



THIẾT KẾ MÔ PHỎNG BỘ ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ VỊ TRÍ XUNG HỖN LOẠN ĐA BIỂU TƯỢNG

Nguyễn Quốc Trung, Phạm Ngọc Thắng
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Hưng Yên

Ngày tòa soạn nhận được bài báo: 22/01/2018

Ngày phân biên đánh giá và sửa chữa: 25/02/2018

Ngày bài báo được chấp nhận đăng: 27/02/2018

Tóm tắt:

Hiện tượng hỗn loạn (chaotic) đã được biết đến từ cuối thế kỷ 19 nhưng chỉ thực sự nhận được sự quan tâm nghiên cứu mạnh mẽ bởi cộng đồng khoa học trong những năm gần đây với hàng loạt công trình công bố trong đó có lĩnh vực điện tử và truyền thông. Trong hơn hai thập kỷ trở lại đây, các nghiên cứu ứng dụng hỗn loạn trong lĩnh vực này chủ yếu theo ba hướng chính là bảo mật, ứng dụng trong thông tin trải phổ và điều chế/giải điều chế số. Bài báo này trình bày giải pháp thiết kế mô phỏng số bộ điều chế/giải điều chế vị trí xung ứng dụng hỗn loạn kết hợp đa biểu tượng định hướng ứng dụng trong truyền thông băng siêu rộng (Ultra Wide Band). Các kết quả mô phỏng sẽ cho thấy việc nâng cao tỉ lệ lỗi bit qua kênh nhiễu, cải thiện tính bảo mật và tính khả thi của giải pháp.

Từ khóa: Chaotic, CPPM, UWB, Modulation.

1. Đặt vấn đề

Như ta đã biết sự phát triển của kỹ thuật truyền thông đã trải qua nhiều phương pháp điều chế khác nhau. Nhìn chung các phương pháp điều chế và giải điều chế được thực hiện trên các tín hiệu sóng mang dạng hình SIN. Điều chế và giải điều chế với sóng mang hình SIN đã và đang được sử dụng rộng rãi ở các tần số khác nhau với các ứng dụng khác nhau. Những nghiên cứu gần đây nhất đã đưa ra các phương pháp điều chế dựa trên sóng mang có dạng phức tạp và không có chu kỳ. Các tín hiệu không có chu kỳ này được sinh ra bởi các bộ dao động có trạng thái không ổn định, đó là các hệ hỗn loạn [1, 2, 3, 11]. Điều chế và giải điều chế dùng tín hiệu hỗn loạn làm sóng mang hứa hẹn tạo ra bước ngoặt lớn trong kỹ thuật truyền thông trong tương lai gần bởi các ưu điểm của nó như: bảo mật thông tin, phổ rộng, điều chế tin tức trên các hệ phức tạp nhiều chiều ... [4, 7, 10, 12].

Các phương pháp điều chế/giải điều chế số và trải phổ chuỗi trực tiếp hỗn loạn đã được nghiên cứu cho thông tin số trong những năm qua nhìn chung vẫn đang còn tồn tại một số vấn đề sau [1, 5, 6, 8, 9, 13, 14, 15]:

- Đồng bộ hỗn loạn qua kênh truyền thực tế là rất khó khăn.
- Sự bù trừ giữa mức độ bảo mật và tính khả thi.
- Hiệu suất băng thông thấp.
- Hạn chế trong việc dịch chuyển dải tần số phát mong muốn.

Tuy nhiên cũng có rất nhiều những ưu điểm như:

- Khả năng đồng bộ hỗn loạn tự động mà không cần giao thức bắt tay đặc biệt nào. Mỗi xung nhận được vừa mang thông tin lại vừa đóng vai trò

như xung đánh dấu đồng bộ. Bên phía giải điều chế chỉ cần xác định đúng hai khoảng cách xung liên tiếp để thiết lập và duy trì đồng bộ. Do đó mà tính khả thi của phương pháp CPPM (Chaotic Pulse Position modulation) khá cao. Tỷ lệ lỗi bit qua kênh nhiễu là khá thấp.

- Tính bảo mật của phương pháp CPPM được cải thiện đáng kể so với các phương pháp điều chế hỗn loạn không liên kết.

- CPPM được nghiên cứu sử dụng trong truyền thông băng siêu rộng (UWB).

Trong đó các xung với độ rộng siêu hẹp được điều chế vị trí hỗn loạn và được phát trực tiếp trên kênh truyền. Dưới đây sẽ trình bày một giải pháp thiết kế bộ điều chế/giải điều chế CPPM.

