

HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG

\*\*\*\*\*

CƠ SỞ II THÀNH PHỐ HỒ CHÍ MINH

**ĐIỀU CHẾ GMSK**



GIÁO VIÊN HƯỚNG DẪN

:Thầy PHẠM THANH ĐÀM

SINH VIÊN THỰC HIỆN

:NGUYỄN THỊ THU HÀ

LỚP

:D99VT

Tài liệu tham khảo:

1. Cơ sở truyền dẫn vi ba số
2. Thông tin di động số GSM

HCM 12/10/2002

## GIỚI THIỆU:

Trước khi xét điều chế GMSK – kỹ thuật điều chế được sử dụng trong thông tin di động số GSM ta đi lại sơ lược các tiến trình phát triển của kỹ thuật điều chế :

Khi hệ thống viễn thông còn sử dụng kỹ thuật tương tự , tức tín hiệu của ta là tín hiệu tương tự (biên độ và thời gian đều liên tục ) khi đó để truyền tín hiệu này trên các hệ thống truyền tin với khoảng cách lớn nếu để nguyên tín hiệu như vậy phát đi thì do nó có tần số thấp không thể truyền đi xa được vì hiệu suất truyền không cao, như vậy việc điều chế tín hiệu ở đây được xem như là thuật toán cơ bản tác động lên tín hiệu trong các hệ thống thông tin, đặc biệt là hệ thống thông tin khoảng cách lớn. Việc điều chế tín hiệu tương tự trong thời kì này là nhằm mục đích giảm kích thước anten phát (đối với hệ thống vô tuyến) và sử dụng hữu hiệu kênh truyền. Bằng cách dịch phổ của tín hiệu từ miền tần số thấp sang miền tần số cao, nó còn có một ưu điểm nữa là tăng khả năng chống nhiễu cho hệ thống thông tin.

Trong kỹ thuật tương tự người ta dùng hai loại sóng mang : Sóng mang cao tần và các dãy xung, tương ứng với nó ta có hai loại điều chế là điều chế liên tục và điều chế rời rạc.

**Ở điều chế tương tự** tùy cách thức làm thay đổi các thông số của sóng mang mà ta có các loại điều chế như sau:

*Điều biên:*

*Điều biên hai dải bên triệt sóng mang AM<sub>SC</sub>*

*Điều biên hai dải bên AM*

*Điều biên một dải bên triệt sóng mang SSB<sub>SC</sub>*

*Điều biên một dải bên SSB*

*Điều biên triệt một phần dải bên VSB*

*Điều chế góc:*

*Điều pha PM*

*Điều tần FM*

Ở điều chế xung: tức sóng mang là một dãy xung vuông góc và cũng tương tự ta có :

*Điều biên xung PAM*

*PDM: tín tức gắn lên độ rộng xung của sóng mang*

*PPM: tín tức gắn lên sự dịch chuyển của vị trí xung sóng mang trên trục thời gian.*

PCM: tín hiệu trước hết được rời rạc, lượng tử, mã hóa, rồi sau đó cũng được điều chế cao tần bằng cách dùng điều chế AM, PM, FM (tín hiệu điều chế là tín hiệu số) vì vậy người ta gọi các phương pháp điều chế này là ASK, PSK, FSK

Như vậy ta thấy tiến trình phát triển tiếp theo là kỹ thuật điều chế số mà khởi đầu là hệ thống PCM. Ngày nay khi tất cả các tín hiệu đã được số hóa thì việc nghiên cứu điều chế số sao cho tối ưu nhất cho hệ thống truyền tin là một tiến trình phát triển lâu dài, trong đó nó chứa những vấn đề mâu thuẫn nhau, mà khi tiến hành một biện pháp điều chế ta phải tìm cách dung hòa các yếu tố để có phương pháp điều chế số tối ưu.

**Cũng tương tự như điều chế tương tự, điều chế số cũng có các dạng :**

ASK

FSK

PSK

**Mục tiêu cuối cùng của điều chế ở đây là phải đạt được :**

Tốc độ số liệu cực đại

Xác suất lỗi kí hiệu cực tiểu

Công suất phát cực tiểu

Độ rộng kênh cực tiểu  
Khả năng chống nhiễu cực đại  
Mức độ phức tạp của mạch cực tiểu.

Khi ta đi sâu vào từng phương pháp điều chế ta sẽ thấy các yêu cầu trên nó đối lập lẫn nhau tuy nhiên ta cần chọn một giải pháp dung hòa.

