
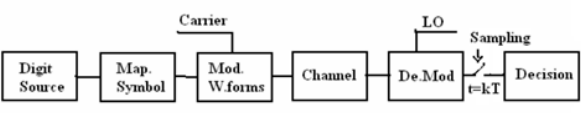


TRUYỀN THÔNG SỐ VÀ MÃ HOÁ

I. Truyền tin số và truyền tin tương tự

1. Sự khác biệt về tín hiệu và về hệ thống

	Truyền tin tương tự	Truyền tin số
Tín hiệu	<ul style="list-style-type: none"> - Vô số dạng sóng - Khoảng thời gian của dạng sóng là không giới hạn 	<ul style="list-style-type: none"> - Hữu hạn dạng sóng - Khoảng thời gian của dạng sóng là giới hạn
Hệ thống	 <p style="text-align: center;">Analog communication systems</p> <ul style="list-style-type: none"> - Đơn giản - Đặt bản tin lên sóng mang, rồi qua kênh truyền lấy bằng cách nhân với bộ Local Oscillator - Bộ thu tín hiệu tương tự bị ảnh hưởng bởi nhiễu nhiều hơn 	 <p style="text-align: center;">Digital Communication Systems</p> <ul style="list-style-type: none"> - Phức tạp hơn - Cần có bộ Mapping symbol (Ánh xạ tổ hợp bit với dạng sóng) và bên thu cần có bộ Sampling (Lấy mẫu) và Decision (Quyết định) - Bên thu có bộ quyết định là do ta biết trước các giá trị nằm xung quanh giá trị bao nhiêu nên khi truyền tin, dù có nhiễu, các giá trị sau khi bị dính nhiễu vào cũng vẫn luôn nằm xung quanh các giá trị đó, từ đó xác suất lựa chọn đúng

		sẽ cao hơn. Vì vậy bộ thu tín hiệu số ít ảnh hưởng bởi nhiễu hơn
--	--	--

2. Ưu nhược điểm mỗi loại

II. TRUYỀN DẪN BẰNG CƠ SỞ

1. Cách rút ra tiêu chuẩn Nyquist chống ISI

a, Khái niệm:

ISI (Interface Symbol Interference) là hiện tượng các dạng sóng đại diện cho các tổ hợp bit khi gửi đi thì tách biệt lần lượt, song khi nhận được lại có phần chồng lấn lên nhau gây khó khăn cho việc nhận diện dạng sóng ở bên thu

Nguyên nhân:

Dạng sóng số giới hạn trong miền thời gian thì cũng vô hạn trong miền phổ. Kênh truyền thường có băng thông (bandwidth) giới hạn, nên khi dạng sóng truyền qua phổ của nó bị cắt còn giới hạn.

Phổ giới hạn có nghĩa là dạng sóng trải rộng ra vô hạn dẫn đến chồng lấn lên dạng sóng tiếp theo.

Tác hại;

ISI gắn liền với việc truyền tin số, gây nên hậu quả các dạng sóng có phần chồng lấn lên nhau ở bên thu, khiến cho giá trị lấy mẫu ở bên thu sai lệch, từ đó quyết định sai.

b, Cách xây dựng tiêu chuẩn chống ISI theo quan điểm của Nyquist

Do tính chất vật lý của kênh truyền và bản chất giới hạn của dạng sóng số trong thời gian, nên hiện tượng ISI là không thể tránh khỏi. Tuy nhiên trong truyền tin số bên thu chỉ quan tâm tới tín hiệu nhận lại tại thời điểm lấy mẫu nên nếu có cách nào tạo lại dạng tín hiệu trước khi lấy mẫu để tại các thời điểm lấy mẫu

không xảy ra ISI(hay là ISI zero) là đạt yêu cầu, còn các thời điểm khác chồng lấn nhau không sao.

Giải bài toán trong miền tần số của dạng sóng mong muốn. Nyquist đi đến tiêu chuẩn tạo dạng trong miền tần số:

$$\text{Miền thời gian } p(t) \quad x \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = p_{\delta}(t) = p(iT_b - kT_b) = \begin{cases} 1, & i = k \\ 0, & i \neq k \end{cases}$$

$$\text{Miền tần số } P(f) \quad * \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T_s}\right) = P_{\delta}(f) = R_b \sum_{n=-\infty}^{\infty} P(f - nR_b)$$

Tính trực tiếp qua biến đổi Fourier: chỉ khác 0 tại $i=k$

$$P_{\delta}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} p(iT_b - kT_b) \exp(-j2\pi t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} p(0) \delta(t) \exp(-j2\pi t) dt = p(0)$$

Công thức diễn tả: chồng chập các phiên bản dịch của P(f), tức là phổ của dạng sóng mong muốn bằng 1 hằng số. Có thể thấy rằng tiêu chuẩn này có nhiều nghiệm thỏa mãn

2. Đặc điểm bộ lọc lý tưởng và bộ lọc Cosin tăng

Nghiệm lý tưởng	Nghiệm cosin tăng
Phổ có dạng hình chữ nhật	Phổ được mở rộng theo đường cong cosin thêm 1 tỷ lệ \square , $B = W(1+\square)$ với $0 < \square < 1$
Dạng sóng trên miền thời gian tắt chậm	Dạng sóng trên miền thời gian tắt nhanh
Đòi hỏi độ chính xác lấy mẫu là lý tưởng, một điều mà không đạt được trong thực tế	Khi lấy mẫu dù có xê dịch nhỏ thì chỉ một số ít dạng sóng liền kề cộng thêm vào, dạng sóng ở xa không tác động đáng kể nên có thể áp dụng được trong thực tế

3. Vai trò bộ lọc phù hợp đối với tạp âm (Matched filter)

Bộ lọc phù hợp là bộ lọc nhằm cực đại tỷ số SNR tại thời điểm lấy mẫu ở bên thu, nhằm giảm ảnh hưởng của tạp âm.

