại đủ lớn để không trở thành nhân tố trong việc quyết định độ rộng xung của tín hiệu được điều chế.

Đặc trưng tranzito công tắc của bộ khuếch đại chế độ S hạn chế hiệu suất tần số cao. Khuếch đại chế độ S đơn giản được minh họa trong h.14.29. Nếu điện trở bão hòa của tranzito được bỏ qua, thì hiệu suất sẽ đạt 100%, tuy nhiên thời gian đóng mở khác không của tranzito cũng có thể ảnh hưởng đến hiệu suất của nó.

Khuếch đại chế độ D là một bộ khuếch đại công suất phi tuyến bảo tồn tần số của tín hiệu đầu vào. Mục đích của mạch là để khuếch đại dữ liệu số được điều chế trên sóng mang như là dữ liệu khóa dịch tần số (FSK).

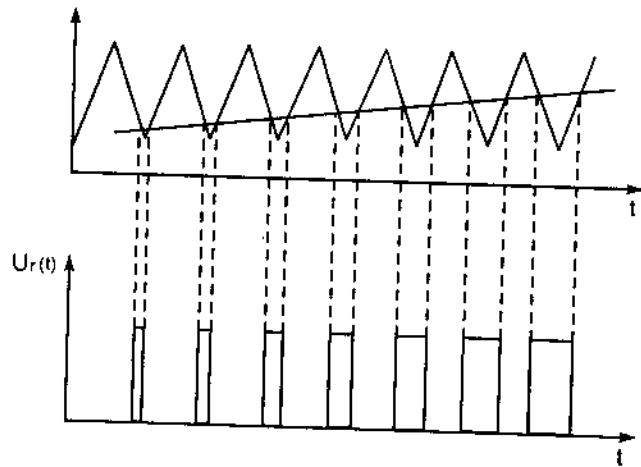


Hình 14.28. Sơ đồ khối của bộ khuếch đại chế độ S.



Hình 14.29. Mạch điện đơn giản hóa của khuếch đại chế độ S.

Bộ điều chế chiều rộng xung.
Khuếch đại chế độ S có một bộ điều chế chiều rộng xung. Một phương pháp tương đối đơn giản để điều chế chiều rộng xung bao gồm việc sử dụng một bộ so sánh làm một bộ tách sóng để tạo ra tín hiệu điều chế chiều rộng xung. Đầu vào bộ so sánh là một sóng tam giác $f(t)$ và đầu vào kia là tín hiệu phải được điều chế $U_{in}(t)$. Ví dụ về tín hiệu điều chế được mô tả ở h.14.30 cho những trường hợp trong tín hiệu là dạng sóng bậc thang. Đầu ra bộ so sánh ở mức cao bất cứ khi nào



Hình 14.30. Dạng sóng đầu vào và đầu ra của bộ điều chế độ rộng xung.

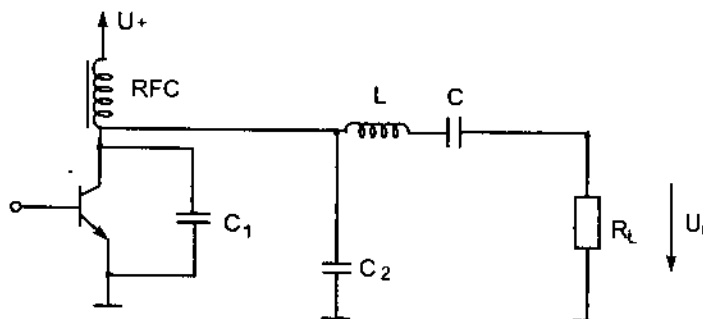
$U_{in}(t) > f(t)$. Kỹ thuật đặc biệt này điều chế cả sườn lên và sườn xuống của dạng sóng. Điều chế sườn đơn cũng có thể được thực hiện dễ dàng với mạch tích hợp.

14.7. KHUẾCH ĐẠI CÔNG SUẤT CỘNG HƯỞNG CHẾ ĐỘ E

Bộ khuếch đại chế độ D sử dụng tranzito làm một công tắc và chuyển đổi công suất. Dạng sóng tín hiệu đầu vào không được duy trì mà chỉ có tần số được duy trì. Tranzito trong chế độ E đóng vai trò công tắc như trong chế độ D, nhưng chỉ có một tranzito được dùng. Một bộ khuếch đại chế độ E đơn giản được minh họa trong hình 14.31. Chế độ E còn có điểm khác biệt so với chế độ D là mạch cộng hưởng đầu ra được tạo ra để tạo nên dạng sóng đặc trưng cho điện áp và dòng colectơ, dạng sóng được lựa chọn để giảm tối thiểu công suất tiêu tán khi tranzito chuyển từ mở sang đóng hoặc ngược lại. Thời gian chuyển tranzito có thể chiếm một phần của chu kỳ tín hiệu đầu vào, trong khi toàn bộ công suất chủ yếu có thể tiêu tán trên tranzito, làm giảm hiệu suất của bộ khuếch đại. Để ngăn ngừa vấn đề này, mạch cộng hưởng đầu ra được tạo ra để:

- (1) sự tăng điện áp colectơ trễ đến sau khi tranzito bị tắt;
- (2) điện áp colectơ giảm tới 0 khi tranzito được mở;
- (3) độ dốc của điện áp colectơ bằng 0 tại thời điểm mở.

Trong khuôn khổ tài liệu này chúng tôi không trình bày việc phân tích mạch và các tham số chính cũng như các công thức thiết kế.



Hình 14.31. Bộ khuếch đại chế độ E.

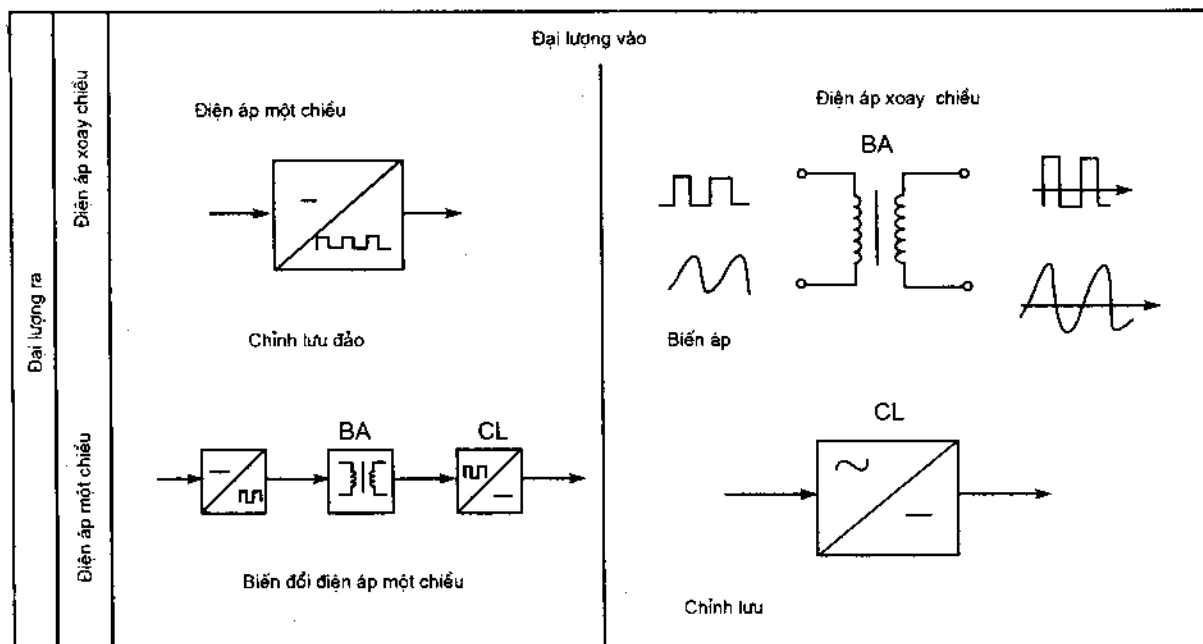
MẠCH CUNG CẤP NGUỒN

15.1. KHÁI NIỆM VÀ PHÂN LOẠI

Nhiệm vụ của mạch là tạo ra nguồn năng lượng cần thiết để cung cấp cho các thiết bị điện hoặc điện tử hoạt động. Thông thường, nguồn năng lượng đó là nguồn điện áp một chiều lấy từ mạng điện xoay chiều hoặc từ pin, acquy. Nguồn nuôi cung cấp cho các mạch điện tử thường gặp nhất là một hệ thống gồm biến áp lấy điện áp từ điện lưới 50Hz và bộ chỉnh lưu, đôi khi có thêm bộ ổn định điện áp.

Đại lượng vào và đại lượng ra của mạch cung cấp có thể là xoay chiều hoặc một chiều. Căn cứ vào tính chất của các đại lượng đó, ta phân biệt 4 loại mạch cung cấp như ở bảng 15.1.

BẢNG 15.1. CÁC LOẠI MẠCH CUNG CẤP NGUỒN

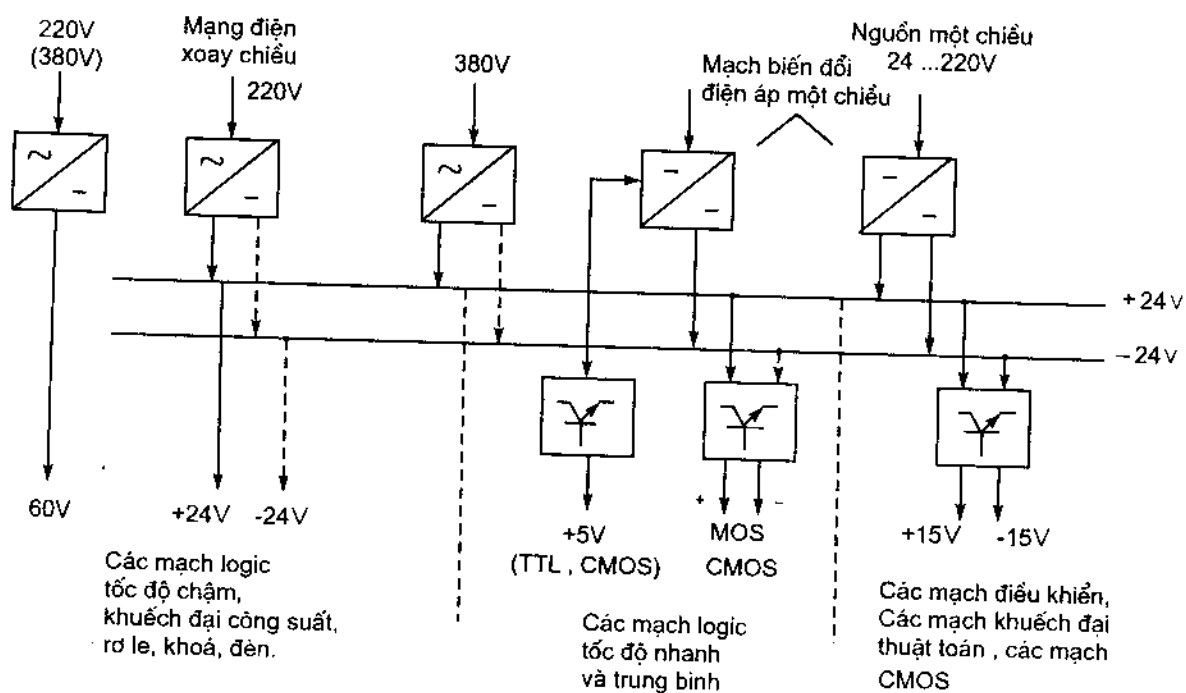


Quan trọng hơn cả là nguồn cung cấp một chiều biến đổi điện áp xoay chiều (đã hạ áp thông qua biến áp) thành điện áp một chiều. Yêu cầu đối với loại nguồn này là điện áp ra ít phụ thuộc vào sự biến thiên của điện áp mạng, của tải và của nhiệt độ. Để đạt được yêu cầu đó phải dùng các mạch ổn định (ổn áp, ổn dòng). Các mạch cung cấp "cổ điển" dùng biến áp, nên kích thước và trọng lượng của nó khá lớn. Ngày nay người ta có xu hướng dùng các mạch cung cấp không có biến áp.

Cấu trúc của một hệ thống mạch cung cấp được trình bày trong h.15.1. Hệ thống này tạo ra đại lượng trung gian là điện áp $\pm 24V$ (không ổn áp), từ đó nó tạo các mức điện áp khác đã được ổn áp. Có nhiều cách tạo ra điện áp ban đầu $\pm 24V$. Từ điện áp một chiều một cực tính có thể tạo ra điện áp một chiều có cực tính khác thông qua mạch biến đổi điện áp một chiều.

Yêu cầu về độ ổn định của các điện áp cung cấp rất khác nhau. Đối với một số thiết bị chỉ cần cung cấp điện áp thông thường (không ổn áp), ngược lại với một số thiết bị khác (ví dụ các thiết bị đo), điện áp cung cấp chỉ cho phép dao động khoảng vài % xung quanh giá trị trung bình của nó. Đối với các thiết bị số, điện áp cung cấp được phép dao động trong phạm vi vài %, còn với thiết bị tự động hóa thì mức dao động cho phép là $10\% \div 15\%$. Khi dùng pin, acquy thì mức dao động này còn lớn hơn.

Các tham số cơ bản của một mạch cung cấp là mức điện áp và dòng điện ra, công suất ra cực đại, độ ổn định điện áp ra, điện trở trong, hệ số nhiệt của điện áp ra, mức gợn sóng ở đầu ra, khả năng chịu ngắn mạch, nhiệt độ, kích thước và giá thành.



Hình 15.1. Ví dụ về cấu trúc của một hệ thống mạch cung cấp nguồn.

15.2. BIẾN ÁP NGUỒN VÀ CHỈNH LƯU

15.2.1. Biến áp nguồn

Biến áp nguồn làm nhiệm vụ biến đổi điện áp xoay chiều của mạng điện thành điện áp xoay chiều có trị số cần thiết đối với mạch chỉnh lưu và ngăn cách mạch chỉnh lưu với mạng điện về phương diện dòng một chiều.

Các phần tử tích cực dùng để chỉnh lưu là các phần tử có đặc tuyến volt – ampe không đối xứng sao cho dòng điện qua nó chỉ đi theo một chiều. Người ta thường dùng chỉnh lưu silic, để có công suất nhỏ hoặc trung bình có thể dùng chỉnh lưu selen. Để có công suất ra lớn ($>100W$) và có thể điều chỉnh mức điện áp ra tùy ý, người ta dùng thyristor để chỉnh lưu.

Các sơ đồ chỉnh lưu thường dùng là sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng (h.15.2) sơ đồ chỉnh lưu toàn sóng (h.15.3a và h.15.3b), trong đó sơ đồ cầu là sơ đồ có nhiều ưu điểm hơn cả. Sơ đồ bội áp chỉ được dùng trong những trường hợp đặc biệt, ví dụ dùng để tạo điện áp cao với dòng cung cấp nhỏ (μA).

Mạch chỉnh lưu phải có hiệu suất (tỷ số công suất ra và công suất hữu ích ở đầu vào) cao, ít phụ thuộc vào tải và độ gợn sóng của điện áp ra nhỏ.

Khi chọn diốt chỉnh lưu cần quan tâm đến các thông số sau đây : dòng trung bình, dòng cực đại, điện áp ngược và nhiệt độ môi trường. Nếu biên độ điện áp vào đủ lớn thì có thể coi đặc tuyến của diốt là một đường gấp khúc (h.15.2e). Trong các mạch chỉnh lưu điều kiện này luôn luôn được thỏa mãn.