Ở đây ta chỉ nêu sơ lược các phương pháp điều chế :

Các phương pháp điều chế cơ bản:

ASK 2 mức  
FSK 2 mức  
PSK 2 mức

Điều chế nhiều mức :

Về nguyên tắc thì ta có thể thực hiện cả 3 phương pháp điều chế trên nhiều mức đều được, nhưng trong đó PSK nhiều trạng thái là thông dụng nhất. Ở đây ta đi xem xét lí do vì sao người ta lại tăng mức điều chế của tín hiệu: như ta đã biết độ rộng băng thông của kênh thông tin thì hữu hạn. Vì vậy muốn tăng dung lượng thì phải tăng tốc độ bit, mà băng thông của tín hiệu tỉ lệ thuận với tốc độ bit nên dung lượng kênh thông tin lại giảm, vì vậy người ta nghĩ ra cách nén phổ tín hiệu bằng cách điều chế nhiều mức khi đó tốc độ bit  $R_b$  được thay bằng tốc độ baud  $R_s$  ( $R_s < R_b$ ). Khi đó phổ tín hiệu BW giảm, kết quả là ta truyền được nhiều kênh.

Như vậy câu hỏi đặt ra ở đây là tại sao người ta không tăng số mức lên cao hơn nữa mà chỉ dừng lại ở tối đa 256 mức, trong đó GMSK chỉ có 4 mức. Đó là vì nếu ta tăng nhiều mức thì làm cho khoảng cách giữa các vectơ tín hiệu nhỏ đi vì vậy vectơ nhiễu chỉ cần nhỏ cũng đủ gây ra lỗi làm cho việc quyết định bit ở đầu thu bị sai, tức là S/N giảm, muốn S/N tăng thì ta phải tăng công suất phát, điều này không có lợi.

Nếu ta không muốn tăng công suất phát mà dùng mã sửa lỗi với độ lợi mã thì việc thêm vào mã sửa lỗi lại làm tăng tốc độ bit (vì độ lợi mã càng lớn chiều dài chuỗi mã càng lớn). Điều này lại mâu thuẫn, đó là lí do vì sao người ta không tăng số mức điều chế lên quá lớn.

Điều chế GMSK sử dụng trong thông tin di động số GSM là một trong những phương pháp điều chế 4 mức thực chất nó là điều chế MSK nhưng tín hiệu trước khi đưa vào điều chế được đưa qua bộ lọc Gause.

Để có sự so sánh ta đi xét điều chế QPSK cũng là loại điều chế 4 mức nhưng tỉ số BER lớn hơn MSK bù lại thiết bị điều chế và giải điều chế của MSK phức tạp hơn.

### **I. ĐIỀU CHẾ PSK 4 MỨC :**

Đây là một trong những phương pháp điều chế thông dụng nhất trong truyền dẫn vi ba số. Công thức cho sóng mang được điều chế PSK 4 mức như sau:

$$S(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cdot \cos(2\pi t + \theta(t) + \theta) & 0 \leq t \leq T \\ 0 & t < 0; t > T \end{cases}$$

Với  $\theta$  pha ban đầu ta cho bằng 0

$$\theta(t) = (2i - 1) \frac{\pi}{4}$$

Trong đó  $i = 1, 2, 3, 4$  tương ứng với các symbol được phát đi là “00”, “01”, “11”, “10”

$T = 2 \cdot T_b$  ( $T_b$  là thời gian của một bit,  $T$  là thời gian của một symbol)

$E$  là năng lượng của tín hiệu phát trên một symbol

$$\begin{aligned} \text{Vì năng lượng} &= \int_{-T/2}^{T/2} |S(t)|^2 dt = \int_{-T/2}^{T/2} \frac{2E}{T} \cos^2[2\pi f_c t + \theta(t)] dt \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \frac{(1 + \cos\{[2\pi f_c t + \theta(t)].2\})}{2} dt \\ &= \frac{2E}{T} \cdot \frac{T}{2} + \int_{-T/2}^{T/2} \frac{\cos\{[2\pi f_c t + \theta(t)].2\}}{2} dt = E \end{aligned}$$

Khai triển  $s(t)$  ta được :

$$S(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[(2i-1) \cdot \frac{\pi}{4}] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin[(2i-1) \cdot \frac{\pi}{4}] \sin(2\pi f_c t) & (0 \leq t \leq T) \\ 0 & T < t; t < 0 \end{cases}$$

$$\text{Đặt } \phi_1(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T$$

Khi đó :

$$s_i(t) = \phi_1(t) \sqrt{E} \sin[(2i-1) \frac{\pi}{4}] + \phi_2(t) \sqrt{E} \cos[(2i-1) \frac{\pi}{4}]$$

Như ta đã biết khái niệm hàm trực giao trên đoạn  $[a; b]$  như sau:

$$\int_a^b \varphi_n(x) \cdot \varphi_m(x) \cdot dx = \begin{cases} 0 & n \neq m \\ \neq 0 & n = m \end{cases}$$

Ở đây  $\phi_1(t)$  và  $\phi_2(t)$  là hai hàm cơ sở trực chuẩn.

