

Chương 4

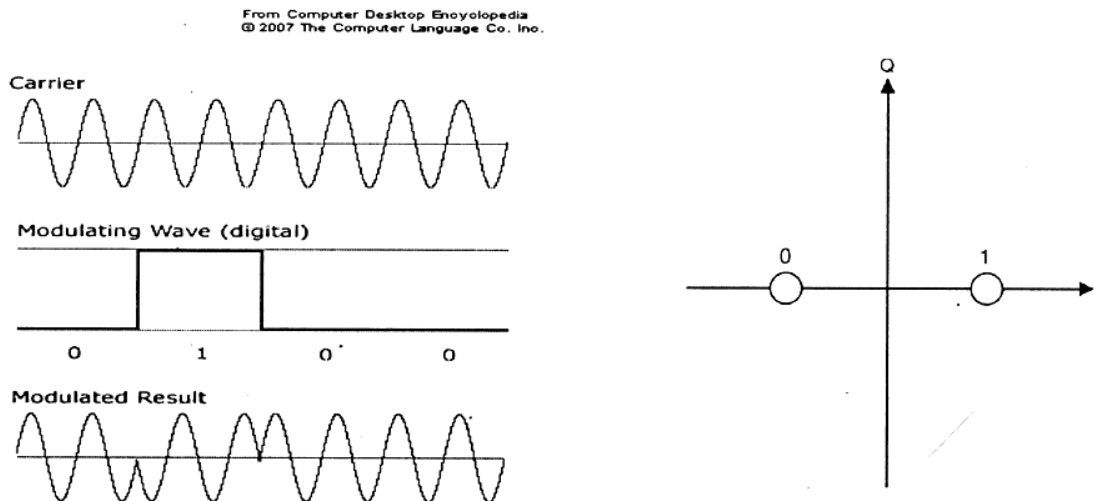
ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ SỐ

4.1. ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ DỊCH PHA (Phase Shift Keying)

Trong điều chế số dịch pha PSK, các tín hiệu cần để chuyển thông tin số được chọn từ các pha khác nhau trong một sóng mang. Nếu để truyền từng bit một, cần chọn ra hai trạng thái khác nhau. Từ đó ta có kiểu điều chế BPSK (Binary Phase Shift Keying) còn được gọi là điều chế dịch pha hai trạng thái.

Nếu phương thức truyền là từng tổ hợp 2 bit một (còn gọi là các ký hiệu 2 bit), ta cần có 4 trạng thái pha khác nhau. Các trạng thái pha khác nhau của sóng mang sẽ được chọn cách nhau 90° (dịch pha 90°) tương ứng với bốn trường hợp của 2 bit nhị phân, khi đó ta có kiểu điều chế số QPSK (Quadrature Phase Shift keying) còn gọi là điều chế dịch pha bốn trạng thái. Với cách lập luận tương tự, để có thể truyền mỗi một tổ hợp N bits nhị phân, cần có M trạng thái pha khác nhau với $M = 2^N$, các trạng thái pha khác nhau của sóng mang sẽ được chọn cách đều nhau một góc $360^\circ/M$. Tín hiệu điều chế số như vậy được gọi là M-ary PSK, hay điều chế dịch pha M trạng thái.

4.1.1. Điều chế BPSK (Binary Phase Shift Keying)



4.1.1.1. Điều chế BPSK

Trong khoá dịch pha nhị phân BPSK, tín hiệu phát là sóng sin với biên độ cố định. Pha của sóng mang điều chế thay đổi giữa hai giá trị 0 và π , khi dữ liệu ở mức 1 thì pha là 0° và dịch pha 180° khi dữ liệu ở mức 0. Để thuận tiện trong tính toán, ta có thể xem mối liên hệ giữa biên độ A của sóng mang với công suất phát của sóng mang P_s là:

$$P_s = \frac{1}{2} A^2 \rightarrow A = \sqrt{2P_s} \quad (4.1)$$

Do đó tín hiệu phát có dạng:

$$v_{BPSK}(t) = \sqrt{2P_s} \cdot \cos(\omega_c t) \quad \text{với dữ liệu là bit 1} \quad (4.2)$$

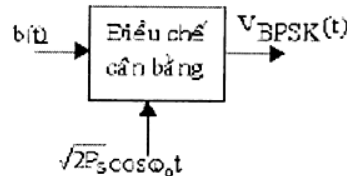
Hay

$$v_{BPSK}(t) = \sqrt{2P_s} \cdot \cos(\omega_c t + \pi) = -\sqrt{2P_s} \cos(\omega_c t) \quad \text{với dữ liệu là bit 0} \quad (4.3)$$

Trong hệ thống điều chế BPSK, dữ liệu $b(t)$ là một luồng bit nhị phân với các mức điện áp $+1V$ và $-1V$. Khi $b(t) = 1V$ thì nó ở mức logic 1 và khi $b(t) = -1V$ thì nó ở mức logic 0. Vì vậy mà $v_{BPSK}(t)$ có thể được viết lại như sau mà không mất đi tính tổng quát

$$v_{BPSK}(t) = b(t) \sqrt{2P_s} \cdot \cos \omega_c t \quad (4.4)$$

Thông thường, tín hiệu BPSK được tạo ra bằng cách đưa tín hiệu sóng mang dạng $\cos \omega_c t$ qua bộ điều chế cân bằng cùng tín hiệu dải nền $b(t)$ là tín hiệu điều chế, được biểu diễn ở hình 4.2.



Hình 4.2 Sơ đồ khối mạch điều chế BPSK

Nếu luồng bit nhị phân $b(t)$ có tốc độ bit là f_b thì thời gian của mỗi bit tương ứng sẽ là $T_b = 1/f_b$. Khi đó sóng mang sẽ tiêu thụ một năng lượng để chuyển tải mỗi bit.

$$E_b = P_s T_b \quad (4.5)$$

Đối với các tín hiệu điều chế số, chỉ số điều chế số h được định nghĩa bởi:

$$h = \frac{2\Delta\theta}{\pi} \quad (4.6)$$

Trong đó $2\Delta\theta$ là độ lệch pha đỉnh đỉnh cực đại trong thời gian cần để gửi một ký tự, T_s . Đối với tín hiệu nhị phân thì thời gian ký hiệu T_s bằng thời gian bit T_b , tức $T_s = T_b$.

4.1.1.2. Phổ tần số của BPSK

Tín hiệu $b(t)$ là tín hiệu nhị phân NRZ có mật độ phổ công suất là $G_b(f)$

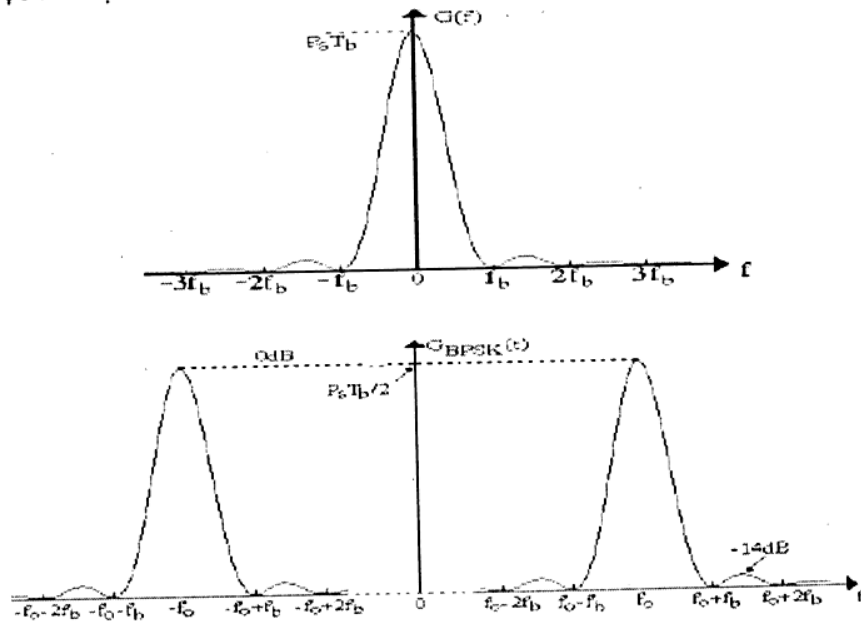
$$G_b(f) = P_b T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (4.7)$$

Tín hiệu BPSK là tín hiệu NRZ nhân với $\sqrt{2} \cos \omega_c t$. Vì vậy, mật độ phổ công suất

$$G_{BPSK}(f) = \frac{P_b T_b}{2} \left\{ \left[\frac{\sin \pi(f - f_c) T_b}{\pi(f - f_c) T_b} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi(f + f_c) T_b}{\pi(f + f_c) T_b} \right]^2 \right\} \quad (4.8)$$

trong đó T_b là chu kỳ bit.

