

CHƯƠNG 4: ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ AM, FM (10 tiết)

PHẦN 1: LÝ THUYẾT (8 tiết)

Định nghĩa:

Điều chế là quá trình biến đổi một trong các thông số sóng mang cao tần (biên độ, hoặc tần số, hoặc pha) tỷ lệ với tín hiệu điều chế băng gốc (BB - base band).

Mục đích của việc điều chế:

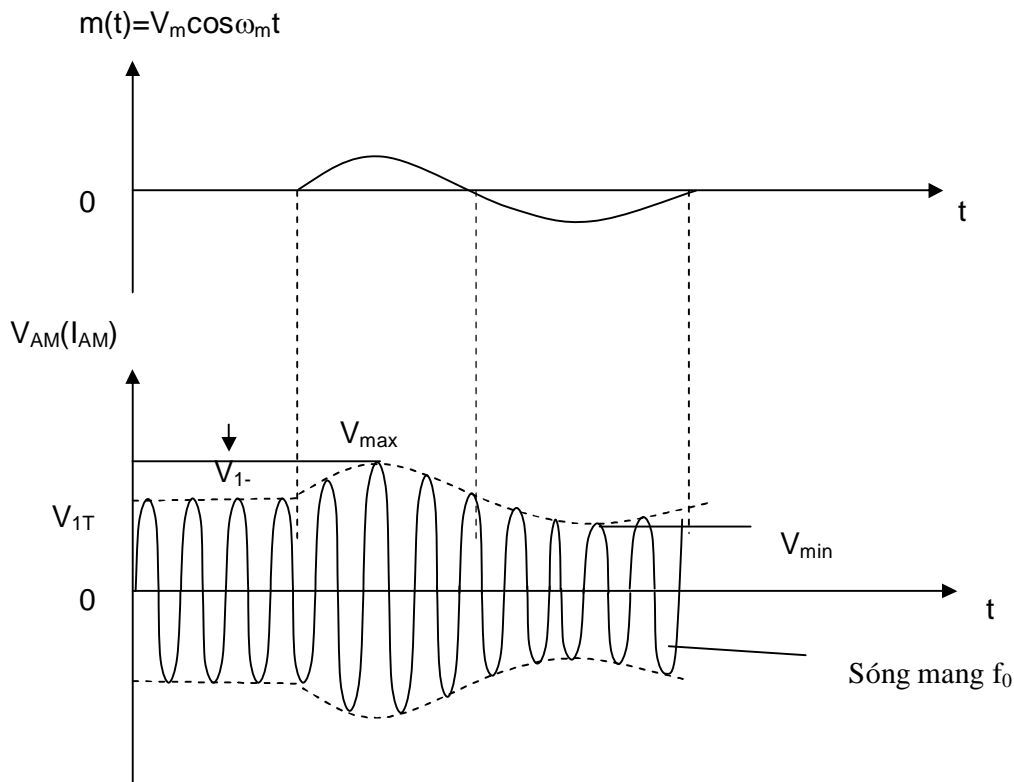
- Đối với một anten, bức xạ năng lượng của tín hiệu cao tần có hiệu quả khi bước sóng của nó (tương ứng cũng là tần số) cùng bậc với kích thước vật lý của anten.
- Tín hiệu cao tần ít bị suy hao khi truyền đi trong không gian
- Mỗi dịch vụ vô tuyến có một băng tần (kênh) riêng biệt. Quá trình điều chế giúp chuyển phổ của tín hiệu băng gốc lên các băng tần thích hợp.

Điều kiện điều chế :

- Tần số sóng mang cao tần $f_c \geq (8 \div 10) f_{\max}$, trong đó f_{\max} tần số cực đại tín hiệu điều chế BB.
- Thông số sóng mang cao tần (hoặc biên độ, hoặc tần số, hoặc pha) biến đổi tỷ lệ với biên độ tín hiệu điều chế BB mà không phụ thuộc vào tần số của nó.
- Biên độ sóng mang cao tần $V_{\omega} > V_m$ (biên độ tín hiệu điều chế BB)

4.1 ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ AM:

Điều chế biên độ là quá trình làm thay đổi biên độ sóng mang cao tần theo tín hiệu tin tức (tín hiệu băng gốc).



Hình 4.1: Đường bao cao tần AM lặp lại dạng tín hiệu điều chế $m(t) = V_m \cos \omega_m t$

4.1.1. Phương trình điều chế và hệ số điều chế:

Tín hiệu sóng mang thường là tín hiệu sin có tần số cao

$$x_C(t) = V_C \cos \omega_C t$$

Tín hiệu AM có dạng:

$$y_{AM}(t) = [V_C + m(t)].\cos \omega_C t$$

Xét trường hợp $m(t)$ là một tín hiệu sin đơn tần: $m(t) = V_m \cos \omega_m t$

$$\begin{aligned} y_{AM}(t) &= [V_C + V_m \cos \omega_m t].\cos \omega_C t = V_C [1 + V_m/V_C \cos \omega_m t].\cos \omega_C t \\ &= V_C [1 + m_A \cos \omega_m t].\cos \omega_C t \end{aligned}$$

m_A : hệ số điều chế (chỉ số điều chế). Để điều chế không méo thì $m_A \leq 1$

Trong trường hợp $m(t)$ là tổng các tín hiệu sin đơn tần:

$$m(t) = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t + V_3 \cos \omega_3 t + \dots$$

$$m_A = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots}$$

$$\text{với: } m_i = \frac{V_i}{V_C} \quad i = 1, 2, 3, \dots$$

$$\text{Trong trường hợp tổng quát: } m_A = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}}$$

4.1.2. Phổ của tín hiệu AM:

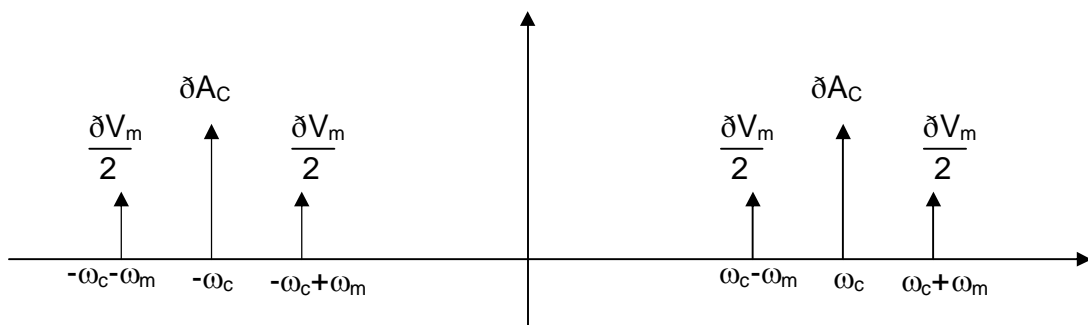
Ta có: $y_{AM}(t) = [V_C + m(t)].\cos \omega_C t = V_C .\cos \omega_C t + m(t).\cos \omega_C t$

$$\xrightarrow{F} Y_{AM} = \pi V_C [\delta(\omega - \omega_C) + \delta(\omega + \omega_C)] + \frac{1}{2} [M(\omega - \omega_C) + M(\omega + \omega_C)]$$

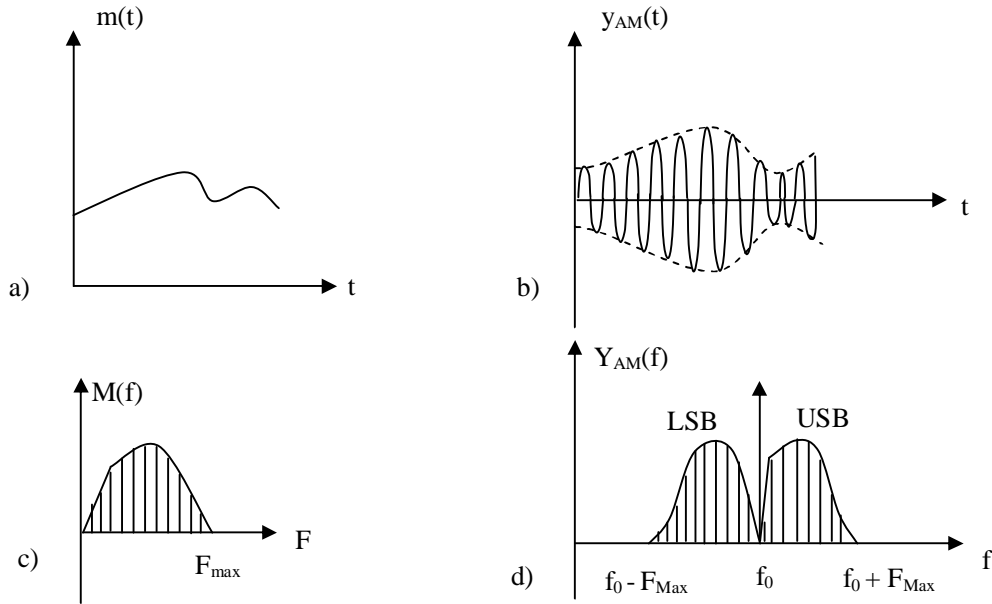
trong đó: $m(t) \xrightarrow{F} M(\omega)$

Xét trường hợp $m(t)$ là một tín hiệu sin đơn tần: $m(t) = V_m \cos \omega_m t$

$$\begin{aligned} Y_{AM} &= \pi V_C [\delta(\omega - \omega_C) + \delta(\omega + \omega_C)] + \\ &+ \frac{\pi V_m}{2} [\delta(\omega - \omega_C - \omega_m) + \delta(\omega - \omega_C + \omega_m) + \delta(\omega + \omega_C - \omega_m) + \delta(\omega + \omega_C + \omega_m)] \end{aligned}$$



Hình 4.2: Phổ của tín hiệu AM với tín hiệu điều chế sin đơn tần



Hình 4.3: Với tín hiệu điều chế phức hợp

a/ Tín hiệu điều chế b/ Tín hiệu **AM**

c/ Mật độ phổ 1 biên tín hiệu điều chế d/ Mật độ phổ **AM** một phía

4.1.3. Công suất của tín hiệu AM:

Tín hiệu AM sau điều chế được cho qua điện trở 1. Công suất rơi trên điện trở khi đó gọi là công suất chuẩn:

$$P_{AM_St} = P_{C_St} + \frac{1}{2} P_{m_St}$$

trong đó: P_{C_St} : công suất của sóng mang; P_{m_St} : công suất của tín hiệu điều chế

Khi cho qua điện trở R:

$$\text{Nếu tín hiệu là điện áp thì: } P_{AM} = \frac{P_{AM_St}}{R}$$

$$\text{Nếu tín hiệu là dòng điện thì: } P_{AM} = P_{AM_St} \times R$$

Hiệu suất điều chế: Bằng công suất có ích (công suất mang tin tức) chia cho công suất của toàn bộ tín hiệu AM.

$$\eta = \frac{\frac{1}{2} P_m}{P_{AM}} = \frac{\frac{1}{2} P_{m_St}}{P_{AM_St}}$$

Ví dụ: Tín hiệu AM áp được điều chế bởi một tín hiệu sin đơn tần $m(t) = V_m \cos \omega_m t$. Biết $V_{\max} = 50V$; $V_{\min} = 10V$ tính m_A ? V_m ? P_{AM} trên tải $R = 50\Omega$? Hiệu suất điều chế.