Khi đánh giá trị số dòng cực đại của diốt và hạ áp trong mạch thứ cấp của biến áp, dùng biểu thức (15.1) để xác định điện trở trong của biến áp :

$$R_{ba} = R_{tc} + (R_{sc}/n^2) \quad (15.1)$$

trong đó : n – hệ số biến áp $n = N_1/N_2$; N_1, N_2 – số vòng cuộn sơ cấp và thứ cấp biến áp ; R_{tc} – điện trở của cuộn thứ cấp biến áp ; R_{sc} – điện trở của cuộn sơ cấp.

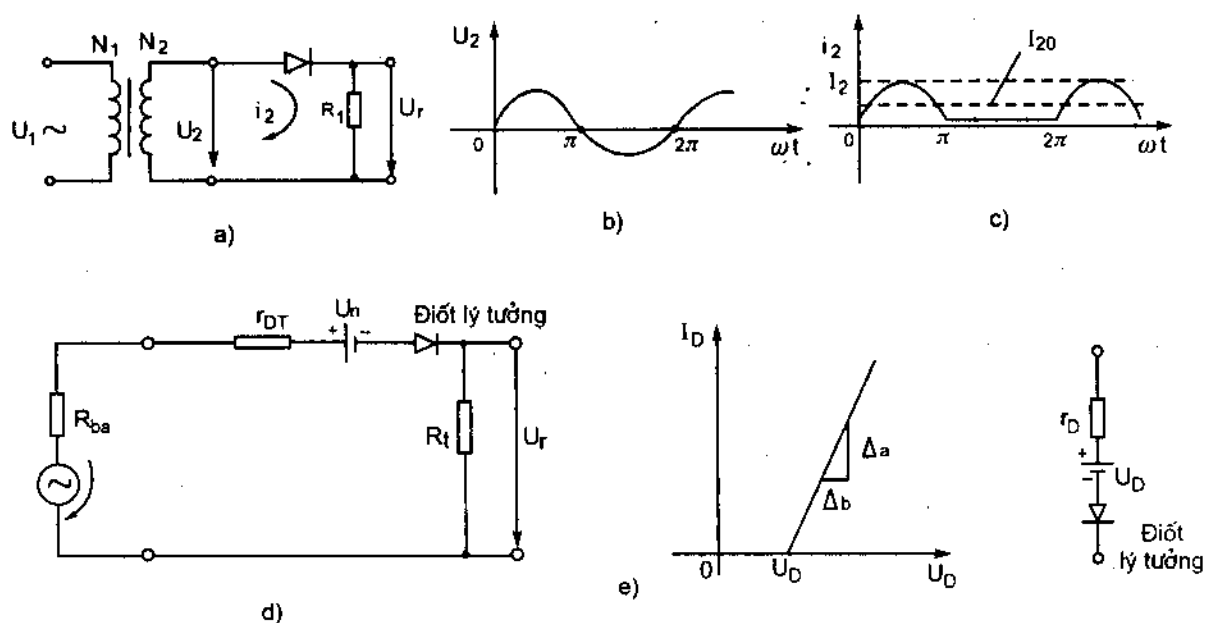
Với nguồn chỉnh lưu công suất nhỏ (công suất hiệu dụng $P_{hd} \approx 1... 200W$) có thể dùng công thức kinh nghiệm (15.2) để xác định điện trở trong của biến áp :

$$\frac{R_N}{R_{ba}} \approx 3 + 0,8\sqrt{P_{hd}} \quad (15.2)$$

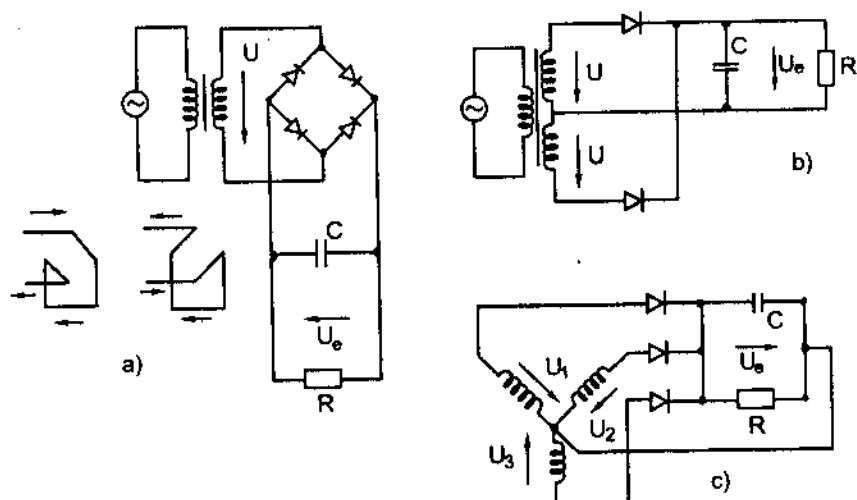
trong đó : $R_N = U_{Nhd}/I_{Nhd}$ là điện trở tải danh định của mạch thứ cấp ; U_{Nhd} và I_{Nhd} là trị hiệu dụng của điện áp danh định và dòng điện danh định của biến áp.

15.2.2. Chỉnh lưu

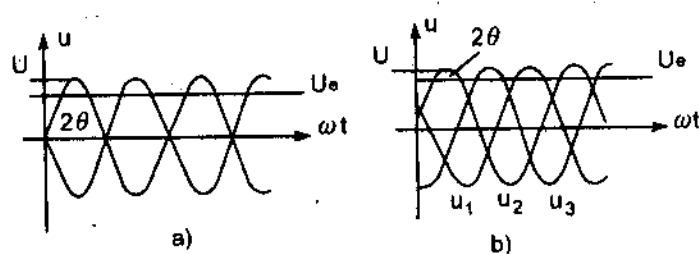
Bộ chỉnh lưu có công suất lớn hơn $1kW$ được gọi là bộ chỉnh lưu công suất và người ta sử dụng mạch mắc trong h.15.2. Sự khác biệt thể hiện ở chỗ để duy trì góc cắt, tụ điện C được nạp nhiều lần trong một chu kỳ. Số đường dẫn cho phép thực hiện điều này. Các chỉnh lưu hai nửa chu kỳ thông thường được biểu diễn trong h.15.3a và h.15.3b. Mạch chỉnh lưu trong h.15.3a được gọi là chỉnh lưu Greatz hoặc là chỉnh lưu cầu. Các diốt đối diện được mở gần khu vực điện áp đỉnh dương hoặc âm. Hướng và vòng của dòng điện được minh họa ở hình bên cạnh. Mạch điện này tương đương với mạch điện ở h.15.2 với giả thiết rằng một nhánh diốt chỉ cung cấp một nửa dòng một chiều. Các công thức đã cho cũng đúng với các bộ chỉnh lưu m đường, thay vì dòng điện một chiều I , ta tính với dòng I/m . Hoạt động của bộ chỉnh lưu hai nửa chu kỳ ở h.15.3b giống với mạch chỉnh lưu cầu, nhưng biến áp cần hai cuộn dây thứ cấp và thay vì bốn diốt ta chỉ cần hai diốt. Chỉnh lưu ba đường được biểu diễn ở h.15.3c và dạng tín hiệu được biểu diễn trong h.15.4b.



Hình 15.2. Chỉnh lưu nửa chu kỳ.



Hình 15.3. Chỉnh lưu nhiều đường: a) chỉnh lưu cầu; b) chỉnh lưu cân bằng; c) chỉnh lưu ba pha.



Hình 15.4. Góc cắt của bộ chỉnh lưu.

Điện áp ngược cực đại của diốt U_{ZM} đóng vai trò cơ bản trong bộ chỉnh lưu công suất. Điện áp này xuất hiện tại thời điểm của điện áp đỉnh đối với nguồn kích thích hình sin và giá trị của nó theo mạch trong h.15.3a là :

$$U_{ZM} = \frac{U + |U_r|}{2} \leq U$$

Đối với các mạch trong hình vẽ b và c : $U_{ZM} = U + |U_r| \leq 2U$

Điện trở R đặc trưng cho điện trở tải, và vì chức năng không chế điện tích người ta còn gọi tụ C là tụ đệm. Mạch chỉnh lưu như vậy được gọi là bộ chỉnh lưu có bộ đệm. Ta không đề cập đến bộ chỉnh lưu có chứa cuộn cảm.

Hầu hết các mạch chỉnh lưu có chứa biến áp. Các ưu điểm của biến áp là :

- Từ nguồn điện lưới 220V có thể tạo ra nguồn một chiều bất kỳ.
- Bảo đảm sự cách điện, rất quan trọng về phương diện an toàn điện.

Trái lại biến áp có nhược điểm là nặng nề và có kích thước lớn với tần số của điện lưới là 50Hz hay 60Hz. Để khắc phục nhược điểm trên, người ta chỉnh lưu trực tiếp điện áp lưới để tạo ra điện áp một chiều 200 + 300V, sau đó dùng bộ biến đổi DC – DC chuyển đổi thành điện áp mong muốn. Bộ chuyển đổi có chứa biến áp để đảm bảo cách điện. Chế độ đóng mở khoảng vài chục kHz nên kích thước và trọng lượng của biến áp giảm rất nhiều so với trường hợp 50Hz.

Ta tóm tắt các công thức cần thiết để thiết kế các bộ chỉnh lưu công suất. Giả thiết là chế độ hoạt động theo góc cắt với diốt có đường đặc trưng tuyến tính ($n = 1$). Sự tính toán gần đúng phù hợp với mọi chỉnh lưu công suất, với mọi loại diốt, vì luôn có điện trở thuận mắc nối tiếp với diốt. Để xác định góc θ có thể áp dụng công thức (2.45) và lưu ý là chỉnh lưu có m đường (h.15.2, h.15.3):

$$\frac{R_{ng}}{mR} = E(\theta) \quad (15.3)$$

trong đó R_{ng} bao gồm điện trở trong của diốt, điện trở cuộn thứ cấp của biến áp, điện trở không chế dòng của mắc nối tiếp nếu có, cũng như các điện trở của nguồn kích thích và của biến áp phía sơ cấp được biến đổi sang. Khi biết góc cắt, điện áp một chiều là :

$$|U_r| = U \cos \theta \quad (15.4)$$

(dấu của U_r phụ thuộc vào sự phân cực của diốt).

Từ công thức (3.41) ta có giá trị đỉnh của dòng diốt là :

$$\frac{mI_M}{I_r} = \frac{1}{f_0(\theta)_1} \quad (15.5)$$

Theo định nghĩa thông thường, hiệu suất là tỷ số giữa công suất hữu ích và công suất của nguồn phát :

$$\eta = \frac{P_h}{P_g} = \frac{|U_r| I_r}{\frac{U I_1}{2}} = 2 \frac{|U_r|}{U} \frac{I_r}{m I_1} = 2 \cos \theta \frac{f_0(\theta)_1}{f_1(\theta)_1} \quad (15.6)$$

Để tính được hiệu suất cần biết giá trị hiệu dụng của dòng cắt qua các cuộn dây. Ta có thể tính một cách đơn giản là sự tổn hao do điện trở R đặc trưng ($R = 0$ khi đó $\theta = 0$ và $\eta = 1$). Công suất tổn hao là :

$$P_v = I_{hd}^2 R_{ng} = P_g - P_h = P_h \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

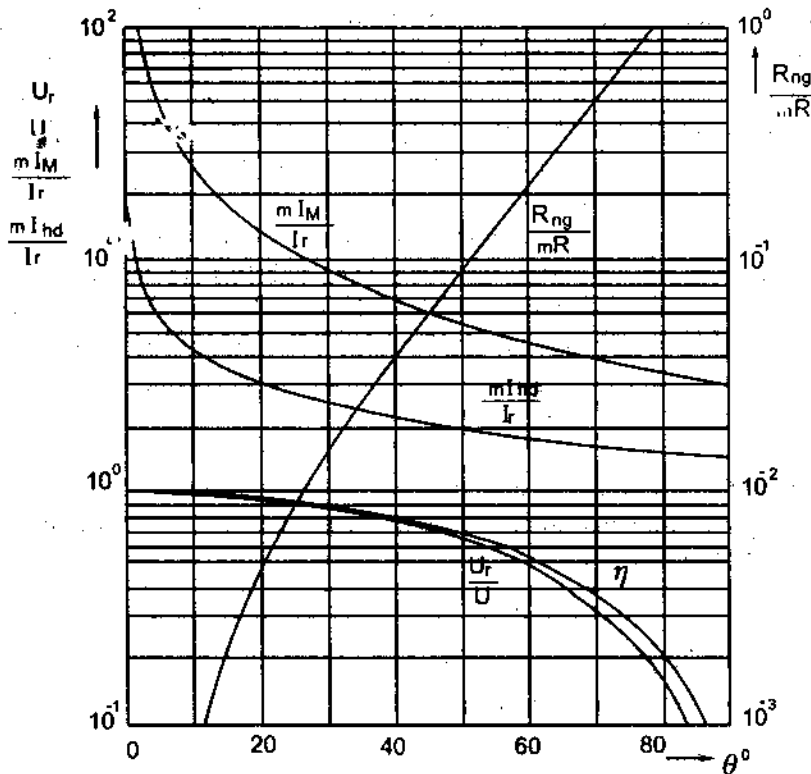
P_h biểu diễn theo công thức (15.6), ta có :

$$\frac{mI_{hd}}{I_r} = \sqrt{\frac{mR}{R_{ng}} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)} \quad (15.7)$$

Giá trị $\frac{mI_{hd}}{I_r}$ chỉ phụ thuộc vào θ , vì $\frac{mR}{R_{ng}}$ và η cũng là các hàm của θ . Các phương trình

(15.3) + (15.7) cần thiết cho việc tính toán các bộ chỉnh lưu. Các hàm của θ được vẽ trên một biểu đồ duy nhất (h.15.5.). Độ gợn sóng của điện áp một chiều được xác định nhờ công thức (3.52) đối với các bộ chỉnh lưu có m đường :

$$\frac{U_h}{U_r} = \frac{T}{RC} \left(\frac{1}{m} - \frac{\theta}{\pi} \right) \quad (15.8)$$



Hình 15.5. Biểu đồ tính toán giá trị $\frac{mI_{hd}}{I_r}$.

Nếu bộ chỉnh lưu bị ngắn mạch ($R = 0$), khi đó góc cắt $\theta = 90^\circ$, giá trị đỉnh của dòng là :

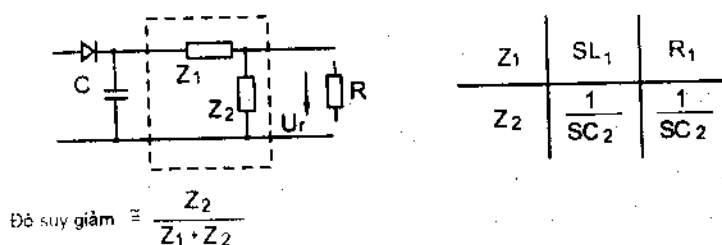
$$I_M = \frac{U}{R_{ng}}$$

và dòng một chiều ngắn mạch. Sử dụng công thức (15.5) ta được :

$$I_{rng} = \frac{m}{\pi} \frac{U}{R_{ng}} \quad (15.9)$$

Độ gợn sóng được tính theo công thức (15.8) thông thường quá lớn đối với các thiết bị tiêu thụ, vì vậy người ta thường đưa một khâu lọc vào giữa tụ đệm C và điện trở tải R (h.15.6.). Độ suy giảm

của khâu lọc có thể tính toán được bằng phân áp đơn giản. Dạng tín hiệu của sóng gợn là một hình tam giác.