Qua hình phổ của tín hiệu BPSK, ta thấy phổ $G_b(f)$ trải rộng trên toàn bộ tần số và tương tự với $G_{BPSK}(f)$, nó có thể trải rộng đến vô tận về cả hai phía chung quanh tần số sóng mang $\pm f_c$. Và hầu hết công suất tập trung trong búp phổ chính (từ $f_c - f_b$ đến $f_c + f_b$) và máy thu chỉ cần thu trong búp phổ chính là có thể giải điều chế được tín hiệu.



Hình 4.3 Phổ tần số của tín hiệu $V_{BPSK}(t)$

Các búp phổ phụ, nhất là các búp thứ nhất và thứ hai ở cả hai bên vẫn có thể gây ảnh hưởng đến các kênh lân cận. Để giảm sự ảnh hưởng này, có thể dùng biện pháp lọc để làm suy giảm các thành phần tần số cao của $b(t)$ trước khi đưa vào điều chế, để triệt bỏ các búp phụ bậc cao. Khi đó nảy sinh một vấn đề mới là dạng sóng của $b(t)$ sẽ

bị méo do bị nén các thành phần ở tần số cao, các bit sẽ bị trải rộng về thời gian và do đó có thể gây nhiễu giao thoa ký hiệu ISI (InterSymbol Interference) ở nơi phát. Để khắc phục hiện tượng này, ở máy thu cần có các bộ cân bằng tín hiệu, có chức năng tương tự như một bộ lọc tần số để sửa dạng phổ tần số của tín hiệu thu được.

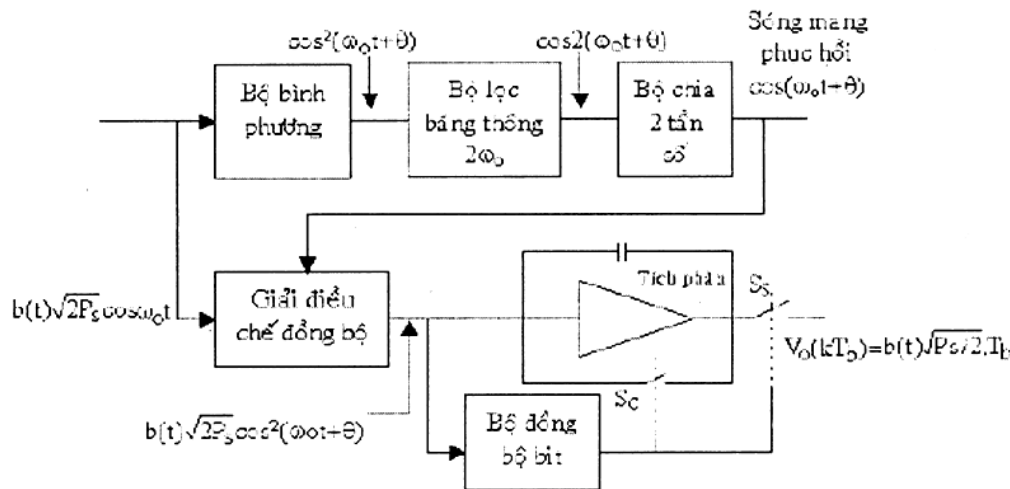
4.1.1.3. Giải điều chế BPSK

Tín hiệu nhận được có dạng:

$$v_{BPSK}(t) = b(t)\sqrt{2P_s}\cos(\omega_c t + \theta) = b(t)\sqrt{2P_s}\cos\omega_c(t + \theta/\omega_c) \quad (4.9)$$

Trong đó: θ là độ dịch pha không đổi theo thời gian trễ θ/ω_c

Thời gian trễ này phụ thuộc vào thời gian của việc truyền từ máy phát đến máy thu, và dịch pha được tạo ra từ các bộ khuếch đại ở đầu cuối của bộ thu trước bộ giải điều chế. Kỹ thuật giải điều chế thường được sử dụng là bộ giải điều chế đồng bộ, và cần có tại bộ giải điều chế dạng sóng $\cos(\omega_c t + \theta)$. Sóng mang được tạo ra tại bộ giải điều chế và tín hiệu dải nền khôi phục được mô tả ở hình 4.4.



Hình 4.4 Sơ đồ khối mạch giải điều chế BPSK

Để tái tạo lại sóng mang, tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ được bình phương bởi thiết bị bình phương

$$\cos^2(\omega_c t + \theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2(\omega_c t + \theta) \quad (4.10)$$

Thành phần DC được lọc bỏ bởi bộ lọc thông dải, với băng thông của bộ lọc nằm trong khoảng $2f_0$ và sau đó chúng ta có được tín hiệu có dạng sóng $\cos 2(\omega_c t + \theta)$. Bộ chia tần số (bao gồm flip_flop và bộ lọc dải hẹp f_s) được sử dụng để tái tạo dạng sóng $\cos(\omega_c t + \theta)$, tức lấy lại tần số f_0 . Chỉ có những dạng sóng của các tín hiệu ngõ ra ở bộ bình phương, bộ lọc và bộ chia thì liên quan với những đề

cặp của chúng ta, chứ không phải là biên độ. Trong thực tế, biên độ sẽ được xác định bởi những đặc tính của những thiết bị.

Sóng mang được phục hồi, nó được nhân với tín hiệu nhận được để tạo ra

$$b(t)\sqrt{2P_s} \cos^2(\omega_c t + \theta) = b(t)\sqrt{2P_s} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2(\omega_c t + \theta) \right] \quad (4.11)$$

Sau đó tín hiệu này được đưa đến bộ tích phân như trình bày trong hình 4.4.

Hệ thống đồng bộ bit, thiết bị này có thể nhận ra một cách chính xác thời điểm tương ứng với điểm cuối khoảng thời gian phân bố cho một bit và điểm bắt đầu của khoảng thời gian kế. Tại thời điểm đó, công tắc S_c được đóng một cách nhanh chóng để tự tích phân xả điện và công tắc S_c được hở trong suốt toàn bộ thời gian bit xảy ra sau đó, đóng công tắc S_c một lần nữa rất nhanh tại điểm cuối của thời gian bit kế tiếp. Tín hiệu ngõ ra mà ta quan tâm là tín hiệu ngõ ra của bộ tích phân tại điểm cuối của khoảng cách bit nhưng ngay lập tức trước đó công tắc S_c đóng. Tín hiệu ngõ ra được tạo ra bằng công tắc S_c , công tắc này dùng để lấy mẫu điện áp ngõ ra trước khi xả tụ điện.

Chúng ta giả sử, thời gian bit T_b bằng n lần số chu kỳ của tần số sóng mang

$$T_b = nT_c \Rightarrow n2\pi = \omega_c T_b$$

Trong trường hợp này điện áp ngõ ra $v_o(kT_b)$ tại điểm cuối của thời gian bit sẽ mở rộng từ thời gian $(k-1)T_b$ đến kT_b . Từ công thức 4.11, ta có

$$v_o(kT_b) = b(kT_b)\sqrt{2P_s} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} \frac{1}{2} dt - b(kT_b)\sqrt{2P_s} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} \frac{1}{2} \cos 2(\omega_c t + \theta) dt = b(kT_b)\sqrt{\frac{P_s}{2}} T_b \quad (4.12)$$