Giải:

$$m_A = \frac{50-10}{50+10} = 0,667$$

$$V_m = m_A V_C = 0,667 \cdot \left(\frac{50+10}{2}\right) = 20V$$

$$P_{C_St} = \frac{V_C^2}{2} = \left(\frac{50+10}{2}\right)^2 / 2 = 450W$$

$$P_{m_St} = \frac{V_m^2}{2} = \frac{20^2}{2} = 200W$$

$$P_{AM} = \frac{P_{C_St} + \frac{1}{2}P_{m_St}}{R} = \frac{450+100}{50} = 11W$$

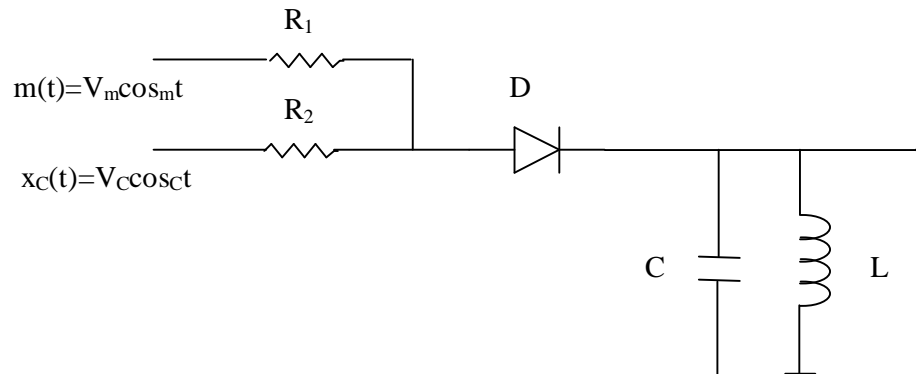
$$\eta = \frac{\frac{1}{2}P_{m_St}}{P_{AM_St}} = \frac{100}{550} = 18.18\%$$

Nhận xét về điều chế biên độ AM:

- Dễ thực hiện và máy thu giải điều chế đơn giản, giá rẻ.
- Công suất sóng mang không tải tin lớn, vô ích
- Băng thông lớn gấp đôi cần thiết nên phí và tăng nhiễu.
- Hiệu quả sử dụng công suất cao tần rất nhỏ.
- Tính chống nhiễu kém.

4.1.4. Mạch điều chế AM:

a. Điều chế AM dùng diode



Hình 4.4: Mạch điều chế AM đơn giản dùng diode

Tín hiệu điều chế $m(t)$ và sóng mang $x_c(t)$ cùng được đặt vào hai đầu diode, do đó $v_D = m(t) + x_c(t)$ tạo ra dòng i_D :

$$i_D = I_0 e^{-\frac{v_D}{26mV}} = a_0 + a_1 v_D + a_2 v_D^2 + \dots \approx a_0 + a_1 v_D + a_2 v_D^2$$

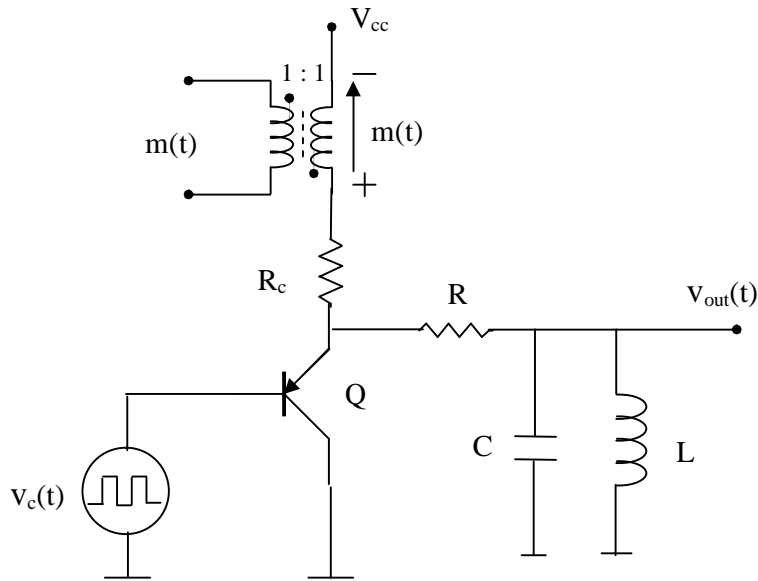
$$i_D = a_0 + a_1 [m(t) + x_c(t)] + a_2 [m(t) + x_c(t)]^2$$

$$= a_0 + a_1 m(t) + a_2 m^2(t) + a_1 x_c(t) + 2a_2 m(t)x_c(t) + a_2 x_c^2(t)$$

Dòng i_D gồm rất nhiều thành phần tần số. Tuy nhiên, khung cộng hưởng LC được thiết kế để cộng hưởng ở tần số ω_c nên sau khi qua khung cộng hưởng chỉ còn lại:

$$i_D = a_1 x_c(t) + 2a_2 m(t)x_c(t) = [a_1 + 2a_2 m(t)]x_c(t) : \text{Đây chính là tín hiệu AM.}$$

b. Điều chế AM dùng transistor



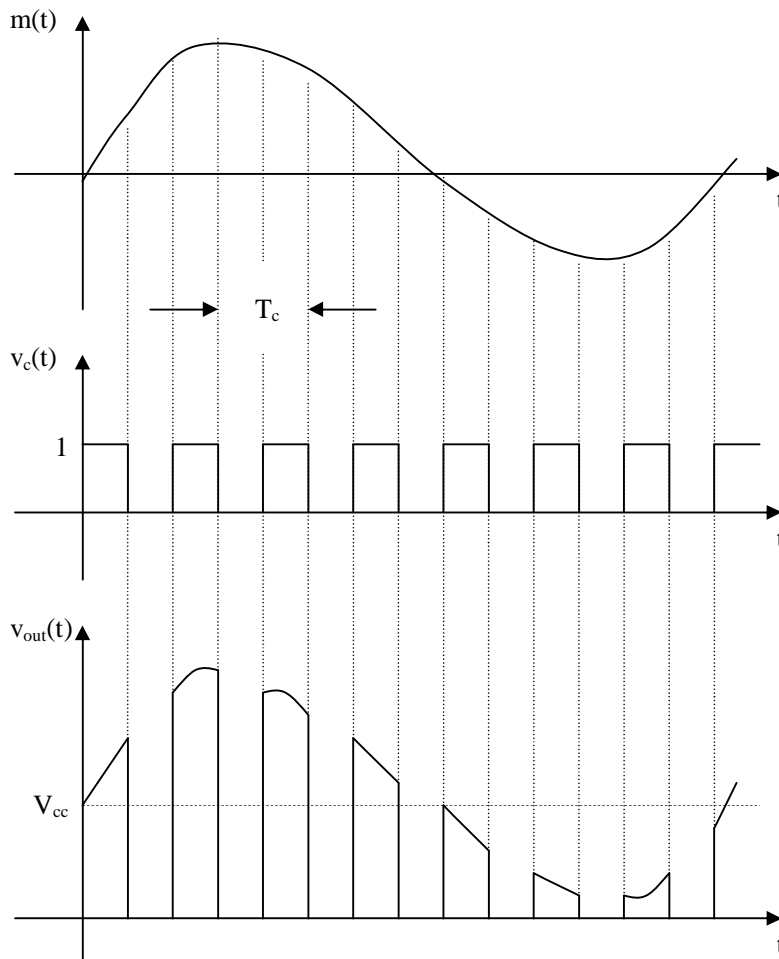
Hình 4.5: Mạch điều chế AM dùng transistor

Tín hiệu tin tức $m(t)$ được đưa vào mạch qua biến áp có tỷ số biến áp 1:1 nhằm cách ly với nguồn V_{cc} .

Nguồn xung vuông $v_c(t)$ có tần số lớn hơn nhiều so với $m(t)$ đóng vai trò sóng mang. $v_c(t)$ làm cho transistor Q đóng ngắt bão hòa.

Mạch cộng hưởng RLC đóng vai trò một mạch lọc thông dải

Điện trở R_c dùng để phân cực cho transistor Q dẫn bão hòa.



