

Giải pháp giảm nhiễu cho các tín hiệu mới trong các hệ thống định vị sử dụng vệ tinh

Method for interference suppression on new signals in global navigation satellite system

> THS NGUYỄN PHƯƠNG LÂM*, THS PHẠM ĐỨC THUẬN

Trường Đại học Hàng hải Việt Nam

*Email: lamnp.ddt@vimaru.edu.vn

TÓM TẮT

Độ chính xác của hệ thống định vị sử dụng vệ tinh (GNSS) chịu ảnh hưởng khá nhiều bởi quá trình bám mã trong bộ thu. Bài báo sẽ trình bày kỹ thuật bám mã mới. Kỹ thuật này hoạt động dựa trên cấu trúc đa tương quan và có thể được áp dụng cho các tín hiệu định vị mới sử dụng phương thức điều chế sóng mang dịch nhị phân (BOC). Tuy phương thức này mang lại nhiều ưu điểm cho quá trình đồng bộ tín hiệu nhưng cũng tồn tại nhiều nhược điểm do tín hiệu BOC làm xuất hiện nhiều đỉnh tương quan ở trong hàm tự tương quan. Các đỉnh tương quan phụ này làm tăng nguy cơ đồng bộ nhầm. Do đó, kỹ thuật được đề xuất sẽ loại bỏ hiện tượng đồng bộ nhầm. Đồng thời, các kết quả mô phỏng cũng chỉ ra hiệu năng giảm ảnh hưởng của nhiễu đa đường của kỹ thuật này cũng rất tốt.

Từ khóa: GNSS; kỹ thuật giảm đa đường; kỹ thuật triệt đỉnh phụ; kỹ thuật chống bám nhầm.

ABSTRACT

The accuracy of code tracking plays an important role in signal processing of Global Navigation Satellite System (GNSS) receivers. In this paper, a novel method of code tracking is proposed. It is based on using seven correlators as multiple gate delay structure. This method could be applied to new navigation signals which adopt a new type of modulation called binary offset carrier (BOC). Some variants of BOC have been developed for new navigation signals. These new types of modulation provide some advantage in signal synchronization. However, there are some challenges since there are some side peaks in auto correlation function of signals. These side peaks could raise a risk of wrong peak selection called ambiguity problem. The proposed method in this paper also removes the ambiguity in code tracking. The simulation results show the good performance of this method in code tracking as well as multipath mitigation.

Keywords: GNSS; multipath reduction technique; side peak suppression technique; ambiguity tracking technique.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Trong những năm gần đây, các hệ thống định vị sử dụng vệ tinh (GNSS: *Global Navigation Satellite Systems*) đóng một vai trò khá quan trọng trong nhiều lĩnh vực của cuộc sống. Các dịch vụ dẫn đường của GNSS đã được sử dụng trong dẫn đường hàng không, dẫn đường hàng hải, dẫn đường trên bộ, khảo sát môi trường và cảnh báo thiên tai. Tuy nhiên, chất lượng dịch vụ cung cấp tới người sử dụng của GNSS chịu ảnh hưởng rất nhiều của nhiều nguồn gây lỗi như trễ tầng điện ly, trễ tầng đối lưu, sai số do vệ tinh, tạp âm máy thu và hiện tượng đa đường. Trong khi các sai số khác có thể được khắc phục nhờ kỹ thuật vi sai [1] thì sai số do đa đường lại không thể giải quyết được theo cách này và trở thành nguồn gây sai số chính trong hệ thống GNSS. Sai số do đa đường mang tính cá thể riêng biệt và phụ thuộc rất nhiều vào vị trí của từng bộ thu GNSS. Tuy nhiên, ảnh hưởng của đa đường có thể được khắc phục nhờ các giải pháp giảm ảnh hưởng đa đường, qua đó sẽ cải thiện được độ chính xác trong quá trình đồng bộ tín hiệu định vị GNSS.

