

**XÁC ĐỊNH ĐỈNH TƯƠNG QUAN CỦA HAI PHƯƠNG THỨC
TRUYỀN DẪN SỐ BĂNG GỐC SỬ DỤNG SÓNG MANG
KIỂU ĐIỀU CHẾ PHA XUNG VÀ KIỂU SÓNG CON GÓI**
DETERMINATION OF CORRELATIVE PEAK
OF TWO BASEBAND DIGITAL TRANSMISSION METHODS
USING THE PULSE PHASE MODULATION TYPE AND WAVELETS PACKET TYPE

LÊ QUỐC VƯỢNG

Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

Email liên hệ: vuonglq.ddt@vimaru.edu.vn

Tóm tắt

Trong bài viết này, đầu tiên tác giả khảo sát sự biến thiên của hàm tự tương quan theo thời gian của các sóng mang bằng phương pháp giải tích để khẳng định tại thời điểm lấy mẫu đã đạt được độ tương quan cực đại. Tiếp theo, bằng phương pháp đại số tuyến tính, tác giả xác định độ tương quan chéo giữa tất cả các sóng mang để chứng minh độ tương quan cực đại đó chính là một trong các đỉnh tương quan. Cuối cùng, nhằm làm rõ ý nghĩa quyết định của các đỉnh tương quan, tác giả xây dựng các chương trình mô phỏng xác định đặc tính xác suất lỗi theo tỷ số tín trên tạp (SNR) để đánh giá hiệu quả của các hệ thống truyền dẫn số băng gốc tương ứng với hai phương thức sử dụng sóng mang kiểu điều chế pha xung và kiểu sóng con gói.

Từ khóa: Hàm tự tương quan, độ tương quan cực đại, tương quan chéo, đỉnh tương quan.

Abstract

At this article, firstly the author examines the variation of the autocorrelation function over time of carrier waves by analytical method to confirm the maximum correlation at the time of sampling. Next, by linear algebra method, the author determines the cross correlation between all carrier waves to prove that the maximum correlation is one of the correlative peaks. Finally, in order to clarify the decisive sense of the correlative peaks, the author built simulation programs to determine the error probability characteristics following signal to noise ratio (SNR) to evaluate the effectiveness of the baseband digital transmission systems according to two methods of using carrier waves as the pulse phase modulation type and the wavelets packet type.

Keywords: Autocorrelation function, maximum correlation, cross correlation, correlative peak.

1. Đặt vấn đề

Vấn đề xác định chính xác thời điểm lấy mẫu trong máy thu tối ưu tính tương quan của một hệ thống truyền dẫn số băng gốc có ý nghĩa quyết định đối với quá trình tách tín hiệu có lỗi hay không nói riêng và đối với chất lượng, hiệu quả của cả hệ thống đó nói chung. Thời điểm lấy mẫu tín hiệu tương quan thường được chọn để thỏa mãn một số điều kiện mà quan trọng nhất trong đó là: 1) Phải đảm bảo độ tự tương quan là cực đại; 2) Sự chênh lệch độ tự tương quan cực đại so với độ tương quan chéo cực đại cũng phải là lớn nhất, gọi là *đỉnh tương quan*. Như vậy, xác định thời điểm lấy mẫu sao cho đúng đỉnh tương quan bằng cách khảo sát sự biến thiên của hàm tự tương quan đồng thời với việc đánh giá độ tương quan chéo giữa tất cả các sóng mang là công việc khá phức tạp.

Ngoài việc khảo sát xác định đỉnh tương quan của hệ thống truyền dẫn số băng gốc sử dụng tập các sóng mang kiểu điều chế pha xung (Pulse Phase Modulation - PPM), trong bài viết cũng thực hiện tương tự đối với tập các sóng mang kiểu sóng con gói (Wavelets Packet - WP). Trong [1, 2] đề xuất sử dụng và đưa ra thuật toán tạo tập các sóng mang kiểu WP trong hệ thống truyền dẫn số băng gốc. Chưa có tài liệu nào thực hiện các phân tích, đánh giá chi tiết hơn quá trình truyền dẫn với kiểu sóng mang này. Việc đồng thời khảo sát xác định đỉnh tương quan của 2 hệ thống truyền dẫn số băng gốc sử dụng các sóng mang kiểu PPM và kiểu WP có ý nghĩa so sánh giữa 2 giải pháp truyền dẫn.