Vậy bốn điểm bản tin ứng với các véctơ được xác định như sau :

$$s_i = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \sin[(2i-1) \frac{\pi}{4}] \\ \sqrt{E} \cos[(2i-1) \frac{\pi}{4}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{i1} \\ s_{i2} \end{bmatrix} \quad (i = 1, 2, 3, 4)$$

Như vậy ta có bảng sau (khi thế giá trị  $i$  vào)

Cặp bit vào

Phase của QPSK

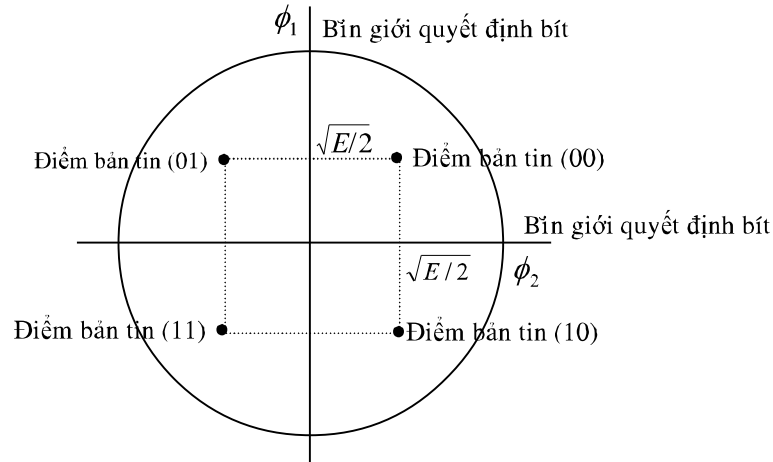
Tọa độ bản tin

00	$\frac{\pi}{4}$	$\sqrt{\frac{E}{2}}$	$\sqrt{\frac{E}{2}}$
01	$\frac{3\pi}{4}$	$\sqrt{\frac{E}{2}}$	$-\sqrt{\frac{E}{2}}$
11	$\frac{5\pi}{4}$	$-\sqrt{\frac{E}{2}}$	$-\sqrt{\frac{E}{2}}$
10	$\frac{7\pi}{4}$	$-\sqrt{\frac{E}{2}}$	$\sqrt{\frac{E}{2}}$

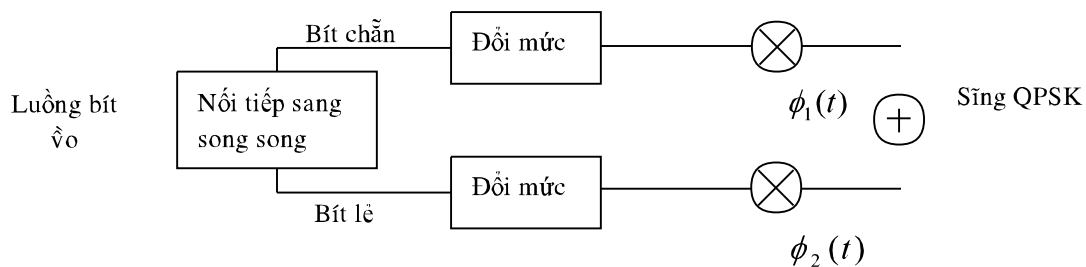
## ĐIỀU CHẾ GMSK TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG SỐ GSM

✂.....

Ta thấy một tín hiệu PSK 4 mức được đặc trưng bởi một vectơ tín hiệu hai chiều và bốn điểm bản tin như hình vẽ:



Xem bảng ta thấy logic “1” thì biến đổi vào  $-\sqrt{E}$  còn logic “0” thì biến đổi vào  $\sqrt{E}$ . Vì cùng một lúc ta phát đi một symbol nên luồng vào phải được phân thành hai luồng tương ứng và được biến đổi mức rồi nhân với hai hàm trực giao tương ứng. Sơ đồ điều chế PSK 4 mức như sau:



Khi ở máy thu ta thu được tín hiệu thì việc giải điều chế liên quan đến việc quyết định symbol được phát đi, bởi tín hiệu ta nhận được ở đầu thu ngoài tín hiệu  $s(t)$  còn có nhiễu trắng  $x(t)$  có giá trị trung bình bằng không và mật độ phổ công suất  $\frac{N_0}{2}$

Với hàm phân bố xác suất :

$$f(x) = \frac{e^{\frac{-x^2}{2\delta^2}}}{\sqrt{2\pi}\delta}$$

mật độ phổ phân bố đều trên  $\forall \omega$ :  $p(\omega) = \frac{N_0}{2}$

với hàm tự tương quan là hàm delta Dirac  $R(\tau)$ .