Theo [2], các kỹ thuật giảm ảnh hưởng đa đường được chia thành 3 xu hướng khác nhau: (1) Các giải pháp thực hiện ở miền cao tần khi tín hiệu định vị đi vào ăng-ten của bộ thu GNSS; (2) Các giải pháp xử lý tín hiệu thực hiện tại khối đồng bộ tín hiệu ở miền tần số trung tần (khối bám tín hiệu và khối bắt tín hiệu); (3) Các giải pháp thực hiện sau khi đã xác định được khoảng cách giả định giữa bộ thu GNSS và vệ tinh định vị. Giải pháp được đề xuất trong bài báo này sẽ theo xu hướng thứ hai hay còn gọi là các giải pháp dựa trên cấu trúc tương quan. Đây là các giải pháp giảm ảnh hưởng đa đường được sử dụng chủ yếu trong các bộ thu GNSS thương mại [3]. Trong một bộ thu GNSS điển hình, khối bám đồng bộ tín hiệu bao gồm các mạch vòng như mạch vòng khóa pha (PLL: *Phase Lock Loop*) để bám pha sóng mang, mạch vòng khóa trễ (DLL: *Delay Lock Loop*) để bám trễ mã trải PRN (PRN: *Pseudo Random Noise*). Với mạch vòng khóa trễ (DLL), cấu trúc thường bao gồm 3 bộ tương quan sớm (E), đúng (P) và muộn (L) với khoảng lệch sớm muộn là 1 chip. Khi đó, bộ so pha trong mạch vòng DLL sẽ có dạng sớm-muộn (EML: *Early*

Minus Late). Tuy nhiên, cấu trúc điển hình này của DLL không giải quyết được sự tác động của hiện tượng đa đường. Vì vậy, nhiều giải pháp vẫn dựa trên cấu trúc EML này đã được đề xuất trên lý thuyết cũng như được áp dụng trong các bộ thu GNSS thương mại để khắc phục ảnh hưởng của hiện tượng đa đường. Một trong những giải pháp đó được đề xuất trong [4] bằng cách thu hẹp khoảng lệch sớm - muộn từ 1chip xuống còn 0,1chip. Giải pháp này được gọi là bộ tương quan hẹp (NC: Narrow Correlator). Một giải pháp khác là bộ đa tương quan (MGD: Multiple Gate Delay) [9]. Trong cấu trúc MGD, có ít nhất 5 bộ tương quan được sử dụng để tạo ra hàm lối ra bộ so pha của mạch vòng DLL. Theo [9], hiệu năng hoạt động về giảm ảnh hưởng đa đường của MGD kém hơn so với DDC và NC nhưng bù lại giải pháp MGD có khả năng loại bỏ được nguy cơ lựa chọn nhầm đỉnh tương quan trong quá trình bám đồng bộ tín hiệu khi áp dụng cho các tín hiệu định vị dạng điều chế sóng mang dịch nhị phân (BOC: Binary Offset Carrier).

Trong bài báo này, một phương pháp mới về bám mã trải PRN sẽ được đề xuất nhằm cải thiện hiệu năng bám mã của cấu trúc MGD. Cấu trúc được đề xuất sẽ bao gồm 7 bộ tương quan và bộ so pha sẽ sử dụng 6 bộ tương quan. Trong cấu trúc bộ so pha, các cặp tương quan sớm - muộn sẽ có các trọng số khác nhau và sẽ được tối ưu để đạt được việc tránh đồng bộ nhầm. Hơn nữa, hiệu năng về giảm ảnh hưởng đa đường cũng sẽ được cải thiện theo tiêu chí đánh giá đường bao lối đa đường (MEE).

2. TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ DẠNG BOC VÀ CÁC MẠCH VÒNG BẮM MÃ

2.1. Các đặc tính của tín hiệu điều chế BOC

Trong khi tín hiệu định vị truyền thống, GPS L1 C/A, sử dụng phương thức điều chế khóa dịch pha nhị phân BPSK, nhiều tín hiệu định vị mới như Galileo E1, GPS L1C đã sử dụng một dạng phương thức điều chế mới, điều chế BOC. Phương thức điều chế BOC giúp cho các tín hiệu định vị mới và tín hiệu định vị truyền thống có thể được truyền phát trên cùng 1 tần số sóng mang mà không gây can nhiễu lẫn nhau. Tín hiệu điều chế BOC dạng băng gốc được tạo ra bằng cách nhân mã trải ngẫu nhiên (PRN) với một sóng mang con dạng xung chữ nhật có tần số f_s . Thông thường, tín hiệu điều chế BOC được ký hiệu là BOC(m,n) với $m = f_s/f_{\text{TFB}}$ và $n = f_s/f_{\text{TFB}}$ trong đó f_c là tốc độ mã trải và $f_{\text{TFB}} = 1.023 \text{ MHz}$ là một tần số cơ bản được sử dụng trong các hệ thống GNSS. Tùy thuộc vào pha ban đầu của sóng mang con, tín hiệu điều chế BOC(m,n) sẽ là dạng pha sin (ký hiệu là BOC(m,n)) nếu pha ban đầu bằng 0 và là dạng pha cosin (ký hiệu là BOC(m,n)) nếu pha ban đầu là $\pi/2$ (radian).

Hai đặc tính quan trọng của tín hiệu điều chế BOC(m,n) được quan tâm là hàm mật độ phổ công suất (PSD: Power Spectral Density) và hàm tự tương quan (ACF: autocorrelation function)

Trước tiên, PSD của tín hiệu điều chế BOC(m,n) cũng như tín hiệu điều chế BOC(m,n) có dạng sau:

$$\begin{aligned} G_{\text{BOC}}(f) &= T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \tan^2\left(\frac{\pi f T_c}{2}\right) \\ G_{\text{BOC}}(f) &= T_c \text{sinc}^2(\pi f T_c) \tan^2\left(\frac{\pi f T_c}{2}\right) \tan^2\left(\frac{\pi f T_c}{4}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

Với: $T_c = 1/f_c$ là chu kỳ mã (tính theo đơn vị chip).

Đặc tính tiếp theo của tín hiệu điều chế BOC đó là hàm tự tương quan (ACF). Giữa hàm ACF và hàm PSD có mối quan hệ sau [10]:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) H(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (2)$$

Với $H(f)$ là hàm truyền của bộ lọc khối đầu cuối cao tần của bộ thu GNSS. Trong trường hợp bộ lọc này lý tưởng và có băng thông B, hàm ACF sẽ trở thành:

$$R(\tau) = \int_{-B/2}^{+B/2} G(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (3)$$

2.2. Các mạch vòng khóa trễ trong bộ thu GNSS

Các mạch vòng khóa trễ trong các bộ thu GNSS thường là dạng có phản hồi. Đó là một dạng cấu trúc nhằm thực hiện ước lượng trễ của mã PRN trong tín hiệu định vị của vệ tinh được nhìn thấy theo phương pháp ước lượng giống nhất (MLE). Điểm cắt 0 của bộ so pha sẽ xác định trễ của tín hiệu định vị thu được. Theo [11], nhiều dạng thức khác nhau của bộ so pha có thể được sử dụng trong các mạch vòng DLL. Trong số đó, dạng EMLP (EMLP: Early-Minus-Late-Power) được sử dụng nhiều nhất, với hàm lối ra bộ so pha có dạng [11]:

$$D_{\text{EMLP}}(\tau) = E^2 - L^2 = (R(\tau - \delta/2))^2 - (R(\tau + \delta/2))^2 \quad (4)$$

Trong đó, E, L ký hiệu đầu ra của bộ tương quan sớm (E) và muộn (L) và δ là khoảng lệch sớm - muộn (đơn vị: chip).

Với cấu trúc DDC, hàm lối ra bộ so pha sẽ có dạng:

$$\begin{aligned} D_{\text{DDC}}(\tau) &= \sum_{i=1}^N a_i (E_i^2 - L_i^2) \\ &= \sum_{i=1}^N a_i \left((R(\tau - \delta_i/2))^2 - (R(\tau + \delta_i/2))^2 \right) \end{aligned} \quad (5)$$

Với: a_i - Các trọng số, trong đó $a_1 = 1$, $a_1 = -1/2$; E_i, L_i - Các đầu ra tương ứng của các bộ tương quan sớm, muộn; δ_i - Khoảng lệch của cặp tương quan sớm - muộn thứ i (với DDC $\delta_2 = 2\delta_1$).