Khi Q dẫn bão hòa:

$$V_{out}(t) = 0;$$

Khi Q ngắt:

$$V_{out}(t) = V_{cc} + m(t)$$

Hình 4.6: Dạng tín hiệu ra khi không có khung cộng hưởng

Khi không có mạch cộng hưởng RLC thì:

$$v_{out}(t) = [V_{cc} + m(t)]v_c(t)$$

$v_c(t)$ là một tín hiệu tuần hoàn nên được khai triển thành chuỗi Fourier như sau:

$$v_c(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin \omega_c t}{1} + \frac{\sin 3\omega_c t}{3} + \frac{\sin 5\omega_c t}{5} + \dots \right] = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_c t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega_c t + \dots$$

Do đó:

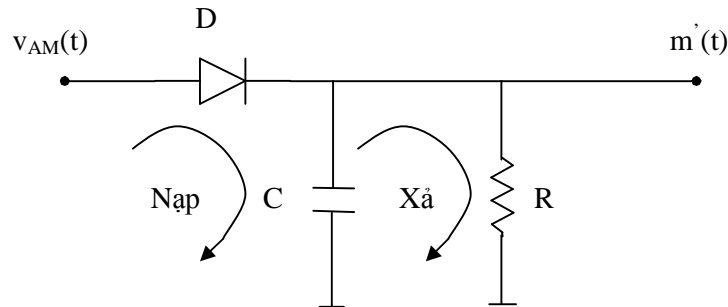
$$v_{out}(t) = [V_{cc} + m(t)] \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_c t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\omega_c t + \dots \right]$$

Mạch cộng hưởng RLC được thiết kế để cộng hưởng ở tần số ω_c nên:

$$v_{out}(t) = [V_{cc} + m(t)] \frac{2}{\pi} \sin \omega_c t : \text{Đây chính là tín hiệu AM.}$$

4.1.5. Mạch giải điều chế AM

a. Tách sóng hình bao



Hình 4.7: Mạch tách sóng hình bao

Nguyên lý hoạt động của mạch như sau:

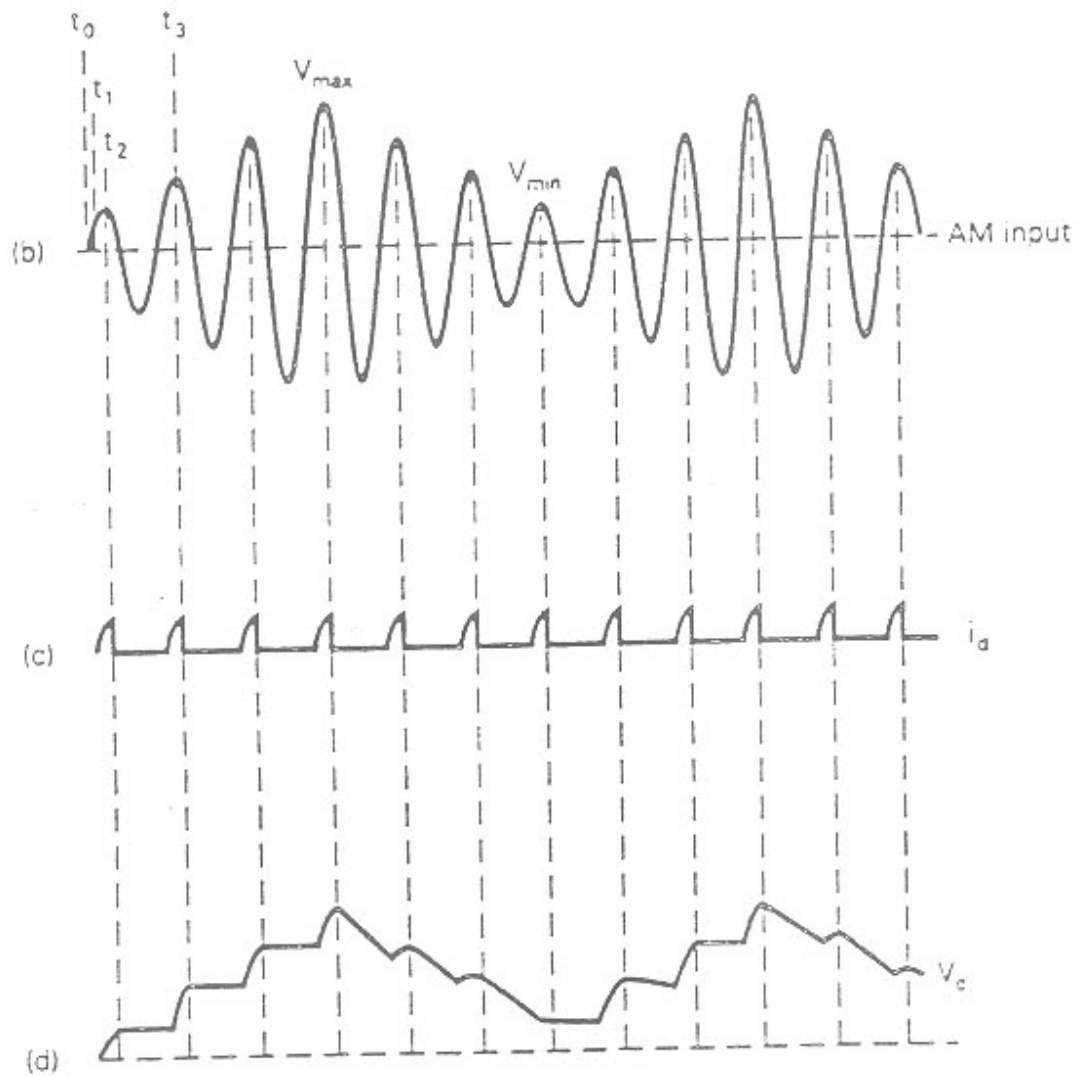
Tín hiệu AM vào làm thay đổi giá trị điện áp trên diode D . Làm cho D tắt hoặc dẫn.

Khi D dẫn: tụ được nạp bằng giá trị của $v_{AM}(t)$.

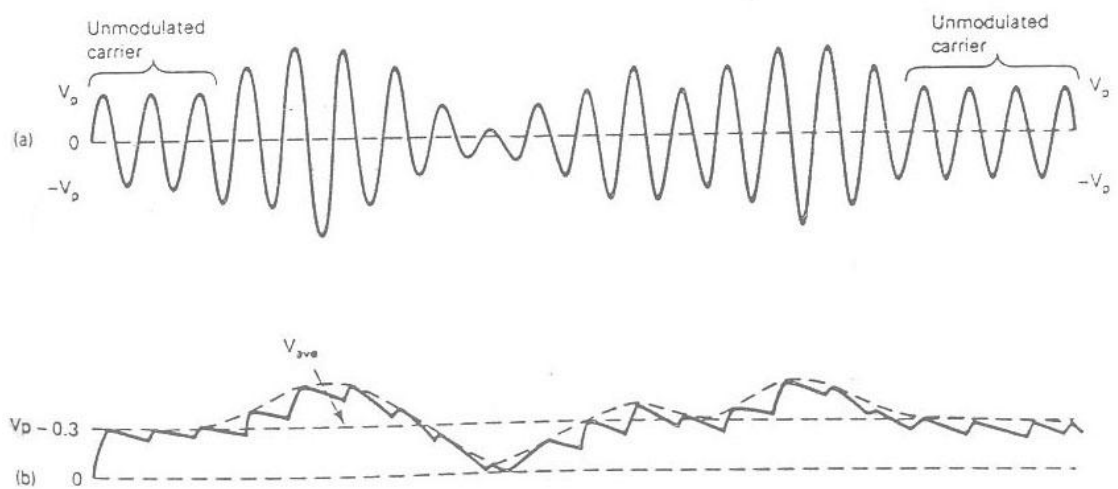
Khi D tắt: tụ xả qua điện trở R .

Kết quả là giá trị điện áp ở ngõ ra $m'(t)$ bám theo đường bao của tín hiệu AM. Đây chính là tín hiệu cần giải điều chế.

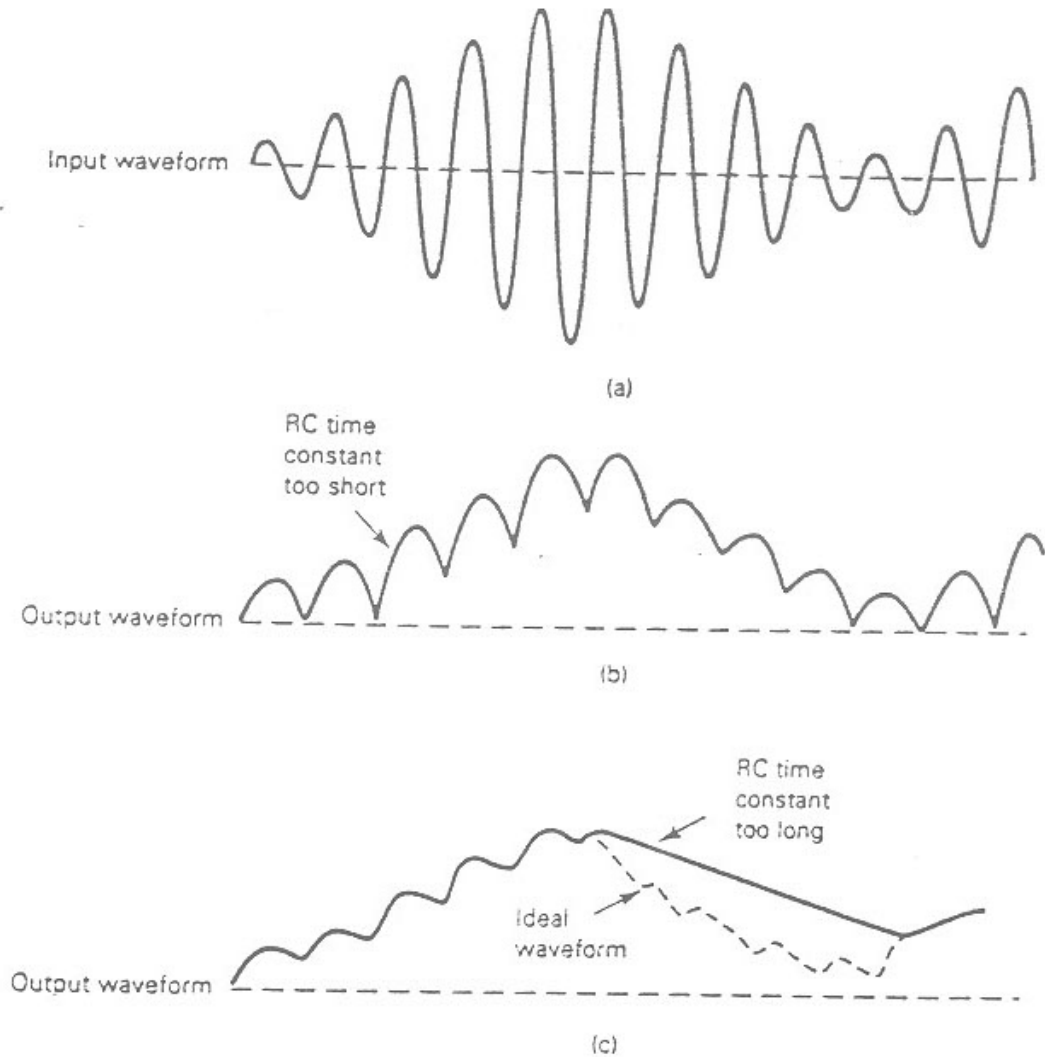
Kết quả tách sóng hình bao phụ thuộc vào thời hằng $\sigma = RC$. Nếu σ quá nhỏ tụ xả nhanh làm cho đường bao bị nhấp nhô. Nếu σ quá lớn tụ xả chậm không theo kịp sự suy giảm của tín hiệu AM ngõ vào (xem hình). Cả hai trường hợp sẽ làm cho tín hiệu giải điều chế bị méo dạng.