Nếu tín hiệu truyền với giải thông trong khoảng  $[-B; B]$  ta có  $P(\omega) = \begin{cases} \frac{N_0}{2} & -B < f < B \\ 0 & f > |B| \end{cases}$

Suy ra:

✂.....

$$R(\tau) = \int_{-B}^B \frac{1}{2\pi} P(\omega) \cdot e^{j\omega\tau} d\omega$$

Đây chính là hàm Sa có biên độ B.  $N_0$  với moment cấp 2  $= R(0) = B \cdot N_0 =$  phương sai ( $\sigma^2$ )

Cuối cùng ta có nhận xét:

$$T_s = 2.T_b \Rightarrow BW_s = \frac{1}{2} BW_b$$

trong đó :  $BW = \frac{R}{2}$  : Lí tưởng theo Nyquist

$R$  là tốc độ bit  $= \frac{1}{T}$  hay  $BW$  tỉ lệ nghịch với thời gian một bit.

Tức là điều chế PSK 4 mức bằng tăng giảm  $\frac{1}{2}$  so với điều chế PSK 2 mức.

## **II. ĐIỀU CHẾ MSK (KHÓA CHUYỂN PHA CỰC TIỂU)**

Như ta đã thấy nếu điều chế QPSK thì có nhược điểm là giả sử trường hợp từ symbol “00” chuyển sang symbol “11” thì góc pha đổi  $180^\circ$ , điều này làm tăng khả năng bị nhiễu bởi tạp âm. Vì vậy người ta muốn độ di pha chỉ là  $90^\circ$ . Ở điều chế MSK việc tăng số mức tín hiệu lên từ hai mức sang bốn mức là nhờ việc tận dụng các trạng thái của pha và ở điều chế MSK độ di tần đạt được tiêu chuẩn đưa ra là  $90^\circ$

Để xét điều chế MSK ta đi từ điều chế CPFSK (hay nói cách khác MSK là trường hợp đặc biệt của FSK pha liên tục \_CPFSK với độ di tần là 0.5).

Ta có tín hiệu điều chế CPFSK như sau :

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_1 t + \theta] & \text{cho bit } 0 \\ \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_2 t + \theta] & \text{cho bit } 1 \end{cases}$$

Với :  $E_b$  là năng lượng của tín hiệu phát trên một bit (nó được tính tương tự như bên điều chế QPSK).

$T_b$  là độ rộng của một bit.

$\theta$  : là góc pha ban đầu ở thời điểm  $t=0$  và nó phụ thuộc vào thời gian trước

Tần số  $f_1, f_2$  là tần số được phát cho bit điều chế tương ứng là 0, 1

Như ta đã biết điều chế tần số và điều chế pha đều là điều chế góc. Vì vậy tín hiệu điều chế  $s(t)$  có thể được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

với  $\theta(t)$  là pha của  $s(t)$  và nó là một hàm liên tục theo thời gian, khi đó  $s(t)$  cũng liên tục ở mọi thời điểm kể cả thời điểm chuyển đổi giữa các bit.

$$f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$$

$$\theta(t) = \theta \pm \frac{\pi h t}{T_b} \quad (0 \leq t \leq T_b)$$

Tức là nếu bit phát đi là bit 0 thì :

$$\theta(t) = \theta + \frac{\pi h t}{T_b} \quad (0 \leq t \leq T_b)$$

Còn nếu bit phát đi là bit 1 thì:

$$\theta(t) = \theta - \frac{\pi h t}{T_b} \quad (0 \leq t \leq T_b)$$

Với :  $h = T_b(f_1 - f_2)$  : gọi là tỉ lệ dịch tần so với tốc độ bit

Giả sử  $f_1 > f_2$  vì ta lấy tần số  $f_c = \frac{f_1 + f_2}{2}$  nên độ dịch tần cực đại so với  $f_c$  là:

$$\Delta f_c = \frac{f_1 - f_2}{2}$$

Vậy ta có :  $h = T_b \Delta f_c$

Khi  $t = T_b$  (tức là cuối một bit và đầu một bit mới):

$$\text{Do : } \theta(t) = \theta \pm \frac{\pi h t}{T_b} \quad (\theta \text{ là pha ban đầu của bit tín hiệu})$$