Cuối cùng, bộ đa tương quan (MGD) đã được đề xuất là một cấu trúc mới cho bộ so pha và xuất hiện lần đầu trong [12]. Trong cấu trúc MGD, bộ so pha gồm có 3 cặp tương quan sớm - muộn ở đầu vào và được biểu diễn bởi:

$$\begin{aligned} D_{\text{MGD}}(\tau) &= \sum_{i=1}^N a_i (E_i^2 - L_i^2) \\ &= \sum_{i=1}^N a_i \left((R(\tau - \delta_i/2))^2 - (R(\tau + \delta_i/2))^2 \right) \end{aligned} \quad (6)$$

Với N là số cặp tương quan sớm - muộn (hay số cổng). Có thể thấy rằng với $N = 2$, cấu trúc MGD sẽ trở thành cấu trúc DDC hay DDC là một trường hợp của MGD.

Cấu trúc MGD có thể loại bỏ được hiện tượng nhầm lẫn trong quá trình bám mã với tín hiệu BOC. Tuy nhiên, như chỉ ra ở trong [13], khi $N > 2$, số lượng cặp tương quan sớm - muộn càng tăng thì sự phức tạp của cấu trúc càng tăng lên đáng kể nhưng hiệu quả về bám mã không tăng lên quá nhiều. Vì lý do đó, số lượng cặp tương quan sớm - muộn được lựa chọn trong bài báo này sẽ là $N = 2$ để đạt được sự cân bằng giữa sự phức tạp và hiệu quả bám mã. Tuy nhiên, theo [9], do không có một giải pháp nhằm tối ưu việc lựa chọn các hệ số cho từng cặp tương quan sớm - muộn nên dù MGD có khả năng loại bỏ hiện tượng bám nhầm nhưng khả năng về giảm ảnh hưởng đa đường lại kém hơn so với cấu trúc NC và DDC. Đây chính là mục tiêu cần giải quyết trong bài báo này.

3. ĐỀ XUẤT CẤU TRÚC MGD

3.1. Cấu trúc MGD đề xuất

Cấu trúc được đề xuất trong bài báo này sẽ bao gồm 3 cặp tương quan sớm - muộn ($N = 3$). Bộ điều chỉnh không kết hợp sẽ được tạo bởi các hàm tương quan sớm và muộn đã được bình phương, $(E_i(\tau))^2$ và $(L_i(\tau))^2$. Cuối cùng, đầu ra của bộ điều chỉnh sẽ là tổng có trọng số của các cặp tương quan sớm - muộn. Như vậy, mỗi một cặp tương quan sớm muộn sẽ đóng vai trò là một cấu trúc EMLP. Khoảng lệch sớm - muộn của cặp tương quan thứ i sẽ là $\delta_i = i\delta_1$ (trong đó, δ_1 là khoảng lệch của cặp tương quan sớm - muộn nằm sát bộ tương quan đúng). Như vậy, cấu trúc MGD đề xuất có thể được biểu diễn thông qua biểu thức:

$$D_{\text{MGD}}(\tau) = \sum_{i=1}^3 a_i (E_i^2 - L_i^2) \quad (7)$$

Để thuận tiện và cũng không mất đi tính tổng quát, hệ số a_i sẽ được thiết lập $a_1 = 1$. Để tăng công suất của tín hiệu so với mức tạp âm cũng như loại bỏ ảnh hưởng của quá trình tách sóng mang, bộ

thu GNSS sẽ thực hiện tiếp quá trình tính tổng tích lũy không kết hợp. Lỗi ra bộ số pha của cấu trúc MGD đề xuất sẽ trở thành:

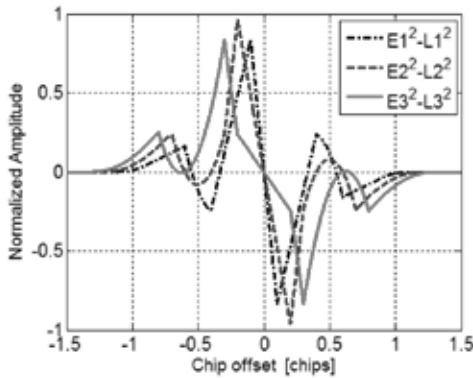
$$\sum_{i=1}^3 a_i \left((R(\tau - \delta_i/2))^2 - (R(\tau + \delta_i/2))^2 \right) \quad (8)$$

Như vậy, trong biểu thức (8), chỉ có 2 hệ số a_2, a_3 cần được tối ưu theo khoảng lệch sớm - muộn và các tiêu chí khác.

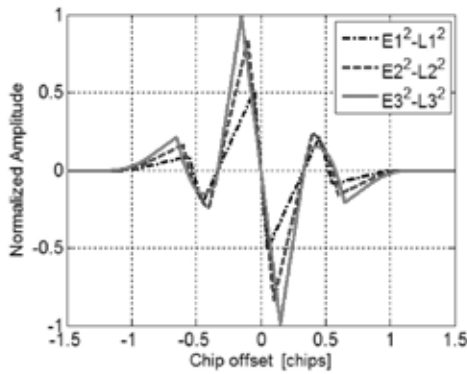
3.2. Tối ưu cấu trúc đề xuất

Để thực hiện bước 1 của quá trình tối ưu hệ số, mô hình kênh truyền được lựa chọn sẽ chỉ bao gồm 1 thành phần LOS. Để có thể nhận được hàm lỗi ra bộ số pha không có điểm khóa nhầm, bộ số pha cần phải có đặc điểm ở mỗi bên của điểm cắt 0 (tại điểm lệch 0), hàm lỗi ra bộ số pha cần phải có dấu không đổi. Điều đó có nghĩa rằng:

$$\begin{aligned} D_{+,max}(\tau) &< 0, \quad 0 \leq \tau \leq 1(\text{chip}) \\ D_{-,max}(\tau) &> 0, \quad -1 \leq \tau \leq 0(\text{chip}) \end{aligned} \quad (9)$$



Hình 1. Hàm lỗi ra bộ số pha của 3 cặp tương quan với $\delta = 0,2$ chips

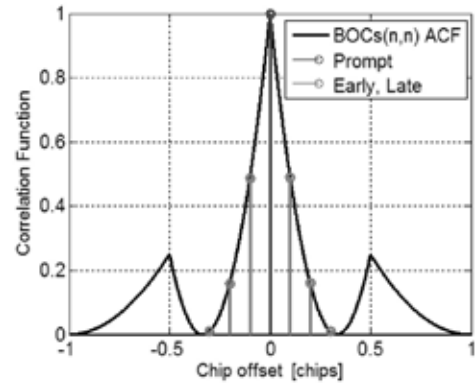


Hình 2. Hàm lỗi ra bộ số pha của 3 cặp tương quan với $\delta = 0,1$ chips

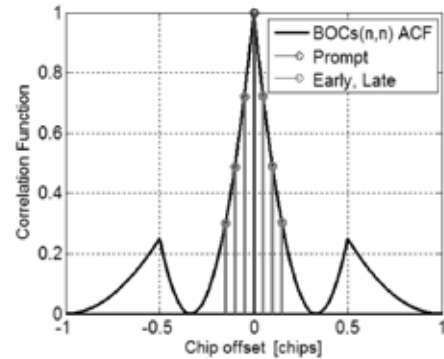
Đặc điểm này của hàm lỗi ra bộ số pha phụ thuộc vào khoảng lệch sớm - muộn và đặc tính hàm lỗi ra bộ số pha của mỗi cặp tương quan (dạng EMLP), $E_1^2 - L_1^2, E_2^2 - L_2^2, E_3^2 - L_3^2$. Hình dạng của hàm lỗi ra bộ số pha của mỗi cặp tương quan được minh họa ở Hình 1 và Hình 2 ứng với khoảng lệch sớm - muộn $\delta = 0,2$ chips và $\delta = 0,1$ chips.