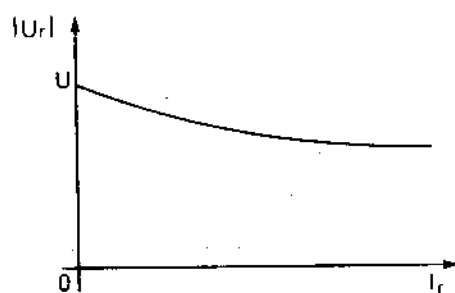


Hình 15.6. Lọc sóng hài cơ sở.

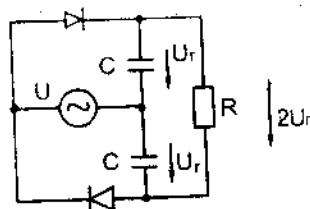
Khi khảo sát bộ lọc, người ta chỉ cần tính sóng hài cơ sở, vì độ suy giảm của bộ lọc lớn hơn nhiều đối với hài bậc cao. Giả sử tam giác đối xứng ($m = 2$ thì phép tính chính xác hơn) thì biên độ của hài cơ sở là :

$$U_{h1} \approx 0,4 U_h$$

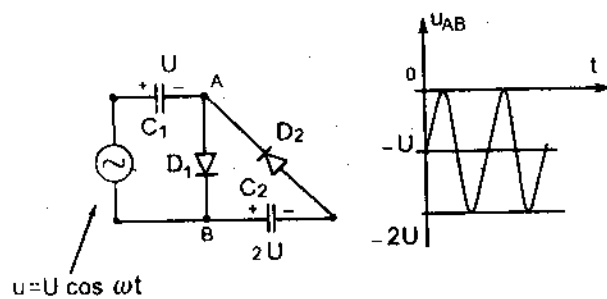
Một số liệu quan trọng khác là điện trở ra của bộ chỉnh lưu. Điện trở ra không phải là một hằng, mà bị biến đổi theo điện trở tải R . Tốt nhất là vẽ một vài điểm của đường đặc trưng tải để thấy được các tính chất của tải. Để tính toán đường đặc trưng tải, ta lấy các giá trị của R nằm giữa giá trị có tải cực đại (R_m) và vô cùng (ví dụ $R_m, 2R_m, 3R_m, \dots, \infty$). Với các giá trị này có thể tính θ theo công thức (15.3) và tính U_r theo công thức (15.4). H.15.7 là đồ thị của U_r vẽ theo hàm $I_r = |U_r|/R$. Ta thấy rằng điện áp một chiều U_r giảm rất nhiều khi tải tăng. Vì vậy thường có bộ ổn áp trong mạch điện.



Hình 15.7. Quan hệ giữa điện áp và dòng tải.



Hình 15.8. Bộ nhân điện áp.



Hình 15.9. Bộ nhân điện áp ghép tăng.

Liên quan đến bộ chỉnh lưu công suất còn có **hệ nhân điện áp**. Bộ nhân điện áp cũng có thể dùng vào mục đích chỉnh lưu công suất. H.15.8 trình bày bộ nhân đôi điện áp. Mạch gồm bộ nguồn chung và tổ hợp của hai bộ chỉnh lưu nửa sóng. Bộ nhân điện áp ghép tăng có tầm quan trọng lớn được minh họa trong h.15.9.

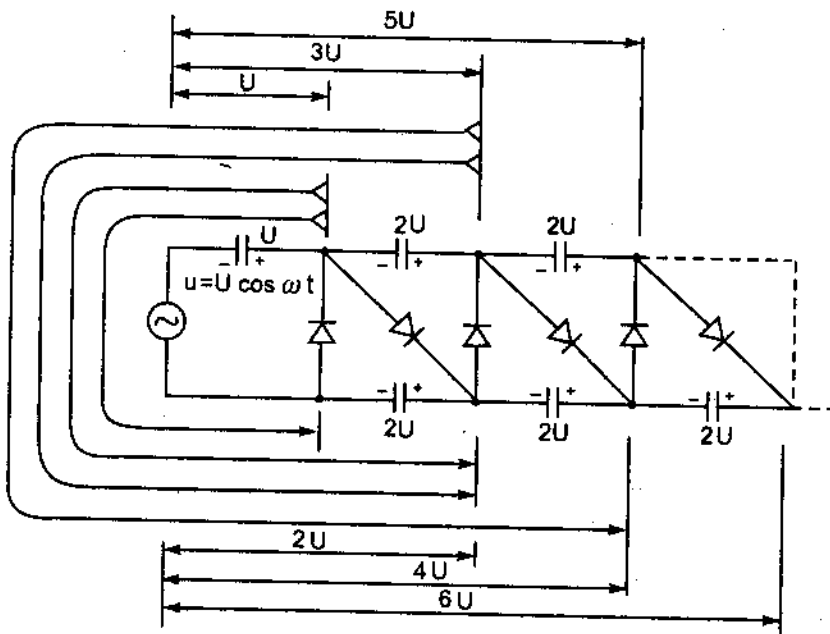
Với giả thiết là một bộ chỉnh lưu đỉnh lý tưởng, tụ C_2 được nạp lên giá trị đỉnh âm của điện áp nằm giữa hai điểm A – B. Vì C_1 và D_1 tạo thành một bộ chỉnh lưu đỉnh lý tưởng, trên tụ C_1 có một điện áp một chiều là U . Như vậy điện áp giữa A và B là :

$$u_{AB} = -U + U \cos \alpha$$

Điện áp này có giá trị đỉnh âm $2U$ và tụ C_2 sẽ nạp lên điện áp này. Mạch mắc theo tầng có thể mắc nối tiếp để tạo bộ nhân điện áp lên nhiều lần (h.15.10).

H.15.10 vẽ đậm nét ký hiệu các đôi điốt – tụ ($D-C$). Nếu khảo sát điện áp sụt trên điểm cuối của các đôi điốt – tụ theo các mũi tên, ta luôn có thêm điện áp :

$$U \cos \alpha \pm U \quad (15.10)$$



Hình 15.10. Mạch nhân điện áp.

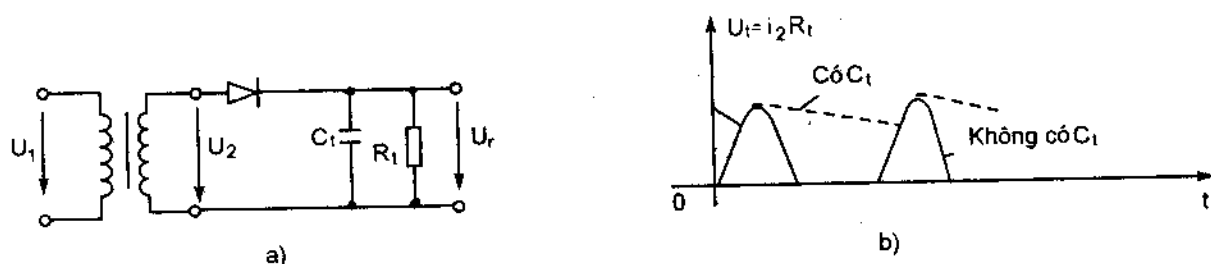
Giá trị đỉnh của chúng đều là $2U$. Các tụ của những đôi điốt – tụ được nạp lên điện áp này phù hợp với sự phân cực. Các giá trị điện áp một chiều là bội số của điện áp U hình thành. Về nguyên lý với cách mắc theo tầng có thể tạo ra điện áp một chiều với độ lớn bất kỳ, nhưng điện trở đầu ra sẽ tăng nhanh chóng khi mức nhân tăng lên.

Trong các mạch nhân điện áp đấu theo tầng, điện áp sụt trên điốt luôn là $2U$. Như vậy điện áp đánh thủng của điốt sẽ nhỏ hơn rất nhiều so với điện áp một chiều cần tạo ra. Đây là ưu điểm của mạch nhân điện áp và vì vậy mạch này thường được dùng để tạo điện áp cao thế.

15.2.3. Ảnh hưởng của điện dung tải đến công suất của bộ chỉnh lưu

Trong mạch điện h.15.2, điện áp ra tải là một dãy xung hình sin. Để cung cấp cho các thiết bị điện tử, điện áp ra của bộ chỉnh lưu phải là điện áp một chiều tương đối bằng phẳng. Muốn vậy, phải mắc song song với tải tụ điện C_f (h.15.11a).

Khi điốt thông thì C_f nạp và tích trữ năng lượng, khi điốt ngắt thì C_f phóng điện qua R_f . Bằng cách đó có thể giảm độ gợn sóng của điện áp ra (h.15.11b).



Hình 15.11. Ảnh hưởng của điện dung tải đến công tác của bộ chỉnh lưu :
a) mạch điện; b) đồ thị thời gian của điện áp ra tải và khi không có điện dung tải.

Khi điện trở tải R_L lớn, C_L có thể được nạp tới giá trị đỉnh của điện áp xoay chiều $u_r = U_2 - U_n$. Lúc này mạch chỉnh lưu giá trị đỉnh khác với mạch chỉnh lưu giá trị trung bình trên h.14.3. Điện áp trên diốt (coi $U_h = 0$) $u_D = u_2 - U_2$ luôn âm và đạt giá trị đỉnh $U_D \approx -2U_2$. Vậy nếu mạch có thêm điện dung tải, điện áp ngược đặt lên diốt là $2U_2$ lớn gấp đôi khi không có C_L .

BẢNG 15.2. MỘT SỐ THAM SỐ CỦA CÁC SƠ ĐỒ CHỈNH LƯU NỬA CHU KỲ VÀ HAI NỬA CHU KỲ VÀ ƯU KHUYẾT ĐIỂM CỦA CHÚNG

Tham số	Chỉnh lưu nửa chu kỳ	Chỉnh lưu hai nửa chu kỳ	
		Sơ đồ cân bằng	Sơ đồ cầu
$U_{2hd} (C_L = 0)$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{ro} \approx 2,22 U_{ro}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{ro} \approx 2,22 U_{ro}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2}} U_{ro} = 2,22 U_{ro}$
$I_{2hd} (C_L = 0)$	$\frac{\pi}{2} I_{20} \approx 1,57 I_{20}$	$\frac{\pi}{4} I_{20} \approx 0,79 I_{20}$	$\frac{\pi}{4} I_{20} \approx 0,79 I_{20}$
$U_{ng} (C_L \neq 0)$	$2\sqrt{2} U_{2hd}$	$\sqrt{2} U_{2hd}$	$\sqrt{2} U_{2hd}$
$W (C_L = 0)$	1,21	0,49	0,49
f	50Hz	100Hz	100Hz
Ưu điểm	Chỉ dùng một diốt	Tận dụng được công suất biến áp. Tần số điện áp ù cao hơn do đó yêu cầu lọc điện áp ù thấp hơn.	Tận dụng được công suất biến áp. Tần số điện áp ù cao hơn do đó yêu cầu lọc điện áp ù thấp hơn. Điện áp ngược đặt lên diốt thấp hơn.
Khuyết điểm	Độ gợn sóng điện áp ra lớn	Cần dùng 2 diốt	Cần dùng 4 diốt

U_{2hd}, I_{2hd} - lần lượt là điện áp và dòng điện hiệu dụng trong mạch thứ cấp biến áp; U_{ng} - điện áp ngược đặt lên diốt; W - điện áp ù/điện áp ra (U_{ro}) là hệ số gợn sóng; f - tần số của điện áp ra bộ chỉnh lưu.

Nếu R_L không lớn quá thì trong mỗi chu kỳ T tụ C_L phóng điện tạo ra một lượng biến đổi điện áp trên tải là :

$$\Delta U_r \approx \frac{\Delta Q}{C} \approx u_r T / (R_L C_L)$$

Công suất tổn hao trong diốt là : $P_{thD} = i_2 U_D$

Khi mới đóng mạch, tụ C_i chưa được nạp, nên dòng qua diốt lớn nhất là :

$$I_{2\max} = \frac{U_{21} - U_h}{R_{ba} + R_i}$$

Để cho $I_{2\max}$ không vượt quá giá trị cực đại cho phép của dòng qua diốt khi R_{ba} nhỏ, có thể mắc thêm một điện trở hạn dòng nối tiếp với diốt.

15.2.4. Tải của bộ chỉnh lưu

Ta biết rằng ở đầu ra bộ chỉnh lưu, ngoài điện trở R_i còn có điện dung tải C_i song song với nó.

Khi diốt thông thì điện áp ra tăng do quá trình nạp của C_i , còn khi diốt ngắt thì điện áp ra giảm theo hàm số mũ với hằng số thời gian $\tau = R_i C_i$. Trong thực tế người ta chọn điện dung tải lớn sao cho độ gợn sóng của điện áp ra khoảng vài phần trăm. Do đó, khi diốt ngắt, điện áp ra giảm gần như tuyến tính và thời gian nạp của tụ nhỏ hơn nhiều so với thời gian phóng (t_{ph}).

$$\text{Do vậy : } t_{ph} \approx T = \frac{1}{pf}$$

với : $p = 1$ khi chỉnh lưu nửa sóng ; $p = 2$ khi chỉnh lưu toàn sóng ; f – tần số điện áp vào.

Trong quá trình phóng điện, điện tích trên điện dung tải thay đổi một lượng :

$$Q_{ph} = I_{ph} t_{ph} \approx \frac{I_{ph}}{pf}$$

Do đó điện áp trên tụ C_i thay đổi một lượng tương ứng :

$$\Delta U_c = U_w = \frac{Q_{ph}}{C_i} = \frac{I_{ph}}{pf C_i}$$

trong đó $U_w = \Delta U_c$ còn được gọi là điện áp gợn sóng. Nó biến thiên theo chu kỳ và có tần số là pf . Độ gợn sóng của điện áp ra trong mạch chỉnh lưu toàn sóng bằng một nửa độ gợn sóng của điện áp ra trong mạch chỉnh lưu nửa sóng. Độ gợn sóng tỷ lệ thuận với dòng điện tải và tỷ lệ nghịch với điện dung tải. Vì vậy trong các nguồn cung cấp có dòng tải lớn phải dùng điện dung tải rất lớn $C_i > 10^3 \dots 10^4 \mu A$ (tụ hóa). Tuy nhiên điện dung tải càng lớn thì dòng tải trong quá trình quá độ càng lớn. Vì vậy ngoài việc chọn điện dung tải lớn, còn phải mắc thêm một điện trở phụ R_F để hạn dòng nhằm tăng tuổi thọ của bộ chỉnh lưu.

Tính toán quan hệ giữa điện áp ra U_{ro} với tải và điện trở của biến áp khá phức tạp. Vì vậy ở đây ta dùng các kết quả sẵn có được biểu diễn bằng đồ thị trên h.15.12. Chú ý rằng đối với sơ đồ cầu, thay U_h (điện áp ngưỡng của diốt) bằng $2U_h$ trên trục tung của đồ thị h.15.12a. Từ đồ thị h.15.12a suy ra biên độ điện áp trên cuộn thứ cấp của biến áp lúc không tải U_{21} khi biết điện áp ra U_{ro} và tỷ số điện trở R_i/R_F . Đồ thị h.15.12b biểu diễn biên độ dòng điện qua diốt. Giá trị đại số trung bình I_{Do} bằng dòng điện tải trong mạch chỉnh lưu nửa sóng và bằng một nửa dòng điện tải trong mạch chỉnh lưu toàn sóng. Đồ thị h.15.12c biểu diễn quan hệ giữa hiệu suất và tải chuẩn pR_i/R_F .