Trong một số tài liệu nghiên cứu về truyền dẫn số băng gốc, ví dụ [3, 4, 5], còn có một số hạn chế: Không thấy sự khác biệt giữa 2 giải pháp truyền dẫn sử dụng các sóng mang kiểu PPM và kiểu WP; Chương trình mô phỏng không thể hiện quá trình mã hóa dạng sóng; Tác động của nhiễu lên các sóng mang trên kênh truyền dẫn không được rõ ràng. Trong phạm vi bài viết này sẽ trình bày 2 chương trình mô phỏng khắc phục những hạn chế nêu trên về 2 hệ thống truyền dẫn số băng gốc sử dụng các sóng mang kiểu PPM và kiểu WP cho tín hiệu số dạng symbol 2 bit. Bằng cách tương

tự áp dụng thuật toán mô phỏng, độc giả quan tâm có thể phát triển chương trình truyền dẫn đối với các tín hiệu số dạng symbol nhiều bit hơn.

2. Khảo sát hàm tự tương quan

Xét tập sóng mang cho các symbol k bit gồm $M = 2^k$ sóng mang, trong đó 1 sóng mang bất kỳ thứ n (Với $n = 0 \div (M-1)$) ký hiệu là $s_n(t)$.

Theo [4] hàm tương quan của 2 sóng mang $s_n(t)$, $s_m(t)$ (Với $n, m = 0 \div (M-1)$) được định nghĩa:

$$y_{nm}(t) = \int_0^t s_n(\tau) \cdot s_m(\tau) d\tau = \int_0^t p_{nm}(\tau) d\tau \quad (1)$$

Trong đó: $p_{nm}(t) = s_n(t) \cdot s_m(t)$ - Hàm **tích chéo** (Cross Product) là tín hiệu đầu ra bộ nhân.

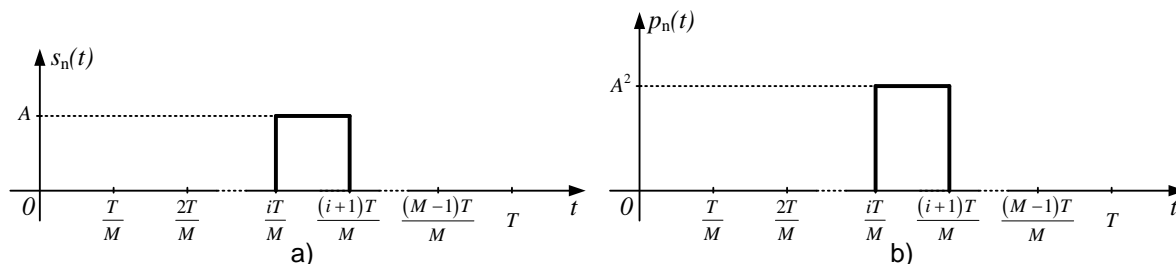
Và hàm tự tương quan của sóng mang $s_n(t)$ ký hiệu $y_n(t)$ được tính bằng:

$$y_n(t) = y_{nn}(t) = \int_0^t s_n(\tau) \cdot s_n(\tau) d\tau = \int_0^t s_n^2(\tau) d\tau = \int_0^t p_n(\tau) d\tau \quad (2)$$

Trong đó: $p_n(t) = s_n^2(t)$ - Gọi là hàm **bình phương**.

a) Sóng mang kiểu điều chế pha xung (PPM)

Sóng mang $s_n(t)$ kiểu điều chế pha xung (PPM) còn gọi là kiểu trực giao đồng năng lượng (Hình 1a). Trên hình: A - Biên độ xung, T - Thời gian symbol = $k \cdot T_b$ (Với T_b - Thời gian 1 bit), i - Khoảng xung nhịp i . Khi đó hàm bình phương $p_n(t)$ có dạng hình 1b.



