

**TRƯỜNG ĐẠI HỌC HÀNG HẢI VIỆT NAM
KHOA ĐIỆN – ĐIỆN TỬ**



THUYẾT MINH ĐỀ TÀI NCKH CẤP TRƯỜNG

**ĐỀ TÀI
NGHIÊN CỨU GIẢI PHÁP CẢI THIỆN
ĐỘ CHÍNH XÁC CHO CÁC BỘ THU
HỆ THỐNG ĐỊNH VỊ SỬ DỤNG VỆ TINH KHI
HOẠT ĐỘNG TRONG ĐIỀU KIỆN MÔI TRƯỜNG
PHỨC TẠP**

**Chủ nhiệm đề tài: ThS. NGUYỄN PHƯƠNG LÂM
Thành viên tham gia: TS. PHẠM VIỆT HÙNG**

Hải Phòng, tháng 4/2016

MỤC LỤC

MỤC LỤC	i
DANH MỤC HÌNH VẼ	iii
MỞ ĐẦU	1
CHƯƠNG 1 HỆ THỐNG ĐỊNH VỊ SỬ DỤNG VỆ TINH VÀ CẤU TRÚC BỘ THU ĐỊNH VỊ.....	2
1.1. Hệ thống định vị sử dụng vệ tinh.....	2
1.2. Cấu trúc bộ thu định vị GNSS.....	3
1.2.1. Đầu cuối RF	3
1.2.2. Khối bắt đồng bộ tín hiệu	3
1.2.3. Khối bám tín hiệu.....	4
1.2.4. Khối giải điều chế dữ liệu.....	4
1.2.5. Khối xử lý bản tin dẫn đường.....	4
CHƯƠNG 2 QUÁ TRÌNH BẮT ĐỒNG BỘ TÍN HIỆU TRONG BỘ THU ĐỊNH VỊ.....	6
2.1. Tín hiệu định vị GNSS.....	6
2.1.1. Tín hiệu GPS L1C/A.....	6
2.2. Quá trình bắt đồng bộ tín hiệu GNSS	8
2.2.1. Không gian tìm kiếm.....	9
2.2.2. Phân tích thống kê	11
2.2.3. Đánh giá hiệu năng hoạt động	13
CHƯƠNG 3 GIẢI PHÁP PHÂN TẬP CHO ANTEN BỘ THU GNSS.....	16
3.1. Khái niệm và mô hình kênh đa đường	16
3.1.1. Mô hình kênh đa đường	16
3.1.2. Mô hình kênh Rician	17
3.1.3. Mô hình kênh Rayleigh.....	18
3.1.4. Hiệu năng bắt đồng bộ trong môi trường kênh Rayleigh	18
3.2. Giải pháp phân tập anten	19
3.2.1. Phân tập không gian	19
3.2.2. Phân tập phân cực	19

3.3. Các phương pháp kết hợp phân tập.....	20
3.4. Giải pháp phân tập anten EGC cho bất đồng bộ tín hiệu GNSS	20
3.5. Kết quả mô phỏng.....	21
Kết luận	26
TÀI LIỆU THAM KHẢO	27

DANH MỤC HÌNH VẼ

Hình 1.1. Cấu trúc của bộ thu GNSS tiêu biểu	3
Hình 2.1. Hàm ACF của tín hiệu GPS C/A (trái) và phóng to trong khoảng $\pm 15\text{chip}$ (phải)[2].....	7
Hình 2.2. Hàm PSD của tín hiệu GPS C/A.....	8
Hình 2.3. Sơ đồ khối thuật toán tìm kiếm song song theo pha mã.....	11
Hình 2.4. Đường cong ROC phạm vi 1 tế bào	15
Hình 3.1. Truyền sóng từ vệ tinh GNSS tới bộ thu GNSS trong môi trường đa đường	16
Hình 3.2. ROC mức tế bào	22
Hình 3.3. ROC mức tế bào, kênh không tương quan.....	23
Hình 3.4. ROC mức hệ thống khi có tín hiệu.....	24
Hình 3.5. Cảnh báo sai khi có và không có tín hiệu	24
Hình 3.6. Cải thiện hiệu quả bắt đồng bộ ở mức tế bào khi có EGC	25
Hình 3.7. Cải thiện hiệu quả bắt đồng bộ khi có EGC ở mức hệ thống....	25

MỞ ĐẦU

Các hệ thống định vị sử dụng vệ tinh (GNSS – Global Navigation Satellite Systems) được ứng dụng trong rất nhiều lĩnh vực đời sống và quân sự như dẫn đường, cảnh báo thiên tai, quan trắc môi trường, giám sát phương tiện,... Quá trình đồng bộ tín hiệu định vị bao gồm hai giai đoạn: bắt đồng bộ tín hiệu và bám đồng bộ tín hiệu. Trong đó, quá trình bắt đồng bộ sẽ xác định được máy thu thu nhận được tín hiệu từ vệ tinh định vị nào và cung cấp các thông số đồng bộ sơ bộ về tín hiệu định vị từ vệ tinh đó như độ dịch tần Doppler và độ trễ mã giả ngẫu nhiên (PRN – Pseudo Random Noise). Tuy nhiên trong điều kiện fading đa đường, hiệu năng của quá trình bắt đồng bộ bị ảnh hưởng nghiêm trọng. Vì vậy, việc nghiên cứu giải pháp cải thiện hiệu năng quá trình bắt đồng bộ vừa có ý nghĩa khoa học vừa có ý nghĩa thực tiễn.

Mục đích nghiên cứu: Nghiên cứu giải pháp cải thiện hiệu quả quá trình bắt đồng bộ tín hiệu GNSS dựa trên phân tập anten của bộ thu.

Nội dung nghiên cứu:

- Cấu trúc của bộ thu GNSS.
- Quá trình bắt đồng bộ tín hiệu GNSS trong bộ thu GNSS
- Đề xuất giải pháp phân tập anten cho quá trình bắt đồng bộ. Đánh giá hiệu quả của giải pháp đề xuất.

Phương pháp nghiên cứu: nghiên cứu các đặc điểm của quá trình bắt đồng bộ tín hiệu GNSS thông qua các mô hình toán học. Trên cơ sở phân tích đánh giá hiệu năng của quá trình, đề xuất giải pháp mới. Xem xét đánh giá hiệu năng của giải pháp đề xuất thông qua mô hình toán học kết hợp mô phỏng Matlab.