Hình 4.8: Tách sóng hình bao



Hình 4.9: Tách sóng hình bao trong hai trường hợp có và không có điều chế



Hình 4.10: Méo tín hiệu tách sóng hình bao

Điều kiện tách sóng hình bao không méo đối với tín hiệu điều chế sin đơn tần có tần số f_m :

$$m_A \leq \frac{X_c}{R + X_c}$$

trong đó:

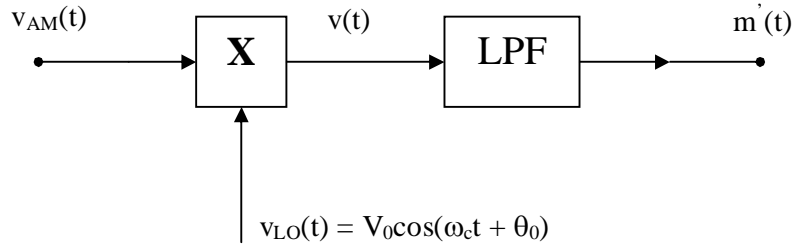
$$X_c = \frac{1}{\omega_m C} = \frac{1}{2\pi f_m C} : \text{dung kháng của tụ } C$$

f_m : tần số tín hiệu điều chế

m_A = hệ số điều chế

b. Tách sóng kết hợp

Tín hiệu AM có dạng $v_{AM}(t) = [V_c + m(t)]\cos\omega_c t$. Trong đó tín hiệu điều chế tần số thấp $m(t) = V_m\cos\omega_m t$ có thể được giải điều chế bằng cách nhân với tín hiệu sóng mang $V_{LO}(t) = V_0\cos(\omega_c t + \theta_0)$ và lọc thông thấp như sau:



Hình 4.11: Sơ đồ khối tách sóng kết hợp

$$v(t) = v_{AM}(t) \cdot v_{LO}(t) = [V_c + m(t)]\cos\omega_c t \cdot V_0 \cos(\omega_c t + \theta_0)$$

$$V(t) = \frac{V_0[V_c + m(t)]}{2} [\cos\theta_0 + \cos(2\omega_c t + \theta_0)]$$

Qua LPF còn thành phần tần số thấp ở ngõ ra

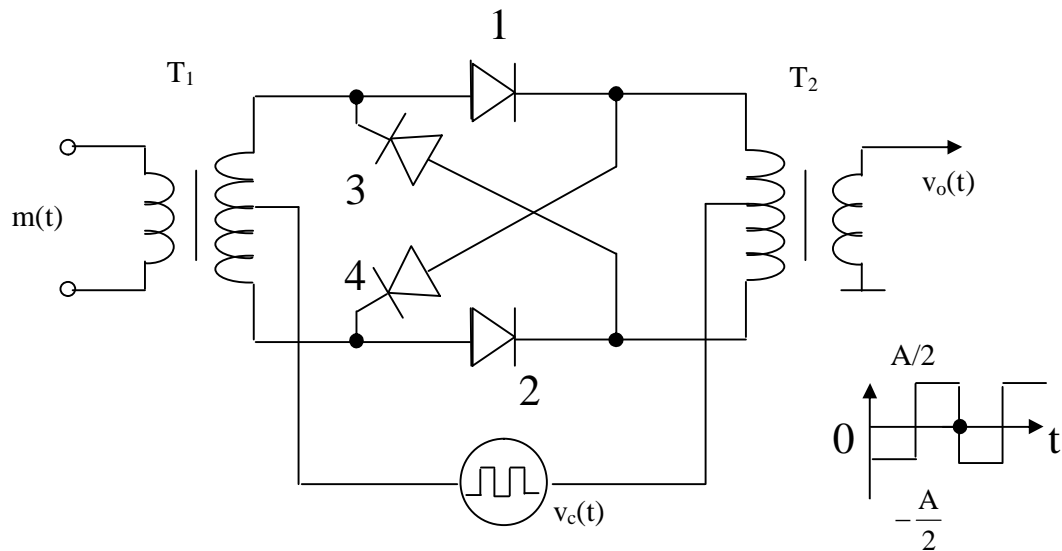
$$m'(t) = \frac{V_0[V_c + m(t)]}{2} \cos\theta_0 = \frac{V_0 V_c}{2} \cos\theta_0 + \frac{V_0 \cos\theta_0}{2} m(t)$$

Tín hiệu giải điều chế $m'(t)$ tỷ lệ với $m(t)$.

4.2 ĐIỀU CHẾ DSB, SSB

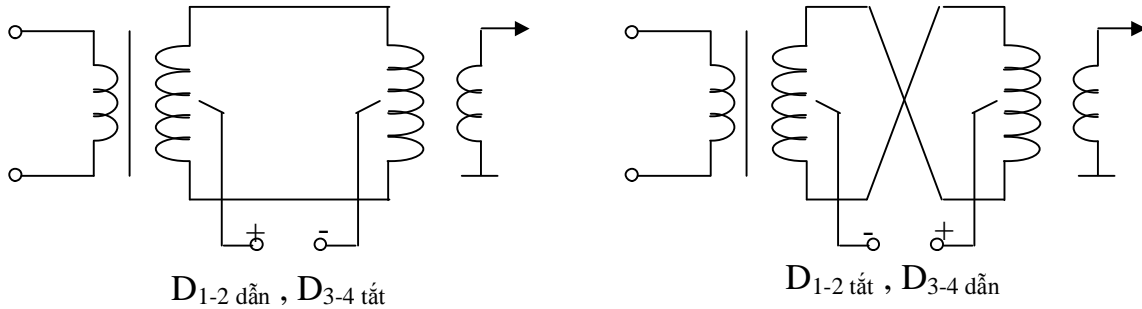
4.2.1. Điều chế DSB:

Tín hiệu điều chế hai biên triệt sóng mang DSB (Double Side Band) được thực hiện bằng mạch điều chế cân bằng như sau:



Hình 4.12: Mạch điều chế cân bằng

Đây là bộ đổi tần cân bằng kép gồm cặp D_{1-2} và D_{3-4} luân phiên tắt dẫn bằng sóng mang $v_c(t)$. Sóng mang này có thể sin hay chữ nhật với biên độ lớn hơn tín hiệu điều chế ($V_c > V_m$; $\omega_c > \omega_m$)



Hình 4.13

$$v_c(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_c t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_c t + \dots \right)$$

Mạch đổi tần cân bằng (điều chế cân bằng) thực hiện nhân hai tín hiệu :

$$v_o(t) = m(t) \cdot v_c(t) = m(t) \frac{4}{\pi} \left(\sin \omega_c t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_c t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_c t + \dots \right)$$

Sau khi qua mạch lọc thông dải có tần số trung tâm tại c còn lại:

$$v_{DSB}(t) = \frac{4}{\pi} m(t) \sin \omega_c t : \text{Đây là tín hiệu DSB cần điều chế}$$

Ví dụ: Giả sử tín hiệu điều chế có dạng sin đơn tần có biên độ 2V, tần số $f_m = 5\text{KHz}$.
Sóng mang tần số $f_c = 45\text{KHz}$.

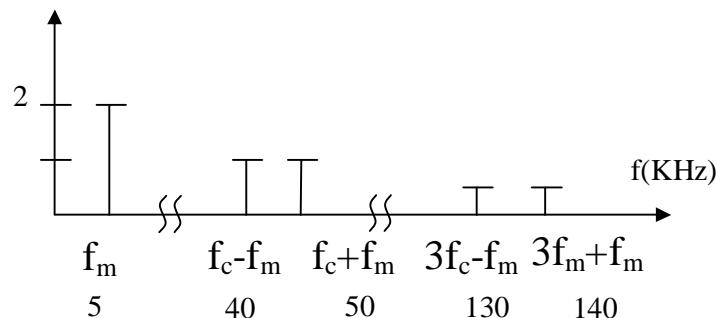
Ta có:

$$m(t) = A \sin 2\pi f_m t = 2 \cdot \sin 2\pi (5\text{KHz})t$$

$$v_o(t) = 2 \sin 2\pi (5\text{KHz})t \sin 2\pi (45\text{KHz})t + \left(\frac{2}{3} \right) \sin 2\pi (5\text{KHz})t \cdot \sin 2\pi (135\text{KHz})t + \dots$$

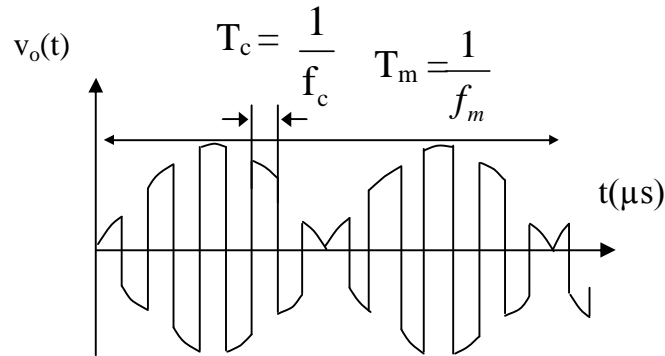
$$v_o(t) = \cos 2\pi (40\text{KHz})t - \cos 2\pi (50\text{KHz})t + \frac{1}{3} \cos 2\pi (130\text{KHz})t - \frac{1}{3} \cos 2\pi (140\text{KHz})t$$

Phổ của tín hiệu ra trước khi cho qua mạch lọc thông dải:



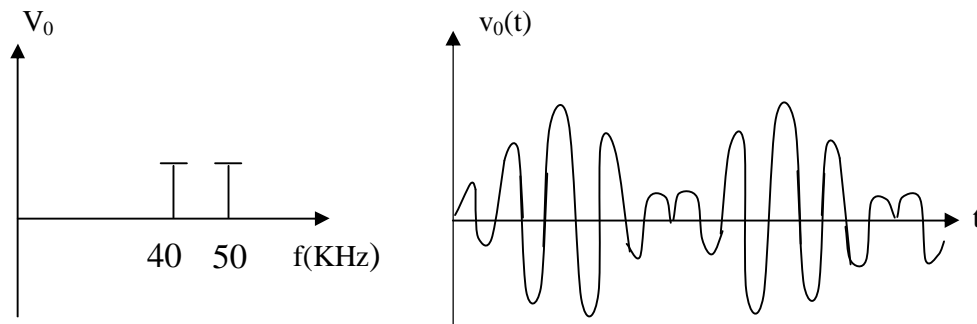
Hình 4.14

Dạng tín hiệu ra:



Hình 4.15

Dạng phổ và tín hiệu DSB sau khi qua mạch lọc thông dải:



Hình 4.15

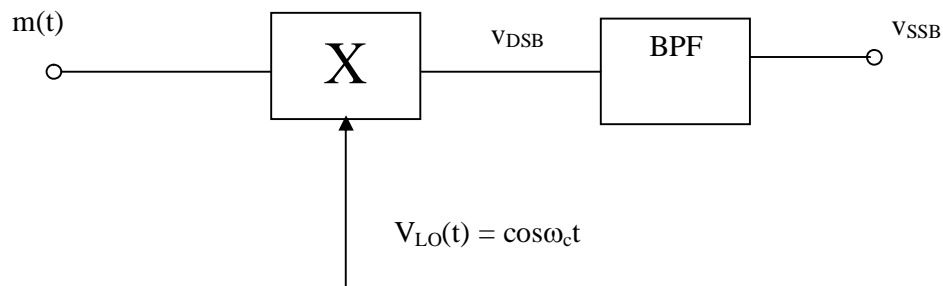
4.2.2. Điều chế SSB:

Điều chế đơn biên (SSB - single side band): quá trình điều chế tạo một biên tần (biên trên hoặc biên dưới) của tín hiệu AM.