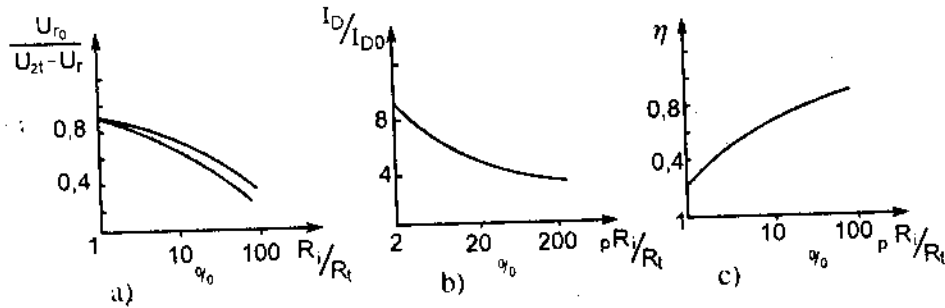
Trong các đồ thị trên, điện trở trong R_i được xác định như sau :

$$\text{Sơ đồ chỉnh lưu nửa sóng : } R_i = R_{ba} + r_{DT} + R_F$$

Sơ đồ chỉnh lưu cân bằng : $R_i = R_{ba} + r_{DT} + R_F$

Sơ đồ chỉnh lưu cầu : $R_i = R_{ba} + 2r_{DT} + R_F$

Trong sơ đồ chỉnh lưu cân bằng, điện trở biến áp được xác định theo biểu thức 15.1 là điện trở của một nửa cuộn thứ cấp của biến áp và N_2 là số vòng dây của một nửa cuộn thứ cấp.

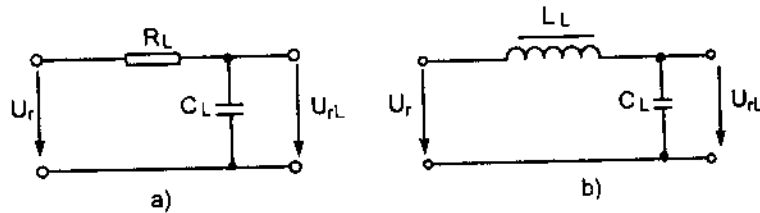


Hình 15.12. a) đặc tính điện áp ra ; b) dòng điện ra ; c) hiệu suất theo tải chuẩn của các sơ đồ chỉnh lưu khi $C_T \neq 0$ (giả thiết $R_T C_T > 1/\omega = T$ - chu kỳ tín hiệu vào).

15.2.5. Khâu lọc trong các bộ chỉnh lưu

Để có điện áp tương đối bằng phẳng, ngoài điện dung tải C_T còn cần mắc thêm các khâu lọc $R_L C_L$ hoặc $L_L C_L$. Để đặc trưng cho tính chất lọc của các khâu lọc đó, người ta dùng hệ số lọc G là tỷ số gợn sóng trên đầu vào khâu lọc ΔU_r và độ gợn sóng trên đầu ra khâu lọc ΔU_{rL} :

$$G = \frac{\Delta U_r}{\Delta U_{rL}} \quad (15.11)$$



Hình 15.13. a) khâu lọc RC trong bộ chỉnh lưu ; b) khâu lọc LC trong bộ chỉnh lưu.

1. Khâu lọc RC (h.15.13a)

Khâu lọc RC là một khâu lọc thông thấp. Để tính hệ số lọc G , ta coi khâu lọc này như một mạch chia áp đối với thành phần tần số của điện áp ra bộ chỉnh lưu (tần số điện áp ω).

$$\Delta U_{rL} = \Delta U_r \frac{1}{R_L + \frac{1}{j\omega C_L}} \frac{1}{j\omega C_L}$$

Do đó :

$$G = \left| \frac{\Delta U_r}{\Delta U_{rL}} \right| = \frac{\sqrt{R_L^2 + \frac{1}{\omega^2 C_L^2}}}{\frac{1}{\omega C_L}} = \sqrt{\omega^2 C_L^2 R_L^2 + 1}$$

Thường $\omega^2 C_L^2 R_L^2 \gg 1$, do đó : $G \approx \omega C_L R_L$

G tỷ lệ với ω , do đó các hài bậc cao của tần số tín hiệu vào qua khâu lọc bị nén nhiều hơn thành phần ứng với tần số cơ bản.

Khi mắc khâu lọc này ở đầu ra mạch chỉnh lưu thì điện trở trong của mạch chỉnh lưu có lọc tăng lên, nghĩa là :

khi không có lọc $R_i = R_{ba} + r_{DT} + R_F$

khi có lọc $R'_i = R_i + R_L$

Do đó tổn hao trong mạch chỉnh lưu tăng lên. Vì vậy không nên chọn R_L quá lớn làm cho tổn hao của mạch tăng, đồng thời điện áp ra phụ thuộc nhiều vào tải, vì lúc này điện áp ra tải được xác định theo biểu thức (15.13) với giả thiết $U_h = 0$.

$$\text{Chỉnh lưu nửa sóng : } U_{ro} = \frac{U_2}{\pi} - R'_i I_{20} \quad (15.13a)$$

$$\text{Chỉnh lưu toàn sóng : } U_{ro} = \frac{2U_2}{\pi} - R'_i I_{20} \quad (15.13b)$$

Vì vậy thường chọn R_L khá nhỏ, bù vào đó chọn C_L lớn để đạt được hệ số lọc G như mong muốn ($R_L \approx$ vài Ω và $C_L \approx$ vài trăm μF).

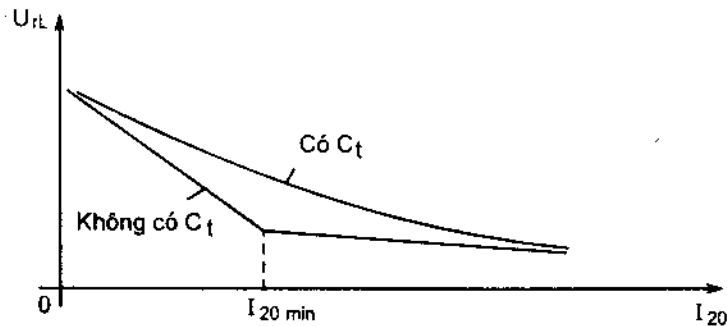
2. Khâu lọc LC (h.15.13b)

Bằng cách tính toán như đối với khâu lọc RC, ta có :

$$G = \left| \frac{\Delta U_r}{\Delta U_{rL}} \right| = \omega L_L C_L \quad (15.14)$$

So với khâu lọc RC, khâu lọc này có hiệu suất cao hơn và điện áp ra ít phụ thuộc vào tải hơn, vì điện trở của cuộn cảm lọc rất nhỏ. Tuy nhiên cuộn cảm lọc có kích thước lớn, do đó khâu lọc này ít được dùng hơn.

Ngoài ra cũng có thể mắc khâu lọc LC vào mạch chỉnh lưu không có điện dung tải C_t . Quan hệ giữa điện áp ra U_{rL} và dòng điện tải I_{20} được biểu diễn trên h.15.14. Khi không tải, điện áp ra bộ chỉnh lưu là U_{rLo} , khi có tải U_{rL} giảm. Trường hợp có tụ C_t thì U_{rL} giảm dần



Hình 15.14. Quan hệ giữa điện áp và dòng điện tải.

khi I_{20} tăng. Trường hợp không có tụ C_t thì U_{rL} lúc đầu giảm nhanh, sau khi $I_{20} > I_{20min}$ thì U_{rL} hầu như không đổi nghĩa là điện áp ra rất ít phụ thuộc vào tải.

Đó là ưu điểm cơ bản của mạch này so với mạch có điện dung tải. Người ta tính được I_{20min} cho sơ đồ chỉnh lưu toàn sóng như sau :

$$I_{20min} = 10^{-2} \frac{U_{2hd}}{L_L} = 10^{-2} \frac{U_{rLo}}{\sqrt{2} L}$$

Để cho điện áp ra ít phụ thuộc vào tải thì dòng tải I_{20} phải lớn hơn $I_{20\min}$; nhưng cũng không được quá lớn làm cho cuộn lọc L_L rơi vào tình trạng bão hòa.

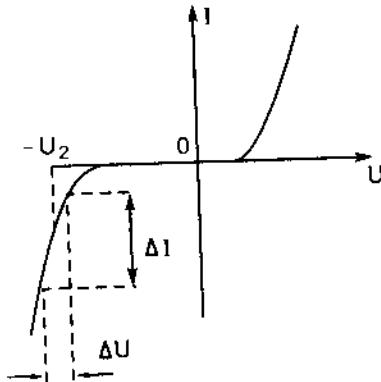
15.3. ỔN ÁP

Các mạch ổn định có nhiệm vụ giữ cho điện áp ra hoặc dòng điện ra của một thiết bị cung cấp không đổi khi điện áp vào thay đổi cũng như khi tải hoặc nhiệt độ thay đổi. Thông thường các mạch ổn định có tác dụng giảm ù và giảm tạp âm do đó dùng mạch ổn định có thể giảm nhỏ kích thước của thiết bị cung cấp nhờ tiết kiệm được các tụ điện và điện trở giảm lọc.

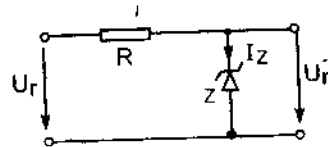
15.3.1. Mạch ổn áp dùng diốt Zener

Các mạch chỉnh lưu có tụ lọc C_L không có tính chất ổn áp một chiều, vì trở kháng đối với thành phần một chiều của tụ rất lớn. Trong trường hợp này dùng diốt Zener có lợi hơn. Ngoài ra, dùng diốt Zener còn có lợi hơn dùng các khâu lọc đã xét, vì điện trở trong của mạch nhỏ và bằng điện trở động r_z của diốt Zener. Hiệu quả ổn áp của diốt Zener được thể hiện tại đoạn đặc tuyến ứng với $u < -U_z$ lúc này với lượng biến đổi dòng điện ΔI khá lớn, ΔU biến thiên rất ít (h.15.15). Các diốt Zener có $U_z \approx 8V$ thường có điện trở động r_z nhỏ nhất nghĩa là chúng ổn áp tốt nhất. Các diốt có $U_z < 8V$ thì r_z rất lớn, nên không thể dùng để ổn áp được, còn các diốt có $U_z > 8V$ thì r_z có tăng nhưng vẫn nhỏ, nên vẫn có thể dùng để ổn áp, nhưng hiệu quả không cao. Vì thế khi cần ổn định điện áp lớn, nên chọn nhiều diốt có $U_z = 8V$ mắc nối tiếp hơn là chọn một diốt với U_z lớn.

Sơ đồ nguyên lý của mạch ổn áp dùng diốt Zener được vẽ trên h.15.16. Theo sơ đồ đó $U_r = U_z$; với U_z là điện áp Zener.



Hình 15.15. Đặc tuyến volt - ampe của diốt Zener. Hình 15.16. Sơ đồ nguyên lý mạch ổn áp dùng diốt Zener.



Hệ số ổn áp G đối với điện áp một chiều đồng thời là hệ số lọc đối với điện áp xoay chiều (độ ù) được xác định như sau :

$$G = \frac{\Delta U_r}{\Delta U_r'} = \frac{r_z + R}{r_z} = 1 + \frac{R}{r_z} \approx \frac{R}{r_z}$$

Hệ số ổn áp tương đối là :

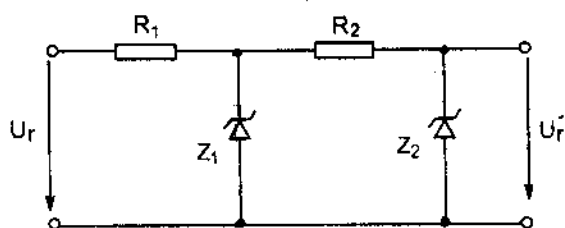
$$S = \frac{\Delta U_r / U_r}{\Delta U_r' / U_r'} = G \cdot \frac{U_r'}{U_r} \approx \frac{R}{r_z} \frac{U_r'}{U_r}$$

Mạch ổn áp loại này được dùng khi yêu cầu công suất ra nhỏ, vì hiệu suất của nó thấp ($\eta \approx 50\%$) và công suất tổn hao trên R và r_z lớn. Trong mạch này để đảm bảo ổn định tốt, nên chọn $U_r = (1,5 \rightarrow 3)U_z$ và $I_{2\min} < I_z < I_{z\max}$, trong đó $I_{z\max}$ là dòng cực đại cho phép qua diốt và $I_{z\min}$ tương đương với $I_{20\min}$ trên h.15.14. Để tăng hệ số ổn áp G , có thể mắc nối tiếp hai khâu ổn áp bằng diốt Zener như trên h.15.14. Mạch này có :

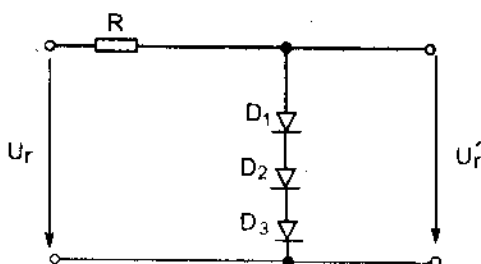
$$G = G_1 G_2 \quad \text{và} \quad S = S_1 S_2 \quad (\text{khoảng } 10^2 \div 10^4)$$

trong đó, G_1, G_2 và S_1, S_2 lần lượt là hệ số ổn định tuyệt đối và hệ số ổn định tương đối của khâu ổn áp thứ nhất và thứ hai (h.15.17).

Mạch này có tác dụng ổn áp tốt hơn mạch điện trên h.15.16. Tuy nhiên xét về mặt ảnh hưởng của tải thì hai mạch như nhau, vì điện trở trong của mạch này $R_I = r_{22}$. Khi cần ổn áp trị số nhỏ có thể dùng diốt thường mắc theo chiều thuận như trên h.15.18.



Hình 15.17. Ổn áp dùng hai khâu diốt Zener.



Hình 15.18. Ổn áp dùng diốt thường.

$$G = \frac{R + 3r_D}{3r_D} = 1 + \frac{R}{3r_D} \approx \frac{R}{3r_D} \quad (15.15)$$

và

$$S = G \frac{\Delta U_r'}{\Delta U_r} = \frac{R}{3r_D} \frac{U_r'}{U_r}$$

trong đó r_D là điện trở thông của diốt, được xác định theo biểu thức (15.16) :

$$r_D = \frac{\partial U_D}{\partial I_D} \approx \frac{U_T}{I_D} \quad (15.16)$$

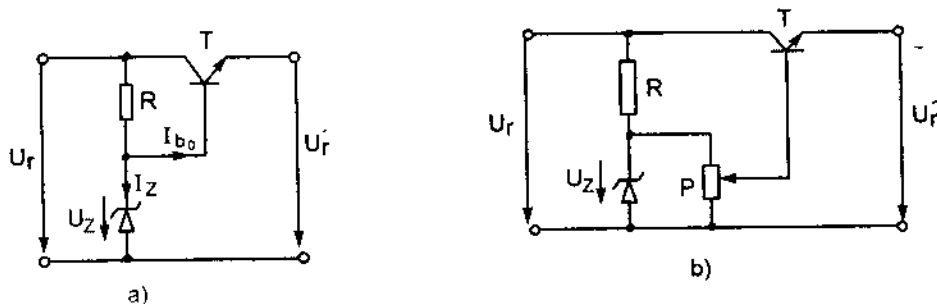
U_T : điện áp nhiệt.