CHƯƠNG 1

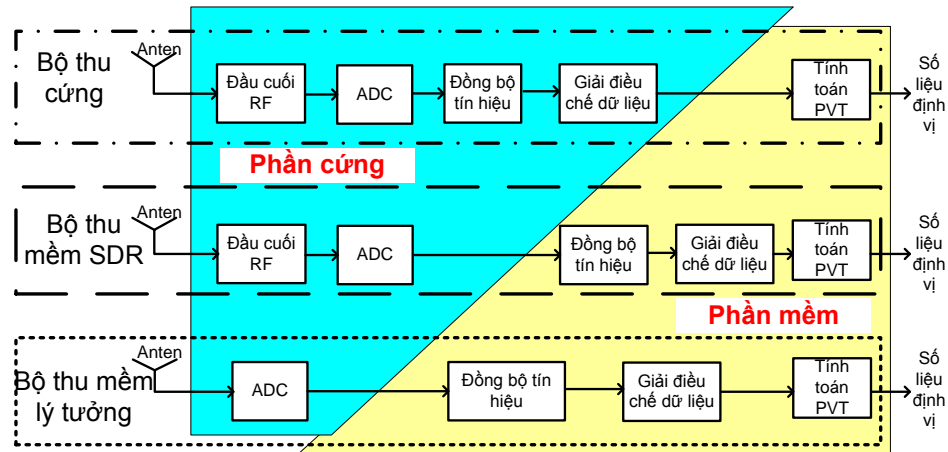
HỆ THỐNG ĐỊNH VỊ SỬ DỤNG VỆ TINH VÀ CẤU TRÚC BỘ THU ĐỊNH VỊ

1.1. Hệ thống định vị sử dụng vệ tinh

Hệ thống GNSS cung cấp thông tin về vị trí cho người sử dụng trên toàn cầu vào bất kỳ thời điểm nào, bất kỳ ở vị trí nào trong mọi hoàn cảnh điều kiện thời tiết và cung cấp thông tin vị trí đó một cách liên tục. Nguyên tắc hoạt động của GNSS dựa trên việc đo khoảng cách giữa người sử dụng và các vệ tinh quỹ đạo tầm trung MEO có vị trí đã biết. Việc tính toán khoảng cách này được thực hiện thông qua việc ước tính khoảng thời gian truyền sóng của tín hiệu từ vệ tinh đến bộ thu GNSS. Trên cơ sở các khoảng cách từ bộ thu GNSS đến ít nhất 03 vệ tinh, bộ thu sẽ xác định được vị trí của nó dựa trên nguyên lý tam giác. Hệ thống GNSS phổ biến nhất hiện nay là hệ thống định vị toàn cầu (GPS) được Bộ Quốc phòng Mỹ đưa vào sử dụng từ năm 1973 với mục đích đầu tiên để phục vụ cho lĩnh vực quân sự. Bên cạnh đó, hệ thống GLONASS của Liên bang Nga cũng đã được đưa vào sử dụng. Tuy nhiên, do những khó khăn về kinh tế, việc triển khai hệ thống GLONASS đã bị tạm dừng một thời gian khá dài và hiện nay đang được Chính phủ Nga tái khởi động. Ở châu Á, hệ thống GNSS của Trung Quốc với tên gọi Beidou cũng đã bắt đầu cung cấp dịch vụ cho khu vực châu Á Thái Bình Dương và đang có kế hoạch triển khai cung cấp dịch vụ toàn cầu vào năm 2020. Tại châu Âu, hệ thống Galileo cũng đã và đang được triển khai. Hệ thống Galileo sẽ cung cấp các dịch vụ dành cho dân sự trên phạm vi toàn cầu với độ chính xác được kỳ vọng sẽ rất cao, không có sự hạn chế giống như hệ thống GPS. Đồng thời, Galileo cũng sẽ kết hợp với GPS và GLONASS để cung cấp các dịch vụ đa hệ thống GNSS nhằm đảm bảo, tăng cường hơn nữa chất lượng dịch vụ tới người sử dụng. Tuy nhiên, do những khó khăn vướng mắc về kinh tế, hệ thống Galileo đã không được triển khai theo đúng kế hoạch. Hiện nay, hệ thống Galileo mới chỉ có 04 vệ tinh ở trên Quỹ đạo và đang ở trong giai đoạn thử nghiệm [38].

1.2. Cấu trúc bộ thu định vị GNSS

Các chức năng của một bộ thu GNSS điển hình sẽ được phân tích chi tiết. Quá trình xử lý tín hiệu trong bộ thu GNSS sẽ bắt đầu từ quá trình thu nhận tín hiệu định vị từ vệ tinh của khối đầu cuối cao tần RF đến quá trình tính toán của khối xử lý bản tin dẫn đường. Hình 1.1 sẽ minh họa sơ đồ khối của một bộ thu GNSS điển hình.



Hình 1.1. Cấu trúc của bộ thu GNSS tiêu biểu

1.2.1. Đầu cuối RF

Khối đầu cuối cao tần thực hiện xử lý tín hiệu cao tần thu nhận được từ anten qua các quá trình biến đổi để được tín hiệu số trung tần đưa đến khâu xử lý tín hiệu trung tần. Ngay sau khi tín hiệu đi qua anten, tín hiệu định vị cao tần sẽ đi qua bộ khuếch đại tạp âm thấp LNA để thực hiện khuếch đại cũng như lọc tín hiệu nằm trong dải thông cho phép. Sau đó, tín hiệu cao tần được lọc này sẽ được thực hiện hạ tần xuống tần số trung tần IF. Tín hiệu trung tần ngay sau đó sẽ được số hóa nhờ bộ ADC và đưa đến khâu xử lý trung tần thực hiện quá trình đồng bộ tín hiệu để giải điều chế nhằm thu được bản tin dẫn đường.

1.2.2. Khối bắt đồng bộ tín hiệu

Quá trình bắt đồng bộ tín hiệu sẽ thực hiện việc tìm kiếm và ước lượng sơ bộ các thông số của các tín hiệu định vị được phát từ các vệ tinh. Nói cách khác, quá trình bắt đồng bộ tín hiệu đồng bộ sẽ xác định những vệ tinh nào được “nhìn thấy” bởi

bộ thu GNSS. Các thông số cần phải ước lượng bao gồm: tần số sóng mang và độ dịch của mã PRN.