2. Điều chế vị trí xung hỗn loạn (CPPM)

2.1. Nguyên lý của CPPM

Chúng ta giả thiết chuỗi xung hỗn loạn có biểu thức toán học như sau:

$$U(t) = \sum_{j=0}^{\infty} w(t - t_j) \quad (1)$$

Trong đó $w(t - t_j)$ là dạng sóng của xung được sinh ra tại thời điểm $t_j = \sum_{n=0}^j T_n$ với T_n là khoảng thời gian giữa giữa xung thứ $n-1$ và xung thứ n .

Giá trị T_n là kết quả của hàm phi tuyến $T_n = F(T_{n-1})$. Bằng cách chọn hàm phi tuyến $F(\cdot)$ với các giá trị tham số thích hợp, T_n sẽ thay đổi một cách hỗn loạn và như một giá trị ngẫu nhiên.

Ở phía điều chế, thông tin nhị phân được điều chế lên tín hiệu sóng mang hỗn loạn nhờ cơ chế chèn thêm trễ như sau:

$$T_n = F(T_{n-1}) + d + mS_n \quad (2)$$

S_n chính là giá trị của bit thông tin nhị phân: S_n nhận 2 giá trị là 0 và 1. Tham số d là một tham số trễ cố định của hệ thống. Tham số này bắt buộc cần trong quá trình triển khai điều chế và giải điều chế [1]. Tín hiệu đã được điều chế chính là tín hiệu truyền đi như sau:

$$U(t) = \sum_{j=0}^{\infty} w(t - \sum_{n=0}^j T_n) \quad (3)$$

Ở phía giải điều chế, tham số d , m và $F(.)$ được đồng bộ hoàn toàn với khối điều chế. Mỗi một xung tới sẽ vừa mang thông tin về một bit vừa kiểm soát quá trình đồng bộ phía giải điều chế. Khi trạng thái đồng bộ của hệ thống CPPM được duy trì, giá sử bộ giải điều chế nhận được đúng thông tin về khoảng thời gian trễ T_{n-1} trước đó, S_n sẽ dễ dàng được giải điều chế và thu lại theo biểu thức sau:

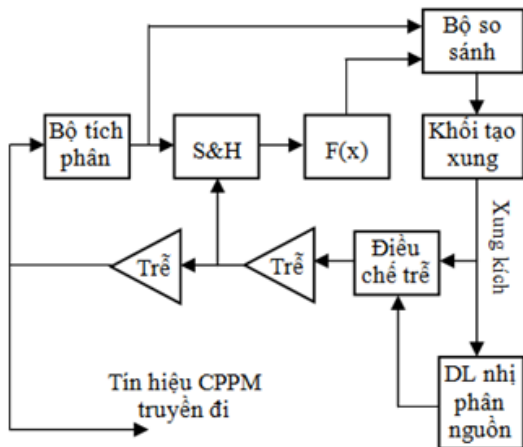
$$S_n = (T_n - F(T_{n-1}) - d)/m \quad (4)$$

Từ giá trị của S_n , bit thứ n được xác định và nguồn thông tin nhị phân được khôi phục.

2.2. Cấu trúc của CPPM

2.2.1. Điều chế

Điều chế CPPM được thực hiện theo cấu trúc Hình 1.



Hình 1. Sơ đồ khối điều chế CPPM

Trong sơ đồ Hình 1, bộ tích phân đưa ra đầu ra một điện áp tăng tuyến tính:

$$V(t) = \beta - 1(t - t_n) \quad (5)$$

Tại khối so sánh, điện áp này được so sánh với điện áp ngưỡng được tạo thành từ khối biến đổi phi tuyến $F(x)$. Ngưỡng $F(V_n)$ được sinh ra bằng biến đổi phi tuyến giá trị V_n đã được lấy mẫu và lưu lại từ chu kỳ trước trong khối S&H. Khi $V(t)$ đạt tới giá trị ngưỡng, bộ so sánh kích hoạt bộ tạo xung tại thời điểm $t'_{n+1} = t_n + \beta F(V_n)$. Với xung được tạo ra (tín hiệu xung hỗn loạn), bộ phát dữ liệu sẽ cập nhật bit thông tin được truyền.

Xung được sinh ra tác động tới khối nguồn để cập nhập bit tiếp theo cần truyền. Tùy thuộc vào thông tin của bit này mà khối điều chế trễ quyết định xem xung được trễ đi một khoảng là: $d + mS_{n+1}$. Do đó xung truyền đi sẽ được phát ra tại thời điểm:

$$t_{n+1} = t_n + \beta F(V_n) + d + mS_{n+1} \quad (6)$$

Sau đó, xung đã được điều chế tác động lên khối S&H và reset bộ tích phân. Một chu trình mới lại bắt đầu và bit kế tiếp cũng được điều chế theo cách tương tự. Chúng ta có được chuỗi xung CPPM ở đầu ra của khối điều chế.