15.3.2. Mạch ổn áp dùng diốt Zener với mạch lập emitter ở đầu ra

Sơ đồ ổn áp dùng diốt Zener đã xét trong mục 15.3.1 thường có công suất tổn hao khá lớn $P_{th} = I_z U_z$. Khi yêu cầu dòng ra tải lớn, phải chọn diốt có dòng lớn. Diốt Zener chỉ thích hợp với các bộ chỉnh lưu công suất nhỏ. Có thể dùng các mạch ổn áp Zener có tầng ra là một mạch lập emitter để ổn áp cho các mạch chỉnh lưu công suất lớn hơn.

Sơ đồ h.15.19a dùng cho trường hợp điện áp ra thay đổi. Trong các sơ đồ này, diốt Zener được nối với tải qua một mạch lập emitter. Do cách mắc này, khi không tải, dòng qua diốt Zener là

$I_{bo} \approx \frac{I_E}{B_N} = \frac{I_t}{B_N}$ nhỏ hơn dòng qua tải B_N lần (B_N là hệ số khuếch đại dòng điện một chiều của tranzito khi mắc emitter chung). Do đó có thể dùng diốt Zener có dòng nhỏ cho các bộ chỉnh lưu công suất tương đối lớn.



Hình 15.19. Sơ đồ ổn áp dùng diốt Zener với mạch lặp emitter ở đầu ra :
a) điện áp ra cố định ; b) điện áp ra thay đổi.

Trên sơ đồ h.15.19a điện áp chỉnh lưu được xác định theo biểu thức (15.17) :

$$U_r' = U_z - U_{BE} \quad (15.17)$$

với :

$$U_{BE} \approx (0,6 \div 0,7) \text{V}$$

Điện trở trong của sơ đồ chính là điện trở ra của mạch lặp emitter khi coi R và r_z là điện trở phản tán bazơ. Ta có :

$$R_i = \frac{r_{BE}}{\beta + 1}$$

trong đó r_{BE} là điện trở vào của tranzito và :

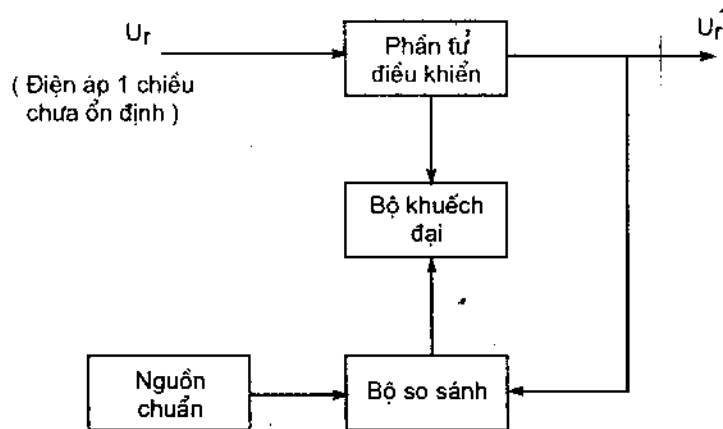
$$\beta = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}}$$

là hệ số khuếch đại dòng điện xoay chiều.

Vì $R_i < r_z$, nên mạch ổn áp loại này có điện áp ra ít phụ thuộc vào tải. Ngoài ra, do dòng điện qua diốt Zener nhỏ, nên có thể chọn trị số của điện trở R lớn hơn để tăng hệ số ổn áp (xem biểu thức 15.15) mà tổn hao trên R không tăng. Với sơ đồ h.15.19b, có thể lấy ra điện áp U_r' là một phần của U_z qua chiết áp P . Nếu chọn điện trở chiết áp P nhỏ hơn r_{BE} thì điện trở trong của mạch tăng không đáng kể.

15.3.3. Mạch ổn áp có hồi tiếp

1. Nguyên tắc thực hiện các sơ đồ ổn áp có hồi tiếp và phân loại. Để thỏa thuận các yêu cầu cao hơn về mặt ổn áp, ổn dòng cũng như công suất ra, người ta dùng các mạch ổn định có hồi tiếp. Nguyên tắc hoạt động của các sơ đồ ổn định có hồi tiếp được biểu diễn trên h.15.20. Trong mạch này, một phần điện áp (dòng điện) ra được đưa về so sánh với một giá trị chuẩn. Kết quả so sánh được khuếch đại lên và đưa đến phần tử điều khiển. Phần tử điều khiển thay đổi tham số làm cho điện áp (dòng điện) ra trên nó thay đổi theo xu hướng tiệm cận dần đến giá trị chuẩn.

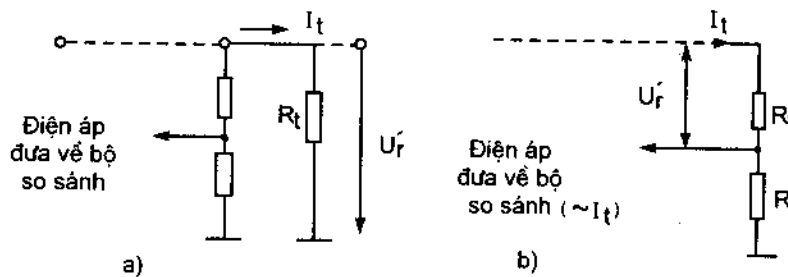


Hình 15.20. Sơ đồ khối minh họa nguyên tắc hoạt động của các mạch ổn áp có hồi tiếp.

H.15.21a và h.15.21b minh họa phương pháp lấy tín hiệu đưa về mạch so sánh khi ổn áp (a) và khi ổn dòng (b).

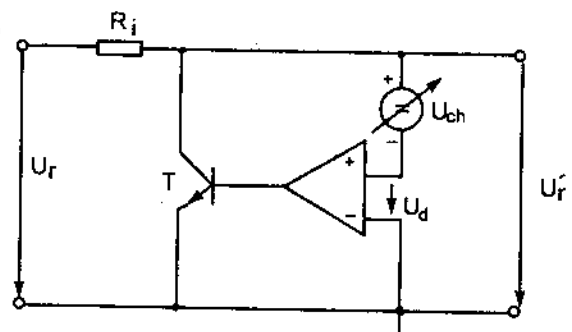
Có thể thấy rằng, tất cả các nguồn áp (R_{ng} rất nhỏ) và nguồn dòng (R_{ng} rất lớn) được thực hiện theo phương pháp hồi tiếp, đều là những mạch ổn áp hoặc ổn dòng. Tuy nhiên do yêu cầu về mặt công suất, nên trong các sơ đồ ổn áp và ổn dòng còn có thêm một bộ khuếch đại công suất mắc trong mạch hồi tiếp. Các sơ đồ ổn định có hồi tiếp được chia thành hai loại cơ bản : ổn định song song và ổn định nối tiếp.

Nguyên tắc ổn định song song được biểu diễn trên h.15.22.

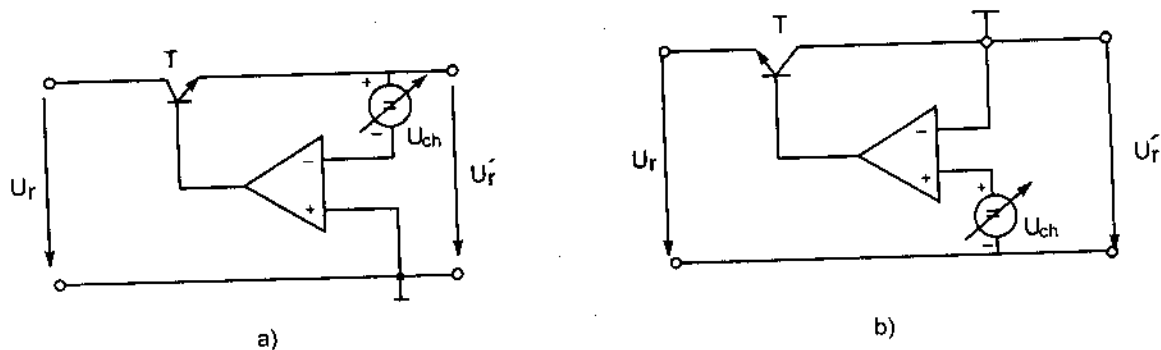


Hình 15.21. Cách lấy tín hiệu đưa về bộ so sánh : a) khi ổn áp ; b) khi ổn dòng.

Bộ khuếch đại thuật toán có hiệu điện áp vào $U_d = 0$. Khi điện áp ra giảm thì điện áp cực gốc emitor của tranzito T giảm nhanh hơn. Do đó dòng colectơ giảm, hạ áp trên R_f giảm làm cho điện áp ra tăng. Nhờ khâu hồi tiếp âm, nên điện áp ra U_r luôn luôn có trị số bằng điện áp chuẩn U_{ch} . Sơ đồ ổn áp song song chỉ được dùng trong các bộ chỉnh lưu công suất nhỏ, vì hiệu suất của nó thấp.



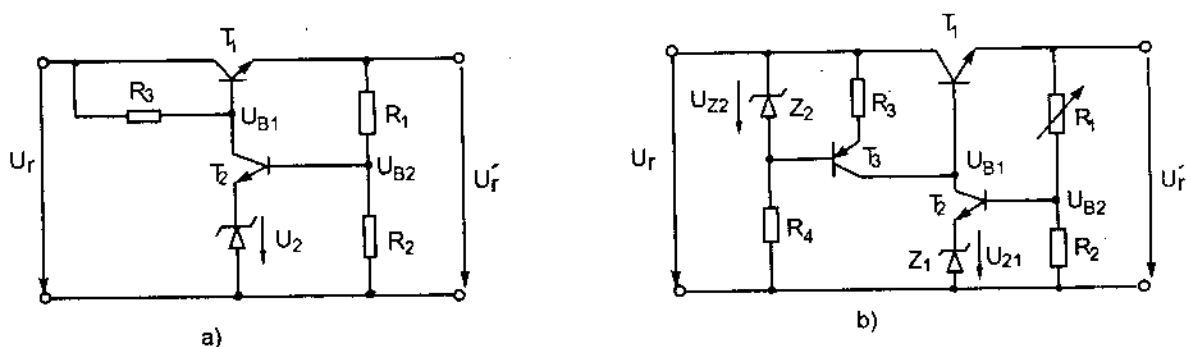
Hình 15.22. Nguyên tắc ổn định song song.



Hình 15.23. Nguyên tắc ổn áp nối tiếp: a) dùng mạch lập emitter; b) dùng mạch emitter chung.

Trong sơ đồ ổn áp nối tiếp (h.15.23a) tranzito điều khiển T được mắc nối tiếp với nguồn điện áp chỉnh lưu U_r theo kiểu mạch lập emitter. Điện áp vào của bộ khuếch đại thuật toán luôn luôn bằng không do đó điện áp ra $U_r' = U_{ch}$. Khi điện áp ra giảm thì điện áp bazơ tăng nhanh hơn làm cho điện áp ra tăng trở lại. Do tính chất của mạch lập emitter, nên điện áp ra $U_r' \approx U_r$. Nếu thay mạch lập emitter bởi mạch emitter chung như h.15.23b thì có thể giảm được dải biến thiên điện áp vào. Tuy nhiên so với sơ đồ h.15.23a sơ đồ này có nhược điểm là điện trở trong lớn. Có thể giảm nhỏ điện trở trong bằng cách tăng hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thuật toán, nghĩa là phải dùng hai tầng khuếch đại. Vì vậy nguyên tắc này không thích hợp với các sơ đồ ổn áp một tầng.

2. Các sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dạng đơn giản. Trên h.15.24 là hai sơ đồ ổn định có hồi tiếp dạng đơn giản. Trong sơ đồ h.15.24a T_1 là phần tử điều khiển đồng thời làm nhiệm vụ khuếch đại công suất. T_2 vừa là phần tử khuếch đại vừa mang tính chất như một phần tử so sánh, nó được mắc theo kiểu emitter chung có hồi tiếp âm về dòng điện trên r_z . Khi U_z giảm thì qua bộ phân áp R_1, R_2 điện áp bazơ T_2 : $U_{B2} = U_z + U_{BE2}$ cũng giảm. Vì U_z không đổi, nên U_{BE2} giảm theo làm cho u_{CE2} tăng, do đó U_{B1} tăng và U_r' tăng trở lại.



Hình 15.24. Sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dạng đơn giản.

Như vậy nhờ vòng hồi tiếp, điện áp ra U_r' được điều chỉnh sao cho:

$$U_{B2} = U_r' \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_z + U_{BE2} \quad (15.18)$$

Vậy $(U_z + U_{BE2})$ là điện áp chuẩn. Điện áp ra được xác định theo biểu thức (15.9) suy ra từ (15.18) :

$$U_r' = (U_z + U_{BE2}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (15.19)$$

Qua điện trở R_3 có dòng colectơ T_2 là I_{c2} và dòng cực gốc T_1 : $I_{B1} \cdot R_3$ được chọn sao cho dòng qua diốt Zener luôn luôn lớn hơn I_{zmin} để diốt Zener có tác dụng ổn áp :

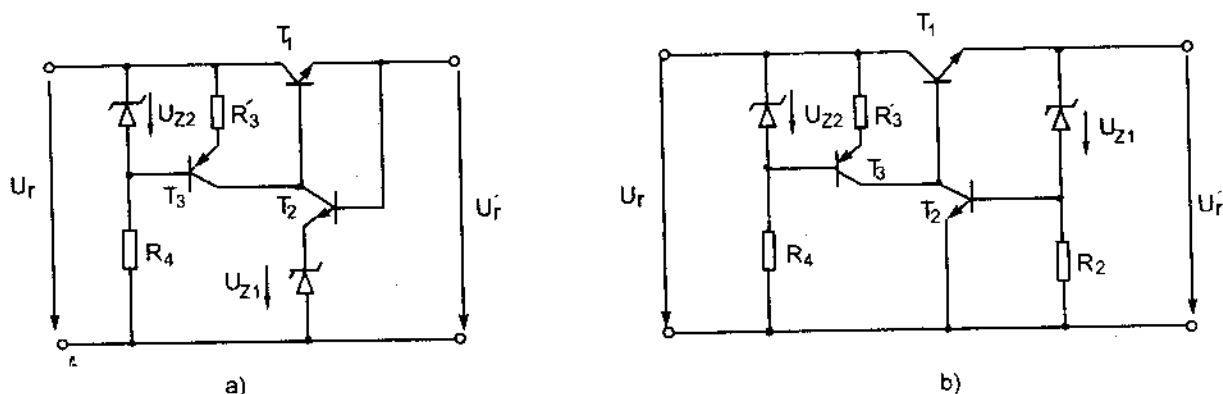
$$R_3 < \frac{U_{rmin} - U_r'}{I_{B1max} + I_{zmin}}$$

Khi tải thay đổi, mạch có tác dụng ổn áp khá tốt. Nhưng khi điện áp vào U_r thay đổi thì tác dụng ổn áp không lớn lắm ($G \approx 20$), vì dòng qua R_3 thay đổi theo điện áp vào U_r . Có thể cải tiến mạch này để tăng hệ số ổn áp bằng mạch điện trên h.15.24b. Ở đây thay R_3 bằng một nguồn dòng gồm T_3 , R_3 , R_4 và Z_2 . Dòng colectơ T_3 được xác định theo biểu thức (15.20) không phụ thuộc vào điện áp vào U_r .

$$I_{c3} = A_N \frac{U_{z2} - U_{BE2}}{R_3} \approx \frac{U_{z2}}{R_3} \quad (15.20)$$

trong đó A_N là hệ số khuếch đại dòng điện của tranzito khi mắc cực gốc chung.