$$\text{Nên suy ra: } \theta(t) - \theta = \frac{\pi h t}{T_b}$$

Thay  $t = T_b \Rightarrow \theta(t) - \theta(0) = \pm \pi h$

## ĐIỀU CHẾ GMSK TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG SỐ GSM

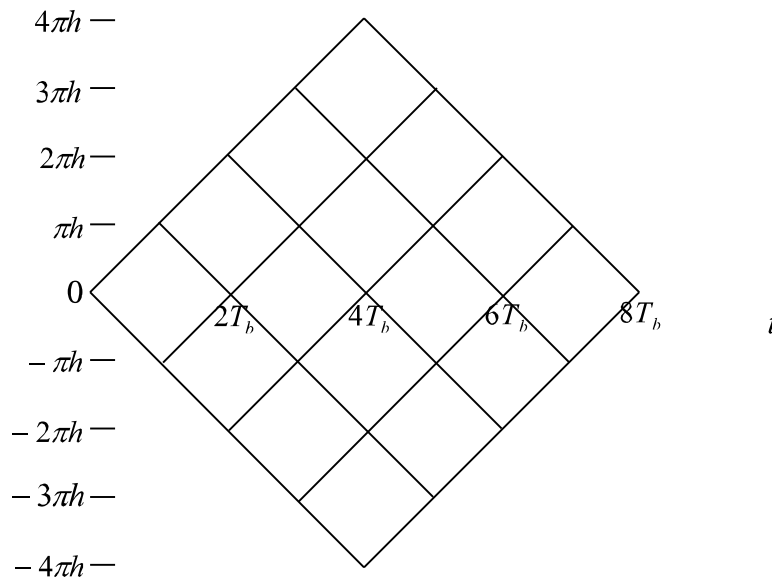
✂.....

Nghĩa là nếu phát đi bit 0 thì pha cuối của chu kì bit lớn hơn pha đầu của chu kì bit là  $\pi h$  (và nó tăng tuyến tính).

Tương tự nếu phát đi là bit 1 thì pha cuối nhỏ hơn pha đầu là  $\pi h$  (và nó cũng giảm tuyến tính).

Như vậy sự thay đổi  $\theta(t)$  thể hiện sự thay đổi tần số giữa  $f_1$  và  $f_2$ . Ta có sơ đồ các khả năng của sự thay đổi này như sau:

$$\theta(t) - \theta(0)$$



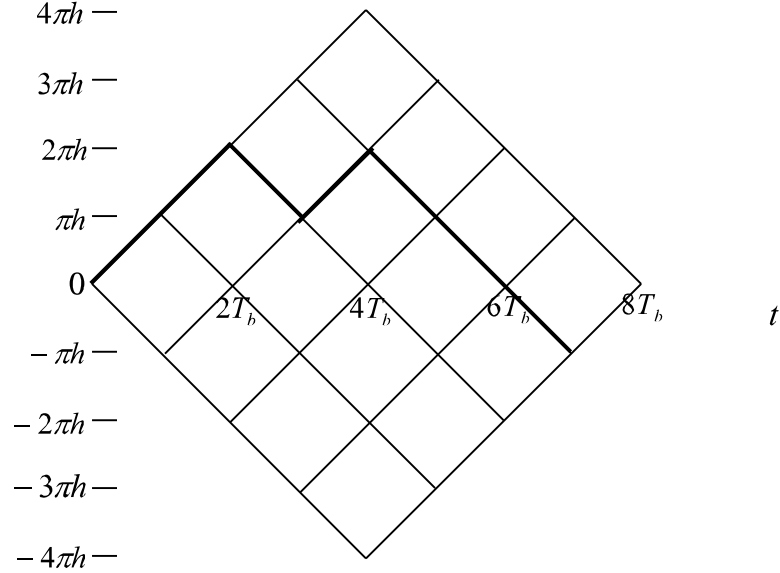
Vì độ lệch pha là số dư của phép chia cho  $2\pi$  nên nếu chọn  $h = 0.5$  thì độ lệch pha trong một chu kì bit này chỉ nhận giá trị  $\pm 2/\pi$  (thỏa mãn yêu cầu đặt ra).

Mặt khác ta có nhận xét  $\theta(t)$  là bội số chẵn hoặc lẻ của  $\pi h$  tại các điểm là bội số chẵn hoặc lẻ của  $T_b$ .

Ví dụ : chuỗi bit là 0010111 với  $\theta(0) = 0$  (cho lúc bắt đầu) thì ta được sơ đồ pha như sau:



$$\theta(t) - \theta(0)$$



Như vậy với  $h = 0.5 \Rightarrow \Delta f_c = \frac{1}{4T_b}$  : độ dịch tần cực đại bằng  $\frac{1}{4}$  lần tốc độ بیت.