Tác dụng : giảm ảnh hưởng của tạp âm

Vai trò của bộ lọc phù hợp tương tự như bộ lọc cộng hưởng trong truyền tin tương tự. Khi dò đài trong Radio, ta thay đổi giá trị tụ C dẫn đến thay đổi tần số riêng cộng hưởng f_0 . Khi tần số riêng này trùng với tần số đài nào cần thu sẽ cộng hưởng (phù hợp) với đài đó dẫn đến tăng SNR còn các tần số đài khác không được cộng hưởng sẽ bị triệt nhỏ đi.

4. Vị trí các bộ lọc trên trong sơ đồ hệ thống

5. Cách tính tỷ lệ lỗi bit với điều chế nhị phân trên kênh tạp âm

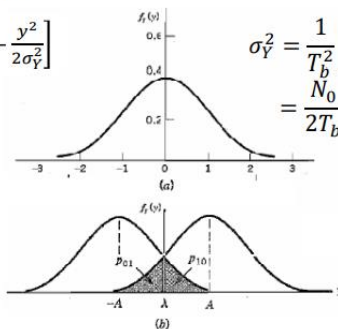
Giả sử

$$y(t) = \begin{cases} +A + w(t), & \text{symbol 1 was sent} \\ -A + w(t), & \text{symbol 0 was sent} \end{cases}$$

The pdf of noise is:

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_Y} \exp\left[-\frac{y^2}{2\sigma_Y^2}\right]$$

$$\sigma_Y^2 = \frac{1}{T_b^2} \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \frac{N_0}{2} \delta(t-u) dt du = \frac{N_0}{2T_b}$$



$$f_Y(y|0) = \frac{1}{\sqrt{\pi}N_0/T_b} \exp\left[-\frac{(y+A)^2}{N_0/T_b}\right]$$

$$f_Y(y|1) = \frac{1}{\sqrt{\pi}N_0/T_b} \exp\left[-\frac{(y-A)^2}{N_0/T_b}\right]$$

Để tiếp tục xử lý cần chọn \square thích hợp. Lựa chọn này yêu cầu biết xác suất trước của 0 và 1, kí hiệu tương ứng là p_0 và p_1 với

$$p_0 + p_1 = 1$$

Khi $p_0 = p_1 = 1/2$ ta có $\square = 0$.

$$\begin{aligned}
 p_{10} &= P(y > \lambda | \text{symbol 0 was sent}) = \int_{\lambda}^{\infty} f_Y(y|0) dy \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0/T_b}} \int_{\lambda}^{\infty} \exp\left(-\frac{(y+A)^2}{N_0/T_b}\right) dy \\
 z &= \frac{y+A}{\sqrt{N_0/T_b}} \\
 p_{10} &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{(A+\lambda)/\sqrt{N_0/T_b}}^{\infty} \exp(-z)^2 dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A+\lambda}{\sqrt{N_0/T_b}}\right)
 \end{aligned}$$

□ Definition $\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} \exp(-z)^2 dz < \frac{\exp(-u)^2}{\sqrt{\pi}u}$

□ Analogy

$$p_{01} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{(A-\lambda)/\sqrt{N_0/T_b}}^{\infty} \exp(-z)^2 dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A-\lambda}{\sqrt{N_0/T_b}}\right)$$

□ When $p_e = p_{10} = p_{01}, \lambda = 0$

□ Def.: Energy/bit $p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{N_0/T_b}}\right)$

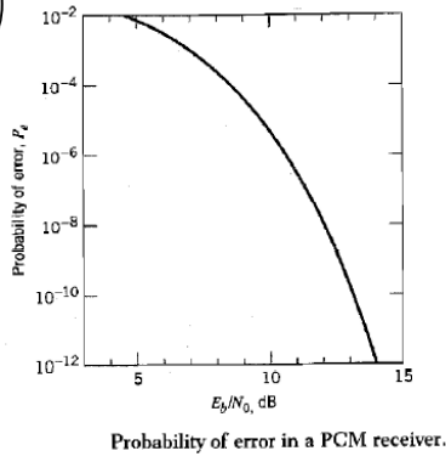
$$E_b = A^2 T_b$$

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

$$p_e < \frac{\exp(-E_b/N_0)}{2\sqrt{\pi} E_b/N_0}$$

□ Approximation

$$p_e \cong \frac{\exp(-z)}{2\sqrt{\pi}z}, z \gg 1 \quad z = \frac{A^2 T}{N_0} = \frac{E_b}{N_0}$$



Xác suất trung bình lỗi xung trên bộ thu phụ thuộc vào E_b/N_0

III. KHÔNG GIAN TÍN HIỆU

1. Cơ sở của thiết kế truyền dẫn hạng M

2. Chòm sao tín hiệu và ý nghĩa

- Trong sơ đồ, mỗi chòm sao tín hiệu là đại diện cho một tín hiệu được điều chế, nó hiển thị các tín hiệu như một điểm trên không gian hai chiều

xy. Góc của một điểm được đo ngược chiều kim đồng hồ so với trục hoành, biểu thị pha của tín hiệu. Khoảng cách của một điểm tính từ gốc tọa độ thể hiện biên độ hoặc công suất của tín hiệu.