Trong trường hợp $\delta = 0,2$ chips, tồn tại 1 cặp tương quan sớm - muộn mà có hàm lỗi ra bộ số pha thay đổi dấu trong khoảng giá trị của độ lệch mã khác so với 2 cặp tương quan sớm - muộn còn lại. Điều này cho phép cấu trúc đề xuất có thể tìm ra các hệ số để nhận được hàm lỗi ra bộ số pha của mạch vòng DLL không có điểm bám nhầm.

Ngược lại, với $\delta = 0,1$ chips, cả 3 cặp tương quan sớm - muộn đều có hàm lỗi ra bộ số pha mà sự thay đổi dấu nằm trong khoảng tương đối giống nhau. Do đó, khi tổng hợp 3 đường cong này thì không thể có được 1 đường cong của hàm lỗi ra bộ số pha mà không có điểm bám nhầm do bản thân mỗi hàm lỗi ra bộ số pha thành phần kia đều tồn tại các điểm bám nhầm.



Hình 3. Vị trí 3 cặp tương quan sớm - muộn với $\delta = 0,2$ chips



Hình 4. Vị trí 3 cặp tương quan sớm - muộn với $\delta = 0,1$ chips

Mặt khác, xem xét dạng của hàm ACF cùng với vị trí của các đầu ra của các bộ tương quan ứng với $\delta = 0,2$ chips và $\delta = 0,1$ chips như ở Hình 3 và Hình 4. Như ở trên các hình vẽ này, để có thể tối ưu các hệ số thì cần có ít nhất 1 cặp tương quan sớm - muộn có đầu ra nằm ra ngoài búp chính của ACF. Điều này tương đương với có 1 cặp tương quan sớm - muộn mà khoảng lệch $\delta_i/2$ lớn hơn một nửa độ rộng búp chính của ACF. Với cấu trúc MGD đề xuất có $N = 3$, có thể tối ưu được các hệ số để có hàm lỗi ra bộ số pha không có điểm bám nhầm nếu khoảng lệch sớm - muộn δ_i của cặp tương quan thứ nhất thỏa mãn $\delta > 0,1$ chips.

Do đó, với khoảng giá trị được lựa chọn là $[-1;1]$ và giá trị bước là 0,1, trong giai đoạn đầu của việc tối ưu, số lượng tổ hợp (a_2, a_3) thỏa mãn được cho ở Bảng 1.

Bảng 1. Số lượng tổ hợp giá trị hệ số được tối ưu của cấu trúc MGD

Khoảng lệch sớm muộn	Số lượng tổ hợp (a_2, a_3) tối ưu
$\delta_i = 0,2$	25
$\delta_i = 0,25$	112
$\delta_i = 0,4$	124

Bảng 2. Giá trị tối ưu các hệ số theo MEE của MGD đề xuất

Khoảng lệch sớm muộn	a_2	a_3
$\delta_i = 0,2$	-0,5	0,6
$\delta_i = 0,25$	-0,5	0,4
$\delta_i = 0,4$	-0,1	0,8

Trong giai đoạn 2 của quá trình tối ưu, trong số các tổ hợp (a_2, a_3) nhận được ở bước 1, cần thực hiện tối ưu tiếp để tìm ra 1 tổ hợp (a_2, a_3) mà hàm lỗi ra bộ so pha nhận được có khả năng giảm ảnh hưởng đa đường tốt nhất. Tiêu chí để đánh giá tác động của thành phần đa đường lên mạch vòng DLL trong bộ thu GNSS sẽ là đường bao lỗi đa đường (MEE) như ở trong [14]. Với tiêu chí MEE, chỉ có 2 thành phần tín hiệu đến ăng-ten của bộ thu GNSS là 1 thành phần LOS và 1 thành phần đa đường. Thành phần đa đường sẽ có 2 khả năng hoặc đồng pha hoặc ngược pha với thành phần LOS. Ngoài ra, thành phần đa đường sẽ có mức biên độ, độ lệch pha không đổi với mọi giá trị của độ lệch giữa thành phần đa đường và thành phần LOS. Khi đánh giá qua MEE, khả năng giảm ảnh hưởng đa đường của cấu trúc mạch vòng DLL là tốt nếu lỗi trung bình nhỏ, lỗi cực đại nhỏ và giá trị cực đại của trễ đa đường mà sau đó MEE tiến tới 0 cũng có giá trị nhỏ. Đây cũng chính là những điều kiện để thực hiện tối ưu cấu trúc MGD để xuất trong bước thứ 2. Giá trị của các hệ số được tối ưu trong bước 2 này được thể hiện ở Bảng 2 ứng với các giá trị khác nhau của khoảng lệch sớm - muộn.