Tín hiệu điều chế  $s(t)$  có thể được phân tích như sau :

$$s(t) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin[\theta(t)].\sin(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[\theta(t)].\cos(2\pi f_c t)$$

$$\text{với : } \theta(t) = \theta(0) \pm \frac{\pi t}{2T_b} \quad 0 \leq t \leq T_b$$

Xét trong khoảng thời gian  $-T_b \leq t \leq T_b$  : ta có dấu của  $\cos\theta(t)$  chỉ phụ thuộc  $\theta(0)$  vì  $\theta(0)$  nhận các giá trị có thể là 0 hoặc  $\pi$  (như lí luận trước). Vì khi phân tích ta có :

$$\cos\theta(t) = \cos\theta(0).\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) - \sin\theta(0).\sin\frac{\pi t}{2T_b} \quad (\text{cho bit 0})$$

và 
$$\cos\theta(t) = \cos\theta(0).\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) + \sin\theta(0).\sin\frac{\pi t}{2T_b} \quad (\text{cho bit 1})$$

trong cả hai trường hợp ta đều có :  $\cos\theta(t) = \cos\theta(0).\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$  vì  $\sin\theta(0) = 0$  . Tức là dấu của  $\cos\theta(t)$  không phụ thuộc vào bit truyền trước và sau  $t = 0$  . Vậy trong khoảng thời gian này thành phần đồng pha  $s_I(t)$  là một nửa xung cosin được xác định như sau:

$$\begin{aligned} s_I(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos \theta(t) \\ &= \pm \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \end{aligned}$$

dấu – ứng với  $\theta(0) = 0$  còn dấu + ứng với  $\theta(0) = \pi$

Xét trong khoảng thời gian  $0 \leq t \leq 2T_b$  : tương tự trước ta đi xét  $\sin \theta(t)$  và ta thấy dấu của nó chỉ phụ thuộc  $\theta(T_b)$ . Và trong khoảng thời gian này thành phần vuông góc  $s_Q(t)$  là một nửa xung sin được xác định như sau:

$$\begin{aligned} s_I(t) &= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin \theta(t) \\ &= \pm \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \end{aligned}$$

dấu – ứng với  $\theta(T_b) = -\pi/2$ , dấu + ứng với  $\theta(T_b) = \pi/2$ .

Nếu gọi  $\Delta f$  là độ dịch tần giữa  $f_1$  và  $f_2$  thì ta có :

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{h}{T_b} = \frac{1}{2T_b}, \text{ tức là độ dịch tần giữa } f_1 \text{ và } f_2 \text{ bằng một}$$

nửa tốc độ bit.

Như vậy ta thấy rằng các trạng thái pha  $\theta(0)$  và  $\theta(T_b)$  chỉ nhận một trong hai trạng thái có thể nên có thể xảy ra 4 khả năng :

1. Pha  $\theta(0) = 0$  và  $\theta(T_b) = \pi/2$  tương ứng truyền bit 0
2. Pha  $\theta(0) = \pi$  và  $\theta(T_b) = \pi/2$  tương ứng truyền bit 1
3. Pha  $\theta(0) = \pi$  và  $\theta(T_b) = -\pi/2$  (hay  $3\pi/2$ ) tương ứng truyền bit 0
4. Pha  $\theta(0) = 0$  và  $\theta(T_b) = -\pi/2$  tương ứng truyền bit 1

Tức là ta thấy bản thân tín hiệu MSK có thể nhận một trong số bốn dạng pha như trên. Chính điều này tạo cho việc điều chế MSK là bốn mức dựa vào các trạng thái pha khác nhau của  $\theta(0)$  và  $\theta(T_b)$ .

Như phân tích  $s(t)$  lúc trước, ta thấy rằng trong trường hợp tín hiệu điều chế MSK ta có các hàm trực giao cơ sở như sau :

$$\phi_1(t) = -\sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin(2\pi f_c), \quad 0 \leq t \leq 2T_b$$

và

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos(2\pi f_c), \quad -T_b \leq t \leq T_b$$

vậy tín hiệu  $s(t)$  có thể biểu diễn như sau :

$$s(t) = s_1 \cdot \phi_1(t) + s_2 \cdot \phi_2(t) \quad 0 \leq t \leq T_b$$

trong đó  $s_1$  và  $s_2$  liên quan đến trạng thái pha  $\theta(0)$  và  $\theta(T_b)$  :

$$s_1 = \int_0^{2T_b} s(t) \cdot \phi_1(t) \cdot dt = \sqrt{E_b} \sin[\theta(T_b)] \quad (0 \leq t \leq 2T_b)$$

$$s_1 = \int_{-T_b}^{T_b} s(t) \cdot \phi_2(t) \cdot dt = \sqrt{E_b} \cos[\theta(0)] \quad (-T_b \leq t \leq T_b)$$