1.2.3. *Khởi bám tín hiệu*

Sau quá trình bắt đồng bộ tín hiệu định vị, các tín hiệu định vị từ các vệ tinh trong tầm “nhìn thấy” của bộ thu GNSS đã được ước lượng với các thông số sơ bộ ban đầu, các thông số này có độ chính xác chưa cao. Bước tiếp theo, bộ thu GNSS sẽ bắt đầu khởi tạo quá trình bám đồng bộ tín hiệu. Nhiệm vụ của quá trình bám này nhằm ước lượng tốt hơn các thông số của tín hiệu định vị đồng thời theo sát sự thay đổi theo thời gian của các thông số này. Một nhiệm vụ nữa của khối này là khi đã bám sát sự thay đổi của các thông số sẽ giúp cho bộ thu GNSS có thể tách được luồng bit dữ liệu ra khỏi tín hiệu tín hiệu trải phổ. Quá trình đó được gọi là giải trải phổ hoặc giải điều chế dữ liệu định vị. Để thực hiện nhiệm vụ bám đồng bộ tín hiệu, các mạch vòng khóa đồng bộ sẽ được sử dụng trong bộ thu GNSS. Các mạch vòng khóa đồng bộ có nhiệm vụ khóa giữ các thông số của tín hiệu định vị thông qua việc liên tục thay đổi các thông số của bộ tạo tín hiệu cục bộ trong bộ thu GNSS để đạt được trạng thái cân bằng. Trong các bộ thu GNSS, mạch vòng khóa trễ DLL thực hiện bám trễ thời gian của mã PRN, mạch vòng khóa pha PLL thực hiện bám pha sóng mang.

1.2.4. *Khởi giải điều chế dữ liệu*

Dữ liệu sau khối bám đồng bộ tín hiệu sẽ là dữ liệu của bản tin dẫn đường. Các tín hiệu định vị thường có năng lượng thấp và bị tác động nhiễu của nhiễu. Vì vậy, để tăng năng lượng của bit dữ liệu bản tin dẫn đường, các bit dạng NRZ trong 1 khoảng thời gian 20ms sẽ được cộng lại với nhau để tạo ra một bit dữ liệu bản tin dẫn đường cũng có dạng NRZ. Bản tin dẫn đường này sẽ có tốc độ là 50bps (tương ứng với 1 bit trong bản tin dẫn đường có độ rộng là 20ms).

1.2.5. *Khởi xử lý bản tin dẫn đường*

Khối xử lý bản tin dẫn đường có nhiệm vụ tính toán, xác định được khoảng cách giả định giữa vệ tinh và bộ thu GNSS. Đối với tín hiệu của hệ thống GPS, việc xác định khoảng cách giả định này sẽ tuân thủ theo ICD-GPS-200G [44] cho dải tần số L1 và L2, ICD-GPS-705C [45] cho các tín hiệu định vị ở dải tần L5. Đối với tín hiệu hệ thống Galileo, việc tính toán khoảng cách giả định theo bản tin dẫn đường sẽ dựa vào Galileo OS SIS ICD [46] của Liên minh châu Âu.

Bộ thu GNSS sẽ dựa trên bản tin dẫn đường để xác định các thông số về quỹ đạo của vệ tinh để từ đó tính toán được các sai lệch về định thời cũng như sai lệch về quỹ đạo thực tế của vệ tinh. Những thông tin này sẽ giúp bộ thu GNSS có thể xác định ra được vị trí của nó. Thời gian cần thiết để bộ thu xác định được vị trí lần đầu của nó được gọi là TTFF, tham số này phụ thuộc rất nhiều vào cách triển khai đồng bộ tín hiệu định vị cũng như phương thức xác định vị trí được áp dụng cho bộ thu.

Việc xác định khoảng cách giả định (khoảng giả) được tính toán theo nguyên tắc xác định khoảng thời gian truyền sóng của tia truyền thẳng từ vệ tinh tới bộ thu. Với mỗi vệ tinh, bộ thu sẽ xác định được 1 khoảng giả giữa nó và vệ tinh đó theo biểu thức [2]:

$$P_u^s = \sqrt{(X^s - X_u)^2 + (Y^s - Y_u)^2 + (Z^s - Z_u)^2} + c(dt_u - dt^s) + T_u^s + I_u^s + e_u^s \quad (1.1)$$

với P_u^s là khoảng giả giữa vệ tinh thứ s và bộ thu u ; c là tốc độ ánh sáng; dt_u là độ sai lệch đồng hồ bộ thu; dt^s là sai lệch đồng hồ vệ tinh; T_u^s là trễ do tầng đối lưu; I_u^s là trễ do tầng điện ly; e_u^s là các sai số do nguyên nhân khác như tạp âm, đa đường,...

Trong biểu thức trên, các ẩn số cần phải xác định đó là vị trí của bộ thu (X_u, Y_u, Z_u) và sai lệch đồng hồ bộ thu dt_u . Do đó, cần phải có ít nhất 04 khoảng giả ứng với 04 vệ tinh được bộ thu nhìn thấy.

CHƯƠNG 2

QUÁ TRÌNH BẮT ĐỒNG BỘ TÍN HIỆU TRONG BỘ THU ĐỊNH VỊ.

2.1. Tín hiệu định vị GNSS

Để phân biệt giữa các tín hiệu truyền tới bộ thu từ các vệ tinh khác nhau, hầu hết các hệ thống GNSS đều sử dụng phương thức đa truy cập phân chia theo mã CDMA. Như vậy, thành phần của 1 tín hiệu định vị sẽ gồm có 2 phần: thành phần mã giả ngẫu nhiên giả ngẫu nhiên PRN và thành phần dữ liệu của bản tin dẫn đường. Bản tin dẫn đường sẽ mang các thông tin cần thiết như: quỹ đạo vệ tinh, thông tin định thời,... để bộ thu thực hiện các tính toán nhằm xác định vị trí của bộ thu. Tín hiệu GNSS ở đầu ra của máy phát của vệ tinh được phát xuống sẽ được biểu diễn:

$$s(t) = \sqrt{2P}d(t)c(t)e^{j(2\pi f_{L1}t + \theta)} \quad (2.1)$$

với: P là công suất của tín hiệu định vị được vệ tinh phát đi; $d(t)$ là dữ liệu bản tin dẫn đường; $c(t)$ là mã giả ngẫu nhiên PRN; f_{L1} là tần số của sóng mang và θ là pha ban đầu của sóng mang được truyền đi. Ví dụ: với tín hiệu dân sự của hệ thống GPS thế hệ I (GPS I), $d(t)$ sẽ có tốc độ $50bps$, $c(t)$ có tần số chip là $1,023MHz$ và tần số sóng mang L1 $f_{L1} = 1575,42MHz$.