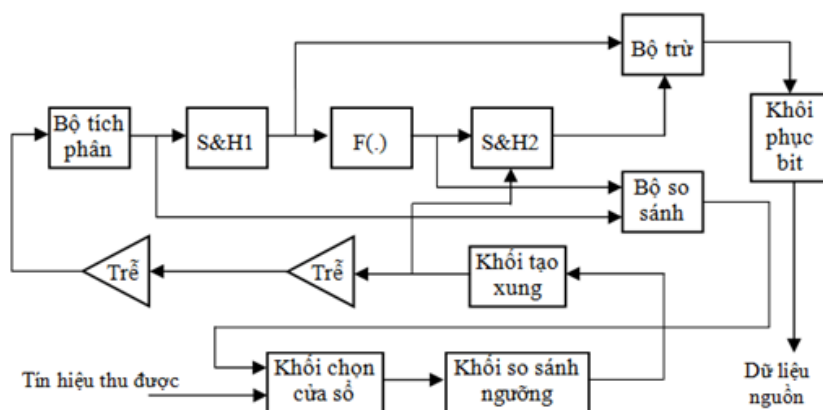
Như vậy, khoảng thời gian giữa xung thứ $n+1$ và thứ n được xác định bởi biểu thức:

$$T_{n+1} = t_{n+1} - t_n = \beta F(\beta^{-1}T_n) + d + mS_{n+1} \quad (7)$$

Biểu thức (7) cho thấy T_{n+1} phụ thuộc vào T_n và hàm phi tuyến $F(.)$. Do đó chọn hàm phi tuyến F với các tham số hợp lý, T_{n+1} sẽ biến đổi hỗn loạn.

2.2.2. Giải điều chế

Giải điều chế CPPM được thực hiện theo cấu trúc Hình 2.



Hình 2. Sơ đồ khối giải điều chế CPPM

Trong sơ đồ Hình 2, các khối tích phân, F(.), S&H và khối tạo xung được thiết kế giống hệt như phía điều chế. Tại đầu vào của bên giải điều chế, chuỗi xung CPPM được đưa qua khối so sánh ngưỡng. Khi tín hiệu vượt quá giá trị ngưỡng, một xung hẹp chữ nhật được sinh ra bởi khối này. Xung được sinh ra trước tiên tác động tới khối S&H 2 nhằm lưu lại giá trị $F(V_n)$ từ giá trị đầu ra của hàm F(.), sau đó nó tác động tới S&H 1 nhằm lưu lại giá trị của bộ tích phân lúc đó V_{n+1} và cuối cùng reset bộ tích phân. Hai giá trị được lưu trữ nằm trong 2 khối S&H được đưa vào bộ trừ. Giá trị sau bộ trừ nếu nhỏ hơn giá trị tham chiếu $\beta(d+m/2)$ thì bit nhận được là 0, nếu lớn hơn giá trị tham chiếu thì bit nhận được là 1.

Một phần quan trọng trong cơ chế này chính là khối chọn cửa sổ. Một khi bên giải điều chế thu được 2 xung liên tiếp đúng, nó hoàn toàn có thể dự đoán được thời điểm sớm nhất mà xung tiếp theo có thể đến. Điều đó có nghĩa là ta hoàn toàn có thể đóng đầu vào của khối giải điều chế này cho tới trước thời điểm sớm nhất đó. Theo như sơ đồ thì cửa sổ này sẽ được điều khiển bởi đầu ra của khối so sánh. Cửa sổ này sẽ mở tại thời điểm:

$$t'_{n+1} = t_n + \beta F(V_n) \quad (8)$$

3. Điều chế vị trí xung hỗn loạn đa biểu tượng (M-ary CPPM)

Khi sử dụng CPPM, với một tỉ số E_b/N_0 đủ lớn thì hệ thống hoàn toàn đạt được BER tới 10^{-4} . So với các hệ thống thông tin truyền thống thì không cao hơn nhưng nếu so với các phương pháp điều chế khác trong truyền thông hỗn loạn thì đây rõ ràng là một điểm rất đáng chú ý. Tuy vậy, hệ thống lại có nhược điểm là tốc độ truyền thông tin chậm do mỗi một xung nhận được chỉ giải mã được 1 bit. Rõ ràng đây là điều không hiệu quả về mặt truyền tin.