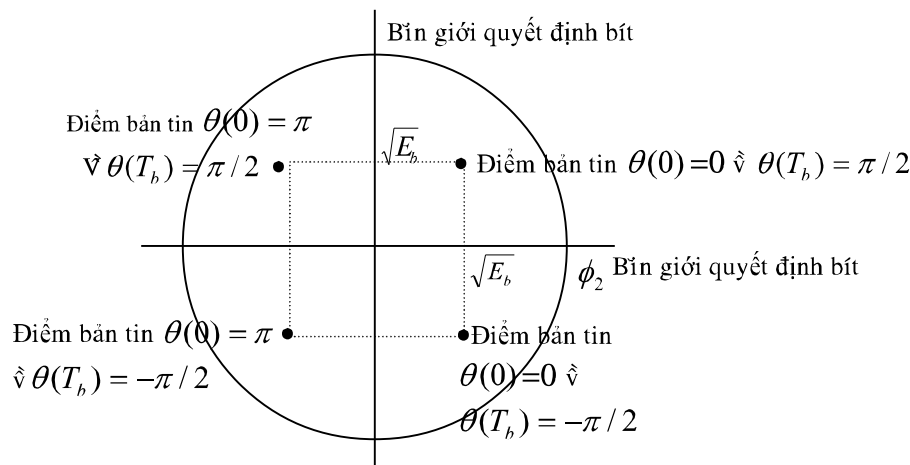
Ta có nhận xét :

Cả hai đoạn đánh giá có khoảng thời gian bằng hai lần độ rộng bit mà ở đó  $\phi_1(t)$  và  $\phi_2(t)$  trực giao với nhau.

Cả hai cận trên và cận dưới của tích phân được sử dụng để đánh giá hệ số  $s_1$  dịch  $T_b$  gây so với cận đánh giá  $s_2$ .

Khoảng thời gian  $0 \leq t \leq T_b$  ở đó các trạng thái pha  $\theta(0)$  và  $\theta(T_b)$  được định nghĩa là khoảng thời gian chung cho cả hai tích phân.

Vậy tín hiệu MSK là tín hiệu hai chiều với bốn bản tin như hình vẽ(bằng cách thay các giá trị  $\theta(0)$  và  $\theta(T_b)$  vào các giá trị  $s_1$  và  $s_2$  của  $s(t)$ ):



Vậy ta có tọa độ các bản tin như sau:

$$\left( +\sqrt{E_b}, +\sqrt{E_b} \right) ; \left( +\sqrt{E_b}, -\sqrt{E_b} \right) ; \left( -\sqrt{E_b}, -\sqrt{E_b} \right) ; \left( -\sqrt{E_b}, +\sqrt{E_b} \right)$$

Nếu so sánh với sơ đồ không gian tín hiệu của QPSK ta thấy nó có cùng dạng, tuy nhiên nó khác ở chỗ năng lượng của tín hiệu MSK là được biểu diễn năng lượng trên một bit, còn năng lượng của tín hiệu QPSK là trên một symbol. Cái khác quan trọng nhất đối với tín hiệu QPSK  $\phi_1(t)$  và  $\phi_2(t)$  được biểu diễn bằng cặp sóng mang lệch pha  $90^\circ$  còn đối với tín hiệu MSK chúng được trình bày bằng một cặp sóng mang lệch pha  $90^\circ$  và được điều chế hàm sin và cos.

Ta có bảng cho kết quả các giá trị  $\theta(0)$ ,  $\theta(T_b)$  và  $s_1$ ,  $s_2$  tương ứng được tính toán trong các khoảng thời gian  $0 \leq t \leq 2T_b$  và  $-T_b \leq t \leq T_b$  như sau:

## ĐIỀU CHẾ GMSK TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG SỐ GSM

✂.....

Kí hiệu cơ hai được phát $0 \leq t \leq T_b$	Các trạng thái pha (rad)		Tọa độ các điểm bản tin	
	$\theta(T_b)$	$\theta(0)$	$s_1$	$s_2$
0	$+\pi/2$	0	$+\sqrt{E_b}$	$+\sqrt{E_b}$
1	$+\pi/2$	$\pi$	$+\sqrt{E_b}$	$-\sqrt{E_b}$
0	$-\pi/2$	$\pi$	$-\sqrt{E_b}$	$-\sqrt{E_b}$
1	$-\pi/2$	0	$-\sqrt{E_b}$	$+\sqrt{E_b}$

Như vậy đối với một chuỗi dữ liệu vào cho trước tương ứng với từng cặp bit mà ta có tọa độ bản tin tương ứng với cặp bit đó giống bên QPSK và từ đó ta suy ra được chuỗi bit được phát đi hay chính là tín hiệu  $s(t)$ .