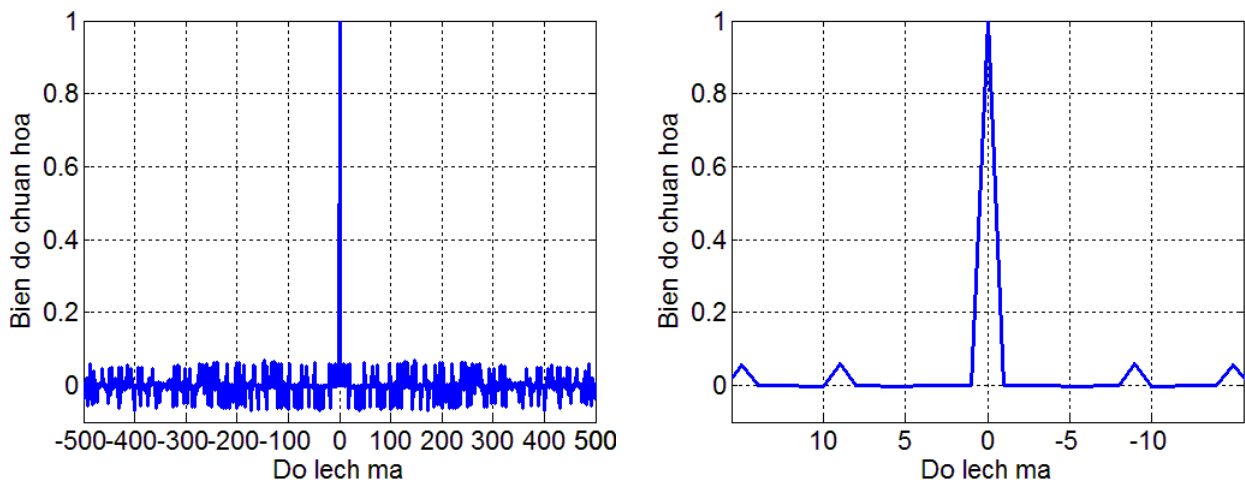
2.1.1. Tín hiệu GPS L1C/A

Tín hiệu GPS L1 C/A là tín hiệu dân dụng của hệ thống GPS được truyền phát phổ biến, rộng rãi trên hầu khắp các điểm trên trái đất. Có thể coi đây là tín hiệu định vị phổ dụng duy nhất hiện nay. Tín hiệu GPS L1 C/A sử dụng phương thức điều chế BPSK, tức là sóng mang L1 sẽ được điều chế bởi 1 mã giả ngẫu nhiên PRN dạng NRZ. Mã giả ngẫu nhiên PRN này được sử dụng để trải phổ bản tin dẫn đường, bản tin mang các thông tin chính xác về vị trí và thời gian của vệ tinh. So với bản tin dẫn đường có tốc độ $50bps$, mã PRN có tốc độ cao hơn nhiều lần (tốc độ của mã PRN là $1.023MHz$). Các mã PRN được tạo ra bởi chuỗi bit có chiều dài xác định

(chuỗi mã Gold). Mã PRN có đặc tính ngẫu nhiên giống tạp âm nhưng có tính chu kỳ và được xác định hoàn toàn bởi một bộ thu, điều đó giúp cho bộ thu có thể thực hiện việc đồng bộ tín hiệu định vị để giải trải phổ và thu được bản tin dẫn đường mà vệ tinh đã truyền phát. Các mã PRN có đặc tính tương quan cao (tương quan chéo giữa hai mã PRN khác nhau sẽ bằng 0) sẽ giúp cho bộ thu tránh được việc đồng bộ mã PRN sai. Để thuận tiện trong việc mô hình hóa các tín hiệu định vị, các chip (bit) mã PRN được coi là độc lập nhau. Do đó, hàm tự tương quan (ACF) của mã PRN có thể được coi xấp xỉ là hàm ACF của 1 chip mã PRN. Khi đó, hàm ACF được xấp xỉ sẽ có dạng hình tam giác và được biểu diễn bởi [1, 2]:

$$R_{BPSK}(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|; & |\tau| \leq 1 \text{ chip} \\ 0; & |\tau| > 1 \text{ chip} \end{cases} \quad (2.2)$$

Để thuận tiện trong ký hiệu tín hiệu, ký hiệu $BPSK(n)$ sẽ tương ứng với tín hiệu điều chế BPSK có tốc độ mã PRN là $n \times 1.023 \text{ MHz}$. Lưu ý, các tín hiệu $BPSK(n)$ sẽ có hàm ACF giống nhau, và trong khuôn khổ của luận án sẽ chỉ xét trường hợp tín hiệu $BPSK(1)$ (tương ứng với GPS L1 C/A). Do đó, nhằm đơn giản hơn cách ký hiệu và tránh nhầm lẫn, các phần trình bày ở phần sau luận án khái niệm tín hiệu GPS L1 C/A và tín hiệu BPSK sẽ được coi là giống nhau).



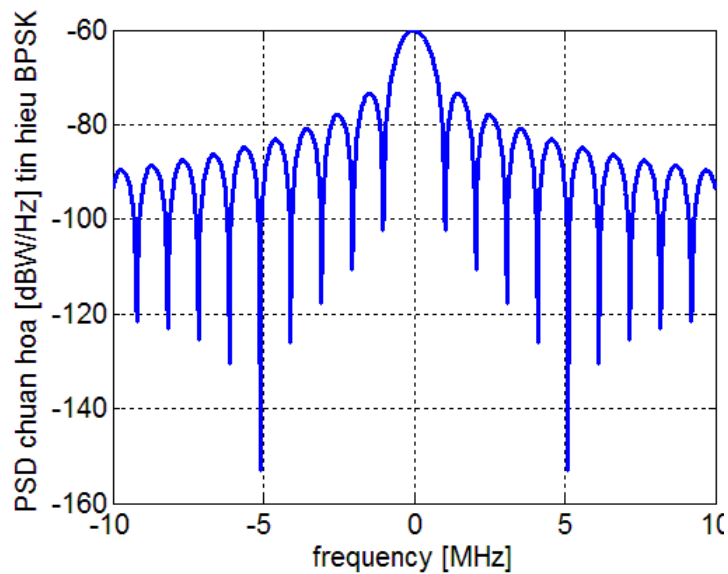
Hình 2.1. Hàm ACF của tín hiệu GPS C/A (trái) và phóng to trong khoảng $\pm 15 \text{ chip}$ (phải) [2]

Hàm mật độ phổ công suất (PSD) của tín hiệu GPS C/A có dạng bao hàm sinc và được xác định bởi công thức:

$$G_{BPSK}(f) = T_c \left(\frac{\sin(\pi f T_c)}{\pi f T_c} \right)^2 \quad (2.3)$$

trong đó: T_c là chu kỳ chip của mã giả ngẫu nhiên với $T_c = 1/f_c$.