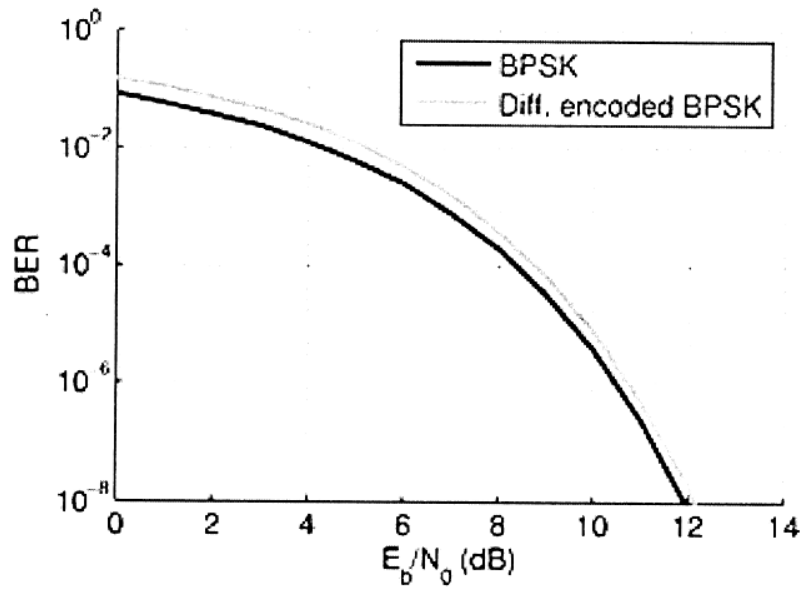
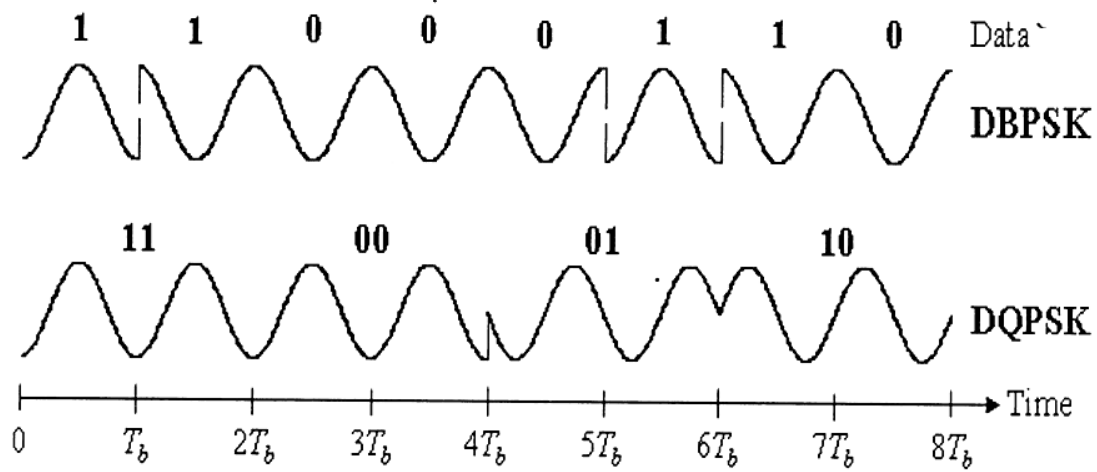
Như vậy, chúng ta thấy rằng hệ thống của chúng ta đã tái tạo lại luồng bit $b(t)$ tại ngõ ra của bộ giải điều chế. Cách thức hoạt động của bộ đồng bộ bit cho phép chúng ta nhận biết được các bit độc lập với nhau. Việc đóng nhanh cả hai công tắc, sau mỗi bit đã được xác định, sẽ xoá sạch tất cả ảnh hưởng của bit trước đó và cho phép máy thu xử lý riêng biệt với bit hiện tại.

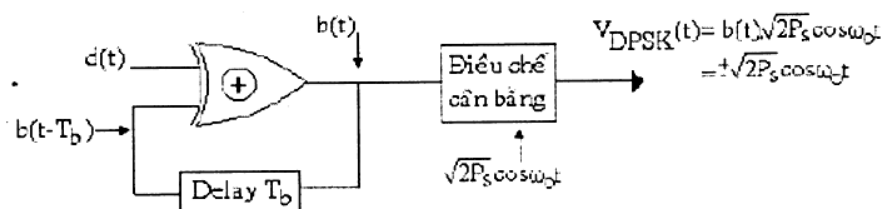
4.1.2. Điều chế DPSK (Differential Phase Shift Keying)

Chúng ta quan sát trong hình 4.1, trong hệ thống điều chế BPSK, để tạo ra sóng mang chúng ta bình phương $b(t)\sqrt{2P_s} \cos \omega_c t$. Nếu tín hiệu nhận được là $-b(t)\sqrt{2P_s} \cos \omega_c t$ sóng mang khôi phục sẽ được duy trì như trước. Vì vậy, chúng ta không thể xác định được tín hiệu dải nền nhận được là $b(t)$ hay $-b(t)$.

DPSK là một dạng khác của BPSK. Cách thức để tạo ra một tín hiệu DPSK thì được trình bày ở hình 4.5

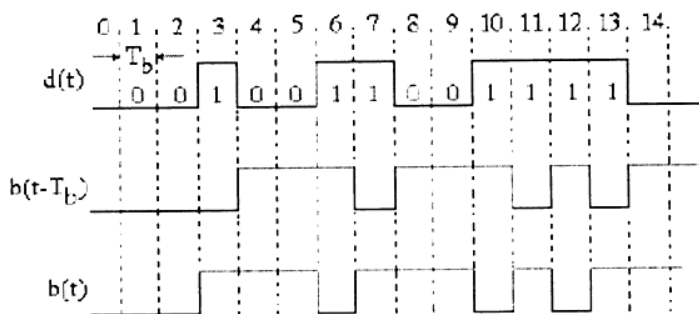
Luồng dữ liệu được truyền đi, $d(t)$, được đưa đến một ngõ vào của cổng EX-OR. Ngõ vào còn lại là tín hiệu ngõ ra cổng EX-OR và làm trễ đi một khoảng thời gian T_b trên mỗi bit, ngõ vào thứ hai này là $b(t-T_b)$.





Hình 4.5 Sơ đồ khối điều chế DPSK

Trong hình 4.6 chúng ta có dạng sóng logic để minh họa đáp ứng $b(t)$ theo ngõ vào $d(t)$. Mức cao của dạng sóng tương ứng với mức logic 1, mức thấp hơn là logic 0.



Hình 4.6 Dạng sóng logic đáp ứng $b(t)$ theo ngõ vào $d(t)$

Bảng 4.1: Bảng sự thật của cổng EX-OR

$d(t)$		$b(t-T_b)$		$b(t)$	
Mức logic	Điện áp	Mức logic	Điện áp	Mức logic	Điện áp
0	-1	0	-1	0	-1
0	-1	1	1	1	1
1	1	0	-1	1	1
1	1	1	1	0	-1

Từ bảng sự thật này chúng ta dễ dàng chứng minh dạng sóng của $d(t)$, $b(t-T_b)$ và $b(t)$ có liên quan chặt chẽ với nhau. Chúng ta thấy rằng, tín hiệu $b(t-T_b)$ quá thật là do $b(t)$ bị trì hoãn trong một bit thời gian và trong bất cứ khoảng thời gian bit nào thì $b(t)$ được rút ra từ $b(t) = d(t) + b(t-T_b)$. Chúng ta sẽ dùng ký hiệu $d(k)$ và $b(k)$ để đặc trưng cho những mức logic của $d(t)$ và $b(t)$ trong khoảng thời gian thứ k .

Do sự phức tạp của việc hồi tiếp trong hệ thống của *hình 4.6*, đó là sự khó khăn trong việc xác định các mức logic trong khoảng mà chúng ta bắt đầu về dạng sóng (khoảng 1 trong *hình 4.6*). Chúng ta không thể xác định $b(t)$ trong khoảng cách đầu tiên này của dạng sóng trừ khi chúng ta biết $b(k=0)$. Nhưng $b(0)$ không thể xác định nếu không biết $d(0)$ và $b(-1)$... Vì vậy, để đánh giá bất kỳ một tập mức logic trong khoảng bit đầu, chúng ta cần phải biết các mức logic ở trong khoảng trước đó. Nhưng cách xác định như vậy cần phải có thông tin của hai khoảng bit sớm hơn. Ở dạng sóng *hình 4.6*, chúng ta đã giả sử $b(0)=0$. Trong phần trình bày bộ giải điều chế, dữ liệu được xác định một cách chính xác mà không cần giả thiết về $b(0)$.