Với mạch này có thể đạt được hệ số ổn áp $G = 1000$ đến 10.000 lần. Điện áp ra của mạch cũng được xác định theo biểu thức (15.19). Có thể thay đổi điện áp ra bằng cách thay đổi R_1 với dòng colectơ – emitơ T_3 $U_{CE3} = 0$ tương ứng $U_r' \approx U_r - U_{z2}$. Do đó không nên chọn U_{z2} quá lớn. Ngoài ra sơ đồ còn có ưu điểm là điện trở trong nhỏ, vì nhờ nguồn dòng T_3 mà T_2 có hệ số khuếch đại điện áp lớn hơn trong sơ đồ h.15.24a.



Hình 15.25. Sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dạng đơn giản với điện áp ra cố định.

Cũng có thể nối tắt R_1 như trên sơ đồ h.15.25a, và mắc diốt Zener Z_1 vào cực gốc T_2 như trên sơ đồ h.15.25b, lúc đó điện áp ra được xác định bằng biểu thức (15.21) sau đây :

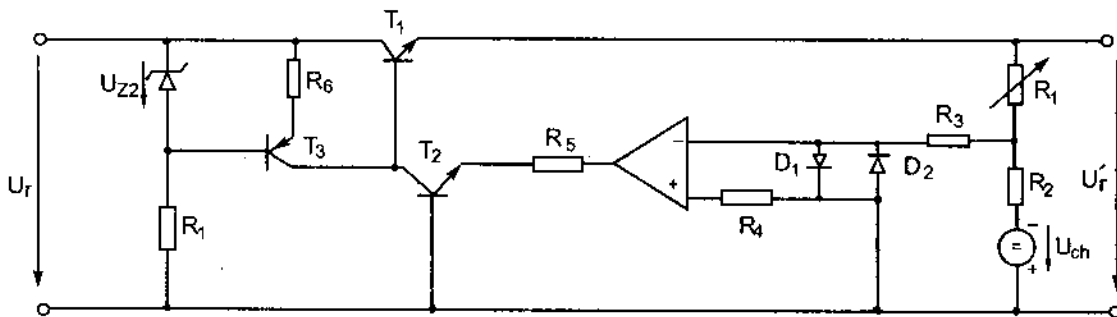
$$U_r' = U_{z1} + U_{BE2} \quad (15.21)$$

3. Sơ đồ ổn áp có hồi tiếp dùng khuếch đại thuật toán. Nếu chỉ cần thay đổi điện áp ra trong phạm vi hẹp, có thể dùng sơ đồ h.15.24a khi thay T_2 bởi một bộ khuếch đại thuật toán. Tác dụng ổn áp của mạch tăng nhờ bộ khuếch đại thuật toán có hệ số khuếch đại lớn. Bộ khuếch đại thuật toán được coi là một bộ khuếch đại thuận, điện áp vào cửa đảo bằng điện áp Zener U_z . Điện áp ra chỉ có thể biến thiên trong phạm vi hẹp sao cho dòng qua diốt Zener không biến thiên quá nhiều. Cửa vào bộ khuếch đại thuật toán có các diốt bảo vệ khi quá áp trong trường hợp đóng hoặc ngắt mạch.

Muốn có điện áp ra thay đổi được trong phạm vi rộng, dùng sơ đồ h.15.26. Bộ khuếch đại thuật toán mắc theo kiểu sơ đồ khuếch đại đảo. Tranzito T_2 và T_3 làm nhiệm vụ khuếch đại cho điện áp ra tăng lên nhiều so với điện áp vào. Tranzito T_2 là tầng khuếch đại cực gốc chung, vì cực gốc T_2 nối đất, nên có thể điều chỉnh điện áp ra về mức "không". Diốt D_1, D_2 và điện trở R_3 làm nhiệm vụ bảo vệ bộ khuếch đại thuật toán. Điện trở R_4 để cân bằng điện áp do dòng tĩnh qua R_3 gây ra $R_4 \approx R_3$. Mức ổn áp ra phụ thuộc vào mức trôi điện áp lệch không của bộ khuếch đại thuật toán ΔU_0 và vào độ ổn định của nguồn chuẩn ΔU_{ch} .

$$\Delta U_r' = \Delta U_0 + \frac{R_1}{R_2} (\Delta U_0 + \Delta U_{ch})$$

Các điện trở R_1, R_2 phải là những điện trở chính xác. Dòng qua R_1 không đổi bằng U_{ch}/R_2 .



Hình 15.26. Sơ đồ ổn áp dùng khuếch đại thuật toán có điện áp ra thay đổi.

Để ổn áp cho các nguồn đối xứng có thể dùng sơ đồ ổn áp h.15.27. Mạch chỉ cần dùng một nguồn chuẩn (U_z). Với giả thiết dòng vào tĩnh của bộ khuếch đại thuật toán không đáng kể so với dòng qua R_7, R_8 thì điện áp điểm P: $U_p = 0$, do đó ta có:

$$\frac{|U_{r(+)}'|}{|U_{r(-)}'|} = \frac{R_7}{R_8}$$

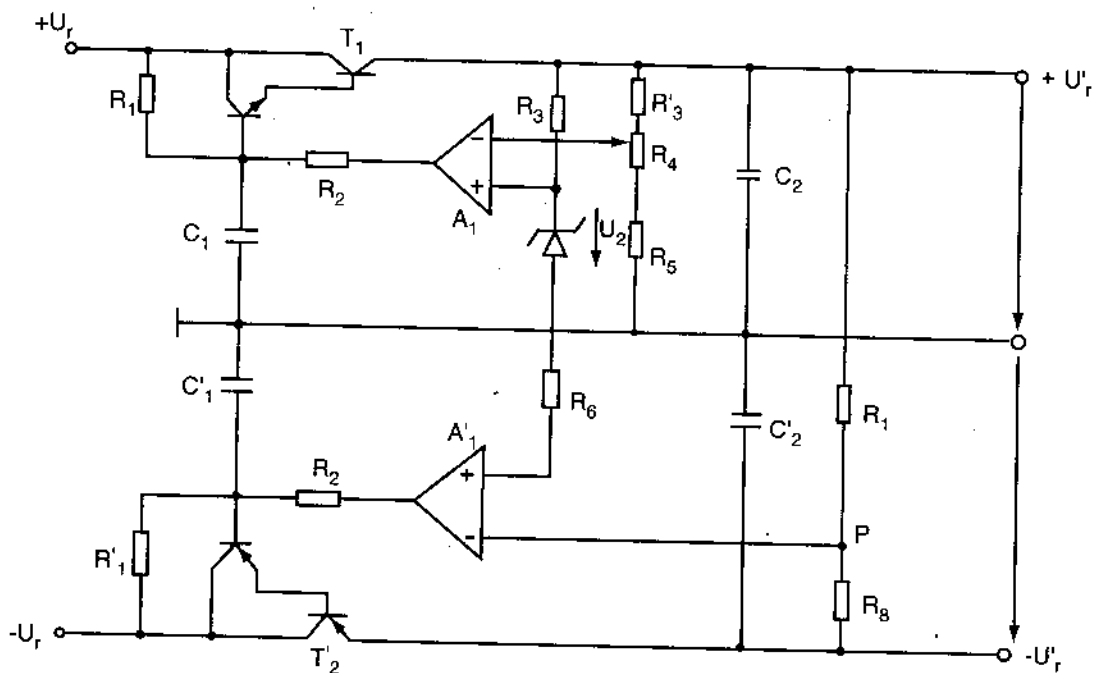
Có thể dùng sơ đồ đó để ổn áp cho bộ nguồn có $U_r = \pm 20V$, lúc đó các linh kiện của sơ đồ có trị số như sau:

$$R_1 = 22k\Omega; \quad R'_1 = 10k\Omega; \quad R_2 = R'_2 = 3,9k\Omega; \quad R_3 = 1k\Omega; \quad R'_3 = 15k\Omega;$$

$$R_4 = 5k\Omega; \quad R_5 = 10k\Omega; \quad R_6 = 4,7k\Omega; \quad R_7 = 10k\Omega; \quad R_8 = 10k\Omega.$$

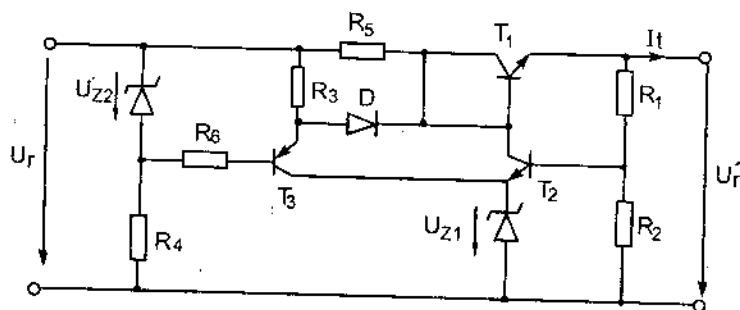
$$C_1 = C'_1 = C_2 = C'_2 = 47\mu F; \quad U_z = 6,3V; \quad |U_{r(+)}'| = |U_{r(-)}'| = 15V.$$

Sai số điện áp hai đầu ra khoảng 1%.



Hình 15.27. Sơ đồ ổn áp đối xứng.

4. *Sơ đồ chống quá tải.* Bán dẫn rất nhạy cảm với dòng lớn, vì vậy, các mạch ổn áp thường có thêm mạch hạn dòng để tránh quá tải cho các tranzito mắc nối tiếp với tải. Điốt trên hình 15.28 làm nhiệm vụ đó. Khi dòng collector T_1 lớn tới mức hạ áp trên R_5 lớn hơn U_z thì điốt (D) thông. Đó là trường hợp $I_{max} = \frac{U_{z2}}{R_5}$. Nếu dòng qua tải tiếp tục tăng thì dòng qua T_3 giảm làm cho dòng qua tải không tăng được nữa. Trong trường hợp ngắn mạch, dòng qua T_1 cực đại đồng thời hạ áp trên nó là $U_r - U_z$ cũng lớn. Lúc này phải chú ý sao cho công suất tổn hao không vượt quá trị số cho phép.

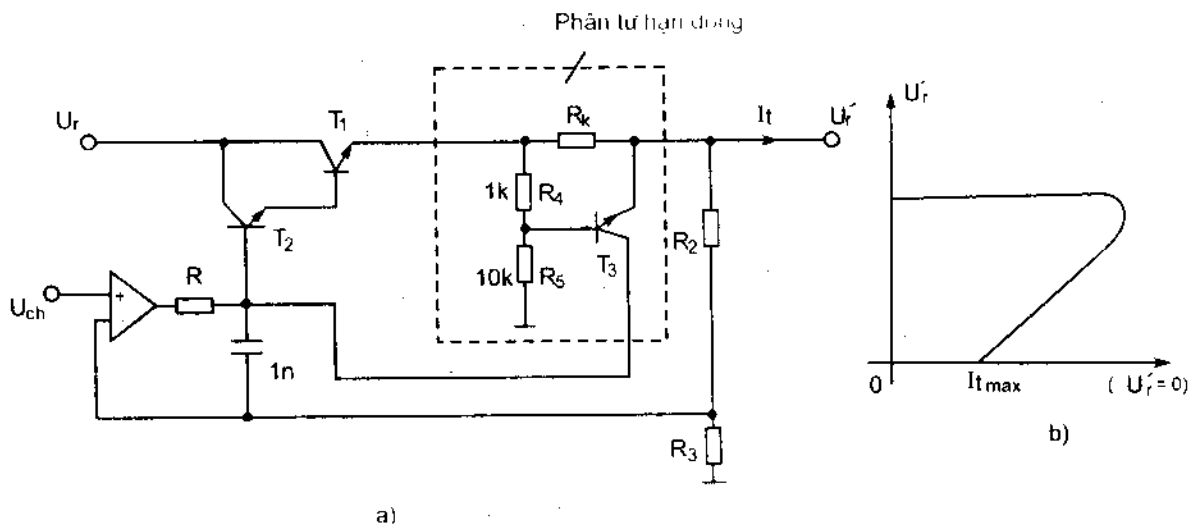


Hình 15.28. Sơ đồ ổn áp có hạn dòng.

Sơ đồ 15.29 cũng có tác dụng hạn dòng, khi dòng tải tăng, hạ áp trên R_k tăng :

$$I_{lmax} R_k \approx U_{BE3} + U_r' \frac{R_4}{R_4 + R_5} \quad (15.21)$$

thì T_3 dẫn. Dòng collector T_3 tạo nên hạ áp trên điện trở R , để điều khiển cho tầng Darlington theo xu hướng ngắt (dòng tải giảm). Từ biểu thức (15.21) có thể tính được trị số cực đại của dòng tải $I_{lmax} = U_{BE3}/R_k$. Đây là một ưu điểm lớn, vì nhờ đó tranzito không bị quá tải kể cả khi điện áp vào lớn. Các sơ đồ hạn dòng loại này có đặc tính ra như biểu diễn trên h.15.29b. Sở dĩ mạch có đặc tuyến ra như vậy là vì điện áp U_{BE3} phụ thuộc đồng thời vào dòng điện tải I_l và điện áp ra U_r' (thông qua R_4, R_5).

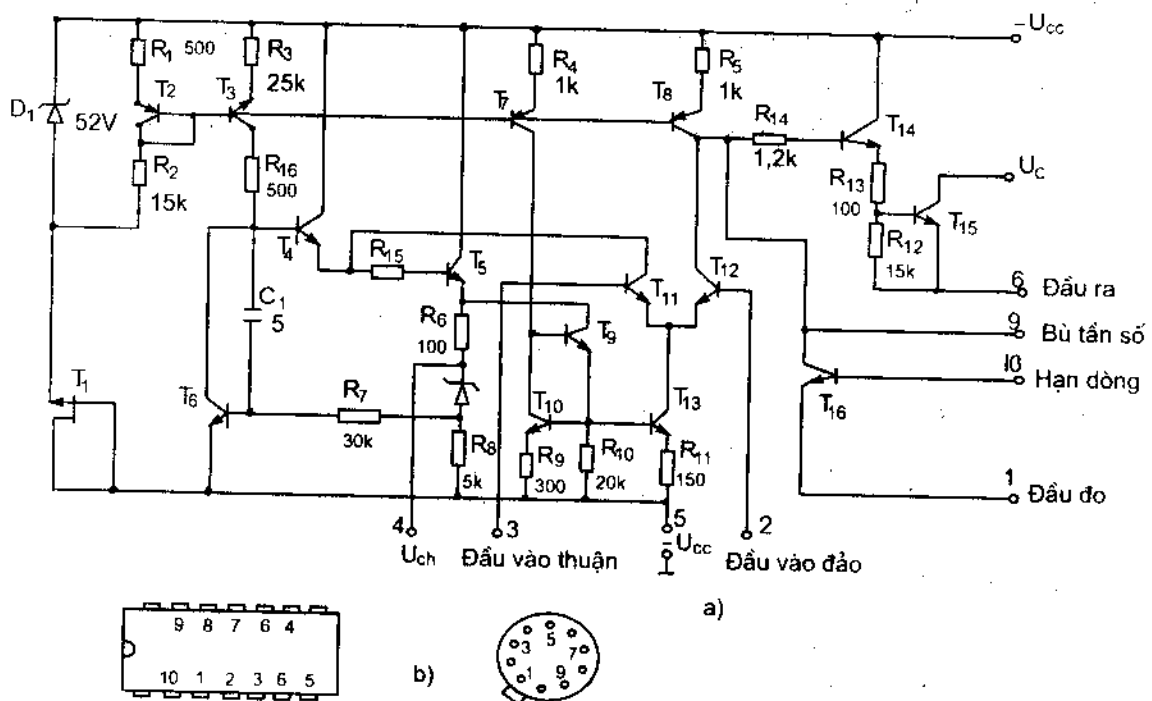


Hình 15.29. a) Sơ đồ ổn áp dòng khuếch đại thuật toán có hạn dòng ; b) đặc tuyến của a.