Từ công thức (2.3), ta nhận thấy, hàm PSD của tín hiệu sẽ phụ thuộc tốc độ của mã PRN. Hàm PSD của tín hiệu GPS C/A sẽ được minh họa ở Hình 2.2.



Hình 2.2. Hàm PSD của tín hiệu GPS C/A.

2.2. Quá trình bắt đồng bộ tín hiệu GNSS

Quá trình bắt đồng bộ tín hiệu sẽ thực hiện việc tìm kiếm và ước lượng sơ bộ các thông số của các tín hiệu định vị được phát từ các vệ tinh. Nói cách khác, quá trình bắt đồng bộ tín hiệu đồng bộ sẽ xác định những vệ tinh nào được “nhìn thấy” bởi bộ thu GNSS. Các thông số cần phải ước lượng bao gồm: tần số sóng mang và độ dịch của mã PRN. Tần số sóng mang của tín hiệu vệ tinh tới khối bắt đồng bộ tín hiệu sẽ là tần số trung tần. Tuy nhiên, do sự chuyển động của vệ tinh, tần số này sẽ bị dịch chuyển theo hiệu ứng Doppler. Sau khi tất cả các giá trị của tần số sóng

mang và trễ mã PRN đã được tính toán, bộ thu sẽ tìm giá trị cực đại tương quan giữa mã PRN ở tín hiệu thu được và mã PRN tái tạo ở bộ thu. Vệ tinh được gọi là “nhìn thấy” nếu giá trị tương quan này cao hơn một mức ngưỡng đã được thiết lập trước. Khi đó các thông số ước lượng sơ bộ của vệ tinh sẽ là tần số và mã PRN tương ứng [1]. Đầu ra tương quan thứ i được biểu diễn:

$$S(\tau_i, f_{d,i}) = \sum_{n=1}^N r(n)c(n-\tau_i)e^{-j2\pi n f_{d,i}} \quad (2.4)$$

Trong đó $r(n)$ là tín hiệu tới bộ thu GNSS, $c(n-\tau_i)$ là bản sao mã PRN tạo ra ở bộ thu, $f_{d,i}$ là tần số Doppler, $N = T_{coh} \times F_s$ là số lượng mẫu, tỉ lệ với thời gian tích tương quan (T_{coh}) và tần số lấy mẫu (F_s). Tập toàn bộ các giá trị đầu ra tương quan ứng với độ trễ mã khác nhau và tần số Doppler khác nhau được gọi là hàm CAF (Cross Ambiguity Function) và được biểu diễn:

$$S = \{S(\tau_i, f_{d,i})\}, \forall i \quad (2.5)$$

Tín hiệu GNSS thu được từ vệ tinh thứ k được biểu diễn:

$$r_k(t) = A \times c(t-\tau)d(t-\tau) \cos(2\pi(f_{L1} + f_d)t + \phi) + n(t) \quad (2.6)$$

Trong đó ϕ là pha của tín hiệu thu được, $n(t)$ là tạp âm nhiệt.

2.2.1. Không gian tìm kiếm

Kích thước của vùng tìm kiếm đồng bộ bao gồm các độ trễ mã và độ dịch tần Doppler phụ thuộc vào độ phân giải của độ trễ mã và độ dịch tần Doppler. Tuy nhiên, khi tồn tại một sai lệch nhỏ về độ trễ mã và độ dịch tần Doppler sẽ gây ra mất công suất so với giá trị cực đại của hàm CAF. Vì vậy, độ trễ mã và độ dịch tần Doppler phải được chia nhỏ sao cho sự suy hao công suất này sẽ không vượt quá một ngưỡng cho phép. Gọi sai số về độ trễ mã là $\delta\tau$ và sai số độ dịch tần Doppler là δf , suy hao công suất do sai lệch độ trễ mã và độ dịch tần Doppler là:

$$L_f = \left| \frac{\sin(\pi\delta f N T_s)}{\pi\delta f N T_s} \right|^2 \quad (2.7)$$

$$L_c \approx |R(\delta\tau)|^2 \quad (2.8)$$

Khi đó, bước dịch của mã trải và tần số Doppler sẽ bằng 2 lần sai số, tức là:

$$\begin{aligned} \Delta f_D &= 2 \times \delta f \\ \Delta \tau &= 2 \times \delta \tau \end{aligned} \quad (2.9)$$

Cần lưu ý rằng, bước dịch tần số Doppler tỉ lệ nghịch với thời gian tính tương quan T_{coh} . Số lượng bước dịch tần Doppler và số pha mã trải trong không gian tìm kiếm sẽ là:

$$N_c = \frac{codelength}{\Delta \tau} \quad (2.10)$$

$$N_D = \frac{Doppler_Range}{\Delta f_D} \quad (2.11)$$

Ví dụ: với tín hiệu GPS L1 C/A, chiều dài mã là 1023 và khoảng dịch tần Doppler là $\pm 10kHz$ quanh tần số danh định.

Khi đó, ta sẽ có tổng số cell trong không gian tìm kiếm là:

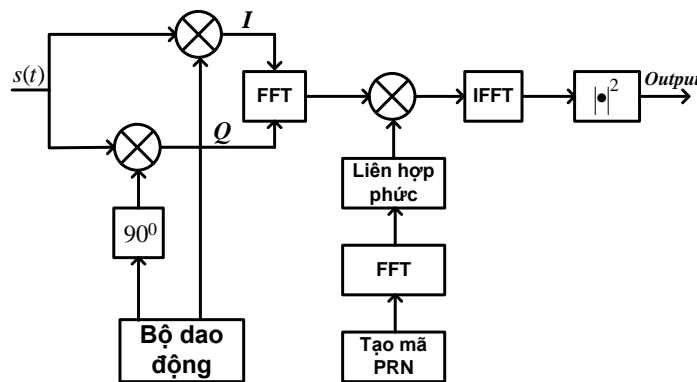
$$M = N_D \times N_c \quad (2.12)$$

Hiện nay, có nhiều kỹ thuật để thực hiện quá trình bắt đồng bộ tín hiệu GNSS

Kỹ thuật phổ biến và đơn giản nhất để thực hiện việc bắt đồng bộ tín hiệu là dựa trên biến đổi Fourier (FFT). Tuy nhiên, khi triển khai trong thực tế, việc áp dụng FFT có thể được thực hiện theo 3 cách khác nhau: tìm kiếm đồng bộ nối tiếp, tìm kiếm đồng bộ song song theo miền tần số và tìm kiếm đồng bộ song song theo miền trễ mã PRN. Với giải pháp tìm kiếm đồng bộ nối tiếp, bộ thu sẽ thực hiện tìm kiếm với mỗi cặp tần số sóng mang và độ trễ mã PRN. Với số lượng trễ mã PRN có thể có là 1023 và độ dịch tần $\pm 10kHz$ với bước dịch tần $500Hz$, tổng số khả năng thực hiện tìm kiếm sẽ là:

$$1023 \times \left(2 \times \frac{10000}{500} + 1 \right) = 1023 \times 41 = 41943$$