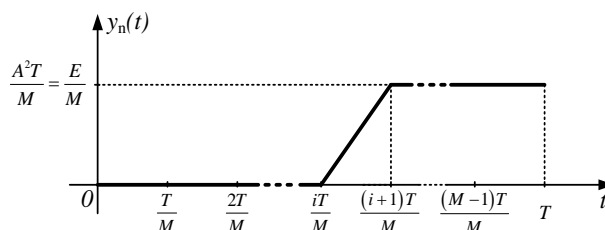
Hình 1. Sóng mang $s_n(t)$ kiểu PPM (a) và hàm bình phương $p_n(t)$ tương ứng (b)

Khảo sát tích phân (2) trên 3 khoảng thời gian và đi đến kết quả là:

- + Khoảng 1: $0 \leq t \leq iT/M$: $y_n(t) \equiv 0$;
- + Khoảng 2: $iT/M \leq t \leq (i+1)T/M$: $y_n(t) = A^2(t - iT/M)$;
- + Khoảng 3: $(i+1)T/M \leq t \leq T$: $y_n(t) \equiv A^2T/M = E/M$;

Trong đó ta có:
$$y_n(T) = \frac{A^2T}{M} = \frac{E}{M} \quad (3)$$

Đồ thị biểu diễn sự biến thiên của hàm tự tương quan $y_n(t)$ như Hình 2.

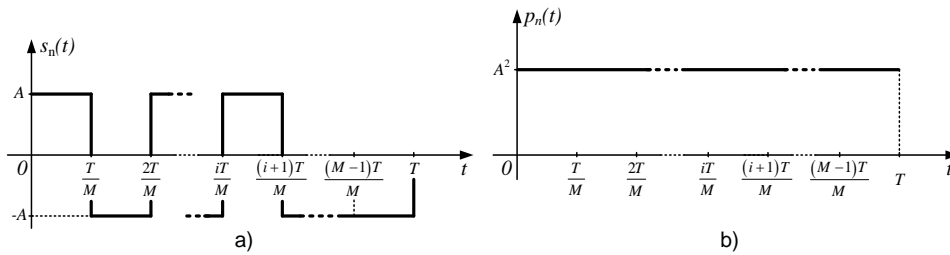


Hình 2. Đồ thị hàm tự tương quan $y_n(t)$ tương ứng sóng mang $s_n(t)$ kiểu PPM

b) Sóng mang kiểu sóng con gói (WP)

Sóng mang $s_n(t)$ kiểu sóng con gói (WP) là trường hợp đặc biệt của kiểu điều chế tần số xung (PFM - Pulse Frequency Modulation) [1, 2, 6, 7]. WP khác biệt hẳn so với PFM là nó chỉ cần tần số nhịp cao nhất là M/T (Bằng với giải pháp PPM trên) còn PFM yêu cầu lên đến $2^{(M-1)}/T$.

Trên Hình 3a là ví dụ 1 sóng mang bất kỳ $s_n(t)$ của tập sóng mang kiểu WP và Hình 3b là hàm bình phương $p_n(t) \equiv A^2$ tương ứng của nó.



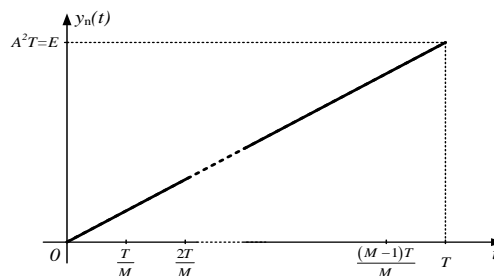
Hình 3. Sóng mang $s_n(t)$ của tập sóng mang kiểu WP (a) và hàm bình phương $p_n(t)$ tương ứng (b)

Từ Hình 3b, hàm tự tương quan $y_n(t)$ của các sóng mang kiểu WP theo (2) có dạng:

$$y_n(t) = \int_0^t p_i(\tau) d\tau = \int_0^t A^2 d\tau = A^2(t-0) = A^2t$$

Và $y_n(T) = A^2T = E$ (4)

Đồ thị biểu diễn sự biến thiên của hàm tự tương quan $y_n(t)$ như Hình 4.