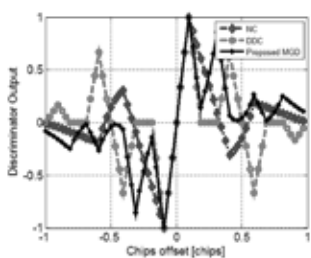
Từ các kết quả ở các bảng trên, cấu trúc MGD để xuất đã xác định được các hệ số nhằm đạt được lỗi đa đường nhỏ nhất cũng như không còn các điểm bám nhầm trong quá trình bám mã. Các kết quả này một lần nữa sẽ được khẳng định thông qua mô phỏng ở phần tiếp theo.

4. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

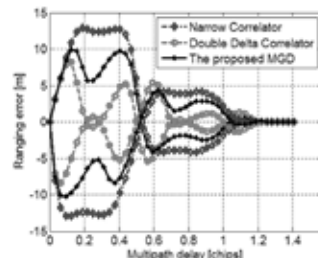
Quá trình mô phỏng được tiến hành trong điều kiện đa đường gần (độ lệch giữa thành phần đa đường và thành phần LOS là nhỏ) và băng thông của bộ lọc khối đầu cuối cao tần là giới hạn nhất định. Mô hình kênh truyền được sử dụng là kênh truyền tĩnh với biên độ và pha của tín hiệu được giữ không đổi trong khoảng thời gian mô phỏng.

4.1. Hàm lỗi ra bộ so pha của cấu trúc MGD để xuất

Để kiểm tra đặc tính lỗi ra bộ so pha, tín hiệu GNSS nhận được chỉ có thành phần LOS. Hình 5 sẽ minh họa hình dạng lỗi ra bộ so pha với cấu trúc NC, DDC và cấu trúc MGD để xuất cho tín hiệu BOCs(n,n). Các hệ số của cấu trúc để xuất được lấy ra từ Bảng 2. Khoảng cách sớm - muộn của cặp tương quan thứ nhất là $\delta = 0,2$ chips. Như trên hình vẽ, bộ so pha chỉ có 1 điểm cắt 0 ứng với cấu trúc để xuất, điểm cắt 0 này nằm ở điểm lệch 0. Vì vậy, mạch vòng bám mã sẽ khóa ở điểm ứng với đỉnh chính của ACF. Do đó, hiện tượng bám nhầm lần được loại bỏ. Trong khi đó, cấu trúc NC và DDC có nhiều điểm cắt 0 và nó sẽ chịu ảnh hưởng của hiện tượng bám nhầm.



Hình 5. Lỗi ra bộ so pha với NC, DDC và MGD để xuất ($a=[1 -0,5 0,6]$) có $\delta = 0,2$ chips cho tín hiệu BOCs(n,n).



Hình 6. MEE cho NC, DDC và MGD để xuất ($a=[1 -0,5 0,6]$) có $\delta = 0,2$ chips cho tín hiệu BOCs(n,n).