Bây giờ, chúng ta quan sát được đáp ứng của $b(t)$ theo $d(t)$: $b(t)$ thay đổi mức tại điểm bắt đầu của mỗi khoảng, trong đó $d(t)=1$ và $b(t)$ không đổi mức khi $d(t)=0$. Do vậy trong khoảng thứ 3, $d(3)=1$ và $b(3)$ tương ứng thay đổi mức tại điểm khởi đầu của khoảng đó. Trong khoảng 6 và 7, $d(6)=d(7)=1$ và $b(t)$ thay đổi tại thời điểm bắt đầu của hai khoảng đó. Trong khoảng bit 10,11,12, và 13, $d(t)=1$ và $b(t)$ thay đổi trong mỗi khoảng. Hoạt động này đã được ước đoán từ bảng sự thật của cổng EX-OR. Vì chúng ta chú ý đến khi $d(t)=0$, $b(t)=b(t-T_b)$ cho nên nó sẽ tự tạo ra chính nó mà không cần tính đến giá trị ban đầu của $b(t-T_b)$. Trái lại, khi $d(t)=1$ thì $b(t)=\overline{b(t-T_b)}$. Như vậy, trong mỗi khoảng bit liên tục $b(t)$ thay đổi theo giá trị của nó trong khoảng trước đó. Chú ý rằng trong một số khoảng, $d(t)=0$ thì $b(t)=0$ và ở những khoảng khác $d(t)=0$ thì $b(t)=1$. Tương tự như vậy, khi $d(t)=1$ thì $b(t)$ có thể bằng 0 hay 1

Cuối cùng, chúng ta chú ý dạng sóng ở *hình 4.6* đã được vẽ với giả định ở khoảng 1, $b(0)=0$ và đặc điểm không thay đổi bằng cách đặc tính hóa hệ thống sẽ được tiếp tục áp dụng. Khi $b(0)=0$ hoặc $b(0)=1$ thì không có khả năng nào khác, kết quả của chúng ta là tương đối tổng quát. Tuy nhiên, nếu bắt đầu $b(0)=1$, thì các mức $b(1)$ và $b(0)$ sẽ bị đảo lại.

Như trong *hình 4.5*, $b(t)$ và sóng mang $\sqrt{2P_s} \cos \omega_c t$ được đưa vào bộ điều chế cân bằng. Ngõ ra bộ điều chế là tín hiệu được truyền đi:

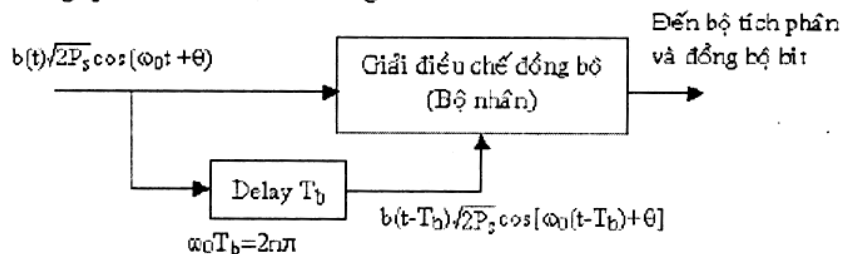
$$v_{\text{DPSK}}(t) = b(t) \sqrt{2P_s} \cos \omega_c t = \pm \sqrt{2P_s} \cos \omega_c t \quad (4.13)$$

Khi $d(t)=0$, pha của sóng mang sẽ không thay đổi tại thời điểm bắt đầu khoảng bit, trong khi $d(t)=1$, pha sóng mang sẽ dịch đi một góc là π .

Phương pháp khôi phục luồng dữ liệu bit từ tín hiệu DPSK được mô tả trong *hình 4.7*. Ở đây, tín hiệu nhận được và tín hiệu bị trễ một khoảng T_b được đưa vào bộ nhân. Ngõ ra bộ nhân là:

$$\begin{aligned} & b(t)b(t-T_b)(2P_s) \cos(\omega_c t + \theta) \cos[\omega_c(t-T_b) - \theta] \\ & = b(t)b(t-T_b)P_s \left\{ \cos \omega_c T_b + \cos \left[2\omega_c \left(t - \frac{T_b}{2} \right) + 2\theta \right] \right\} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Tín hiệu này được đưa vào bộ đồng bộ bit và bộ tích phân như hình 4.3 để giải điều chế BPSK. Phần bên phải ở công thức trên là dạng sóng $b(t)b(t-T_b)$ chính là tín hiệu chúng ta cần. Ngõ ra bộ tích phân sẽ triệt tiêu thành phần tần số gấp đôi. Chúng ta sẽ chọn $\omega_c T_b$ cho nên $\omega_c T_b = 2n\pi$ với n là số nguyên. Vì trong trường hợp này chúng ta sẽ có $\cos \omega_c T_b = +1$ và tín hiệu ngõ ra càng lớn càng tốt. Ngoài ra, với sự lựa chọn này, thời gian bit chứa một số nguyên lần chu kỳ clock và tích phân của tần số gấp đôi sẽ chính xác bằng 0.



Hình 4.7 Sơ đồ khối giải điều chế DPSK

Bit dữ liệu được truyền đi $d(t)$ có thể được xác định từ kết quả $b(t)b(t-T_b)$. Nếu $d(t)=0$ thì pha không đổi và $b(t)=b(t-T_b)=+1V$ hay $b(t)=b(t-T_b)=-1V$. Trong trường hợp này thì $b(t)b(t-T_b)=1$. Tuy nhiên, nếu $d(t)=1$ thì pha thay đổi và $b(t)=1V$ và $b(t-T_b)=-1V$ hay ngược lại. Và $b(t)b(t-T_b)=-1$.

Hệ thống sai phân DPSK có ưu điểm hơn so với hệ thống BPSK, đó là nó không cần phải có mạch phức tạp để phát sóng mang nội ở phía thu. Để thấy được nhược điểm của DPSK so với PSK, xét trong một khoảng bit nào đó tín hiệu nhận được bị nhiễu trong hệ thống PSK một lỗi sẽ xác định bit truyền đi là 0 hay 1. Trong hệ thống DPSK bộ quyết định bit dựa trên tín hiệu nhận được trong hai khoảng bit liên tiếp. Vì vậy mà nhiễu trong một khoảng bit có thể gây ra lỗi đối với quyết định hai bit.

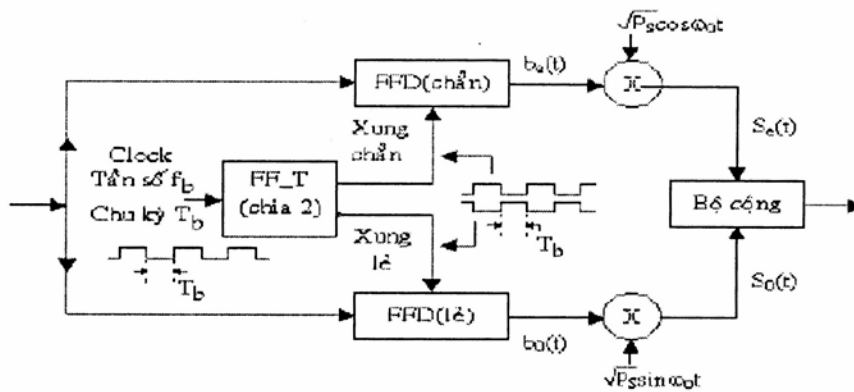
Tốc độ lỗi trong DPSK vì vậy mà lớn hơn trong PSK, có khuynh hướng lỗi bit sẽ xảy ra theo cặp. Tuy nhiên cũng không bắt buộc là lỗi phải xảy ra theo cặp, vẫn còn có các lỗi đơn. Để xem xét trường hợp các tín hiệu nhận được trong khoảng bit thứ k và $k+1$ sẽ bị nhiễu, nhưng các tín hiệu trong khoảng bit thứ $k-1$ và $k+2$ là nhiễu tự do. Giả sử trong khoảng tín hiệu thứ k không bị nhiễu nhiều, một lỗi từ việc so sánh với khoảng tín hiệu thứ $k-1$ và giả sử trường hợp giống nhau chiếm ưu thế hơn trong việc kết hợp các khoảng tín hiệu thứ $k+1$ và $k+2$. Và có thể chỉ tạo ra một lỗi, và lỗi đó được tạo ra là do so sánh giữa khoảng tín hiệu thứ k và $k+1$.