Để giải quyết vấn đề này người ta đã phát triển một phương pháp mới có tên gọi là M-ary CPPM. Đây là sự kết hợp của CPPM và điều chế đa biểu tượng sẽ mang lại các ưu điểm: tiêu thụ năng lượng thấp, tránh được hiệu ứng fading đa đường, ít gây ảnh hưởng tới các hệ thống khác, có tính riêng tư và bảo mật rất cao.

3.1. Nguyên lý của M-ary CPPM

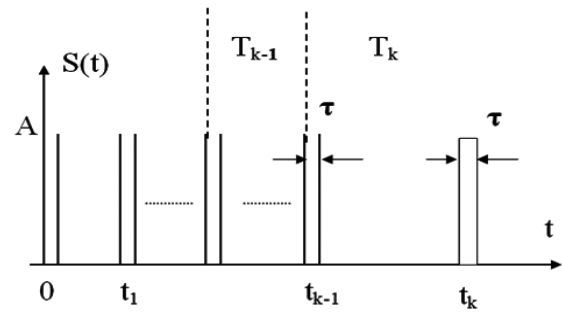
Giả thiết tín hiệu M-ary CPPM là một chuỗi xung chữ nhật hỗn loạn được minh họa như trên Hình 3 và tuân theo biểu thức sau:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A[u(t-t_k) - u(t-t_k - \tau)] \quad (9)$$

trong đó: $u(t)=1$ khi $t \geq 0$ và $u(t)=0$ khi $t < 0$ là hàm bước nhảy đơn vị; A và τ lần lượt là biên độ và độ rộng của xung chữ nhật. Xung thứ k được sinh ra tại thời điểm:

$$t_k = t_0 + \sum_{k=0}^k T_k$$

với T_k là khoảng thời gian giữa xung thứ k và xung thứ k-1.



Hình 3. Tín hiệu M-ary CPPM

Giá trị T_k là kết quả của hàm phi tuyến $T_k = F(T_{k-1})$ bằng cách chọn hàm phi tuyến F(.) với các giá trị tham số thích hợp, T_k sẽ thay đổi một cách hỗn loạn và như một giá trị ngẫu nhiên. Hình 3 biểu diễn khoảng thời gian T_k trong trường hợp điều chế M mức.

Ở phía điều chế, thông tin nhị phân được điều chế lên tín hiệu sóng mang hỗn loạn nhờ cơ chế trễ như sau:

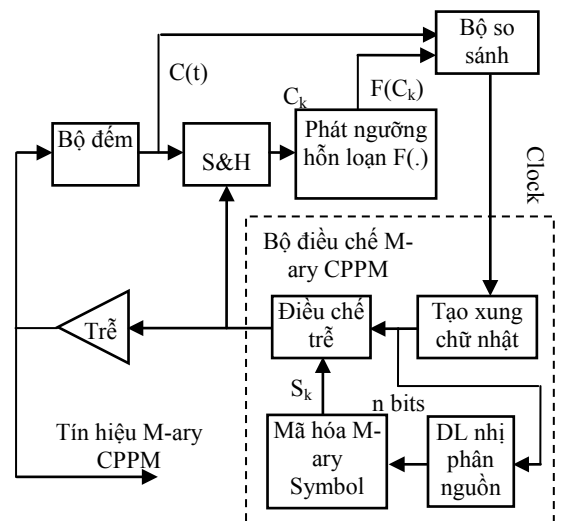
$$T_k = F(T_{k-1}) + d + mS_k \quad (10)$$

Trong đó S_k là giá trị tương ứng của symbol thứ k. Dữ liệu nguồn được nhóm thành từng nhóm nhiều bit và được ánh xạ tới các symbol tương ứng. Dải giá trị của S_k tùy thuộc vào số bit trên mỗi symbol của phương pháp điều chế. Giả sử chúng ta điều chế n bits/symbol, tương đương chúng ta sẽ có $M=2^n$ symbols và S_k thay đổi từ 0 tới M-1.

3.2. Cấu trúc của M-ary CPPM

3.2.1. Điều chế M-ary CPPM

Điều chế M-ary CPPM được thực hiện như trên sơ đồ khối Hình 4.