- Trong hệ thống điều chế kỹ thuật số, thông tin được truyền dưới dạng một chuỗi các mẫu, mỗi mẫu chiếm một khoảng thời gian thống nhất. Trong mỗi mẫu, sóng mang có biên độ và pha không đổi, được giới hạn ở một trong một số giá trị hữu hạn. Vì vậy, mỗi mẫu mã hóa một trong một số lượng hữu hạn "ký hiệu", lần lượt đại diện cho một hoặc nhiều chữ số nhị phân (bit) của thông tin. Mỗi ký hiệu được mã hóa như một sự kết hợp khác nhau của biên độ và pha của sóng mang, vì vậy mỗi ký hiệu được biểu diễn bằng một điểm trên biểu đồ chòm sao, được gọi là *điểm chòm sao*. Các tín hiệu được mã hóa theo mã **Gray** (mã Gray có đặc điểm là 2 giá trị liên tiếp nhau chỉ khác nhau một bit)

3. Quyết định MAP và quyết định ML

- **Quyết định MAP (Xác suất hậu nghiệm):**

Xác suất lỗi quyết định được tính là :

$$P_e(m_i|\mathbf{x}) = P(m_i \text{ not sent}|\mathbf{x}) = 1 - P(m_i \text{ sent}|\mathbf{x})$$

Ta biết tiêu chuẩn quyết định là lỗi tối thiểu hay quy tắc quyết định tối ưu là Chọn $m = m_i$ nếu

$$P(m_i \text{ sent}|\mathbf{x}) \geq P(m_k \text{ sent}|\mathbf{x}) \text{ for all } k \neq i \quad k = 1, 2, 3, \dots, M$$

Quy tắc cực đại sau xác suất (xác suất hậu nghiệm, MAP) chứa đựng các xác suất trước (xác suất tiền nghiệm) của tín hiệu phát và hàm hợp lý.

- **Quyết định ML:**

Theo quy tắc Bayes ta có như sau :

Quyết định là m_i nếu

$$\frac{p_k f_X(x|m_k)}{f_X(x)} \text{ is maximum for } k = i$$

Trong đó p_k là xác suất trước, $f_x(x|m_k)$ là hàm khả năng (khả năng thu được khi m_k được phát, xác suất do kênh ồn gây nên) và $f_x(x)$ là hàm mật độ xác suất liên kết không điều kiện của vector x . Do mẫu số độc lập với tín hiệu phát nên nếu muốn xác suất trước là bằng nhau thì:

Quyết định là m_i nếu $f_x(x|m_k)$ là cực đại khi $k = i$

IV. ĐIỀU CHẾ SÓNG MANG

-1. Kỹ thuật BPSK, BFSK, QPSK: Dạng sóng, chòm sao, thiết kế sơ đồ, tỷ lệ lỗi. So sánh ưu nhược điểm giữa chúng

*BPSK

a) Dạng sóng:

4.2. Kỹ thuật điều chế đồng bộ nhị phân

4.2.1. Khoá dịch pha cơ số 2 (nhị phân) BPSK (Binary Phase Shift Keying)

Trong kỹ thuật này pha của sóng mang là đại lượng mang thông tin. Cặp tín hiệu ứng với 1 và 0 là:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (4.1)$$

Ở đó $0 \leq t < T_b$ và E_b là năng lượng tín hiệu ứng với một bit. Đồng thời, thời gian truyền mỗi bit phải đảm bảo chứa một số nguyên chu kỳ của sóng mang nên tần số f_c được chọn bằng n_c/T_b (hay $T_b/T_c = n_c$) với n_c là một số nguyên cố định. Nếu đặt:

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (4.2)$$

là hàm cơ sở có năng lượng đơn vị:

$$\int_0^{T_b} \phi^2(t) dt = 1 \quad (4.3)$$

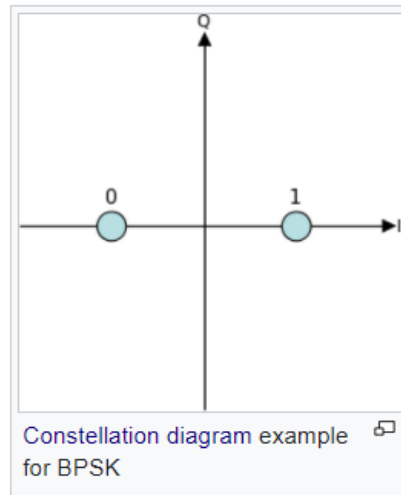
$$\text{thì:} \quad s_1(t) = \sqrt{E_b} \phi(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (4.4)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b} \phi(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (4.5)$$

Dựa trên lý thuyết về không gian tín hiệu thì hệ nhị phân PSK (viết tắt là BPSK) đồng bộ có không gian tín hiệu một chiều ($N = 1$) và hai điểm báo hiệu (dạng sóng báo hiệu) ($M = 2$). Toạ độ của hai điểm báo hiệu tương ứng với 1 và 0 sẽ là:

$$s_{11} = \int_0^{T_b} s_1(t) \phi(t) dt = +\sqrt{E_b} \quad s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) \phi(t) dt = -\sqrt{E_b} \quad (4.6)$$