Việc thực hiện phức tạp hơn nhưng băng thông cao tần giảm một nửa, tiết kiệm băng tần giảm nhiều.

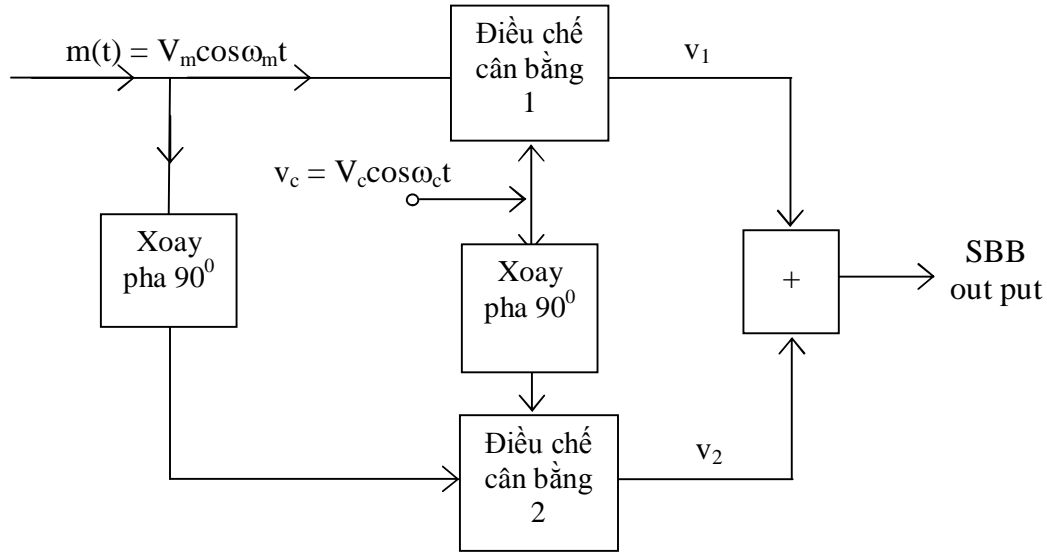
Công suất phát thấp hơn nhiều so với AM ở cùng một khoảng cách thông tin vì không truyền công suất sóng mang lớn vô ích và chỉ có một biên. Hiệu quả sử dụng công suất cao. Tỷ số S/N máy thu SSB lớn hơn AM do nhiễu giảm.

Phương pháp lọc (pp1): Để có tín hiệu SSB cần triệt sóng mang phụ của tín hiệu AM, còn lại hai biên DSB (Double -sideband), sau đó lọc lấy một biên nhờ BPF.



Hình 4.16

Phương pháp xoay pha 90° (pp2):



Hình 4.17: Sơ đồ khối phương pháp xoay pha 90°

Ngõ ra bộ điều chế cân bằng 1 có tín hiệu:

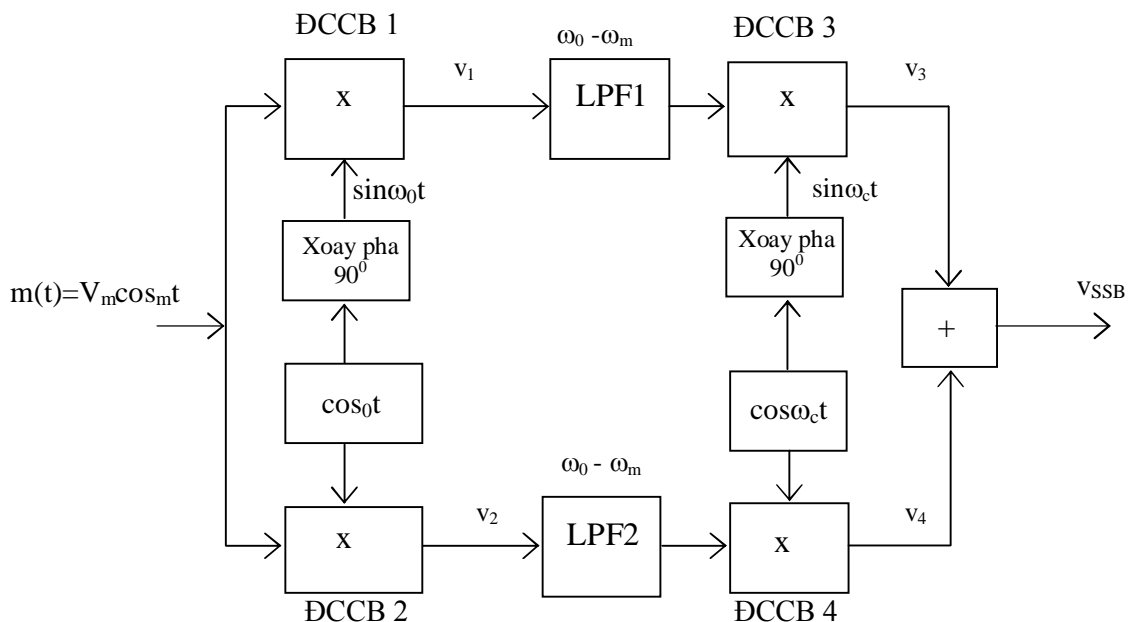
$$v_1 = V_m \cos \omega_m t \cdot V_c \cos \omega_c t = \frac{V_m V_c}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t]$$

Bộ xoay pha 90° biến đổi cos thành sin do đó ngõ ra bộ điều chế cân bằng 2 là:

$$v_2 = V_m \sin \omega_m t \cdot V_c \sin \omega_c t = \frac{V_m V_c}{2} [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t]$$

Ngõ ra bộ cộng còn lại tín hiệu biên dưới SSB: $v_{SSB} = v_1 + v_2 = V_c V_m \cos(\omega_c - \omega_m)t$

Phương pháp xoay pha sóng mang 90° hai lần (pp3):



Hình 4.18: Sơ đồ khối phương pháp xoay pha sóng mang 90° hai lần

Tín hiệu ngõ ra bộ điều chế cân bằng 1:

$$v_1 = m(t) \sin \omega_0 t = V_m \cos \omega_m t \sin \omega_0 t = \frac{V_m}{2} [\sin(\omega_0 + \omega_m)t + \sin(\omega_0 - \omega_m)t]$$

Qua bộ lọc LPF1 còn lại thành phần: $\frac{V_m}{2} \sin(\omega_0 - \omega_m)t$

Tín hiệu ngõ ra bộ điều chế cân bằng 2:

$$v_2 = m(t) \cos \omega_0 t = V_m \cos \omega_m t \cos \omega_0 t = \frac{V_m}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_m)t + \cos(\omega_0 - \omega_m)t]$$

Qua bộ lọc LPF2 còn lại thành phần: $\frac{V_m}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t$

Tín hiệu ngõ ra bộ điều chế cân bằng 3:

$$v_3 = \frac{V_m}{2} \sin(\omega_0 - \omega_m)t \sin \omega_c t = \frac{V_m}{4} [\cos(\omega_c - \omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_0 - \omega_m)t]$$

Tín hiệu ngõ ra bộ điều chế cân bằng 4:

$$v_4 = \frac{V_m}{2} \cos(\omega_0 - \omega_m)t \cos \omega_c t = \frac{V_m}{4} [\cos(\omega_c + \omega_0 - \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_0 + \omega_m)t]$$

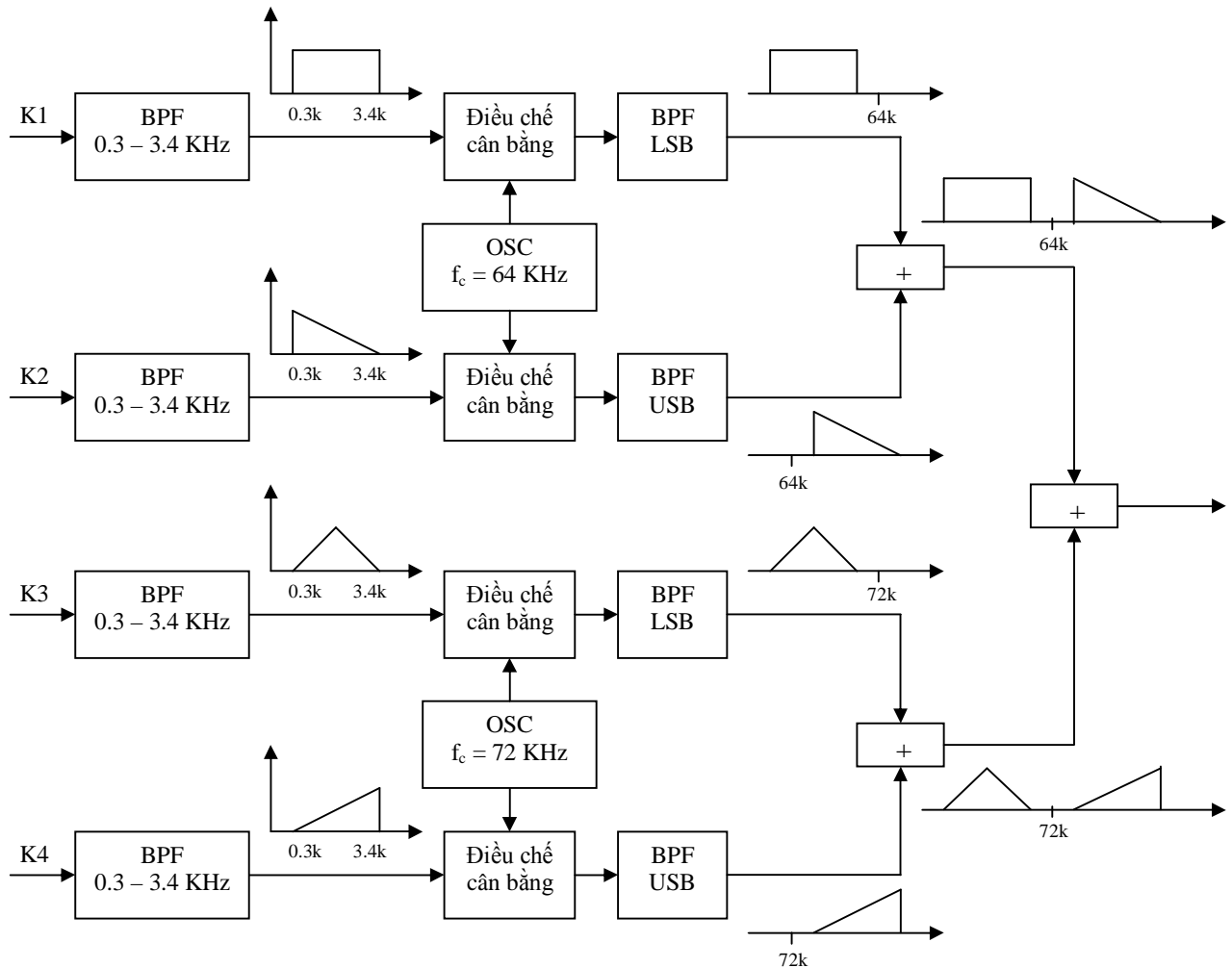
Qua bộ cộng:

$$v_{SSB}(t) = v_3 + v_4 = \frac{V_m}{2} \cos(\omega_c - \omega_0 + \omega_m)t$$

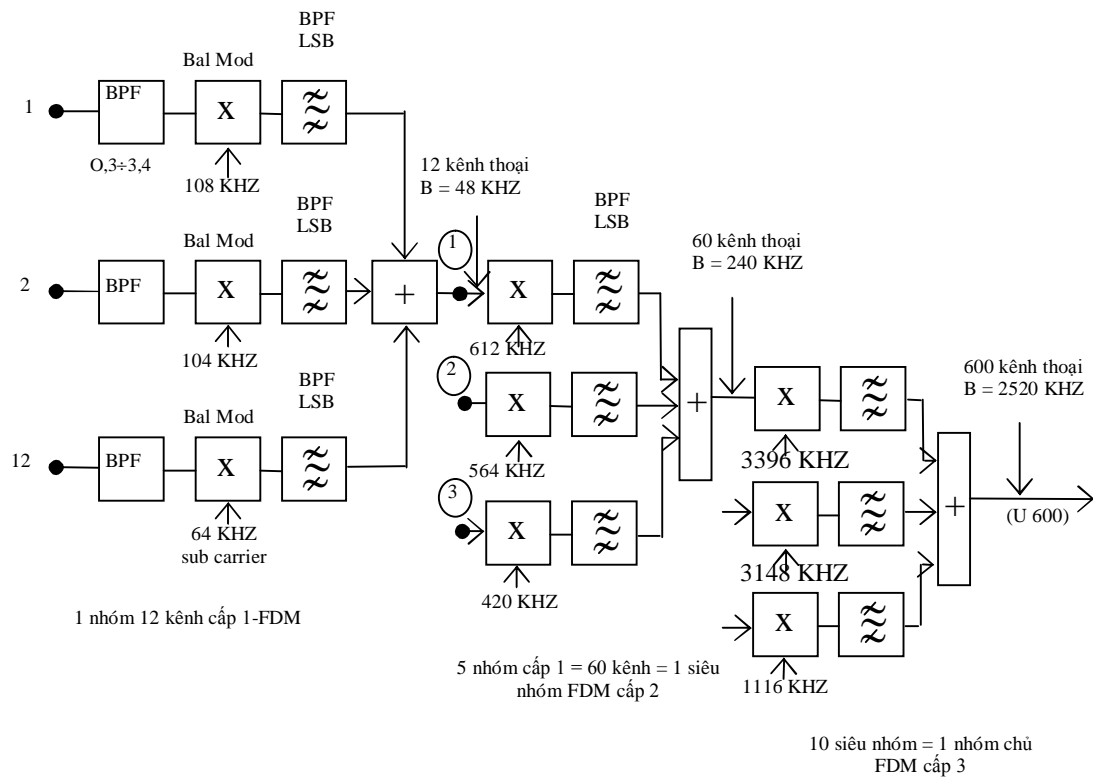
4.2.3. Ghép kênh theo tần số FDM (Frequency Division Multiplexing)

Ghép kênh theo tần số FDM là truyền đồng thời nhiều kênh trên các sóng mang khác nhau. Được sử dụng trong truyền hình cáp, truyền hình quảng bá, thông tin vi ba thoại v.v...

FDM sử dụng kỹ thuật điều chế SSB truyền đồng thời nhiều tín hiệu băng hẹp trên một kênh truyền dẫn băng rộng. Các kênh băng hẹp được phân kênh theo tần số không chồng lấn nhau nhờ các sóng mang khác nhau:



Hình 4.19: Sơ đồ khối của thiết bị ghép kênh FDM 4 kênh



Hình 4.20: Sơ đồ khối của một hệ thống ghép kênh FDM 600 kênh thoại

4.3 ĐIỀU CHẾ GÓC FM VÀ PM:

Điều chế góc là một dạng điều chế quan trọng dùng trong thông tin, vì tính chống nhiễu của nó tốt hơn điều chế biên độ AM.

Tín hiệu sóng mang cao tần khi chưa bị điều chế là đơn hài, xác định bởi:

$$x_c(t) = V_c \cos(\omega_c t + \varphi_0) = V_c \cos \varphi(t)$$

trong đó: $\varphi(t) = \omega_c t + \theta_0$: pha tức thời của dao động cao tần, xác định trạng thái của tín hiệu tại thời điểm t . ω_c : tần số sóng mang; φ_0 : pha ban đầu

Giữa tần số và pha có quan hệ:

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \Rightarrow f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

$$\varphi(t) = \int \omega(t) dt = 2\pi \int f(t) dt$$

$\omega(t)$: tần số tức thời - tần số tại thời điểm t

Nếu tín hiệu điều chế tần thấp $m(t)$ làm thay đổi pha tức thời ta có điều chế góc. Trong điều chế góc, biên độ sóng mang coi như không đổi. Có hai trường hợp:

Nếu $m(t)$ làm thay đổi tần số ω_c ta có điều chế tần số FM (Frequency Modulation)

$$\omega_{FM}(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + k_f m(t) \Rightarrow \varphi(t) = \omega_c t + k_f \int m(t) dt$$

do đó, tín hiệu điều chế FM có dạng: $y_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + k_f \int m(t) dt)$

Nếu $m(t)$ làm thay đổi pha ban đầu φ_0 ta có điều chế pha PM (Phase Modulation)

$$\varphi_0 = k_p m(t) \Rightarrow \varphi(t) = \omega_c t + k_p m(t)$$

do đó, tín hiệu điều chế PM có dạng: $y_{PM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + k_p m(t))$

$$\text{tần số tức thời của tín hiệu PM: } \omega_{PM}(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{dm(t)}{dt}$$

Ta nhận thấy giữa điều tần và điều pha có mối quan hệ tương quan. Để có tín hiệu điều tần FM thì tín hiệu tin tức cho qua mạch tích phân rồi sau đó đi qua mạch điều pha PM. Ngược lại, Để có tín hiệu điều pha PM thì tín hiệu tin tức cho qua mạch vi phân rồi sau đó đi qua mạch điều tần FM

4.3.1 Điều chế tần số FM:

Để đơn giản phân tích, cho $m(t) = V_m \cos \omega_m t$ và pha ban đầu sóng mang $\theta_0 = 0$. Tín hiệu FM có dạng như sau:

$$y_{FM}(t) = V_c \cos\left(\omega_c t + \frac{k_f V_m}{\omega_m} \sin \omega_m t\right) = V_c \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t)$$

$$\text{với: } m_f = \frac{k_f V_m}{\omega_m} = \frac{\Delta \omega}{\omega_m}: \text{ chỉ số điều chế}$$

$$\Delta \omega = k_f V_m: \text{ độ di tần}$$

Phổ của tín hiệu điều tần:

Xét FM dải hẹp (NBFM: $m_f < 0.25$)

Nếu độ di tần nhỏ ($m_f < 0.25$), ta có:

$$y_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t) = V_c \{ [\cos(m_f \sin \omega_m t)] \cos \omega_c t - [\sin(m_f \sin \omega_m t)] \sin \omega_c t \}$$

$$y_{FM}(t) \approx V_c [(1) \cos \omega_c t - (m_f \sin \omega_m t) \sin \omega_c t] = V_c [\cos \omega_c t - m_f \sin \omega_m t \sin \omega_c t]$$

$$\xrightarrow{F} Y_{FM}(\omega) = V_c \left\{ \pi [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \frac{\pi m_f}{2} [\delta(\omega - \omega_m - \omega_c) - \delta(\omega + \omega_m - \omega_c) - \delta(\omega - \omega_m + \omega_c) + \delta(\omega + \omega_m + \omega_c)] \right\}$$

Phổ tín hiệu FM dải hẹp gồm sóng mang và hai biên tương tự AM.