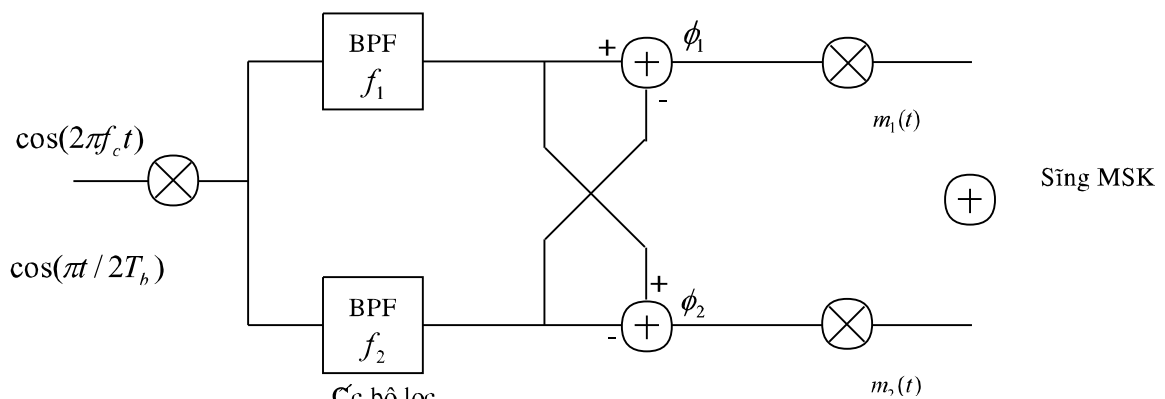
Để hiểu rõ hơn vấn đề ta xét ví dụ :

Chuỗi bit đưa lên điều chế là: 0010111. giả thiết rằng ở thời điểm  $t = 0$  pha ban đầu  $\theta(0) = 0$ . Ta suy ra được giá trị  $\theta(t)$  tại các thời điểm như hình vẽ trên, từ đó ta suy ra cực tính của  $s_1$  và  $s_2$  trong các khoảng thời gian như bảng sau :

Chuỗi nhị phân vào	0	0	1	0	1	1	1
Thang thời gian	0		$2T_b$		$4T_b$		$6T_b$
$\theta(kT_b)$	$2/\pi$		$2/\pi$		$2/\pi$		$-2/\pi$
Cực tính của $s_1$	+		+		+		-
$\theta(kT_b)$	0	$\pi$		$\pi$		0	
Cực tính của $s_2$	+	-		-		+	

Và tín hiệu điều chế là:  $s(t) = s_1 \cdot \phi_1(t) + s_2 \cdot \phi_2(t)$ .

Ta có sơ đồ điều chế MSK như sau :



### Giải thích sơ đồ điều chế:

Trước hết hai hàm sóng sin có tần số  $f_c$  và tần số  $1/4T_b$  được đến bộ nhân điều chế, kết quả cho ta hai sóng sin có pha kết hợp với tần số  $f_1$  và  $f_2$  như sau :

✂..... 11

$$\cos(2\pi f_c t) \cos(\pi / 2T_b) = \frac{1}{2} \cos(2\pi f_1) + \frac{1}{2} \cos(2\pi f_2)$$

trong đó :  $f_1 = f_c + \Delta f$  ;  $f_2 = f_c - \Delta f$  ;  $\Delta f = 1/4T_b$

hai sóng hàm sin sau đó được tách riêng bằng hai bộ lọc băng thông có tần số trung tâm là  $f_1$  và  $f_2$ . Sau đó đầu ra các bộ lọc cộng chéo với nhau để được hàm trực giao cơ sở :

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \frac{1}{2} [\cos(2\pi f_1 t) - \cos(2\pi f_2 t)] \\ &= -\sin\left(2\pi \frac{f_1 + f_2}{2} t\right) \sin\left(2\pi \frac{f_1 - f_2}{2} t\right) \\ &= -\sin(\pi / 2T_b) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_2(t) &= \frac{1}{2} [\cos(2\pi f_1 t) + \cos(2\pi f_2 t)] \\ &= \cos\left(2\pi \frac{f_1 + f_2}{2} t\right) \cos\left(2\pi \frac{f_1 - f_2}{2} t\right) \\ &= \cos(\pi / 2T_b) \cos(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

sau đó các hàm  $\phi_1$  và  $\phi_2$  nhân với hai chuỗi nhị phân có tốc độ bit bằng  $1/2T_b$  được phân đôi từ luồng nhị phân đưa lên điều chế để ấn định dấu cho  $s_1$  và  $s_2$  sau đó cộng hai nhánh với nhau ta được tín hiệu MSK.

Việc giải điều chế nó thực hiện việc tách pha  $\theta(0)$  và  $\theta(T_b)$  sau đó ghép hai tập quyết định pha nói trên để suy ra chuỗi bit phát đi.