Như vậy có thể thấy tuy việc tính toán đơn giản nhưng số lượng tính toán là tương đối lớn nên sẽ làm chậm quá trình tìm kiếm đồng bộ. Đây chính là nhược điểm của giải pháp tìm kiếm đồng bộ kiểu nối tiếp. Để khắc phục nhược điểm này, hai giải pháp tìm kiếm đồng bộ song song theo miền tần số và song song theo miền mã PRN sẽ được thực hiện. Giải pháp tìm kiếm song song miền tần số chuyển tín hiệu từ miền thời gian sang miền tần số nhờ FFT. Nhờ vậy, trong giải pháp này không gian tìm kiếm đồng bộ sẽ chỉ gồm 1023 bước tìm kiếm đồng bộ mã PRN. Khác với giải pháp tìm kiếm đồng bộ song song miền tần số, giải pháp tìm kiếm đồng bộ song song miền mã PRN sẽ chỉ thực hiện tối đa 41 bước tìm kiếm ứng với 41 khả năng về tần số sóng mang. Do đó, giải pháp này sẽ giúp cho việc tìm kiếm đồng bộ nhanh hơn nhiều so với 2 giải pháp trước đó. Giải pháp tìm kiếm song song theo pha mã được minh họa ở Hình 2.3.



Hình 2.3. Sơ đồ khối thuật toán tìm kiếm song song theo pha mã

2.2.2. Phân tích thống kê

Trong quá trình bắt đồng bộ, 2 giả định được xem xét là giả định H_0 khi chỉ có tạp âm và giả định H_1 khi có tín hiệu định vị và tạp âm. Biến quyết định nhận được từ tính tương quan được biểu diễn:

$$S_i(\tau, f_d) = S_I + jS_Q \quad (1.1)$$

Trong đó: S_I, S_Q tương ứng là thành phần đồng pha và vuông góc của biên quyết định.

Trong điều kiện H_0 , S_I, S_Q có phân bố Gaussian:

$$\begin{cases} S_I|_{H_0} \square N(0, \sigma_n^2) \\ S_Q|_{H_0} \square N(0, \sigma_n^2) \end{cases} \quad (1.2)$$

Trong đó: $N(0, \sigma_n^2)$ là phân bố Gaussian trung bình bằng 0 và σ_n^2 phương sai tạp âm.

Trong điều kiện H_1 , ta có:

$$\begin{cases} S_I|_{H_1} \square N(A \times \cos \phi_0, \sigma_n^2) \\ S_Q|_{H_1} \square N(A \times \sin \phi_0, \sigma_n^2) \end{cases} \quad (1.3)$$

Kết quả là: $Y = S_I^2 + S_Q^2$ sẽ tuân theo phân bố

$$\begin{cases} Y|_{H_0} \square \chi_2^2(0, \sigma_n^2) \\ Y|_{H_1} \square \chi_2^2(A^2, \sigma_n^2) \end{cases} \quad (1.4)$$

Trong đó: χ_2^2 là phân bố chi bình phương (chi-square) với K bậc tự do và được viết thành:

$$f(x, K, \sigma^2) = \frac{(x/\sigma^2)^{(K/2-1)} e^{-x/\sigma^2}}{\sigma^2 2^{K/2} \Gamma(K/2)}, x \geq 0 \quad (1.5)$$

Với $\Gamma(t) = \int_0^\infty x^{t-1} e^{-x} dx$ và $\Gamma(n) = (n-1)!$. Khi đó, các xác suất bắt đúng và cảnh báo sai được xác định:

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \int_{\beta}^{\infty} f_{Y|H_0}(y) dy \\ P_d &= \int_{\beta}^{\infty} f_{Y|H_1}(y) dy \end{aligned} \quad (1.6)$$

Với $f_{Y|H_0}(y)$ và $f_{Y|H_1}(y)$ là hàm mật độ xác suất (PDF) của Y trong điều kiện H_0 và H_1 ; β là ngưỡng phát hiện. Trong trường hợp tín hiệu xác định trong bất kỳ thời gian cho trước nào, trong khoảng thời gian tính tương quan, các biểu thức trên trở thành:

$$\begin{aligned} P_{fa}(\beta) &= e^{-\frac{\beta}{2\sigma_n^2}} \\ P_d(\beta) &= Q_1\left(\sqrt{SNR_{coh}}, \sqrt{\frac{\beta}{\sigma_n^2}}\right) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Với Q_K là hàm Marcum Q, SNR_{coh} là tỉ số tín hiệu trên tạp âm coherent và được xác định:

$$SNR_{coh} = 2T_{coh} \times C / N_0 \quad (1.8)$$

Với C / N_0 là tỉ số sóng mang trên tạp âm.

2.2.3. **Đánh giá hiệu năng hoạt động**

2.2.3.1. *Quá trình bắt đồng bộ phạm vi tế bào (cell) và phạm vi không gian tìm kiếm*

Khi thực hiện bắt đồng bộ trong phạm vi 1 tế bào, hiệu năng của quá trình chỉ được đánh giá trong 1 tế bào đúng, xác suất thu cảnh báo sai cũng chỉ được tính toán ở một tế bào sai đơn lẻ có chứa tạp âm. Biến quyết định được so sánh với ngưỡng phát hiện (β) và cảnh báo sai xuất hiện nếu biến quyết định hoặc biên độ tạp âm tương đương vượt quá giá trị ngưỡng. Bắt đồng bộ thành công nếu biên độ tín hiệu tại tế bào đúng vượt quá giá trị ngưỡng. Tuy nhiên, hiệu năng bắt đồng bộ này không tính đến cảnh báo sai ở các cell không đúng cũng có ảnh hưởng đến hiệu năng này. Xác suất phát hiện tín hiệu (P_d) và xác suất cảnh báo sai (P_{fa}) có thể được tính toán ở mức tế bào nhưng do quá trình bắt đồng bộ thực hiện trong một phạm vi không xác định gồm nhiều tế bào và ở mức này không tính đến ảnh hưởng của các tế bào không đúng lên quá trình bắt đồng bộ đúng và cảnh báo sai nên hiệu năng bắt đồng bộ không được đánh giá đầy đủ.