Hình 4. Đồ thị hàm tự tương quan $y_n(t)$ tương ứng sóng mang $s_n(t)$ kiểu WP

c) Nhận xét

Từ (3), (4) và các Hình 2, 4 ta có một số nhận xét: 1) Thống nhất việc thực hiện lấy mẫu tại thời điểm $t=T$ sẽ nhận được giá trị cực đại của hàm tự tương quan đối với tất cả các trường hợp PPM hoặc WP; 2) Đỉnh tương quan kiểu PPM phụ thuộc và tỷ lệ nghịch với số lượng sóng mang M ; 3) Đỉnh tương quan kiểu PPM nhỏ hơn M lần so với kiểu WP.

3. Xác định tương quan chéo và đỉnh tương quan

Xác định giá trị tương quan chéo là tính toán $M^2/2$ giá trị tích phân (1) với $t=T$ (Thời điểm thống nhất lấy mẫu trên) mà không mất tính tổng quát có thể giả thiết $T=1$ - là tích phân xác định, cho ra $y_{nm}(T) = y_{nm}$. Để thực hiện được đơn giản, ta có thể xây dựng một số khái niệm đại số như sau.

Biểu diễn mỗi sóng mang $s_n(t)$ dưới dạng một vecto $s_n = A.[a_{ni}]$, trong đó phần tử a_{ni} là biên độ xung có thể có 1 trong các giá trị 1, 0, -1 tại khoảng xung nhịp i . Khi đó: 1) Tập $M = 2^k$ sóng mang được biểu diễn bằng ma trận S: $S = [s_0; s_1; \dots; s_n; \dots; s_{(M-1)}]$; 2) Tích phân xác định dạng (1) được thay bằng tích vecto: $y_{nm} = s_n * s_m^T$ (T - Ký hiệu chuyển vị) và tương tự (2) trở thành: $y_n = y_{nn} = s_n * s_n^T$; 3) Ma trận tương quan $Y = [y_{nm}]$ được xác định: $Y = S.S^T/M$ chứa tất cả các giá trị tự tương quan (cực đại) là các phần tử nằm trên đường chéo chính và tương quan chéo (tại $t = T$) là các phần tử còn lại.

a) Sóng mang kiểu PPM

Tập M sóng mang kiểu PPM biểu diễn bằng ma trận S_{PPM} như sau:

$$S_{PPM} = A \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{M \times M} = A.I$$

Trong đó, I là ma trận đơn vị. Khi đó ma trận tương quan Y_{PPM} có kết quả là:

$$Y_{PPM} = \frac{S_{PPM} \cdot S_{PPM}^T}{M} = \frac{(A.I) \cdot (A.I)^T}{M} = \frac{A^2}{M} \cdot I = \frac{E}{M} \cdot I$$
 (5)

Nghĩa là, tất cả các tương quan chéo y_{nm} ($n \neq m$) tại $t = T$ đều bằng 0 còn cực đại tự tương quan y_n bằng E/M nên nó chính là các đỉnh tương quan đối với sóng mang kiểu PPM.

b) Sóng mang kiểu WP

Tập 4 vecto sóng mang kiểu WP (Truyền dẫn symbol 2 bit): $s_0 = [1 \ 1 \ 1 \ 1]$; $s_1 = [1 \ 1 \ -1 \ -1]$; $s_2 = [1 \ -1 \ 1 \ -1]$; $s_3 = [1 \ -1 \ -1 \ 1]$ hợp thành ma trận S_{4-WP} .

Tập 8 vecto sóng mang kiểu WP (Truyền dẫn symbol 3 bit):

$s_0 = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$; $s_1 = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1]$; $s_2 = [1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$; $s_3 = [1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1]$;
 $s_4 = [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$; $s_5 = [1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$; $s_6 = [1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1]$; $s_7 = [1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1]$;

Hợp thành ma trận S_{8-WP} .