4.2. Ảnh hưởng của đa đường

Như đã chỉ ra ở phần trước, MEE sẽ được sử dụng để đánh giá tác động của đa đường đối với mạch vòng bám mã. Trong điều kiện mô phỏng này, biên độ đã chuẩn hóa của thành phần LOS và thành

phần đa đường lần lượt là 1 và 0,8. Kết quả đường bao lỗi đa đường MEE của các cấu trúc NC, DDC và MGD để xuất cho tín hiệu BOCs(m,n) được minh họa ở Hình 6. Quan sát hình vẽ ta nhận thấy hiệu năng giảm đa đường của MGD để xuất tốt hơn NC nhưng kém hơn DDC. Tuy nhiên, phải thấy rằng cấu trúc MGD để xuất sẽ được bù lại bằng khả năng chống bám nhầm. Khi xảy ra bám nhầm thì hiệu năng của DDC có thể sẽ kém hơn MGD để xuất.

5. KẾT LUẬN

Trong bài báo này, giải pháp bám mã không bám lẫn cho tín hiệu điều chế BOC dựa trên cấu trúc MGD đã được đề xuất. Các hệ số trong cấu trúc này đã được tối ưu theo 2 bước để đạt được khả năng chống bám nhầm cũng như có khả năng tốt trong việc giảm ảnh hưởng của hiện tượng đa đường. Các đặc tính này của cấu trúc MGD để xuất cũng đã được so sánh với các cấu trúc phổ biến như NC và DDC. Mặc dù, khả năng giảm ảnh hưởng đa đường của cấu trúc để xuất có kém hơn so với DDC nhưng cấu trúc để xuất lại đạt được khả năng chống bám nhầm vượt trội so với DDC.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. E. D. Kaplan and C. J. Hegarty (2005), Understanding GPS: Principles and Applications: Artech House.
- [2]. F. D. Nunes, F. M. G. Sousa and J. M. N. Leitao (2007), Gating Functions for Multipath Mitigation in GNSS BOC Signals, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.43, pp.951-964.
- [3]. M. Z. H. Bhuiyan and E. S. Lohan (2010), Advanced Multipath Mitigation Techniques for Satellite - Based Positioning Applications, International Journal of Navigation and Observation, Hindawi Publishing Corporation, vol.2010, pp.1-15.
- [4]. A. J. V. Dierendonck, P. Fenton and T. Ford, Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GNSS Receiver, Journal of the Institute of Navigation, vol.39, Fall 1992.
- [5]. J. W. Betz and K. R. Kolodziejcki (2000), Extended theory of early-late code tracking for a bandlimited GPS receiver, Navigation, vol.47, pp.211-226.
- [6]. G. A. McGraw and M. S. Braasch (1999), GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts, in National Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Diego, CA, pp.333-342.
- [7]. L. Garin, F. v. Diggelen and J.-M. Rousseau (September 17 - 20 1996), Strobe & Edge Correlator Multipath Mitigation for Code, Proceedings of the 9th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1996), pp.657-664.
- [8]. J. J. P. Fenton and B. Smith (2004), Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator, in Technical Report, ed. Novatel, Alberta, Canada.
- [9]. P. A. Bello and R. L. Fante, Code tracking performance for novel unambiguous M-code time discriminators, in Proceedings of the 2005 National Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Diego, CA 2005, pp.293-298.
- [10]. J.-C. Juang and T.-L. Kao (2012), Noncoherent BOC Signal Tracking Based on a Five-Correlator Architecture, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol.48, pp.1961-1974.
- [11]. K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder and S. H. Jensen (2007), A Software-Defined GPS and Galileo Receiver - A Single-Frequency Approach. Berlin: Birkhäuser.
- [12]. R. Fante (2003), Unambiguous tracker for GPS binary-offset-carrier signals, in Proceedings of the 2003 ION National Technical Meeting, Albuquerque, New Mexico.
- [13]. H. Hurskainen, E. Simona Lohan, X. Hu, J. Raasakka and J. Nurmi (2008), Multiple gate delay tracking structures for GNSS signals and their evaluation with simlink, systemC, and VHDL, International Journal of Navigation and Observation, p.17.
- [14]. M. Irsigler, J. A. Avila-Rodriguez and G. W. Hein (13-16 September, 2005), Criteria for GNSS Multipath Performance Assessment, Proceedings of the International Technical Meeting of the Institute of Navigation, ION-GNSS 2005.