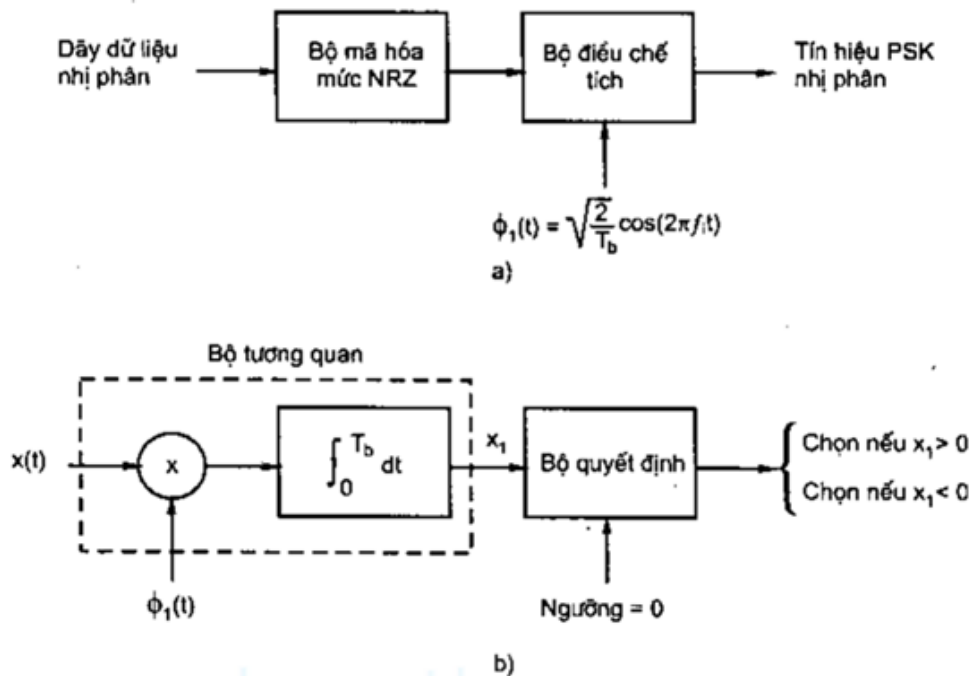
b) Chòm sao:



Nó sử dụng hai pha cách nhau 180°

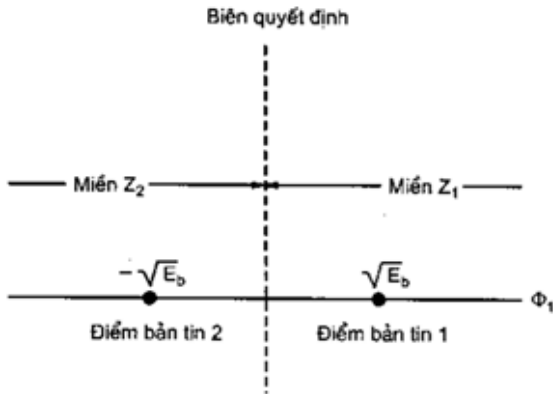
c) Thiết kế sơ đồ:

Sơ đồ phát sóng PSK và tách tín hiệu như (hình 4.1):



Hình 4.1. Sơ đồ khối: a) Bộ phát BPSK; b) Bộ thu BPSK đồng bộ

d) Tỷ lệ lỗi:



Hình 4.2. Sơ đồ không gian tín hiệu cho hệ thống BPSK đồng bộ

Do đi qua kênh ồn nên tín hiệu sau khi tách sẽ là:

$$x_1 = \int_0^{T_b} x(t)\phi(t)dt \quad (4.7)$$

Để quyết định ta chia không gian thành hai vùng và quyết định theo quy tắc gần (hình 4.2):

1. Vùng gần $+\sqrt{E_b}$
2. Vùng gần $-\sqrt{E_b}$

do vùng quyết định ký hiệu là 1 (tín hiệu $s_1(t)$):

$$Z_1: 0 < x_1 < \infty$$

Ở đó $x(t)$ là tín hiệu thu được sau kênh. Toạ độ x_1 có hàm xác suất điều kiện là:

$$f_{x_1}(x_1|0) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left[-\frac{1}{N_0}(x_1 - s_{21})^2\right] \quad (4.8)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left[-\frac{1}{N_0}(x_1 + \sqrt{E_b})^2\right] \quad (4.9)$$

Từ đó xác suất lỗi loại 1 (phát 0 lại quyết định là 1 tại nơi thu) là:

$$P_e(0) = \int_0^{\infty} f_{x_1}(x_1|0) dx_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{1}{N_0}(x_1 + \sqrt{E_b})^2\right] dx_1 \quad (4.10)$$

Đổi biến tích phân:
$$z = \frac{1}{\sqrt{N_0}}(x_1 + \sqrt{E_b}) \quad (4.11)$$

Ta được:
$$P_e(0) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{E_b}/N_0}^{\infty} \exp(-z^2) dz = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (4.12)$$

Tương tự có thể tính được xác suất lỗi phát 1 mà quyết định thu được là 0 cũng có giá trị như vậy.

***BFSK:**

a) Dạng sóng:

4.2.2. Khoá dịch tần nhị phân BFSK (Binary Frequency Shift Keying)

Trong kỹ thuật này đại lượng mang thông tin 1, 0 là hai tần số f_1 và f_2 của sóng mang. Cặp sóng sin biểu diễn được mô tả là:

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \text{ với } i = 1, 2 \\ 0 & \text{còn lại} \end{cases} \quad (4.13)$$

Tần số sóng mang phải thoả mãn:

$$f_i = \frac{n_c + i}{T_b} \quad (4.14)$$

với n_c là một giá trị nguyên dương, tức là $T_b/T_i = n_c + i$ nhằm làm chu kỳ ký hiệu bằng bội lần chu kỳ sóng mang. Ngoài ra hiệu hai tần số sóng mang được tính là $f_2 - f_1 = 1/T_b$ bằng tần số bit.

Tín hiệu FSK mô tả ở đây là tín hiệu pha liên tục vì khi chuyển bit, sóng mang từ tần số này chuyển sang tần số khác mà không có sự nhảy pha vì chu kỳ bit luôn là bội của chu kỳ sóng mang (đây là trường hợp riêng của dịch tần pha liên tục – CPFSK). Tập hàm cơ sở ở đây sẽ là:

$$\phi_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \text{ với } i = 1, 2 \\ 0 & \text{còn lại} \end{cases} \quad (4.15)$$

b) Chòm sao:

c) Thiết kế sơ đồ:

d) Tỷ lệ lỗi:

*QPSK vs Qam

là độ rộng phổ của QAM hẹp hơn QPSK. Hơn nữa, BER (Tỷ lệ lỗi bit) của QAM cao hơn QPSK. Trước đây, để truyền dữ liệu số chúng ta sử dụng phương tiện truyền dẫn tương tự. Do đó, chúng tôi yêu cầu một công nghệ có thể chuyển đổi dữ liệu kỹ thuật số thành tín hiệu tương tự, chẳng hạn như được sử dụng trong mạng điện thoại. Vì vậy, để thực hiện tác vụ đó, modem (bộ điều chế / giải điều chế) được sử dụng để điều chế và giải điều chế tín hiệu.