Hình 4. Sơ đồ khối điều chế M-ary CPPM

Bộ đếm hoạt động ở chế độ đếm tự do cho đầu ra là một giá trị tăng tuyến tính $C(t) = K.t$, trong đó t là thời gian kể từ lúc bộ đếm được reset và K là bước đếm. Tại thời điểm t_{k-1} , bộ đếm được reset $C(t_{k-1}) = 0$ và nó bắt đầu đếm ngay sau đó. Tín hiệu đầu ra $C(t)$ được đưa vào bộ Comparator để so sánh với giá trị ngưỡng $F(C_{k-1})$. Giá trị ngưỡng này được tạo ra từ khối Phát ngưỡng hỗn loạn $F(.)$, với C_{k-1} là giá trị đầu ra của Counter được lấy mẫu và lưu lại trong khối S&H từ vòng lặp trước tại thời điểm trước khi reset. Khi giá trị đầu ra của bộ đếm $C(t)$ vượt giá trị ngưỡng $F(C_{k-1})$, khối So sánh sinh ra một xung clock tác động tới khối Tạo xung chữ nhật tại thời điểm: $t'_k = t_{k-1} + F(C_{k-1})/K$. Xung sinh ra tác động tới khối Dữ liệu nhị phân nguồn để ánh xạ n bit vào symbol S_k tại khối Mã hóa M-ary Symbol. Tại khối Điều chế trễ, tùy thuộc vào giá trị S_k , xung chữ nhật sinh ra sẽ bị trễ đi một khoảng $d+mS_k$. Do

vậy, xung đã được điều chế tại thời điểm:

$$t_k = t_{k-1} + F(C_{k-1})/K + d + mS_k \quad (11)$$

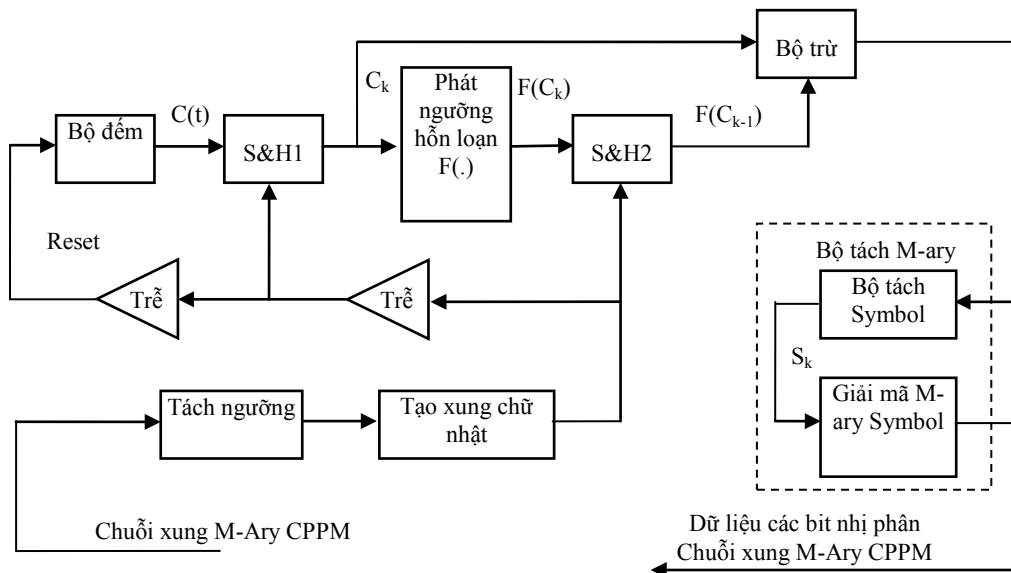
Sau đó, xung đã được điều chế tác động lên khối S&H và reset bộ đếm. Một chu trình mới lại bắt đầu và symbol kế tiếp cũng được điều chế theo cách tương tự. Chúng ta có được chuỗi xung M-ary CPPM ở đầu ra của khối điều chế. Theo lập luận ở trên, khoảng thời gian giữa xung thứ k và $k-1$ được xác định bởi biểu thức:

$$T_k = t_k - t_{k-1} = F(C_{k-1})/K + d + mS_k = F(KT_{k-1})/K + d + mS_k \quad (12)$$

Biểu thức (12) chỉ ra rằng T_k phụ thuộc vào $F(KT_{k-1})/K$, do đó T_k thay đổi một cách hỗn loạn.

3.2.2. Giải điều chế M-ary CPPM

Giải điều chế M-Ary CPPM được thực hiện như trên sơ đồ khối Hình 5.