Xét FM dải rộng (WBFM: wideband FM $m_f > 0.25$)

$$y_{FM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_m t)$$

$y_{FM}(t)$ có thể khai triển theo các hệ số của hàm Bessel như sau:

$$y_{FM}(t) = V_c \left\{ J_0(m_f) \cos \omega_c t + \sum_{n=1}^{\infty} J_n(m_f) [\cos(\omega_c + n\omega_m)t + (-1)^n \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \right\}$$

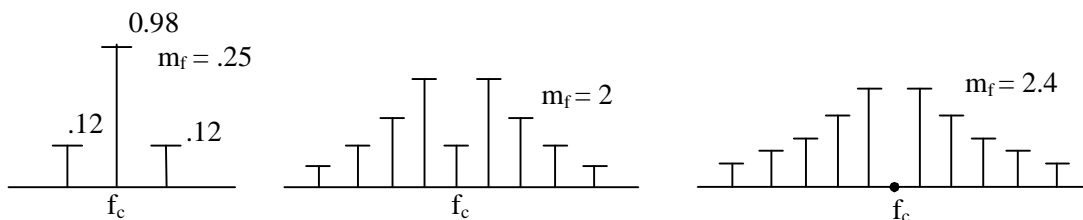
Biên độ của chúng tỷ lệ với hàm Bessel loại một bậc n

$$J_n(m_f) = \frac{(m_f)^n}{2} \left[\frac{1}{n!} - \frac{(m_f/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(m_f/2)^4}{2!(n+2)!} - \frac{(m_f/2)^6}{3!(n+3)!} + \dots \right]$$

Bảng các hệ số của hàm Bessel tương ứng với một số chỉ số điều chế m_f

m_f	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.4	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—
9.0	-0.09	0.25	0.14	-0.18	-0.18	-0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—
10.0	-0.25	0.05	0.25	0.06	0.06	-0.23	-0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01

Phổ FM điều chế đơn âm f_m với các giá trị m_f khác nhau:



Hình 4.21

Băng thông của tín hiệu điều tần FM

Về lý thuyết độ rộng băng thông cao tần tín hiệu FM vô cùng lớn, tuy nhiên thực tế quy định giới hạn băng thông FM đến thành phần phổ biên $J_n(m_f) \geq 0.01J_0(m_f)$

Băng thông này tính theo công thức:

$$B_{FM} \approx 2(\Delta f + f_m)$$

với: f_m - tần số tín hiệu điều chế tần thấp băng gốc

Băng thông 3dB của mạch cao tần phải lớn hơn băng thông tính theo công thức trên để không méo.

Công suất của tín hiệu điều tần FM

Tổng công suất cao tần tín hiệu điều tần không đổi, bằng công suất sóng mang khi không có điều chế. Gọi V_c là biên độ sóng mang FM không điều chế trên tải R , ta

$$\text{có công suất sóng mang: } P_C(m_f) = \frac{V_c^2}{2R} = P_{Total}$$

Công suất FM khi có điều chế:

$$P_{FM}(m_f) = P_C(m_f = 0)[J_0^2(m_f) + 2J_1^2(m_f) + 2J_2^2(m_f) + \dots + 2J_n^2(m_f)]$$

FM dải hẹp (NBFM) dùng trong thông tin loại FM với độ di tần (5÷15)KHz.

FM dải rộng có tính chống nhiễu cao dùng trong phát thanh FM Stereo, tiếng TV, vi ba, truyền hình vệ tinh. Độ di tần cực đại FM dùng trong phát thanh và tiếng TV là ± 75 KHz.

4.3.2 Điều chế pha PM

Biểu thức của tín hiệu điều pha: $y_{PM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + k_p m(t))$

Xét trường hợp tín hiệu điều chế là sin đơn tần: $m(t) = V_m \cos \omega_m t$

$$y_{PM}(t) = V_c \cos(\omega_c t + k_p V_m \cos \omega_m t) = V_c \cos(\omega_c t + m_p \cos \omega_m t)$$

trong đó: $m_p = k_p V_m$ - hệ số điều chế

Biểu thức này giống biểu thức của tín hiệu điều tần FM nên quá trình phân tích phổ, băng thông và công suất giống nhau. Với một hệ số điều chế cho trước thì tương quan giữa biên độ, phổ và công suất của PM và FM là hoàn toàn như nhau. Sự khác biệt về phổ của PM và FM có thể phân biệt khi tăng hoặc giảm tần số tín hiệu điều chế f_m :

PM: $m_p = k_p V_m$ - không phụ thuộc vào f_m

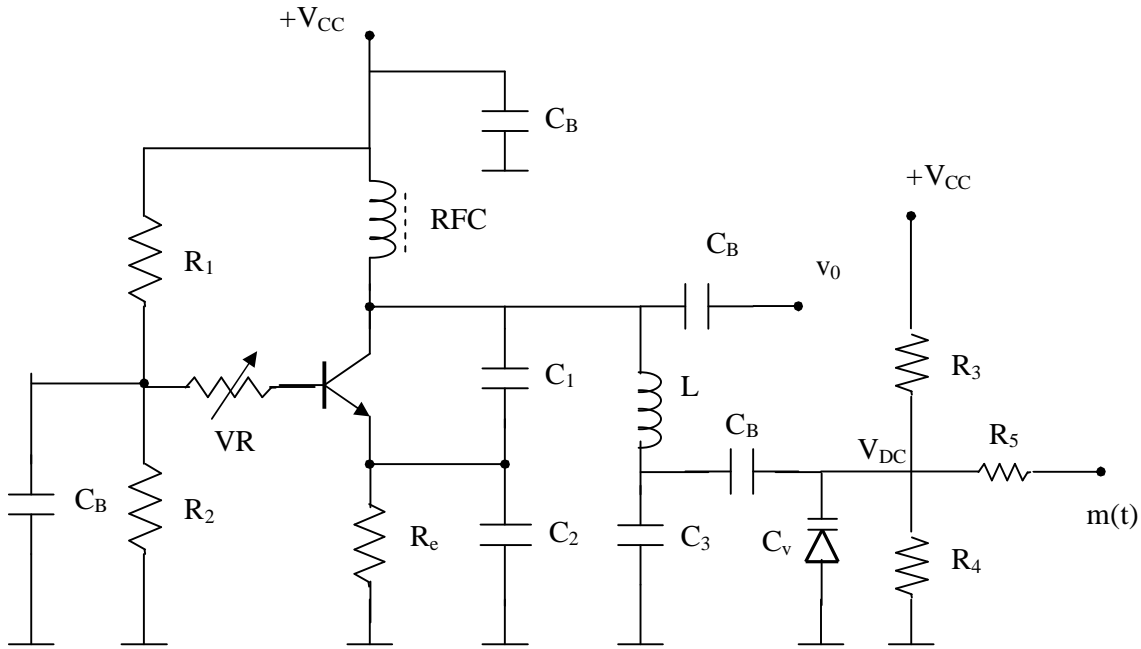
$$\text{FM: } m_f = \frac{k_f V_m}{\omega_m} = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} - \text{tỷ lệ nghịch với } f_m$$

Do PM có m_p không phụ thuộc vào f_m nên băng thông của tín hiệu PM nhỏ hơn của FM, do đó nhiễu ít hơn và tỷ số tín hiệu trên nhiễu S/N lớn hơn trong cùng điều kiện.

Tuy nhiên, FM vẫn được sử dụng rộng rãi trong phát thanh quảng bá do quá trình lịch sử tồn tại và máy thu FM đơn giản, rẻ hơn máy thu PM.

Điều chế pha số PSK - dạng đặc biệt của điều chế pha PM được ứng dụng rộng rãi trong thông tin số.

4.3.3 Mạch chế tần số FM dùng Varicap



Hình 4.22: Mạch chế tần số FM dùng Varicap và mạch dao động dạng Clapp

Tần số dao động của mạch: $\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC(t)}}$

trong đó: $C(t) = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3 + C_v(t)} \approx \frac{1}{C_3 + C_v(t)}$ (do $C_1, C_2 \gg C_3 + C_v$)

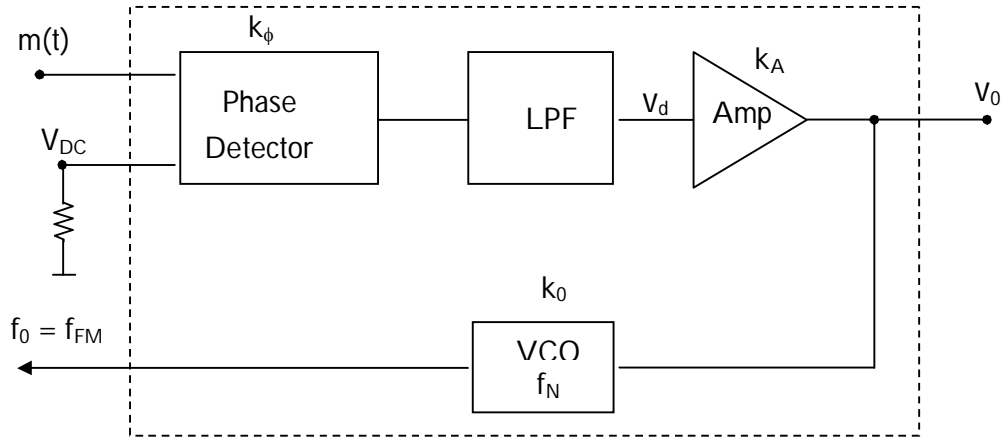
$$C_v(t) = \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2[V_{DC} + m(t)]}}$$

với C_0 là điện dung của varicap khi điện áp phân cực ngược bằng 0

Khi không có tín hiệu điều chế ($m(t) = 0$): $C_v = C_{v0} = \frac{C_0}{\sqrt{1 + 2V_{DC}}} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C_3 + C_{v0})}}$

Đây chính là tần số trung tâm của tín hiệu điều chế tần số FM.

4.3.4 Mạch điều chế tần số FM dùng PLL



Hình 4.23: Sơ đồ mạch điều chế FM dùng Phase Locked Loop

Tín hiệu điều chế $m(t)$ được so với điện áp V_{DC} bởi bộ so pha \rightarrow tín hiệu ngõ ra bộ so pha:

$$v_d = m(t).V_{DC}$$

Nếu $m(t)$ có tần số nằm trong dải thông của bộ lọc thông thấp LPF thì:

$$v_0 = k_A v_d = k_A V_{DC} m(t)$$

Điện áp v_0 sẽ làm thay đổi tần số ngõ ra của VCO một lượng là:

$$\Delta f = f_0 - f_N = k_0 v_0 = k_0 k_A V_{DC} m(t) = m_f m(t)$$

$$\rightarrow f_0 = f_N + m_f m(t) = f_{FM}$$

Đây chính là tần số điều chế FM với tần số sóng mang là tần số dao động tự nhiên f_N của PLL.