Điều chế yêu cầu sự thay đổi bất kỳ đặc điểm nào trong ba đặc tính (tức là biên độ, tần số và pha) của sóng mang. Điều này làm nảy sinh sự phát triển của các kỹ thuật mã hóa hoặc điều chế được đặt tên là PSK, FSK, ASK, QPSK và QAM, để chuyển đổi dữ liệu số thành tín hiệu tương tự. Trong số các kỹ thuật điều chế này, chúng ta sẽ so sánh hai kỹ thuật, QAM và QPSK.

QPSK rất giống với PSK, điểm khác biệt duy nhất giữa PSK và QPSK là trong PSK cơ bản, sự dịch pha xảy ra ở mỗi 180° độ trong khi trong QPSK, sự dịch pha xảy ra theo bội số 90° . Mặt khác, QAM là một nhóm của ASK và PSK.

BER là tỷ lệ phần trăm của các bit bị lỗi trên tổng số bit được truyền, nhận và xử lý trong một khoảng thời gian nhất định, tương đương với tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu trong hệ thống tương tự.

Biểu đồ so sánh

Cơ sở để so sánh	QAM	QPSK
Viết tắt của	Điều chế biên độ cầu phương	Phím dịch chuyển pha vuông góc
Chiều rộng quang phổ	Hẹp	Rộng
Số lượng bit được truyền	Phụ thuộc vào loại của nó	2 bit
Hiệu suất	Trung bình cộng	Tốt hơn
Tỷ lệ lỗi bit	Cao	Thấp

Định nghĩa của QAM

QAM (Điều chế biên độ cầu phương) là sự kết hợp của phương pháp điều chế tương tự và kỹ thuật số. Để truyền hai tín hiệu bản tin tương tự / hai luồng bit kỹ thuật số, nó điều chỉnh biên độ của hai sóng mang với sự trợ giúp của khóa dịch chuyển biên độ (ASK).

Có hai sóng mang hình sin không cùng pha với nhau thể hiện sự khác biệt 90° và do đó được gọi là sóng mang vuông góc hoặc thành phần vuông góc. Các sóng được điều chế được hợp nhất và dạng sóng kết quả là dạng kết hợp của cả kỹ thuật PSK (Chìa khóa dịch chuyển pha) và ASK (Chìa khóa dịch chuyển biên độ) hoặc PM (Điều chế pha) và AM (Điều chế biên độ) (trong trường hợp tương tự).

Trong trường hợp QAM kỹ thuật số, một số lượng xác định tối thiểu của hai pha và ít nhất là hai biên độ được sử dụng. Do biên độ của sóng mang được điều chế nhất quán nên việc thiết kế bộ điều chế PSK sử dụng các nguyên tắc QAM nhưng không được coi là QAM.

Sơ đồ điều chế QAM được sử dụng nhiều trong các hệ thống viễn thông kỹ thuật số. Để đạt được nhiều hiệu quả phổ hơn trong QAM, kích thước chòm sao phù hợp được cố định và hạn chế bởi tính tuyến tính của các kênh truyền thông và mức độ nhiễu. Điều chế QAM có nhiều ứng dụng khác nhau như trong hệ thống sợi quang khi tốc độ bit được tăng cường, và QAM 16 và 64 có thể được mô phỏng quang học với giao thoa kế 3 đường.

Định nghĩa của QPSK

QPSK (Phím dịch chuyển pha vuông góc) Là một loại **Giai đoạn chuyển đổi keying**. Ở đây cầu phương được thêm vào PSK tiêu chuẩn trong đó 2 bit được điều chế cùng một lúc bằng cách chọn một trong bốn dịch chuyển pha sóng mang có thể xảy ra (0, 90, 180 hoặc 270 độ). Nó có thể mang thông tin kép như PSK tiêu chuẩn sử dụng cùng một băng thông. Nó chủ yếu được sử dụng để truyền qua vệ tinh video MPEG 2, modem cáp, hội nghị truyền hình, hệ thống điện thoại di động và các loại hình truyền thông kỹ thuật số khác qua nhà cung cấp tần số vô tuyến.

Có nhiều tên gọi khác nhau của QPSK như PSK bậc bốn, PSK Quadriphase, 4-PSK hoặc 4QAM. Biểu đồ QPSK được xây dựng bằng cách sử dụng bốn điểm trên biểu đồ chòm sao, được đặt với khoảng cách bằng nhau xung

quanh vòng tròn. Sử dụng bốn pha, mã hóa trong QPSK bao gồm 2 bit trong mỗi ký hiệu với mã hóa màu xám để giảm tỷ lệ lỗi bit (BER).

Phần kết luận

Cả hai kỹ thuật điều chế QAM và QPSK đều được đánh giá trên cơ sở hiệu suất nguồn, lỗi tốc độ bit, hiệu quả băng thông và một số yếu tố khác. Tuy nhiên, trong trường hợp cụ thể này, hiệu suất của QPSK tốt hơn QAM ở một số khía cạnh.