Hình 5. Sơ đồ khối giải điều chế M-ary CPPM

Các khối Bộ đếm, Phát ngưỡng hỗn loạn $F(.)$, S&H và Tạo xung chữ nhật được thiết kế giống hệt như phía điều chế. Tại đầu vào của bên giải điều chế, chuỗi xung M-ary CPPM được đưa qua khối Tách ngưỡng. Khi tín hiệu vượt quá giá trị ngưỡng, một xung hẹp chữ nhật được sinh ra bởi khối Tạo xung chữ nhật. Xung được sinh ra trước tiên tác động tới khối S&H 2 nhằm lưu lại giá trị $F(C_{k-1})$ từ giá trị đầu ra của hàm $F(.)$, sau đó nó tác động tới S&H 1 nhằm lưu lại giá trị của Bộ đếm C_k tại thời điểm đó và cuối cùng reset khối bộ đếm. Hai giá trị được lưu trữ nằm trong 2 khối S&H được đưa vào bộ trừ. Giá trị sau bộ trừ được xác định như sau:

$$C_k - F(C_{k-1}) = KT_k - F(C_{k-1}) = K(d + mS_k) \quad (13)$$

Sau đó giá trị này được đưa tới khối tách Symbol để giải mã giá trị tham chiếu S_k theo biểu thức:

$$S_k = [(C_k - F(C_{k-1}))/K - d]/m \quad (14)$$

Dựa vào giá trị S_k , symbol thứ k được xác định và sau khi qua khối giải mã M-ary Symbol, dữ liệu nhị phân được khôi phục.

4. Mô phỏng số bộ điều chế và giải điều chế vị trí xung hỗn loạn đa biểu tượng (M-ary CPPM)

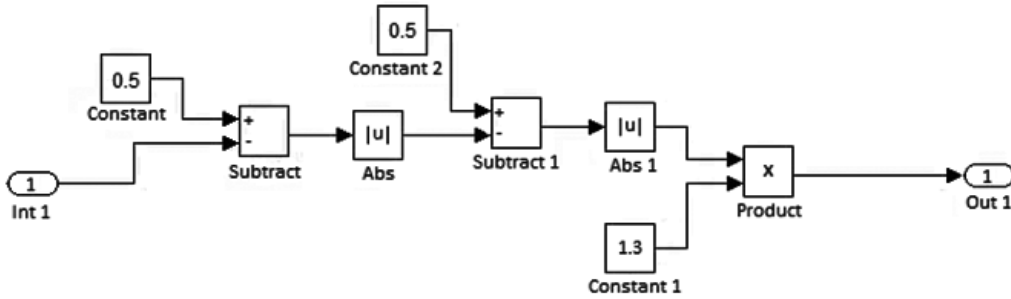
Hệ thống điều chế và giải điều chế M-ary CPPM được mô phỏng số học trên môi trường Simulink/Matlab. Các thông số hoàn toàn đồng bộ giữa bên điều chế và giải điều chế: $K=0.03/\tau$, $d=15\tau$, $m=4\tau$, với τ là độ rộng xung cũng đồng thời là thời gian mẫu cơ bản của phần mềm mô phỏng.

Trong sơ đồ mô phỏng khối Phát ngẫu nhiên hỗn loạn F(.) sử dụng hàm Tent-map với biểu thức như sau :

$$x_{n+1} = F(x_n) = 1.3|0.5 - |0.5 - x_n|| \quad (15)$$

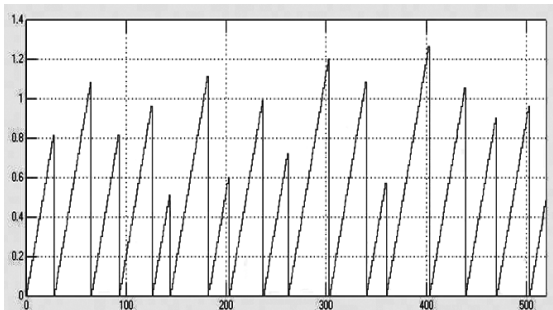
Trong Simulink, Hàm F(.) theo (15) được xây dựng như Hình 6.

Bộ điều chế và giải điều chế M-ary CPPM được thực hiện theo sơ đồ khối Hình 4 và 5. Môi trường kênh được chọn là AWGN với $E_b/N_0 = 30\text{dB}$ để đảm bảo điều kiện truyền tốt nhất nhằm quan sát đặc điểm tín hiệu trên miền thời gian rõ nhất.