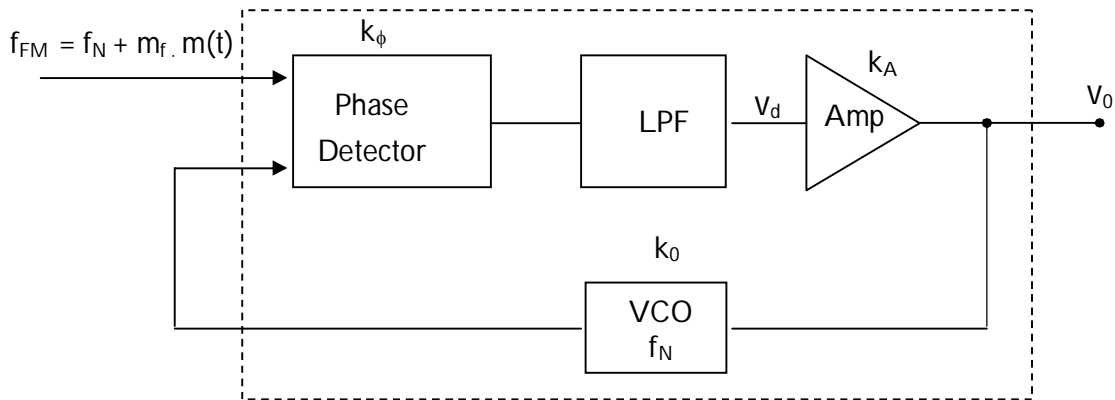
Để có tín hiệu điều chế FM thì độ di tần phải nhỏ hơn dải khóa của PLL:

$$\Delta f < B_L$$

$$k_0 k_A V_{DC} m(t) < \pi k_0 k_A k_\phi$$

$$\rightarrow V_{DC} m(t) < \pi k_\phi$$

4.3.5 Mạch giải điều chế tần số FM dùng PLL



Hình 4.24: Sơ đồ mạch giải điều chế FM dùng Phase Locked Loop

PLL giải điều chế được cài đặt tần số dao động tự nhiên bằng với tần số trung tâm của tín hiệu FM ngõ vào.

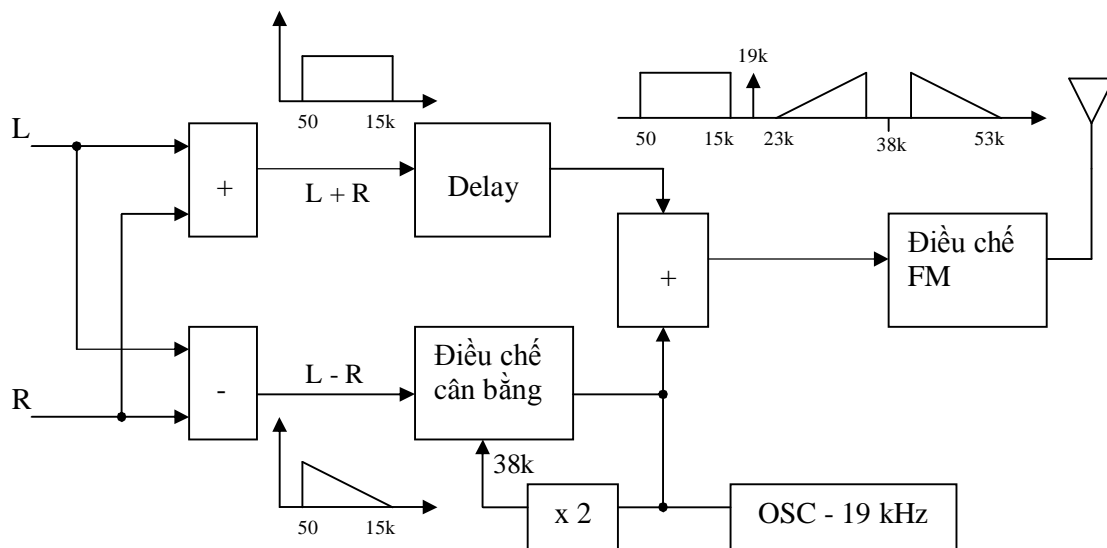
Sự sai lệch giữa tần số tín hiệu FM ngõ vào f_{FM} và tần số dao động tự nhiên của VCO f_N tạo ra điện áp ở ngõ ra:

$$v_0 = \frac{\Delta f}{k_0} = \frac{f_{FM} - f_N}{k_0} = \frac{m_f}{k_0} m(t)$$

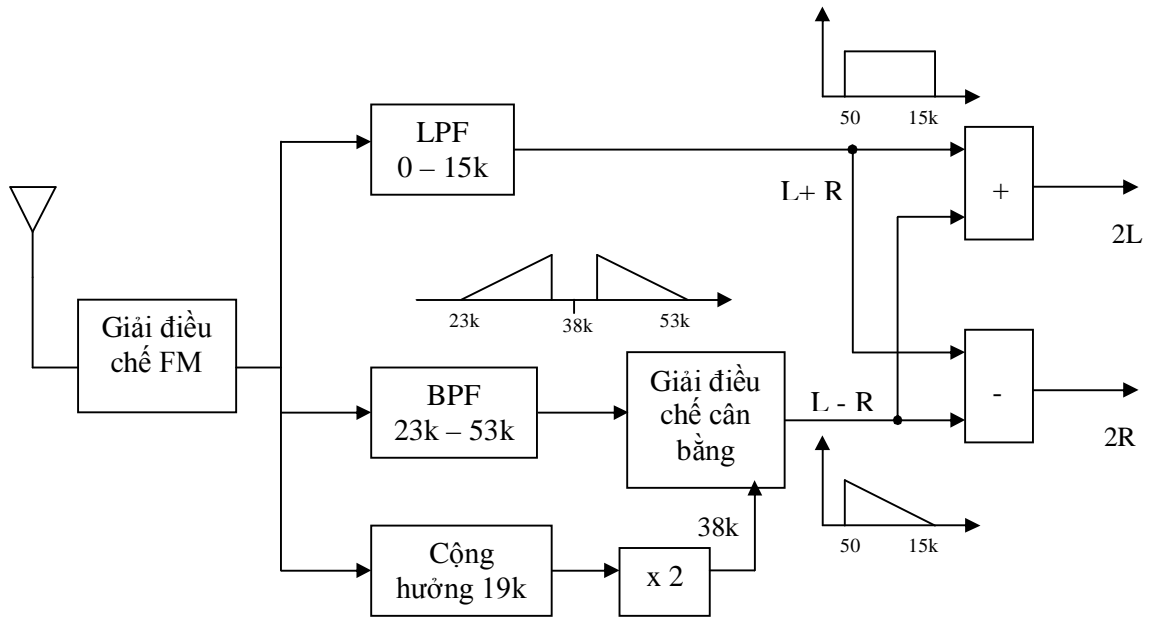
Đây chính là tín hiệu giải điều chế. Để tín hiệu giải điều chế không méo thì dải khóa của PLL phải lớn hơn độ di tần của tín hiệu FM ở ngõ vào.

4.3.6 Phát thanh FM Stereo

Nhu cầu phát thanh FM đến năm 1945 được nâng cao. Người ta mong muốn truyền được tín hiệu diễn tả âm thanh của hai kênh trái và phải riêng biệt mà vẫn giữ FM mono truyền thống. Từ nhu cầu trên, ngoài tín hiệu L + R truyền thống người ta truyền thêm tín hiệu L - R bằng phương pháp ghép kênh FDM.



Hình 4.25: Sơ đồ khối mạch tạo tín hiệu FM Stereo



Hình 4.26: Sơ đồ khối mạch giải mã tín hiệu FM Stereo

Tần số 19kHz gọi là tần số pilot được dùng để khôi phục lại sóng mang 38kHz phục vụ cho giải điều chế cân bằng.

PHẦN 2: BÀI TẬP (2 tiết)

1. Cho tần số sóng mang AM là 1MHz, biên độ 100V trên tải 50. Tín hiệu điều chế:
 $m(t) = V_1 \cos 2\pi f_1 t + V_2 \cos 2\pi f_2 t$; $f_1 = 1\text{kHz}$, $f_2 = 5\text{kHz}$
 - a. Hệ số điều chế tương ứng: $m_{A1} = 0.2$, $m_{A2} = 0.3$
 - b. Vẽ phổ tín hiệu AM. Tính công suất tín hiệu?
2. Xác định tần số tín hiệu điều chế lớn nhất có thể khi sử dụng mạch tách sóng hình bao có $R = 10\text{k}$, $C = 1000\text{pF}$ và $m = 0.5$.
3. Cho VCO có độ nhạy $k_0 = 3\text{kHz/V}$, được điều chế bởi tín hiệu $m(t) = 2\sin(2\omega.4\text{kHz})t$ (V). tần số sóng mang trung tâm $f_0 = 1\text{MHz}$.
 - a. Tìm độ di tần Δf ? Hệ số điều chế m_f .
 - b. Viết biểu thức tín hiệu FM biết biên độ sóng mang là 10V?
4. Cho tín hiệu FM: $v_{FM} = 1000\cos[2\omega 10^7 t + 0.5\cos 2\omega 10^4 t]$ (V) trên tải anten 50.
 - a. Tính công suất FM? m_f ? Δf ?
 - b. Tính độ nhạy điều chế k_f nếu $\Delta V_m = 200\text{mV}$? Vẽ phổ FM
5. In a AM system, what is meant by the following terms: modulating signal, carrier, and modulated wave?
6. For an envelope with $V_{\max} = 40\text{V}$, $V_{\min} = 10\text{V}$, determine:
 - a. Unmodulated carrier amplitude
 - b. Peak change in amplitude of the modulated wave
 - c. Coefficient of modulation
7. For a modulation coefficient $m = 0.2$ and a carrier power $P_c = 1000\text{W}$, determine:
 - a. Sideband power
 - b. Total transmitted power
8. For a AM-DSB wave with an unmodulated carrier voltage of 25V and a load resistance of 50Ω , determine:
 - a. Power of unmodulated carrier
 - b. Power of unmodulated carrier and the upper and lower side frequencies for a modulation coefficient $m = 0.6$.
9. Determine the maximum modulating signal frequency for a peak detector with the following parameters: $C = 1000\text{pF}$, $R = 10\text{k}\Omega$, and $m = 0.5$. Repeat the problem for $m = 0.707$.
10. For a FM modulator with modulator with modulation index $m = 2$, modulating signal $v_m(t) = V_m \sin(2\pi 2000t)$, and an unmodulated carrier $v_c(t) = 8\sin(2\pi 800\text{kHz}t)$:
 - a. Determine the number of sets of significant sidebands.
 - b. Draw the frequency spectrum showing the relative amplitudes of the side frequencies.
 - c. Determine the bandwidth
 - d. Determine the bandwidth if the amplitude of the modulating signal increases by a factor of 2.5.