2. Kỹ thuật DPSK, MSK, QAM. Nêu sự khác biệt với những kỹ thuật trên

3. Những thông tin có thể rút ra từ giản đồ chòm sao

4. Bài tập

V. MÃ KHỐI

1. Khái niệm mã và giới hạn Shannon của kênh với AWGN

Mã khối được tiến hành theo từng *khối bit* thông tin. Chẳng hạn cứ k bit thông tin được bổ sung thêm $n-k$ bit kiểm tra (còn gọi là bit kiểm tra chẵn lẻ vì các phép tính theo modulo-2) tạo nên một từ mã n bit. Trong một từ mã, thứ tự k bit thông tin giữ nguyên thì gọi là mã hệ thống. Mã lặp lại là t/h đặc biệt của mã khối.

Mã khối tuyến tính

Các bit kiểm tra được tạo ra bằng một tổ hợp tuyến tính các bit bản tin thì ta có mã khối tuyến tính.

Từ các hệ số của biểu thức tổ hợp tuyến tính ta xây dựng được ma trận sinh G . Theo đó vector k bit bản tin chỉ việc nhân với ma trận sinh ta được từ mã c

Từ ma trận sinh ta cũng xây dựng được ma trận kiểm tra H theo đó từ mã c nhân với ma trận kiểm tra phải bằng vectơ 0 nếu đường truyền không gây nên lỗi

Nhận xét: Việc bổ sung thêm các bit dư làm khoảng cách giữa các từ mã xa hơn trong không gian các bit biểu diễn. Ví dụ với khối 4 bit thông tin chỉ có 2^4 tổ hợp thông tin, khoảng cách Hamming tối thiểu giữa các tổ hợp là 1. Khi thêm 3 bit kiểm tra vào ta vẫn chỉ có 2^4 từ mã, song lúc này số bit biểu diễn là 7 nên các từ mã này nằm trong không gian biểu diễn có 2^7 tổ hợp bit. Khi thiết kế hợp lý,

khoảng cách Hamming giữa các từ mã sẽ xa nhau hơn trong không gian biểu diễn nên chống nhiễu tốt hơn, hay mã làm cho tỷ lệ lỗi giảm

2. Mã Hamming, biểu diễn ma trận sinh và ma trận kiểm tra

Ví dụ:

Mã Hamming: Là một loại mã khối tuyến tính (n,k) với dạng:

$$\text{Độ dài khối} \quad n = 2^m - 1,$$

$$\text{Số bit bản tin} \quad k = 2^m - m - 1$$

$$\text{Số bit chẵn lẻ} \quad m = n - k \quad \text{với } m \geq 3.$$

Xét mã Hamming $(7,4)$ có $m = 3$. Giả sử chọn ma trận sinh là (theo nguyên tắc các hàng của G phải độc lập tuyến tính)

$$\mathbf{G} = [\mathbf{P}, \mathbf{I}_4] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.16)$$

Tương ứng sẽ có:
$$\mathbf{H} = [\mathbf{I}_3, \mathbf{P}^T] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.17)$$

Với $k = 4$ sẽ có $2^4 = 16$ từ bản tin khác nhau (xem bảng). Với mỗi từ bản tin áp dụng phương trình (9.1) ta có được 16 từ mã. Trong bảng cũng liệt kê trọng số Hamming của các từ mã trong mã $(7,4)$. Từ đó ta thấy trọng số nhỏ nhất khác không là 3.

Các từ mã tạo từ ma trận sinh này có $d_{\min} = 3$ nên có khả năng sửa 1 bit lỗi. Các mẫu lỗi 1 bit và các đặc trưng giải mã như sau:

Bảng 9.1. Từ mã của bộ mã Hamming (7,4)

Từ bản tin	Từ mã	Trọng số của từ mã	Từ bản tin	Từ mã	Trọng số của từ mã
0000	0000000	0	1000	1101000	3
0001	1010001	3	1001	0111001	4
0010	1110010	4	1010	0011010	3
0011	0100011	3	1100	1011100	4
0100	0110100	4	1101	0001101	3
0110	1000110	3	1110	0101110	4
0111	0010111	4	1111	1111111	7

cuu duong than cong . com

Mẫu lỗi đại biểu	Đặc trưng s
0000000	000
1000000	100
0100000	010
0010000	001
0001000	110
0000100	011
0000010	111
0000001	101

Từ đây từ mã nhận được sau đường truyền được nhân với ma trận kiểm tra H để tính đặc trưng s. Từ giá trị s nhận được theo bảng trên ta tìm được vị trí bit lỗi.

3. Mã Hamming biểu diễn đa thức

4. Giải mã Syndromer

Khi đường truyền gây lỗi bit trong từ mã, từ nhận được nhân với ma trận kiểm tra cho kết quả khác 0. So sánh kết quả này với kết quả từ bảng các mẫu lỗi ta có thể xác định lỗi nằm ở vị trí nào trong từ mã. Kết quả này chỉ chính xác khi số lỗi $\leq (d_{free}-1)/2$, ở đó d_{free} là khoảng cách nhỏ nhất giữa các từ mã trong không gian biểu diễn. Nếu số lỗi trong từ mã $\geq (d_{free}-1)/2$ sẽ vượt quá khả năng hiệu chỉnh của mã và gây nên lỗi không khắc phục được. Tuy nhiên tỷ lệ xảy ra điều này nhỏ hơn nhiều so với tỷ lệ lỗi mà không thực hiện mã hóa. Sự khác biệt này tính theo đơn vị logarit gọi là gain mã.