1. *Vi mạch ổn áp.* Mạch điện các vi mạch ổn áp bao gồm đầy đủ các phần tử của một sơ đồ ổn áp có hồi tiếp như trên h.15.30 kể cả khâu hạn dòng. Vì vậy chỉ cần mắc thêm một vài phần tử ngoài là mạch có thể cho điện áp ra biến thiên trong một dải khá rộng. Trường hợp yêu cầu dòng tải lớn, có thể mắc thêm ở mạch ngoài một tranzito công suất. Bằng cách đó có thể nhận được các bộ ổn áp có dòng tải đến 15A một cách dễ dàng.

Vi mạch MAA 723 (μA 723) là một vi mạch ổn áp khá phổ biến. Mạch bên trong của nó được biểu diễn trên h.15.30. Trên cửa 4 của mạch được mắc một nguồn điện áp chuẩn. Chỉ cần mắc thêm một đến hai điện trở ngoài là vi mạch này có đường đặc tuyến ra như trên h.15.29b.

H.15.31 cho thấy cách mắc mạch ngoài của vi mạch MAA 723. Có 4 cách mắc (từ a đến d). Khi cần dòng tải lớn, mắc thêm tranzito công suất như h.15.31h. Nếu điện áp ra $U_r' > 37V$ thì vi mạch được mắc theo sơ đồ h.15.31g và h.15.31h. Trị số R_1, R_2 trong sơ đồ được chọn theo bảng của hãng sản xuất R_x trong các sơ đồ a, b, e, f và g để hạn chế dòng điện ra.



Hình 15.30. Vi mạch MAA 723 (Tesla): a) sơ đồ mạch điện; b) sơ đồ chân vi mạch.

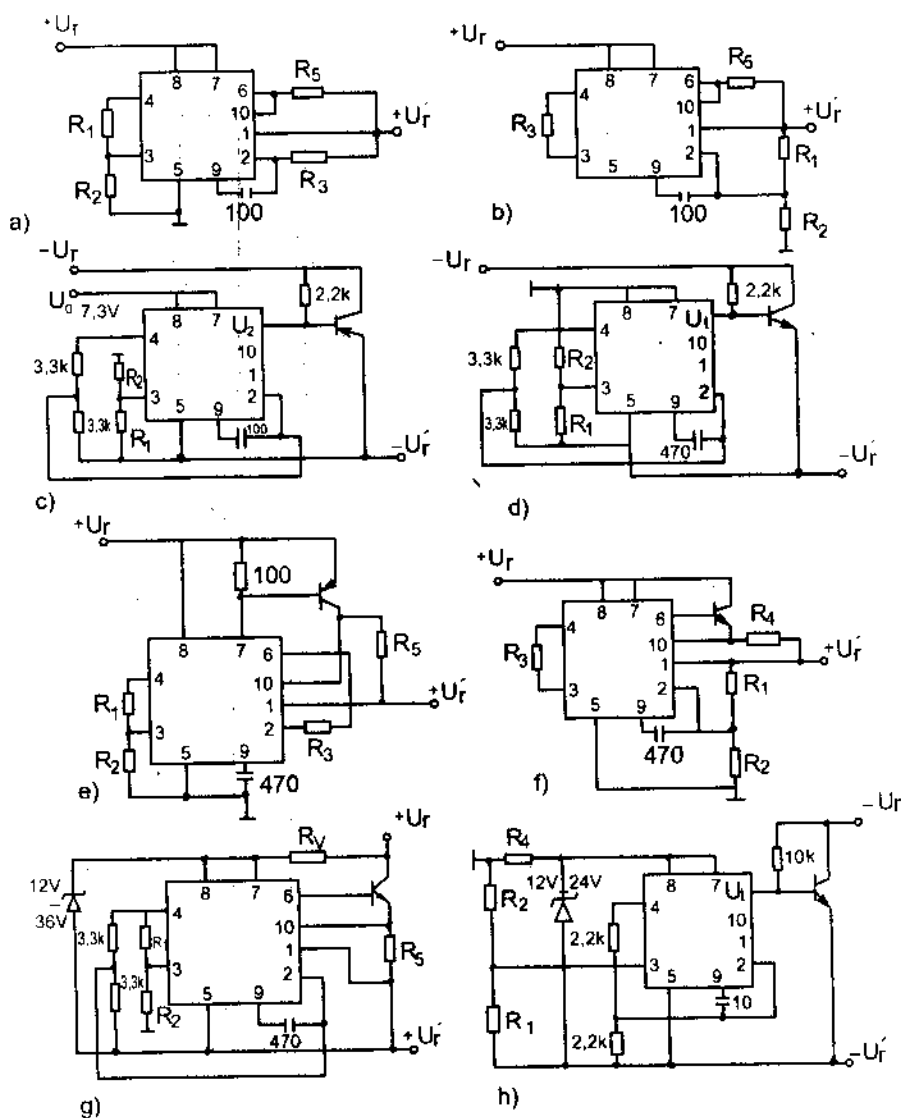
Tham số: $I_f < 150\text{mA}$, $P_{th\max} = 800\text{mW}_r$, $\frac{\Delta U_r}{U_r} < 15 \cdot 10^{-4}$ khi $I_f = 0 \div 400\text{mA}$.

15.3.4. Ổn áp xung

Hiệu suất của mạch ổn áp liên tục (mục 15.3.3) phụ thuộc nhiều vào công suất tổn hao P_{th} của tranzito công suất. Có thể giảm P_{th} nếu cho tranzito hoạt động ở chế độ khác. Cũng giống như trong mạch ổn áp liên tục, điện áp vào mạch ổn áp phải luôn luôn lớn hơn điện áp một chiều ở đầu ra.

Ổn áp xung đặc biệt có ý nghĩa khi cần lấy ra điện áp nhỏ từ một điện áp vào lớn với hiệu suất cao hoặc khi điện áp vào thay đổi nhiều (độ gợn sóng lớn). Khi mở, tranzito khóa dẫn năng lượng từ nguồn vào đến một phần tử tích lũy năng lượng (thường là cuộn cảm và tụ điện). Trong thời gian tranzito khóa ngắt thì phần tử tích lũy cung cấp năng lượng cho mạch sao cho trên tải luôn luôn có điện áp ra.

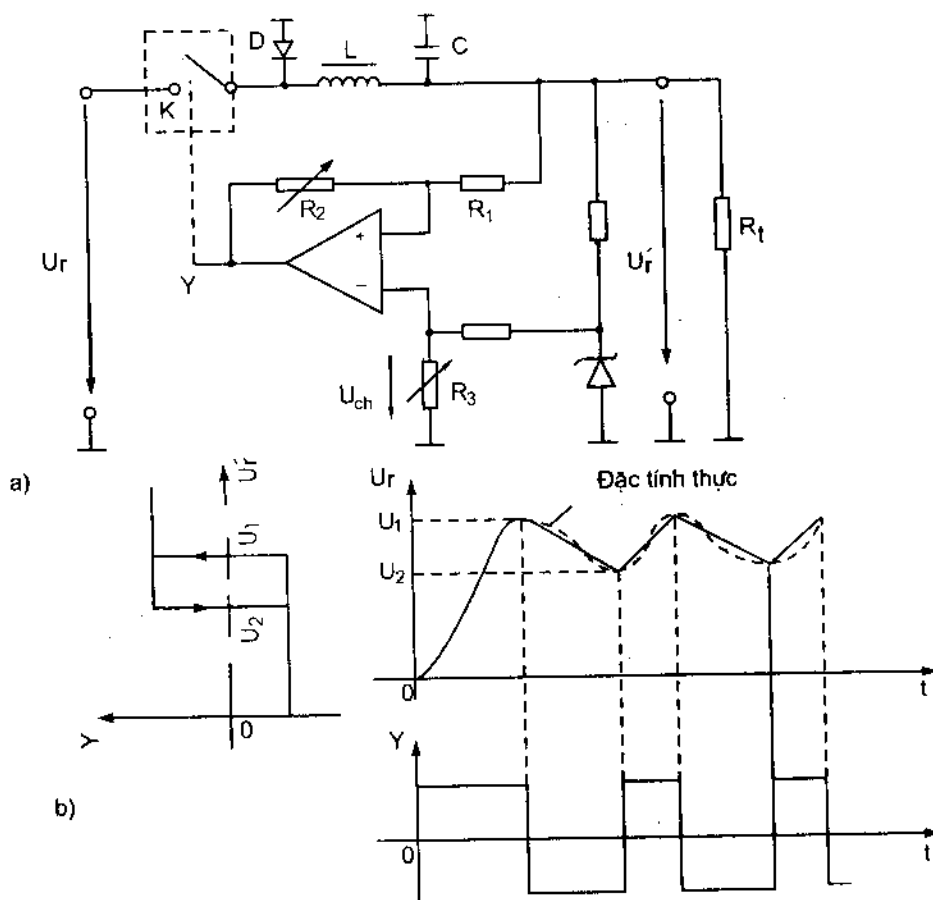
Tần số đóng mở của khóa thường nằm trong phạm vi $(16 \div 50 \text{ kHz})$ để tránh những âm thanh. Trong khu vực tần số này dùng cuộn cảm có lõi ferit là thích hợp. Tần số cao thì phần tử tích lũy năng lượng có kích thước càng nhỏ, nhưng hiệu suất giảm do tổn hao trong thời gian đóng mở tăng.



Hình 15.31. Các cách mắc mạch ngoài của vi mạch ổn áp MAA 723.

H.15.32 biểu diễn nguyên lý hoạt động của một mạch ổn áp xung có phần tử điều khiển mắc nối tiếp với tải. Ở đây dùng mạch so sánh có trễ để so sánh. Khi điện áp ra giảm tới mức ngưỡng dưới U_2 thì khóa K mở, do đó dòng điện qua cuộn cảm tăng đồng thời điện áp ra tăng theo, cuộn cảm tích lũy năng lượng. Nếu $U_r = U_1$ thì K ngắt, cuộn cảm phóng điện cùng chiều với tải. Quá trình đó lặp đi lặp lại theo chu kỳ. Độ gợn sóng của điện áp ra được xác định bởi hiệu các điện áp ngưỡng $U_1 - U_2$ (khoảng vài chục mV). Độ ổn định của các mức ngưỡng U_1 và U_2 cũng liên quan đến độ chính xác của điện áp ra. Để tăng hiệu suất của mạch phải dùng tranzito có thời gian đóng mở ngắn.

Ổn áp cho hiệu suất cao và có dải ổn định điện áp rộng, nhưng tốc độ điều khiển thấp, điện áp ra có độ gợn lớn (vài % đến vài chục %).

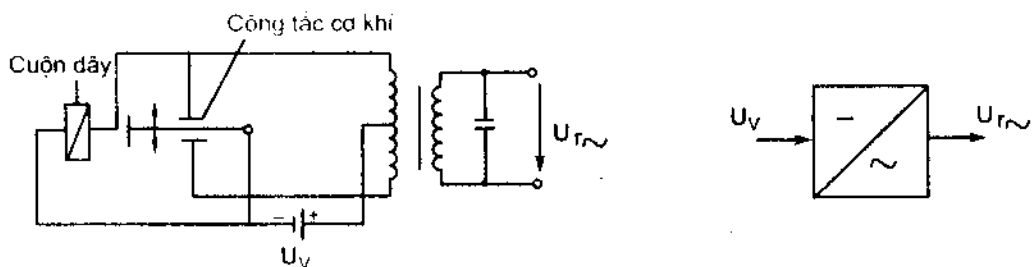


Hình 15.32. a) Sơ đồ nguyên lý của mạch ổn áp xung ;
b) đồ thị thời gian của điện áp trên tải U_r và điện áp ra bộ so sánh.

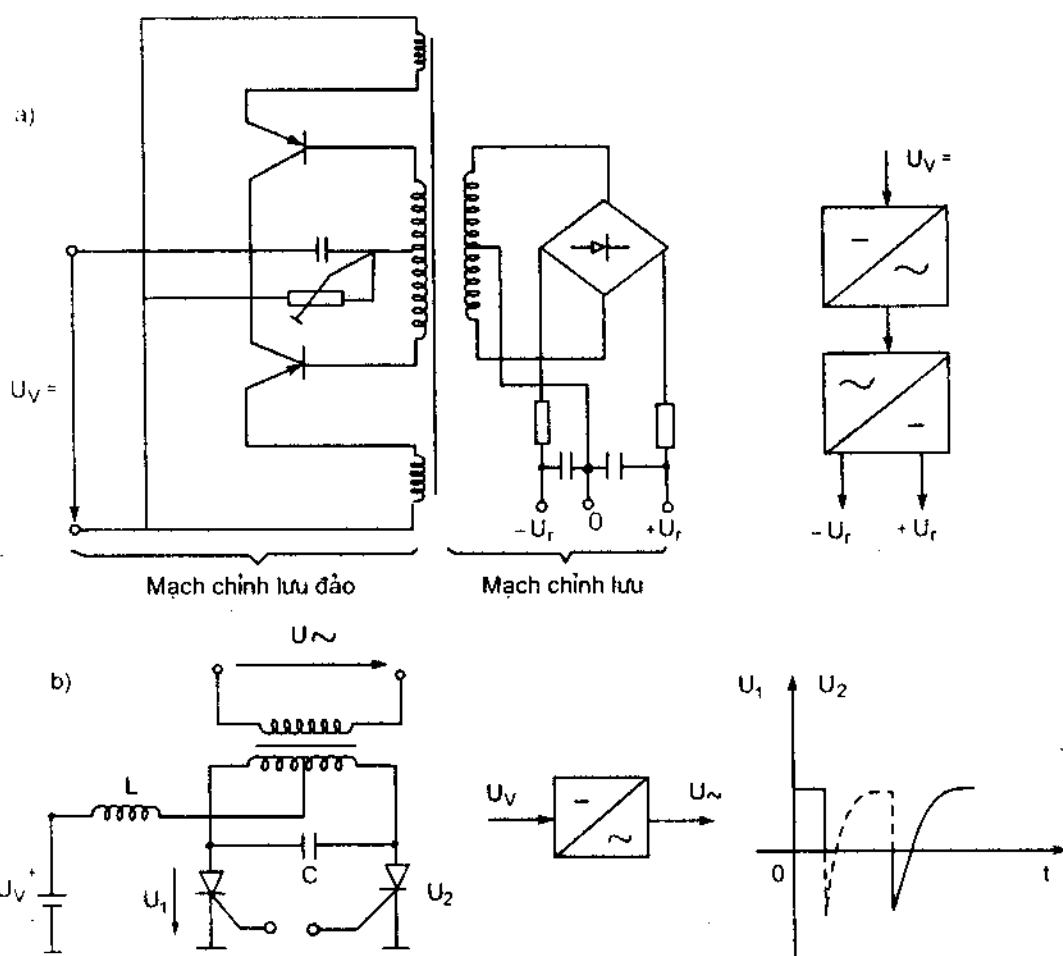
15.4. CHỈNH LƯU ĐẢO

Chỉnh lưu đảo là quá trình biến đổi điện áp một chiều thành điện áp xoay chiều, thường được dùng trong các bộ biến đổi điện áp một chiều hoặc trong các bộ nguồn không dùng biến áp. Trước đây vài thập kỷ, quá trình chỉnh lưu đảo được thực hiện bởi phương pháp cơ khí (h.15.33). Điện áp một chiều ở đầu vào lần lượt được nối với nửa trên hoặc nửa dưới của cuộn biến áp nhờ sự đóng mở của một công tắc cơ khí. Do đó trên cuộn thứ cấp của biến áp hình thành một điện áp xoay chiều.