4.1.3. Điều chế QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

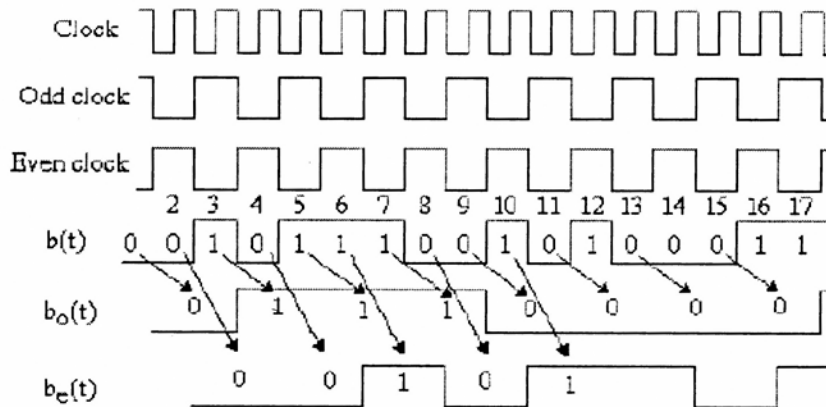
Tín hiệu này được đưa vào bộ đồng bộ bit và bộ tích phân như hình 4.3 để giải điều chế BPSK. Phần bên phải ở công thức trên là dạng sóng $b(t)b(t-T_b)$ chính là tín hiệu chúng ta cần. Ngõ ra bộ tích phân sẽ triệt tiêu thành phần tần số gấp đôi. Chúng ta sẽ chọn $\omega_c T_b$ cho nên $\omega_c T_b = 2n\pi$ với n là số nguyên. Vì trong trường hợp này chúng ta sẽ có $\cos \omega_c T = +1$ và tín hiệu ngõ ra càng lớn càng tốt. Ngoài ra, với

4.1.3.1. Điều chế QPSK

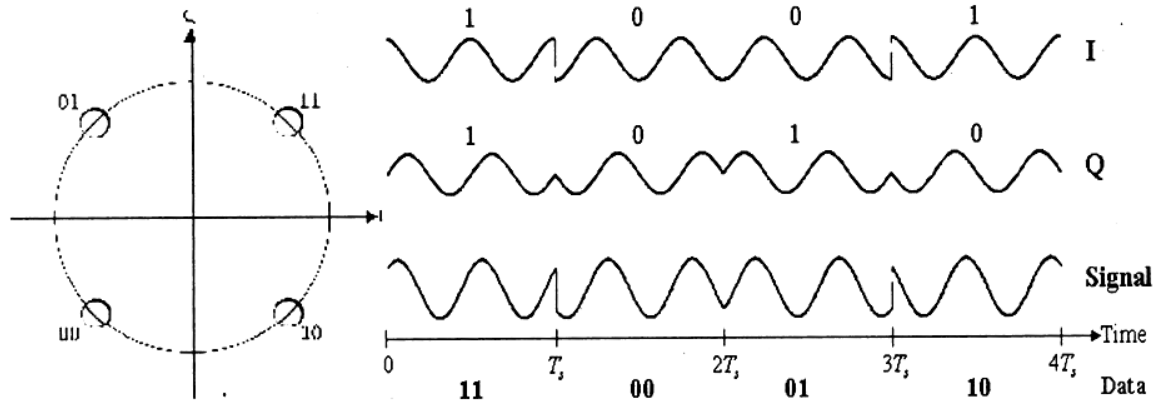
Kỹ thuật để luồng bit $b(t)$ phát ra tín hiệu QPSK rồi truyền đi được trình bày trong hình 4.8 và dạng sóng tương ứng trong hình 4.9.



Hình 4.8 Sơ đồ khối mạch điều chế QPSK



Hình 4.9 Dạng sóng của máy phát QPSK



Trong dạng sóng này, chúng ta giả sử cạnh xuống là cạnh tích cực. Flip flop T được lái bởi xung clock có khoảng thời gian T_b . Flip flop T tạo ra một xung chẵn và một xung lẻ. Các xung clock này có thời gian là $2T_b$. Cạnh tác động của một trong những xung clock lẻ và chẵn được tách ra từ thời gian bit T_b . Luồng bit $b(t)$ được đưa đến ngõ vào của cả hai flip flop loại D. Một được lái bởi xung chẵn và một được lái bởi xung lẻ. Thanh ghi của các flip flop chuyển đổi các bit trong chuỗi $b(t)$ và giữ mỗi bit có thời gian là $2T_b$. Trong hình 4.9, ta đánh số bit trong $b(t)$. Luồng

bit $b_o(t)$ (ngõ ra của flip flop được lái bằng xung clock lẻ) ghi bit 1 và giữ bit đó trong thời gian là $2T_b$, tương tự với bit 3, bit 5, Luồng bit chẵn $b_e(t)$ cũng được giữ trong thời gian $2T_b$ và sẽ tác động lên bit 2, 4, ... một cách tương tự.

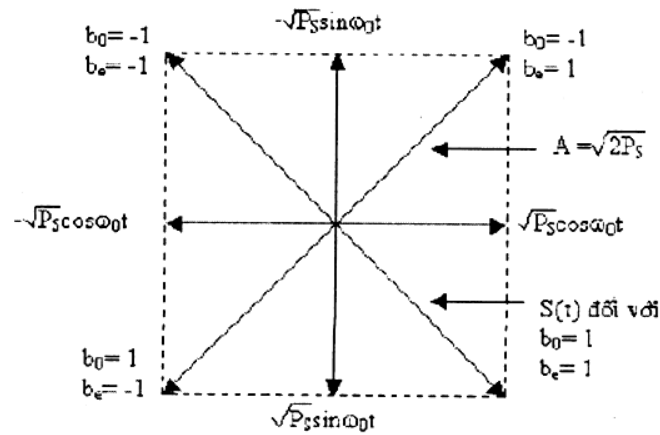
Luồng bit $b_e(t)$ (ta thường lấy $b_e(t) = \pm 1V$) được đưa lên sóng mang $\sqrt{P_c} \cos \omega_c t$ và luồng bit $b_o(t)$ (cũng chọn $b_o(t) = \pm 1V$) được đưa lên sóng mang $\sqrt{P_c} \sin \omega_c t$ bằng hai bộ nhân như trong hình 4.8, để tạo ra hai tín hiệu $s_e(t)$ và $s_o(t)$. Các tín hiệu này sau đó được cộng lại rồi phát đi, ngõ ra tín hiệu được truyền đi $v_m(t)$

$$v_m(t) = \sqrt{P_c} b_o(t) \sin \omega_c t + \sqrt{P_c} b_e(t) \cos \omega_c t \quad (4.15)$$

Công suất tổng của $v_m(t)$ là P_c .

Như chúng ta đã biết, trong BPSK, một luồng bit với thời gian T_b nhân với sóng mang, tín hiệu được phát ra có băng thông là $2 \times \frac{1}{T_b}$.

Trong dạng sóng $b_e(t)$ và $b_o(t)$ có thời gian bit là $\frac{1}{2T_b}$. Vì vậy mà cả hai $s_e(t)$ và $s_o(t)$ có băng thông bằng một nửa băng thông trong BPSK. Cả hai $s_e(t)$ và $s_o(t)$ cùng chiếm một vùng phổ như nhau nhưng chúng lại riêng biệt với nhau vì pha vuông của sóng mang. Khi $b_o = 1$ thì tín hiệu $s_o(t) = \sqrt{P_c} \sin \omega_c t$ và $b_o = -1$ thì tín hiệu $s_o(t) = -\sqrt{P_c} \sin \omega_c t$. Tương tự, khi $b_e(t) = \pm 1$ thì $s_e(t) = \pm \sqrt{P_c} \cos \omega_c t$. Cả bốn tín hiệu này đại diện cho các bộ pha như trong hình 4.10.



Hình 4.10 Biểu đồ vector của QPSK

Chúng đều vuông pha với nhau. Nó cũng đại diện cho bốn tín hiệu ở ngõ ra $v_s(t) = s_o(t) + s_e(t)$. Các tín hiệu này có cùng biên độ $\sqrt{2P_s}$ và pha vuông nhau, chúng được xác định tương ứng với các giá trị của $b_e(t)$ và $b_o(t)$. Tại cuối mỗi khoảng bit b_o và b_e có thể thay đổi nhưng chúng không thay đổi đồng thời. Kết quả là hệ thống QPSK như trong hình 4.8 được gọi là QPSK offset hay stagger và viết tắt là OQPSK. Sau mỗi thời gian T_b tín hiệu được truyền đi, nếu thay đổi thì nó thay đổi 90° thay vì 180° như trong BPSK.