Việc xem xét quá trình bắt đồng bộ trong phạm vi một vùng không xác định trong không gian tìm kiếm cho thấy đầy đủ hiệu năng của quá trình. Tương tự như ở phạm vi một tế bào, ở chế độ này có các xác suất như xác suất phát hiện đúng (P_D), xác suất cảnh báo sai (P_{FA}) và xác suất phát hiện nhầm (P_{MD}). Trong các bộ thu GNSS, quá trình bắt đồng bộ thực hiện theo một trong ba hướng nối tiếp, lai và tìm kiếm cực đại, trong đó hướng thứ ba có hiệu năng phát hiện đúng tốt nhất. Theo hướng tìm kiếm tương quan cực đại, giá trị tương quan tại các tế bào được tính toán. Khi đó, giá trị cực đại của các tương quan và lớn hơn giá trị ngưỡng cho kết quả ước lượng sơ bộ về độ trễ mã PRN và tần số Doppler. Vì trong điều kiện môi trường phức tạp, tín hiệu định vị GNSS bị suy yếu, bộ thu GNSS buộc phải tìm kiếm đồng bộ tất cả các khả năng có thể có của độ trễ mã PRN và tần số Doppler. Đồng thời, xác suất cảnh báo sai sẽ có hai trường hợp, đó là khi có tín hiệu, gọi là P_{FA}^p và khi không có tín hiệu, gọi là P_{FA}^a . Nếu không có tín hiệu GNSS, cảnh báo sai xảy ra khi biên độ của tạp âm tại bất kỳ tế bào nào lớn hơn giá trị ngưỡng. Nếu có tín hiệu GNSS, để xuất hiện cảnh báo sai, biên độ tạp âm không những phải lớn hơn giá trị ngưỡng mà còn phải lớn hơn biên độ giá trị tín hiệu mong muốn. Giá trị của P_{FA}^a chỉ phụ thuộc vào ngưỡng bắt đồng bộ và công suất tạp âm. Khi có tín hiệu, giá trị của P_{FA}^p sẽ phụ thuộc vào ngưỡng bắt đồng bộ và P_D . Do đó, xác suất cảnh báo sai được biểu diễn [6]:

$$P_{FA}^a = 1 - (1 - P_{fa}(\beta))^M \quad (1.9)$$

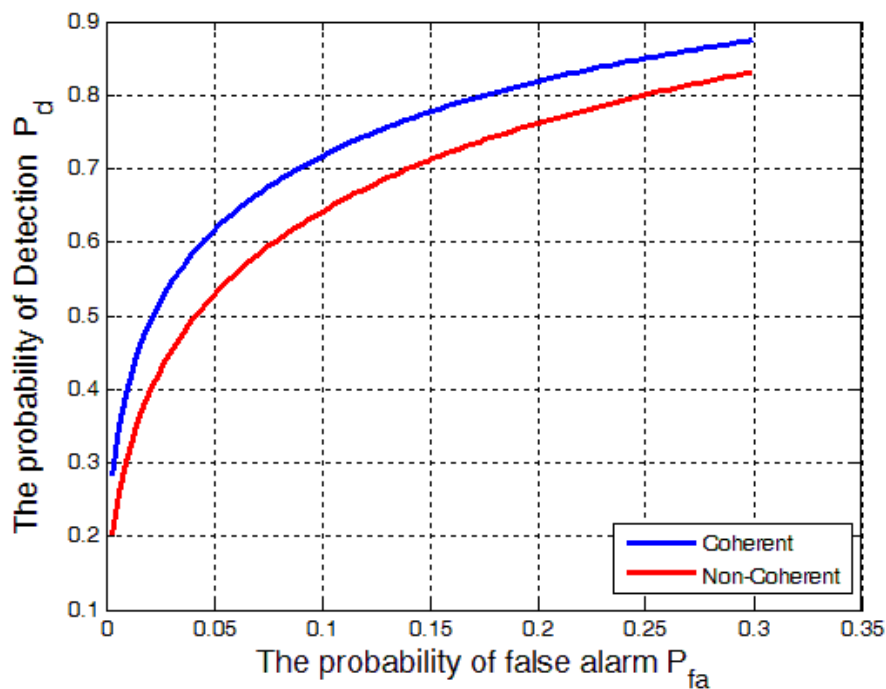
$$P_{FA}^p = 1 - P_D - P_{MD} \quad (1.10)$$

$$P_{MD} = (1 - P_{fa}(\beta))^{M-1} \times (1 - P_d(\beta)) \quad (1.11)$$

2.2.3.2. Đường cong ROC (Receiver Operation Characteristic)

Đường cong ROC biểu diễn mối quan hệ giữa xác suất bắt đồng bộ đúng và xác suất cảnh báo sai, tương ứng với cả phạm vi 1 tế bào và phạm vi toàn bộ không gian tìm kiếm. Hình dưới mô tả ROC phạm vi 1 tế bào cho trường hợp tính tương

quan coherent và tương quan non-coherent, thời gian tính tương quan là 2ms, tỉ số $C/N_0 = 22\text{dB-Hz}$. Từ hình vẽ ta thấy, ứng với xác suất cảnh báo sai P_{fa} cho trước, hiệu năng bắt đồng bộ của giải pháp tương quan coherent tốt hơn so với non-coherent, giải pháp non-coherent có mức công suất tạp âm cao nhất. Tuy nhiên, giải pháp coherent sẽ bị giới hạn bởi thời gian tính tương quan do gặp phải điểm chuyển trạng thái bit dữ liệu. Vì vậy, trong thực tế, giải pháp non-coherent thường được sử dụng nhiều hơn.