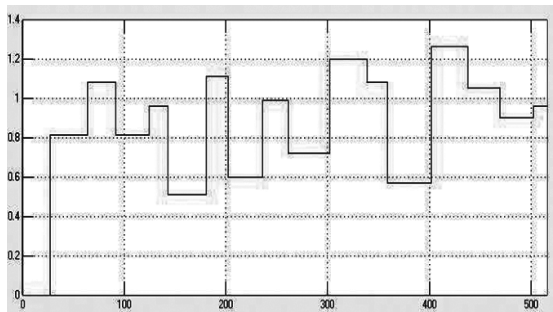


Hình 6. Hàm Ten-map theo công thức (15)

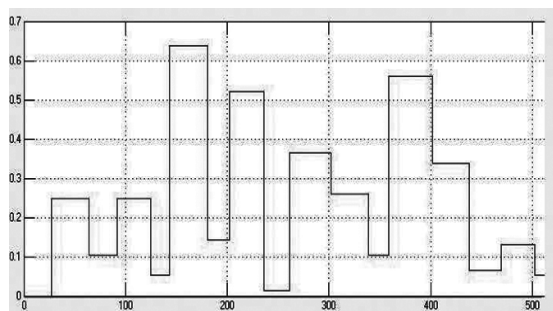
Kết quả mô phỏng trên miền thời gian từ thời điểm bắt đầu $t=0$ tới 500τ được thể hiện trên Hình 7.



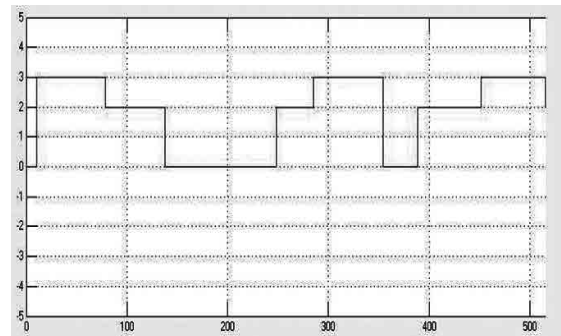
a) Tín hiệu ở đầu ra bộ đếm



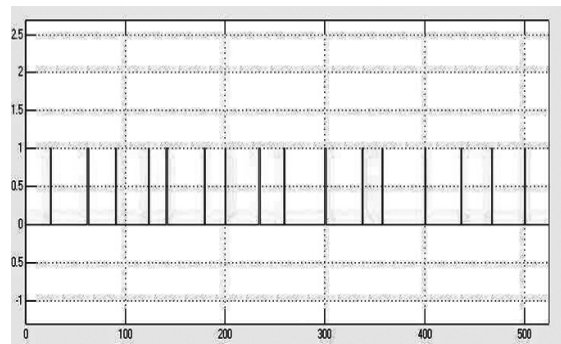
b) Tín hiệu ở đầu vào F(.)



c) Tín hiệu ở đầu ra F(.)



d) Giá trị S_n của Symbol



e) Tín hiệu M-ary CPPM

Hình 7. Tín hiệu trên miền thời gian của hệ thống M-ary CPPM

Từ kết quả mô phỏng ta thấy khoảng cách giữa 2 xung T_k biến thiên một cách hỗn loạn từ 15τ tới 50τ . Tín hiệu M-ary CPPM là một chuỗi xung có độ rộng xung 1τ . Tại một thời điểm nhất định, S_k chỉ nhận 1 trong 4 giá trị 0, 1, 2 hoặc 3 tương ứng với 1 trong 4 symbol 00, 01, 10 hoặc 11.

Khi điều kiện đồng bộ được đảm bảo, tín hiệu ở bên giải điều chế thu được hoàn toàn giống với tín hiệu bên điều chế tức là Hình (a), (b), (c),

(d) và (e) cũng đồng thời mô tả tín hiệu trên miền thời gian ở các khối trong giải điều chế. Điều này chứng tỏ điều chế M-ary CPPM là hoàn toàn hợp lý và khả thi.

Để đánh giá hiệu quả của giải pháp trên ta xem xét tỉ số lỗi của 2,4,8,16-ary CPPM qua tính toán mô phỏng số. Trong hệ thống, ở phía đầu thu tín hiệu nhận được là tổng của tín hiệu chuỗi xung M-ary CPPM truyền đi và nhiễu trắng AWGN. Căn cứ vào sự so sánh mức tín hiệu nhận được với mức ngưỡng, máy thu sẽ quyết định đó là xung chữ nhật hay không. Bảng 1 thống kê tốc độ truyền của M-ary CPPM được thực hiện với trên 10000 mẫu thời gian mô phỏng.