Non-offset QPSK

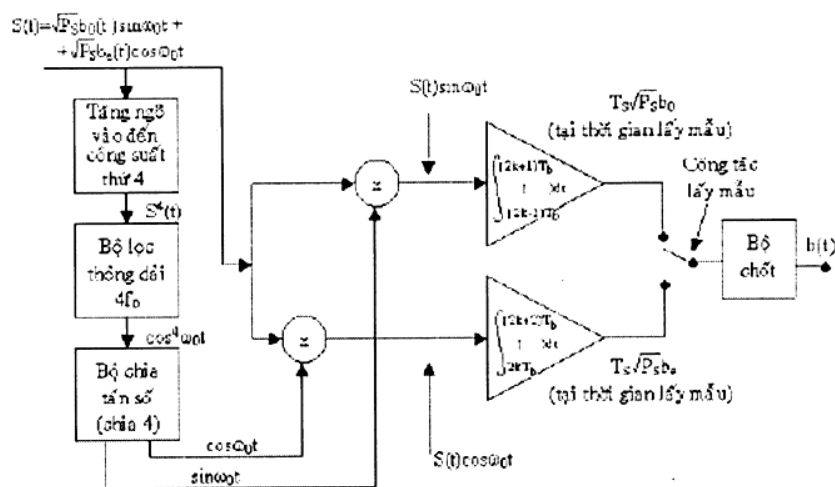
Giả sử trong hình 4.8 chúng ta thêm một flip flop trước flop flop chẵn hoặc lẻ. Flip flop này sẽ được lái bởi xung clock có tốc độ f_b . Một trong hai chuỗi bit chẵn hoặc lẻ sẽ bị trễ đi một độ dài bit. Kết quả là, hai bit trong thời gian kế tiếp nhau trong chuỗi $b(t)$ sẽ xuất hiện cùng thời gian ở ngõ ra của hai flip flop chẵn và lẻ. Trong trường hợp này, $b_e(t)$ và $b_o(t)$ có thể cùng thay đổi. Sau thời gian $2T_b$ và pha có thể thay đổi 180° ở tín hiệu ra. Theo nguyên tắc thì không có sự khác biệt giữa hệ thống stagger và non-offset QPSK.

Trong thực nghiệm, luôn có sự sai biệt đáng kể giữa QPSK và OQPSK. Trong mỗi khoảng thời gian truyền đi T_b đối với OQPSK và $2T_b$ đối với QPSK mỗi một bit OQPSK có thể là 2 bit QPSK thay đổi từ $1V$ đến $-1V$ hoặc từ $-1V$ đến $1V$. Bây giờ thì $b_i(t)$ và $b_o(t)$ có thể không thay đổi một cách tức thời và nếu thay đổi thì phải đi qua điểm zero. Vì vậy mà biên độ của tín hiệu truyền đi có sự thay đổi nhanh. Các tín hiệu này được nhận biết rõ hơn trong QPSK vì nếu $b_i(t)$ và $b_o(t)$ cùng bằng zero thì biên độ có thể giảm xuống 0 một cách tức thời. Đây là cơ chế thứ hai mà trong đó biên độ thay đổi tại máy phát. Trong QPSK hay BPSK bộ lọc được sử dụng để triệt tiêu dải biên. Khi dạng sóng có pha thay đổi, và được lọc dưới tác dụng của bộ lọc tại thời điểm thay đổi pha sẽ một lần nữa làm thay đổi biên độ. Do đó, sự thay đổi càng lớn trong QPSK khi pha 180° thì tốt hơn trong OQPSK khi sự thay đổi lớn nhất của pha là 90° .

Sự thay đổi biên độ trong QPSK có thể gây ra khó khăn trong hệ thống liên lạc sử dụng bộ lặp, các trạm thu nhận và phát lại các tín hiệu như các vệ tinh trái đất. Đối với các trạm đó thường sử dụng công suất ngõ ra không tuyến tính, vì sự không tuyến tính này mà khi đưa ra các biên độ thay đổi nó sẽ tạo ra các thành phần phổ ngoài vùng. Vì vậy có thể gây ra can nhiễu liên kênh.

4.1.3.2. Giải điều chế QPSK

Bộ thu tín hiệu QPSK trong hình 4.11. Cần phải có kiểm tra đồng bộ, vì vậy mà việc tái tạo sóng mang nội $\cos\omega_c t$ và $\sin\omega_c t$ là cần thiết. Cách tạo sóng mang cũng tương tự như trong hệ thống BPSK. Trong trường hợp trước thì ta bình phương tín hiệu vào, rút ra từ dạng sóng gấp hai lần tần số sóng mang bằng cách lọc và khôi phục lại sóng mang bằng cách chia đôi tần số. Trong trường hợp này, tín hiệu vào cần phải tăng đến công suất thứ tư sau khi lọc để khôi phục dạng sóng gấp bốn lần tần số sóng mang và cuối cùng là chia tần số cho bốn để tạo ra sóng mang. Tương tự thì ta cũng cần có cả $\sin\omega_c t$ và $\cos\omega_c t$.



Hình 4.11 Sơ đồ khối mạch giải điều chế QPSK

Tín hiệu vào được đưa đến hai bộ giải điều chế đồng bộ (bộ nhân hay bộ điều chế cân bằng) trước bộ tích phân. Bộ tích phân lấy tích phân độ dài hai bit $T_b = 2T_c$ và sau đó xả phần tích lũy. Như đã đề cập trước đây, $T_b = 2T_c$ cần phải chứa một số nguyên các chu kỳ sóng mang. Một bộ giải điều chế sử dụng sóng mang $\sin \omega_c t$ và bộ khác dùng sóng mang $\cos \omega_c t$. Chúng ta nhắc lại, các tín hiệu sin vuông pha khi nhân với nhau và kết quả sẽ được tích phân trên một số nguyên chu kỳ thì bằng zero. Vì vậy mà các bộ giải điều chế đáp ứng có chọn lọc đối với các phần của tín hiệu vào có liên quan đến $b_e(t)$ hoặc $b_o(t)$.

Thông thường thì bộ đồng bộ bit cần được thiết lập tại điểm bắt đầu và điểm cuối của mỗi khoảng bit vì vậy mà số lần lấy tích phân có thể được xác lập. Bộ đồng bộ bit cũng được dùng để vận hành khoá lấy mẫu. Tại cuối mỗi thời điểm lấy tích phân cho mỗi bộ tích phân riêng biệt và trước khi xả thanh ghi tích lũy và ngõ ra bộ tích phân được lấy mẫu. Các mẫu sẽ lần lượt được lấy ra từ các ngõ ra bộ tích phân tại cuối mỗi chiều dài bit T_b và các mẫu này được giữ lại tại một chốt trong khoảng thời gian T_b . Mỗi bộ tích phân sẽ được lấy mẫu ở ngõ ra tại các khoảng $2T_b$. Ngõ ra của bộ chốt sẽ phục hồi chuỗi bit $b(t)$.

Các điện áp trong hình 4.11 đại diện cho dạng sóng của các tín hiệu chứ không phải là biên độ của chúng. Vì vậy mà giá trị thực của các điện áp lấy mẫu tại ngõ ra của bộ tích phân phụ thuộc vào biên độ của sóng mang nội, độ lợi trong bộ điều chế và độ lợi các bộ tích phân. Tuy nhiên, chúng ta có thể xác định các giá

trị mẫu phụ thuộc vào công suất P_s của tín hiệu thu được và chiều dài T_s của ký hiệu.

Hoạt động được mô tả trong hình 4.11 để tái tạo sóng mang nội. Trong đó sóng mang có thể có pha sớm hơn 180° so với pha của các sóng mang được truyền đi và kết quả là các tín hiệu được giải điều chế sẽ phục trợ tín hiệu được truyền đi.