Tổng quát hóa, tập M sóng mang kiểu WP (Truyền dẫn symbol k bit) biểu diễn bằng ma trận S_{M-WP} được trình bày trong [2]. Nếu để ý là, ngoài dòng đầu tiên tương ứng s_0 , các dòng còn lại đều có số lượng phần tử 1 và số lượng phần tử -1 đều bằng nhau và bằng $M/2$ thì ma trận tương quan Y_{WP} có kết quả là:

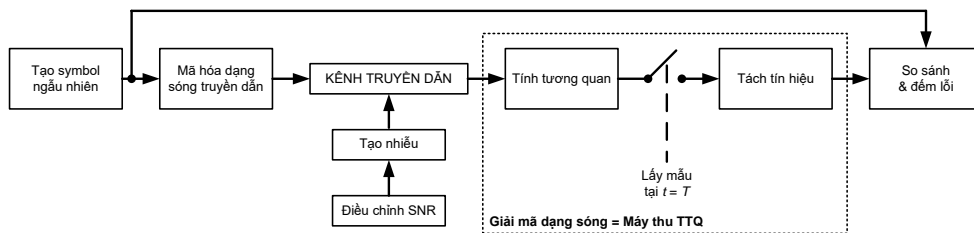
$$Y_{WP} = \frac{S_{M-WP} \cdot S_{M-WP}^T}{M} = \frac{A^2}{M} \cdot (M \cdot I) = A^2 \cdot I = E \cdot I \tag{6}$$

Nghĩa là, tất cả các tương quan chéo y_{nm} ($n \neq m$) tại $t = T$ đều bằng 0 còn cực đại tự tương quan y_n bằng E nên nó chính là các đỉnh tương quan đối với sóng mang kiểu WP.

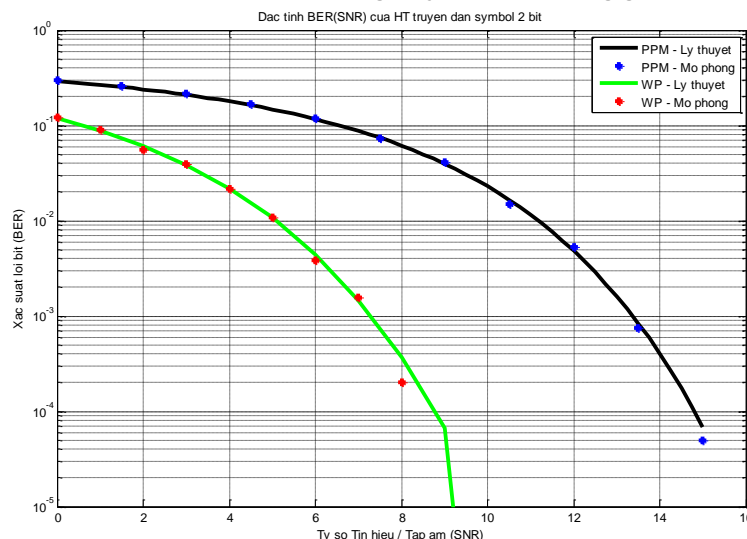
4. Mô phỏng đánh giá hệ thống truyền dẫn số bằng gốc kiểu PPM và kiểu WP

Mô hình Monte-Carlo hệ thống truyền dẫn số bằng gốc trình bày trên Hình 5 với số lượng symbol mô phỏng trong chương trình là $N = 10^4$ và kênh truyền dẫn là nhiễu Gaussian trắng cộng.

Kết quả đặc tính xác suất lỗi theo SNR cho cả 2 hệ thống truyền dẫn symbol 2 bit kiểu PPM và kiểu WP được trình bày chung trên Hình 6.