Bảng 1. Tốc độ truyền của M-ary CPPM trên 10000 mẫu thời gian mô phỏng

M	Số xung đã truyền	Số bit đã truyền
2	3587	3587
4	3225	6450
8	3166	9498
16	3112	12448

Tài liệu tham khảo

- [1]. Hoàng Mạnh Thắng, Vũ Văn Yêm, Nguyễn Tiến Dũng. *Ứng dụng động học phi tuyến và hỗn loạn trong truyền thông*, NXB Bách khoa, 2012.
- [2]. S. H. Strogat. *Nonlinear Dynamics And Chaos: With Applications To Physics, Biology, Chemistry, And Engineering.*: Westview Press, 2001.
- [3]. E. N. Lorenz, Deterministic nonperiodic flow. *Journal of the Atmospheric Sciences*, 1963, vol. **20**, pp. 131-140.
- [4]. Z. Jákó and G. Kolumbán, Carrier generation for chaotic communication by fourth-order analog phase-lock loop. In *International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications (NOLTA'98)*, Crans-Montana, Switzerland, 1998, pp. 827-830.
- [5]. H. Dedieu and M. J. Ogorzalek, Nonlinear approach to signal coding and compression. In *European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD'99)*, Stresa-Italy, 1999, pp. 58-61.
- [6]. B. Chen and G. W. Wornell, Efficient channel coding for analog sources using chaotic systems. In *IEEE GLOBECOM*, London-UK, 1996.
- [7]. D. R. Frey, Chaotic digital encoding: An approach to secure communication. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, 1993, vol. **40**, no. 10, pp. 660-666.
- [8]. P. Stavroulakis. *Chaos Applications in Telecommunications*: CRC Press, 2005.
- [9]. F. C. M. Lau and C. K. Tse. *Chaos-Based Digital Communication Systems: Operating Principles, Analysis Methods, and Performance Evaluation*: Springer, 2003.
- [10]. M. P. Kennedy and G. Kolumbán, Special issue on noncoherent chaotic communications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, vol. **47**, no. 12, pp. 1661-1662.
- [11]. A. Abel and W. Schwarz, Chaos communications-principles, schemes, and system analysis. *Proceedings of the IEEE*, 2002, vol. **90**, no. 5, pp. 691-710.
- [12]. H. Dedieu, M. P. Kennedy, and M. Hasler, Chaos shift keying: Modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronizing Chua's circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, 1993, vol. **40**, no. 10, pp. 634-642.
- [13]. G. Kolumbán, M. P. Kennedy, and L. O. Chua, The role of synchronization in digital

Bảng 1 thể hiện sự so sánh tốc độ truyền 2,4,8,16 CPPM trong quá trình mô phỏng trên 10000 mẫu thời gian trên cùng một tỉ số E_b/N_0 . Kết quả cho thấy M-ary CPPM tuy đạt tốc độ xung thấp hơn một chút so với CPPM nhưng lại có tốc độ bit truyền cao hơn đáng kể so với CPPM. Kết quả trên là vô cùng quan trọng và đã chứng minh được M-ary CPPM cải tiến được đáng kể tốc độ bit so với CPPM.

5. Kết luận

Hỗn loạn là một lĩnh vực khoa học đầy tiềm năng đang được nghiên cứu ứng dụng mạnh mẽ trong truyền thông. Việc kết hợp với đa biểu tượng thành phương pháp điều chế M-ary CPPM giúp cải thiện tốc độ bit đáng kể so với phương pháp CPPM. Cải tiến này cùng với các đặc tính của phương pháp như tính bảo mật cao, hoạt động tốt trong môi trường nhiễu và méo, đạt được tỉ số lỗi bit ở mức chấp nhận được so với các phương pháp điều chế thông thường đã làm M-ary CPPM trở thành một phương pháp có khả năng ứng dụng cao vào truyền thông hỗn loạn, đặc biệt trong truyền thông băng siêu rộng.

communications-Part II: Chaotic modulation and chaotic synchronization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 1998, vol. **45**, no. 4, pp. 1129–1140.

[14]. M. Sushchik, L.S. Tsimring, and A. R. Volkovskii, Performance analysis of correlation-based communication schemes utilizing chaos. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 2000, vol. **47**, no. 12, pp. 1684–1691.

[15]. S. Boccaletti and et al., *The synchronization of chaotic systems*, I. Procaccia, Ed.Florence, Italy: Elsevier Science, February 2002.

DESIGN DEMONSTRATION M-ary CHAOTIC PULSE POSITION MODULATOR AND DEMODULATOR

Abstract:

Chaotic phenomena have been known since the late 19th century but have only really received a strong research interest by the scientific community in recent years with a series of publications in which the field electronics and communications. Over the past two decades, research applications in this field have been dominated by three main directions: security, application in spread spectrum information and digital modulation/demodulation. This paper presents the design solution for simulating the number of application-specific pulses/pulse-position modulation emulation modulators used in multi-directional application in Ultra Wide Band communications. Simulation results will show improvement of the bit error rate over the interference channel, improving the security and feasibility of the solution.

Keywords: Chaotic, CPPM, UWB, Modulation.