4.1.3.3. Phổ tần số của QPSK

Từ biểu thức của $v_m(t)$ của QPSK ở công thức 4.15, ta có thể xem rằng tín hiệu QPSK là tổ hợp tuyến tính của hai tín hiệu điều chế BPSK, thành phần thứ nhất $\sqrt{P_s} b_e(t) \cos \omega_c t$ (thành phần I) là thành phần đồng pha với sóng mang $\cos \omega_c t$ tương ứng với các bit chẵn và thành phần $\sqrt{P_s} b_o(t) \sin \omega_c t$ (thành phần Q) là thành phần vuông pha với sóng mang tương ứng với các bit lẻ. Khi đó công suất tổng P_s ứng với biên độ của mỗi thành phần sẽ là $A = \sqrt{P_s}$ vì P_s là tổng của hai công suất thành phần I và Q.

Giả sử rằng tốc độ bit của mỗi bit chẵn $b_e(t)$ và bit lẻ $b_o(t)$ đều là f_b , thì so với tốc độ ký hiệu 2-bit f_s thì ta có

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{f_b}{2} = \frac{1}{2T_b}$$

Phổ mật độ công suất của $v_{QPSK}(t)$ là tổ hợp của mật độ công suất của hai tín hiệu thành phần BPSK, ta có thể suy ra từ $G_{BPSK}(f)$

$$\begin{aligned} G_{QPSK}(f) &= 2 \times \frac{P_s T_b}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_c) T_b}{\pi(f - f_c) T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f + f_c) T_b}{\pi(f + f_c) T_b} \right)^2 \right] \\ \Leftrightarrow G_{QPSK}(f) &= P_s T_b \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_c) T_b}{\pi(f - f_c) T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f + f_c) T_b}{\pi(f + f_c) T_b} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.16)$$

Trong đó, chú ý rằng hệ số 2 ban đầu tương trưng cho tổng của hai phổ thành phần và $T_b = \frac{T_s}{2}$

Nếu so sánh giữa hai phổ của tín hiệu BPSK và QPSK ta nhận thấy phổ của QPSK có dạng tương tự phổ của BPSK nhưng do $f_s = f_b/2$ nên dải phổ tần của QPSK hẹp hơn gấp hai lần dải phổ tần của BPSK tương ứng với cùng một tốc độ bit truyền.

4.1.3.4. Biểu diễn không gian tín hiệu

Bốn tín hiệu vuông pha có dạng:

$$v_m(t) = \sqrt{2P_s} \cos \left[\omega_c t + (2i+1) \frac{\pi}{4} \right] \quad m = 0, 1, 2, 3 \quad (4.17)$$

Các tín hiệu này sau đó được đại diện cho tín hiệu trực giao $u_1(t) = \sqrt{2/T} \cos \omega_c t$ và $u_2(t) = \sqrt{2/T} \sin \omega_c t$. Ta có:

$$v_m(t) = \sqrt{TP_s} \cos(2i+1) \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_c t - \sqrt{TP_s} \sin(2i+1) \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_c t \quad (4.18)$$

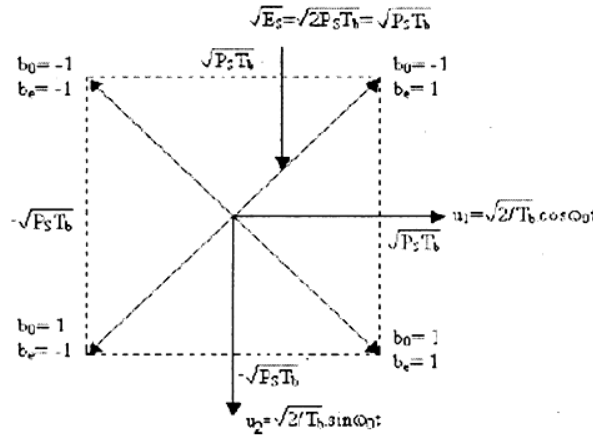
Tín hiệu QPSK $v_m(t)$ trong công thức 4.15 có thể đưa về dạng của công thức 4.18 bằng cách

$$\begin{aligned} b_e &= \sqrt{2} \cos(2i+1) \frac{\pi}{4} \\ \text{và} \quad b_o &= -\sqrt{2} \sin(2i+1) \frac{\pi}{4} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Vì vậy:

$$v_m(t) = \sqrt{E_b} b_e(t) u_1(t) - \sqrt{E_b} b_o(t) u_2(t) \quad (4.20)$$

Trong đó $T = 2T_b = T_s$,



Hình 4.12 Bốn tín hiệu QPSK trong không gian tín hiệu

Trong hình 4.12 các điểm trong không gian tín hiệu tương ứng với bốn tín hiệu có thể được truyền đi là các điểm. Từ mỗi tín hiệu đó ta có thể khôi phục lại hai bit chứ không phải là một bit. Khoảng cách giữa các điểm tín hiệu là $\sqrt{E_b}$.

Với $E_b = P_s T_s = P_s (2T_b)$

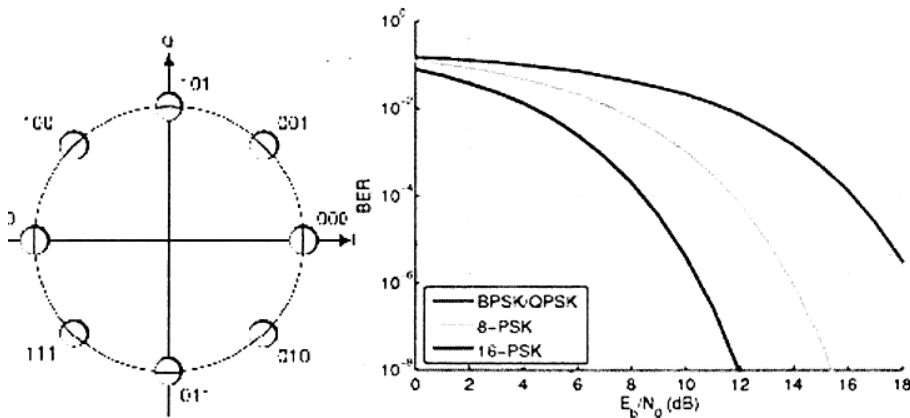
Khả năng xác định một bit không có lỗi được đo bằng khoảng cách không gian của tín hiệu tương ứng với các giá trị khác nhau của bit. Chúng ta thấy trong hình 4.12 các điểm khác nhau trong từng bit sẽ được phân chia bởi khoảng cách

$$d = 2\sqrt{P_s T_s} = 2\sqrt{E_b} \quad (4.21)$$

Trong đó E_b là năng lượng trong mỗi bit truyền đi. Khoảng cách này đối với QPSK cũng giống như trong BPSK. Vì vậy, khi so sánh với BPSK chúng ta có kết quả quan trọng là mặc dù băng tần giảm đi một nửa nhưng khả năng miễn nhiễu của cả hai hệ thống là như nhau.

4.1.4. Điều chế M-ary PSK (M-ary Phase Shift Keying)