Giải mã dùng đặc trưng (syndrom):

Giả sử từ mã \mathbf{c} gửi trên đường truyền mắc lỗi \mathbf{e} , véctơ thu được tại bộ thu là \mathbf{r}

$$\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{e} \quad (9.12)$$

Trong đó $e_i = 0$ nếu c_i giống r_i ($i = 0, 1, \dots, n-1$), còn nếu khác thì $e_i = 1$

Ta định nghĩa: $\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T$ (9.13)

là đặc trưng của giải mã (dùng ma trận H nhân vào để kiểm tra). Đặc trưng giải mã có những tính chất sau:

– \mathbf{s} chỉ phụ thuộc mẫu lỗi mà không phụ thuộc từ mã:

Thật vậy:

$$\mathbf{s} = (\mathbf{c} + \mathbf{e})\mathbf{H}^T = \mathbf{cH}^T + \mathbf{eH}^T = \mathbf{eH}^T \quad (9.14)$$

suy ra các mẫu lỗi khác nhau một từ mã sẽ có cùng đặc trưng \mathbf{s} .

– Do bản tin có k bit chỉ có 2^k từ mã khác nhau, nên với mỗi đặc trưng có 2^k véctơ lỗi khác nhau:

$$\mathbf{e}_i = \mathbf{e} + \mathbf{c}_i \quad i = 0, 1, \dots, 2^k - 1 \quad (9.15)$$

Tập các véctơ lỗi ứng với một đặc trưng tạo nên tập con trong tập các từ mã. Và mã khối tuyến tính có 2^{n-k} tập con như vậy không chồng lấn nhau và phủ hết không gian từ mã. Do (9.10) là một hệ $n-k$ phương trình tuyến tính có thể cho thông tin phát hiện lỗi. Song nó không đủ xác định véctơ lỗi (n phần tử) hay chính xác hơn xác định duy nhất véctơ lỗi: sẽ có 2^k mẫu lỗi thoả mãn. Tuy nhiên thông tin của đặc trưng \mathbf{s} giúp phép dò tìm lỗi \mathbf{d} từ 2^n khả năng xuống còn 2^k khả năng.

Quy trình giải mã sẽ được tiến hành như sau:

1. Đối với véctơ nhận được \mathbf{r} tính đặc trưng: $\mathbf{s} = \mathbf{rH}^T$
 2. Trong tập đồng cấu đặc trưng bởi \mathbf{s} xác định đại biểu (tức là mẫu lỗi có khả năng xảy ra lớn nhất) gọi là \mathbf{e}_0
 3. Tính véctơ mã $\mathbf{c} = \mathbf{r} + \mathbf{e}_0$
- Quá trình trên gọi là giải mã dùng đặc trưng.

5. Sơ đồ với mã dịch vòng

Mã dịch vòng là một lớp con trong mã khối tuyến tính. Mã này có đặc điểm đặc biệt là hoán vị vòng quanh của một từ mã cũng sẽ là từ mã. Tính chất này gắn liền với cấu trúc toán học là *trường* và đặc biệt có thể biểu diễn dưới dạng đa thức trong đó đa thức sinh (có thể kiêm đa thức kiểm tra) là nhân tử của X^{n+1} .

$$\begin{aligned} \text{From } (c_{n-1}, c_0, \dots, c_{n-2}) \text{ can have} \\ (c_{n-1}, c_0, \dots, c_{n-2}), \\ (c_{n-2}, c_{n-1}, \dots, c_{n-3}), \\ \vdots \\ (c_1, c_2, \dots, c_{n-1}, c_0) \end{aligned}$$

Việc thực hiện tạo mã như sau: Lấy đa thức ứng với khối thông tin nhân với X^{n-k} sau đó chia cho đa thức sinh để tìm đa thức dư. Đa thức bị chia sau đó trừ (cộng modulo-2) đi đa thức dư tạo nên từ mã ứng với đa thức chia hết cho đa thức sinh.

Ở bên thu sẽ kiểm tra lại tính chia hết này. Nếu có phần dư chứng tỏ đường truyền sẽ gây nên lỗi và dựa theo phần dư cụ thể sẽ định vị được vị trí lỗi trong từ mã.

To develop the algebraic properties of cyclic codes Codeword, c_0, c_1, \dots, c_{n-1} is mapped to code polynomial.

$$c(X) = c_0 + c_1X + \dots + c_{n-1}X^{n-1}$$

$$\underbrace{(b_0, b_1, \dots, b_{n-k-1})}_{n-k \text{ parity bits}} \quad \underbrace{(m_0, m_1, \dots, m_{k-1})}_{k \text{ message bits}} \quad c(X) = b(X) + X^{n-k}m(X)$$

Mã Cyclic có một đặc điểm thuận lợi là dễ thực hiện trên mạch điện tử bằng các thanh ghi dịch: Phép chia chẳng qua là các phép cộng dịch khi tính toán theo modulo-2. Ngoài ra hiệu chỉnh lỗi đơn giản bằng cách cộng với đa thức dư ở bên thu. Có thể so sánh sự khác biệt về mạch điện thực hiện của Cyclic và mã khối tuyến tính ở phần trên.

6. Bài tập

VI. MÃ CHẬP

1. Mô tả và biểu diễn theo đáp ứng xung, đa thức

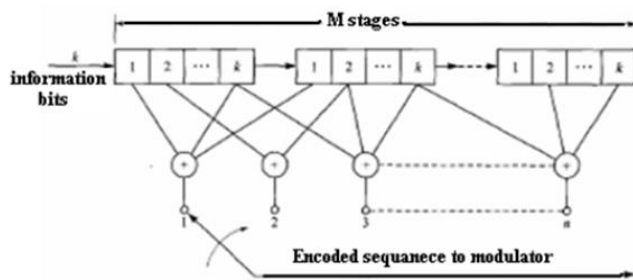
- Mô tả : Mã chập khác biệt với mã khối ở những điểm sau :

Mã tiến hành liên tục nhịp theo dòng dữ liệu vào mà không theo từng khối dữ liệu vào. Lỗi ra mã phụ thuộc cả vào dữ liệu vào hiện tại và dữ liệu quá khứ thông qua các thanh ghi lưu trữ.