Ngày nay thay vào công tắc cơ khí, người ta dùng bán dẫn (tranzito hoặc thyristo). Hiệu suất của các mạch chỉnh lưu đảo dùng bán dẫn nằm trong phạm vi (80÷95)%. Công suất của nó phụ thuộc vào các tham số giới hạn của bán dẫn (I_{Cmax} , U_{CEmax}). Dùng thyristo có thể đạt được công suất lớn. Mạch chỉnh lưu đảo thực chất là mạch tạo dao động tự kích. Tần số dao động thường nằm trong phạm vi kHz, do đó có thể dùng cuộn biến áp kích thước nhỏ và vấn đề lọc ù đơn giản hơn, vì RC hoặc LC nhỏ hơn. H.15.34 là hai ví dụ về mạch điện bộ chỉnh lưu đảo.



Hình 15.33. Mạch chỉnh lưu đảo dùng công tắc cơ khí.



Hình 15.34. Mạch chỉnh lưu đảo : a) dùng tranzito ; b) dùng thyristo.

Sơ đồ h.15.34a dùng tranzito để tạo dao động. Đó là sơ đồ tạo dao động ghép biến áp mắc theo kiểu đẩy kéo.

Sơ đồ h.15.34b dùng thyristo, nguyên tắc hoạt động của nó giống như sơ đồ chỉnh lưu đảo dùng chuyển mạch cơ khí trên h.15.33. Bằng cách đặt vào các điện áp điều khiển thích hợp hay thyristor thay nhau mở. Quá trình ngắt của thyristo được thực hiện nhờ tụ điện C.

15.5. BIẾN ĐỔI ĐIỆN ÁP MỘT CHIỀU VÀ NGUỒN KHÔNG DỪNG BIẾN ÁP NGUỒN

15.5.1. Biến đổi điện áp một chiều

Đây là quá trình biến đổi một điện áp một chiều U_V từ giá trị này sang giá trị khác, hoặc biến đổi một điện áp một chiều khác có dấu ngược lại. Nó thường được dùng để tạo cao áp một chiều công suất nhỏ trong các thiết bị điện tử lưu động. Quá trình biến đổi điện áp được chia làm hai giai đoạn :

1. Biến đổi điện áp một chiều U_v thành điện áp xoay chiều hình sin hoặc xung chữ nhật nhờ mạch chỉnh lưu đảo và biến áp.

2. Chính lưu điện áp xoay chiều và lọc.

2. **Chỉnh lưu điện áp xoay chiều và lọc.**
 Người ta thường dùng diốt công suất để chỉnh lưu. Khi điện áp chỉnh lưu nhỏ hơn vài trăm vôn, có thể dùng diốt Schottky. Nếu dòng lớn hơn 10A thì điện áp thông của nó nhỏ hơn điện áp thông của diốt silic thông dụng.

Nếu điện áp một chiều ở đầu ra chỉ lớn hơn điện áp vào $(2 \div 3)$ lần thì có thể bỏ biến áp. H.15.35 cho thấy có thể dùng mạch bội áp bậc 2 để tạo ra điện áp một chiều lớn gấp 2 lần điện áp vào. Ở đây, bộ tạo dao động dùng mạch di pha RC trong mạch hồi tiếp gồm 3 khâu di pha và T_1, T_2, T_3 . T_2 và T_3 dùng tranzito bù hoạt động ở chế độ khóa. Khi T_2 thông, điện áp tại điểm A $U_A = U_V$. Khi T_3 thông, điện áp $U_A \approx 0$. Vậy ở điểm A ta có một dãy xung chữ nhật. Khi $U_A = 0$, C_2 được nạp điện qua D_1 do đó :

$$U_{C2} = U_B = U_v - U_{D1} - U_{Cebh3} \approx U_y$$

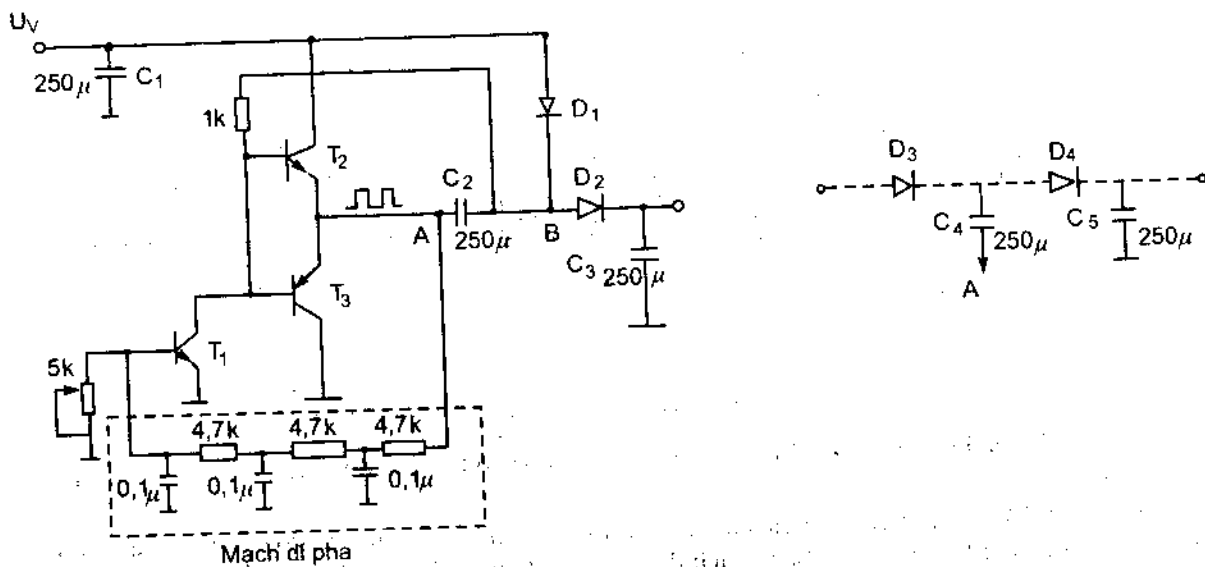
trong đó : U_{D1} là điện áp thông của diốt D_1 ;

U_{CEb3} là điện áp collector - emitter của T_3 khi hoạt động ở trạng thái bão hòa.

Khi T_2 thông, điểm A nối với U_v và U_B tăng lên đến giá trị :

$$U_B = U_v + U_{C2} \approx 2U_v$$

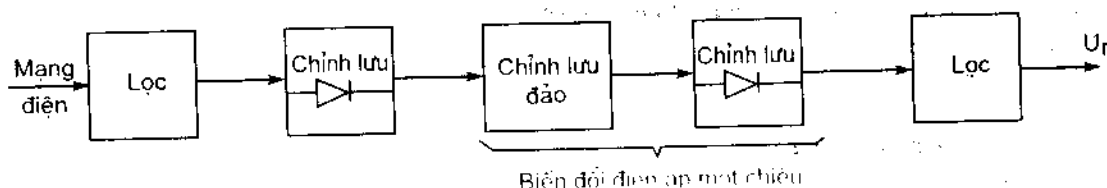
Nếu mắc thêm phần mạch gồm D_3, D_4, C_4, C_5 ở đầu ra, ta có $U_r \approx 4U_v$. Thực tế U_r nhỏ hơn chút ít, do có hạ áp trên diốt.



Hình 15.35. Mạch biến đổi điện áp một chiều không dùng biến áp:

15.5.2. Bộ nguồn không dùng biến áp nguồn

Nguyên tắc hoạt động của bộ nguồn không dùng biến áp được minh họa trên h.15.36. Điện áp từ mạng điện công nghiệp được đưa trực tiếp đến bộ chỉnh lưu, điện dung tải C_L của bộ chỉnh lưu làm giảm độ gợn sóng của điện áp ra rồi đưa vào mạch biến đổi điện áp một chiều vừa làm nhiệm vụ cách điện vừa tạo ra điện áp một chiều có trị số mong muốn.



Hình 15.36. Sơ đồ khối minh họa nguyên lý hoạt động của bộ nguồn không dùng biến áp.

Ưu điểm cơ bản của bộ nguồn không dùng biến áp nguồn là kích thước và trọng lượng nhỏ (giảm 25% + 40% so với bộ nguồn thông thường), khâu lọc nhỏ, không cần dùng các phần tử tỏa nhiệt, hiệu suất cao.

Trong bộ nguồn này thường dùng mạch ổn áp xung, trong đó tranzito khóa phải có điện áp ngược cho phép lớn (cỡ vài trăm vôn đến 1kV). Tụ lọc nguồn phải là tụ đặc biệt có điện trở trong rất nhỏ.

Với công nghệ tiên tiến có thể chế tạo các tranzito có điện áp ngược cho phép lớn và các diốt có thời gian đóng mở ngắn thì bộ nguồn không dùng biến áp ngày càng được dùng nhiều và trở thành một trong những xu hướng được quan tâm trong lĩnh vực cung cấp nguồn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Géher Károly. Linéaris hálózatok. Muszaki Konyvkiadó, Budapest 1988.
- [2] Komarik Jozsef. Analog elektronikus áramkorok. Tankonyvkiadó, Budapest 1990.
- [3] Louis E. Frankzel. Electronic Communication Systems. McGraw Hill. 1998.
- [4] Richard C. Jaeger. Microelectronic Circuit Design, McGraw Hill, 1997.
- [5] Phạm Minh Hà. Kỹ thuật mạch điện tử, tập I và tập II. NXB KHKT, Hà Nội 1993.
- [6] Thái Hồng Nhị – Phạm Minh Việt. Hệ thống viễn thông. Tập I và II. NXB GD Hà Nội, 2001.
- [7] Đỗ Xuân Thu. Kỹ thuật điện tử. NXB GD Hà Nội 1996.

MỤC LỤC

	<i>Trang</i>
<i>Lời nói đầu</i>	3
Chương I. Các khái niệm cơ bản	5
1.1. Sự hình thành lý thuyết mạch điện	5
1.2. Các phần tử của mạch điện	7
1.3. Mạch điện tuyến tính	11
1.4. Đặc trưng của mạch bằng điểm không và điểm cực	17
1.5. Các phép toán phi tuyến	23
Chương II. Các mạch điện chứa phần tử phi tuyến	28
2.1. Các giả thuyết	28
2.2. Các áp dụng	43
Chương III. Mạch nhân tương tự	51
3.1. Bộ nhân hai phân tử mặt phẳng	51
3.2. Tuyến tính hóa bằng hồi tiếp âm	52
3.3. Tuyến tính hóa bằng phương pháp bù	56
3.4. Bộ nhân hoạt động trong toàn mặt phẳng	58
3.5. Các áp dụng	63
Chương IV. Các mạch điện tử logarit	75
4.1. Mạch logarit và đối logarit	75
4.2. Các ứng dụng của mạch điện có đường đặc trưng logarit	83
Chương V. Mạch tuyến tính hóa từng đoạn	90
5.1. Mạch diốt tạo hàm	90
5.2. Bộ so sánh tương tự	101
Chương VI. Mạch tạo dao động	110
6.1. Khái quát chung	110
6.2. Bộ tạo dao động RC	114
6.3. Các bộ tạo dao động LC	121
6.4. Mạch tạo dao động dùng thạch anh	129
Chương VII. Điều chế	134
7.1. Khái niệm	134
7.2. Điều biên	135
7.3. Điều chế đơn biên	145
7.4. Điều tần và điều pha	149
Chương VIII. Tách sóng	161
8.1. Tách sóng biên độ	161
8.2. Tách sóng tín hiệu đơn biên	171
8.3. Tách sóng tín hiệu điều tần	171
Chương IX. Trộn tần	181
9.1. Cơ sở lý thuyết	181

9.2. Mạch trộn tần dùng diốt	184
9.3. Mạch trộn tần dùng tranzito	187
9.4. Bộ trộn bằng vi mạch tích hợp	193
9.5. Nhiều trong mạch trộn tần	195
Chương X. Các vòng khóa pha	197
10.1. Mở đầu	197
10.2. Mô hình tuyến tính của vòng khóa pha	198
10.3. Bộ tách pha	201
10.4. Bộ dao động điều khiển bằng điện áp	212
10.5. Bộ lọc của vòng	212
10.6. Các ứng dụng vòng khóa pha	213
10.7. Vòng khóa pha số	218
10.8. Mạch vòng giữ pha mạch tích hợp	219
Chương XI. Khóa chuyển mạch tương tự	221
11.1. Khóa chuyển mạch tranzito trường	221
11.2. Các mạch điện điều khiển tương thích với hệ thống logic	228
11.3. Ứng dụng của khóa chuyển mạch tương tự	234
11.4. Các mạch điện lấy mẫu - lưu giữ	239
Chương XII. Chuyển đổi tương tự – số và chuyển đổi số - tương tự	246
12.1. Chuyển đổi tương tự - số	246
12.2. Bộ chuyển đổi số - tương tự	261
12.3. Ghép nối các bộ DAC với hệ vi xử lý	269
Chương XIII. Bộ tạo giá trị trung bình và hiệu dụng	271
13.1. Bộ tạo giá trị trung bình	271
13.2. Bộ tạo giá trị hiệu dụng	277
Chương XIV. Khuếch đại công suất	282
14.1. Mở đầu	282
14.2. Khuếch đại công suất chế độ A	282
14.3. Khuếch đại chế độ B	289
14.4. Khuếch đại chế độ C	293
14.5. Bộ khuếch đại chế độ D	299
14.6. Bộ khuếch đại công suất chế độ S	301
14.7. Khuếch đại công suất cộng hưởng chế độ E	302
Chương XV. Mạch cung cấp nguồn	303
15.1. Khái niệm và phân loại	303
15.2. Biến áp nguồn và chỉnh lưu	305
15.3. Ổn áp	315
15.4. Chỉnh lưu đảo	326
15.5. Biến đổi điện áp một chiều và nguồn không dùng biến áp nguồn	328
Tài liệu tham khảo	329
Mục lục	330

Chịu trách nhiệm xuất bản :
Giám đốc NGÔ TRẦN ÁI
Tổng biên tập VŨ DƯƠNG THỤY

Biên tập nội dung :
DƯƠNG VĂN BẰNG

Biên tập kĩ thuật :
LƯU CHÍ ĐỒNG

Trình bày bìa :
BÙI QUANG TUẤN

Sửa bản in :
PHÒNG SỬA BÀI (NXB GIÁO DỤC)

Chế bản :
PHÒNG CHẾ BẢN (NXB GIÁO DỤC)

KỸ THUẬT MẠCH ĐIỆN TỬ PHI TUYẾN

In 2.000 bản (20TK) khổ 19 x 27 tại Công ty in Ba Đình Thanh Hóa.
Số in 72. Số XB: 82/291-01. In xong và nộp lưu chiểu tháng 8 năm 2001.