4.1.4.1. Biểu diễn hình học tín hiệu M-ary PSK



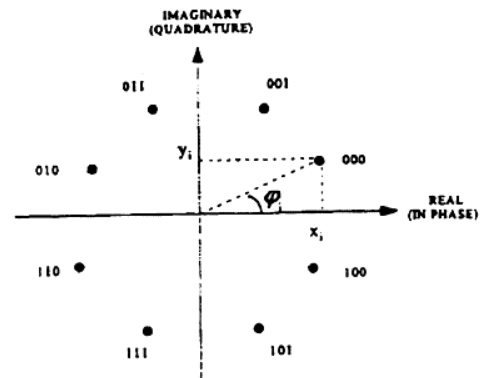
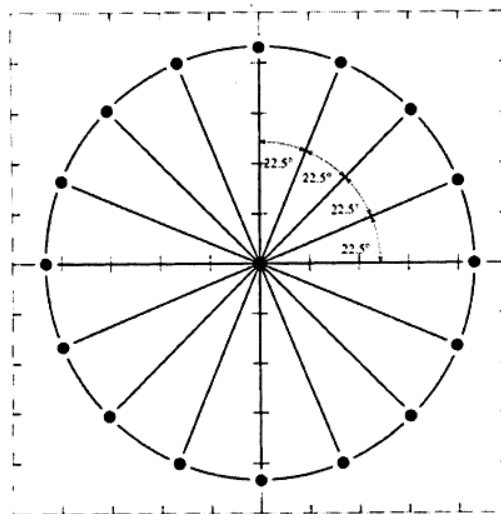
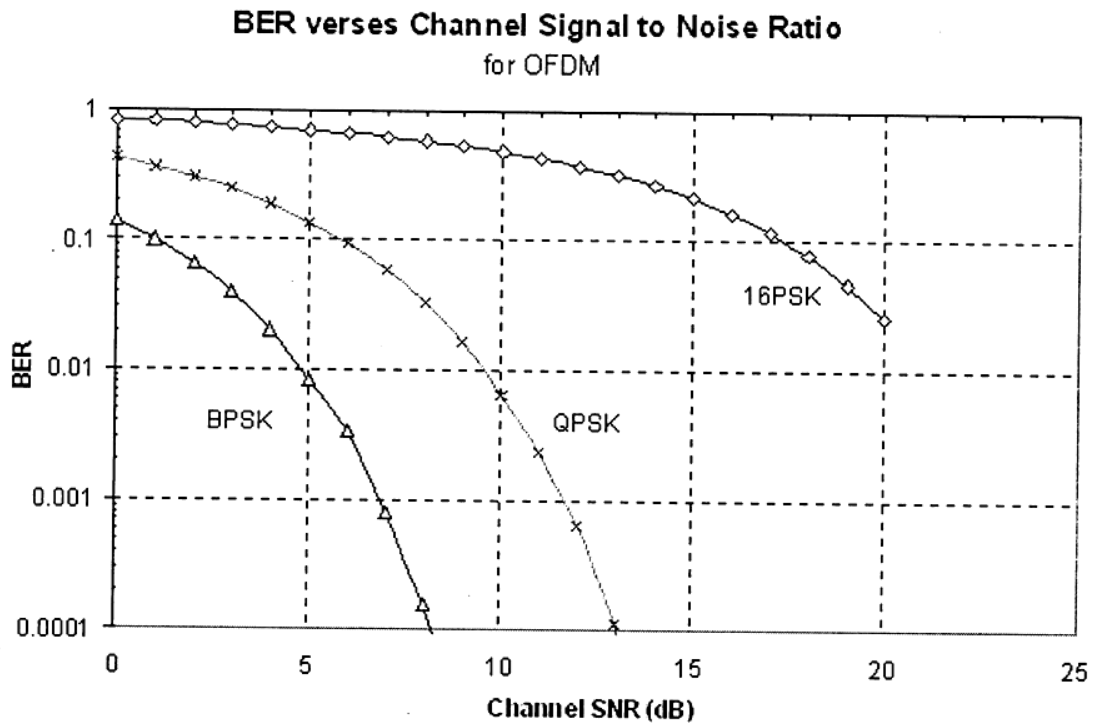


Figure 2-1 8PSK Signal Constellation

Trong hệ thống BPSK, mỗi bit được truyền đi độc lập với nhau. Dựa vào mức logic b(t) bằng 1 hay 0 mà chúng ta truyền tín hiệu sin với thời gian bit T_b . Các tín hiệu sin này khác nhau một sai pha $\frac{2\pi}{2}=180^\circ$. Trong hệ thống QPSK, ta có ký hiệu bao gồm hai bit. Dựa vào các ký hiệu hai bit phát triển như thế nào mà ta truyền ký hiệu này hay ký hiệu khác với thời gian $2T_b$. Các tín hiệu sin sai pha nhau $\frac{2\pi}{4}=90^\circ$. Chúng ta có thể mở rộng hơn bằng cách nhóm N bit vì vậy mà trong ký hiệu bit thứ N có thời gian NT_b có $2^N = M$ ký hiệu có thể có. Bây giờ, chúng ta đưa ra các ký hiệu bằng chiều dài của các tín hiệu sin $NT_b = T_s$ và mỗi ký hiệu khác nhau một pha $\frac{2\pi}{M}$.

Trong M-ary PSK, các dạng sóng dùng để xác định ký hiệu là

$$v_m(t) = \sqrt{2P_s} \cos(\omega_s t + \phi_m) \quad (m = 0, 1, \dots, M-1) \quad (4.22)$$

với góc pha ký hiệu là

$$\phi_m = (2m-1) \frac{\pi}{M} \quad (4.23)$$

Các dạng sóng của công thức 4.22 là các chấm trong hình 4.13 trong không gian tín hiệu trong đó các đường kết hợp là các dạng sóng trực giao $u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos \omega_s t$ và $u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \omega_s t$. Khoảng cách giữa các điểm là $\sqrt{E_s} = \sqrt{P_s T_s}$.

Từ công thức 3.21, ta có

$$v_m(t) = (\sqrt{2P_s} \cos \phi_m) \cos \omega_s t - (\sqrt{2P_s} \sin \phi_m) \sin \omega_s t \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} \text{Và với} \quad p_c &= \sqrt{2P_s} \cos \phi_m \\ p_s &= \sqrt{2P_s} \sin \phi_m \end{aligned} \quad (4.25)$$

Công thức 4.24 trở thành

$$v_m(t) = p_c \cos \omega_s t - p_s \sin \omega_s t \quad (4.26)$$

Cả p_c và p_s có thể thay đổi mỗi $NT_b = T_s$ và có thể giả sử bất cứ giá trị M có thể. Số lượng p_c , p_s và ϕ_m được xử lý ngẫu nhiên. Mật độ phổ công suất của p_c , p_s là:

$$G_e(f) = \frac{|P_e(f)|^2}{T_s} = 2P_s T_s \overline{\cos^2 \phi_m} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T} \right)^2$$

$$G_o(f) = \frac{|P_o(f)|^2}{T_s} = 2P_s T_s \overline{\sin^2 \phi_m} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T} \right)^2 \quad (4.27)$$

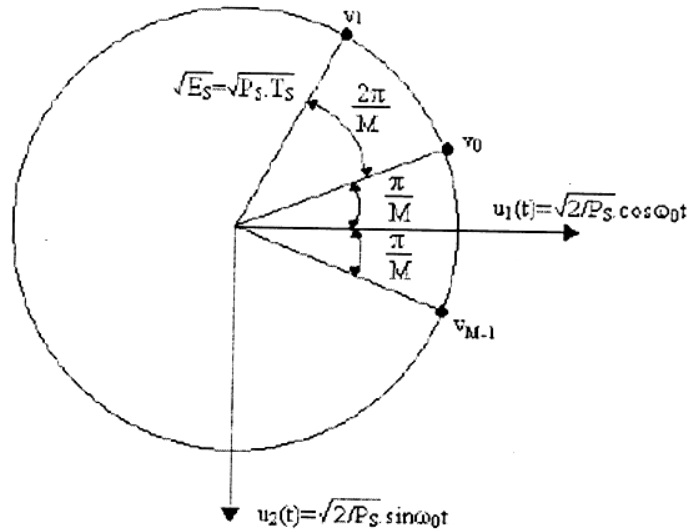
Tuy nhiên, khi ϕ_m được phân phối một cách đồng nhất thì:

$$\overline{\cos^2 \phi_m} = \overline{\sin^2 \phi_m} = \frac{1}{2} \quad (4.28)$$

cho nên $G_e(f) = G_o(f) = P_s T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T} \right)^2 \quad (4.29)$

Như chúng ta đã đề cập khi các tín hiệu có mật độ phổ công suất ở công thức trên được nhân với một sóng mang, phổ được đặt ở tần số trung tâm và trải trên một băng thông

$$B = \frac{2}{T_s} = 2f_s = 2 \frac{f_c}{N} \quad (4.30)$$



Hình 4.13 Biểu diễn hình học tín hiệu M-ary PSK

Khi tăng số lượng bit N trên một ký hiệu bằng thông sẽ nhỏ hơn. Mặt khác, khi nhìn hình 4.13 khoảng cách giữa các điểm ký hiệu sẽ nhỏ hơn. Chúng ta có thể tính khoảng cách này là:

$$d = \sqrt{4E_s \sin^2(\pi/M)} = \sqrt{4NE_b \sin^2(\pi/2^N)} \quad (4.31)$$

Trong đó E_s là năng lượng ký hiệu $E_s = P_s(NT_b) = P_s T_s = NE_b$ và $E_b = P_s T_b$ là năng lượng đối với một bit. Vì vậy chúng ta sẽ tăng N bằng với tăng chiều dài ký hiệu, băng thông giảm, khoảng cách d giảm và như chúng ta thấy xác suất lỗi càng cao.