Hình 5. Mô hình hệ thống truyền dẫn số bằng gốc



Hình 6. Đặc tính xác suất lỗi bit theo tỷ số tín trên tạp

Đặc tính BER lý thuyết của hệ thống truyền dẫn kiểu PPM symbol 2 bit được nội suy ra là:

$$P_2 = Q\left(\frac{0.3 \times 10^{SNR[dB]}}{8.9}\right)$$

Trong đó [3]:

$$Q(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_a^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$$

Từ các đặc tính xác suất lỗi lý thuyết và mô phỏng đối với 2 hệ thống truyền dẫn symbol 2 bit kiểu PPM và WP trên Hình 6 cho thấy: Do đỉnh tương quan của kiểu WP bằng E trong khi đỉnh tương quan của kiểu PPM bằng $E/M = E/4$ - giảm đi 4 lần, nên với cùng mức SNR, xác suất lỗi bit của hệ thống truyền dẫn kiểu PPM lớn hơn kiểu WP. Điều này được thể hiện là các đặc tính lỗi mô phỏng và lý thuyết của cách truyền dẫn kiểu PPM nằm phía trên đối với cách truyền dẫn kiểu WP.

5. Kết luận

Tổng quát hóa, đối với hệ thống truyền dẫn kiểu PPM khi số lượng bit trong symbol k tăng lên (> 2), $M = 2^k$ tăng theo, dẫn tới giá trị của đỉnh tương quan bằng E/M giảm và kết quả là đặc tính xác suất lỗi dần *nâng cao lên trên*. Ngược lại, đối với hệ thống truyền dẫn kiểu WP khi k tăng (> 2), M tăng, giá trị đỉnh tương quan không thay đổi nhưng số lượng xung nhịp tăng lên kéo theo độ tin cậy truyền thông tăng [4, 5] và xác suất lỗi giảm làm cho các đặc tính xác suất dần *hạ thấp xuống dưới*.

Như vậy, với cùng giá trị SNR: Hệ thống truyền dẫn bằng gốc kiểu PPM có xác suất lỗi bit nhỏ nhất khi $k = 2$ (Còn xác suất lỗi càng tăng lên khi k tăng > 2), nhưng xác suất lỗi bit này vẫn lớn hơn so đối với hệ thống truyền dẫn bằng gốc kiểu WP cũng khi $k = 2$ và đặc biệt hơn là khi k càng tăng > 2 thì xác suất lỗi bit càng giảm nhỏ đi hơn nữa.

Trên thực tế, người ta thực hiện truyền dẫn theo symbol là để có xác suất lỗi bit càng nhỏ khi k tăng lên. Vậy hệ thống truyền dẫn bằng gốc kiểu WP là thỏa mãn điều kiện này.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Lê Quốc Vương, "Using Wavelets in Baseband Digital Transmission", Báo cáo và bài đăng trong Kỹ yếu hội nghị ATC-09 (2009 International Conference on Advanced Technologies for Communications) tại Hải Phòng ngày 12-14 tháng 10 năm 2009, tr. 54-57, 2009.
- [2] Lê Quốc Vương, "Sóng con gói - Một dạng sóng mang nhiều chiều sử dụng trong truyền dẫn số băng gốc có hiệu quả cao", Tạp chí Khoa học Công nghệ Hàng hải, Trường Đại học Hàng hải Việt Nam, số 21 - 1/2010, tr. 13-17, 2010.
- [3] J. G. Proakis, M. Salehi, *Contemporary Communication System using MATLAB*, Brooks/Cole Publishing Company, Northeastern University, Canada, 2000.
- [4] J. G. Proakis, M. Salehi, *Communication Systems Engineering*, Upper Saddle River, Prentice Hall, Inc., USA, 1994.
- [5] J. G. Proakis, *Digital Communication* (3rd ed), McGraw-Hill, New York, USA, 1995.
- [6] Gilbert Strang, Truong Nguyen, *Wavelets and Filter Banks*, Wellesley - Cambridge Press, Wellesley MA, USA, 1996.
- [7] Martin Vetterli, Jelena Kovacevic, *Wavelets and Subband Coding*, Prentice Hall PTR, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1995.

Ngày nhận bài: 30/9/2019
 Ngày nhận bản sửa: 30/10/2019
 Ngày duyệt đăng: 14/11/2019