Cấu trúc như sau : Là một máy trạng thái chứa M thanh ghi và n bộ cộng logic (modulo-2 adder) và một khối hợp kênh ở lối ra. Khi đó dãy bản tin L tại nên n(L+M) bit lối ra. Tỷ lệ mã là

$$R = L/(n(L+M)) \sim 1/n \text{ khi } L \gg M$$

Độ dài ràng buộc là số bước dịch mà qua đó một bit đơn có thể ảnh hưởng lên lối ra. Thanh ghi dịch có M tầng nên độ dài ràng buộc $K = M + 1$



- Biểu diễn theo đa thức :

Mỗi lối vào vào bộ hợp kênh được coi là lối ra một kênh đơn mà kết quả là chập giữa đáp ứng xung của kênh này và dữ liệu liệu vào. Đáp ứng xung là kết quả lối ra kênh khi lối vào chỉ cấp 1 xung đơn vị.

$$g^{(i)}(D) = g_0^{(i)} + g_1^{(i)}D + g_2^{(i)}D^2 + \dots + g_M^{(i)}D^M$$

Phép chập chuyển sang miền đa thức sẽ chuyển thành phép nhân đại số thông thường.

$$\{g^{(1)}(D), g^{(2)}(D), \dots, g^{(n)}(D)\}$$

Do đó để đặc trưng một mã chập chỉ cần biết các đa thức sinh ứng với đáp ứng xung của các kênh đơn.

2. Mã và giải mã theo sơ đồ cây và sơ đồ lưới

Sơ đồ cây: Biểu diễn đại số thuận tiện cho nghiên cứu toán học song không thuận tiện cho việc mã và giải mã. Sơ đồ cây là một cách thuận tiện cho thực hiện. Theo đó cả bên phát và thu đầu có cây mã giống nhau. Mỗi nút cây rẽ sang 2 nhánh đi lên hay đi xuống ứng với lỗi vào mã là bit 1 hay 0. Trên lưng của nhánh cây là kết quả lỗi ra mã xác định theo một sơ đồ mã chấp cụ thể.

Thực hiện mã hóa theo sơ đồ cây sẽ rất nhanh bằng cách khi có nhóm bit thông tin đường đi trong cây sẽ theo qui tắc chỉ dẫn trên và lấy tất cả kết quả trên lưng các nhánh mà nó đi qua sẽ được từ mã. Giải mã thực hiện lâu hơn do phải dò tìm các đường đi từ gốc đến nhánh cuối cùng xem đường đi nào gần nhất (tính theo khoảng cách Hamming) với từ mã nhận được. Tổng cộng có 2^k đường đi từ gốc đến ngọn, tức là sẽ có 2^k phép dò tìm.

Sơ đồ lưới: Sơ đồ cây theo thời gian sẽ phát triển lớn về không gian, không thuận tiện cho bộ nhớ. Sơ đồ lưới đưa thêm thông tin về các trạng thái có được ở các thanh ghi. Theo đó đường đi trong lưới vừa cho biết kết quả lỗi ra khi biết bit vào vừa cho biết bộ nhớ đã chuyển sang trạng thái nào từ trạng thái trước đó. Sơ đồ lưới cho phát triển theo thời gian mà không tăng không gian nhớ (không gian chỉ phụ thuộc tổng số trạng thái của thanh ghi). Do tính tuần hoàn lặp lại, sơ đồ lưới có thể được rút gọn bằng sơ đồ rút gọn hay sơ đồ tương đương. Sơ đồ tương đương dùng để giải quyết bài toán tính khoảng cách tối thiểu giữa các đường đi của từ mã theo hàm đáp ứng, tính được từ các phương trình mạng lưới.

3. Tính độ lợi của mã (Asymptotic code gain)

So sánh lỗi khi không có mã $\sim \exp(-E_b/N_0)$ và khi có mã chấp $\sim \exp(-d_{free}rE_b/2N_0)$.

Ta có độ lợi mã trên kênh truyền BSC (kênh đối xứng nhị phân) là :

$$G_a = 10 \log_{10} \left(\frac{d_{free}r}{2} \right) \quad (\text{dB})$$

Đối với kênh binary-input AWGN (sử dụng khoảng cách Euclide cải thiện được 3dB)

$$G_a = 10 \log_{10}(d_{\text{free}} r) \quad (\text{dB})$$

4. Thuật toán Viterbi và ý nghĩa

Bên giải mã sẽ tốn thời gian hơn bên mã hóa do phải dò tìm đường đi nào trong lưới có khoảng cách Hamming nhỏ nhất với từ nhận được. Có tổng cộng 2^k phép dò tìm. Khi k lớn thời gian cho dò tìm sẽ lớn và không đáp ứng việc truyền tin thời gian thực (real-time). Thuật toán Viterbi đã rút ngắn tính toán dò tìm đã biến ứng dụng mã chập khả thi trong thời gian thực. Thuật toán này dựa trên những lập luận như sau:

- Đường đi từ A→B có khoảng cách với từ nhận được là ngắn nhất khi tất cả các phần đường này tính từ A là có khoảng cách với phần từ nhận được tương ứng ngắn nhất.
- Do đó nếu có 2 đường đi vào 1 nút trong lưới, thì đường đi nào có khoảng cách lớn hơn chắc chắn không phải là phần của đường đi ngắn nhất
- Tiến hành loại bỏ đường có khoảng cách lớn hơn ở tất cả các nút có 2 lối vào trong lưới, chỉ để lại 1 đường sống sót. Cuối cùng số đường sống sót chỉ bằng số trạng thái của thanh ghi. Tiến hành so sánh giữa các đường này, chọn ra đường có khoảng cách nhỏ nhất.
- Sau đó đi ngược lại đường cuối cùng ngày ta tìm ra số bit thông tin cần giải mã.

5. Bài tập