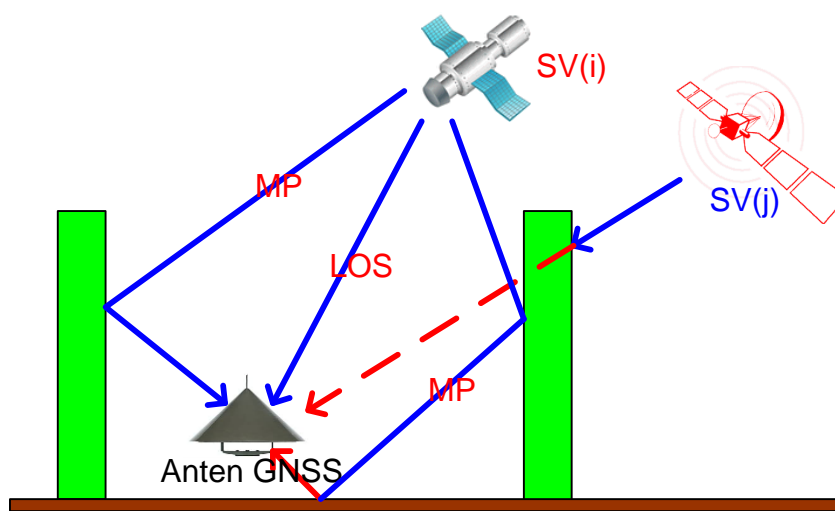
Hình 2.4. Đường cong ROC phạm vi 1 tế bào

CHƯƠNG 3

GIẢI PHÁP PHÂN TẬP CHO ANTEN BỘ THU GNSS

3.1. Khái niệm và mô hình kênh đa đường

Đa đường là hiện tượng truyền sóng mà tín hiệu tới bộ thu sẽ bao gồm nhiều tia sóng thành phần khác nhau. Bên cạnh thành phần tia truyền thẳng (LOS), các tia sóng khác cũng có thể tới được anten của bộ thu như tia khúc xạ, tia phản xạ, tia nhiễu xạ,... Hiện tượng truyền sóng đa đường xảy ra khi môi trường xung quanh bộ thu có nhiều vật cản, chướng ngại vật như nhà cao tầng, cột đèn, cây cối,... được minh họa trong Hình 3.1. Như vậy, nếu bộ thu ở những khu vực như đô thị, khu đông dân cư thì hiện tượng truyền sóng đa đường sẽ xảy ra phổ biến.



Hình 3.1. Truyền sóng từ vệ tinh GNSS tới bộ thu GNSS trong môi trường đa đường

3.1.1. Mô hình kênh đa đường

Tín hiệu định vị có dạng như công thức (1.1) sẽ được truyền qua kênh fading hoặc kênh đa đường tĩnh. Do đó, trước khi đến bộ thu GNSS, tín hiệu định vị này sẽ bị phản xạ, khúc xạ, tán xạ. Điều này dẫn đến bên cạnh thành phần LOS, các thành phần đa đường khác của tín hiệu định vị với độ trễ, pha sóng mang và tần số sóng mang khác nhau sẽ cùng tới anten của bộ thu GNSS. Khi đó tín hiệu tới các khâu xử lý như xử lý cao tần, xử lý trung tần bao gồm đồng bộ tín hiệu, sẽ là tổng hợp

của tất cả các tín hiệu thành phần này. Do đó, tín hiệu định vị thu được sau khi hạ tần về tần số trung tần sẽ có dạng như sau

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i s(t - \tau_i) e^{j(2\pi(f_c + f_D)t + \theta_i)} + n(t) \quad (3.1)$$

với $r(t)$ là tín hiệu thu được; f_{IF} là tần số trung tần IF L là số lượng tia tín hiệu định vị tới anten thu (01 tia LOS và $L-1$ tia đa đường); α_i là biên độ của tia tín hiệu thứ i ; θ_i là pha của tia tín hiệu thứ i ; τ_i là trễ gây ra bởi tia tín hiệu thứ i ; f_D là độ dịch tần số Doppler tạo ra bởi kênh truyền; $n(t)$ là tạp âm AWGN. Trong đó, $i=0$ ứng thành phần LOS và đặt $\alpha_0 = 1$.

3.1.2. Mô hình kênh Rician

Trong môi trường truyền dẫn đa đường, nếu vẫn có thành phần LOS bên cạnh các thành phần tín hiệu đa đường, mô hình kênh sẽ là Rician. Khi đó, biên độ của tín hiệu nhận được biểu diễn:

$$p_r(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xA}{\sigma^2}\right); x \geq 0 \quad (3.2)$$

Trong đó: σ^2 là phương sai của thành phần đồng pha hoặc vuông góc của tín hiệu; A là công suất của thành phần LOS; I_0 là hàm Bessel sửa đổi loại 1 bậc 0 được xác định:

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-y \cos \theta} d\theta \quad (3.3)$$

Một tham số quan trọng được sử dụng để mô tả phân bố Rician là tỉ số Rician. Tham số này được định nghĩa là tỉ số giữa công suất của thành phần LOS và tổng công suất các thành phần đa đường.

$$k = \frac{\text{power_of_LOS}}{\text{total_power_of_multipath}} \quad (3.4)$$

3.1.3. Mô hình kênh Rayleigh

Khi không có thành phần LOS, mô hình kênh trở thành Rayleigh. Khi đó, tín hiệu nhận được là tổng của các thành phần đa đường với biên độ và góc pha khác nhau. Biên độ của tín hiệu thu được biểu diễn:

$$p_r(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/(2\sigma^2)}, A \geq 0 \quad (3.5)$$

Lưu ý rằng, fading Rayleigh là trường hợp đặc biệt của fading Rician, trong đó hệ số Rician $k \rightarrow 0$. Nếu $k \rightarrow \infty$, tương ứng với không có các thành phần đa đường, khi đó kênh truyền trở về dạng kênh Gaussian và chỉ bị ảnh hưởng bởi tạp âm.

3.1.4. Hiệu năng bắt đồng bộ trong môi trường kênh Rayleigh

Trong các môi trường phức tạp như ở thành thị, nhiều đa đường, tín hiệu định vị GNSS tới bộ thu là sự chồng lấn của nhiều thành phần tín hiệu với pha và biên độ khác nhau. Khi đó, phân bố của thành phần đồng pha (inphase) và thành phần vuông pha (quadrature) của tín hiệu và tạp âm (X) là phân bố Gaussian trung bình bằng 0. Do đó, tín hiệu được coi là tín hiệu phức phân bố Gaussian trung bình bằng 0. Khi đó, tín hiệu X được phân bố theo:

$$\begin{cases} X | H_0 \square CN(0, \sigma_N^2) \\ X | H_1 \square CN(0, \sigma_{SN}^2) \end{cases} \quad (3.6)$$

Trong đó CN là phân bố Gaussian phức; $\sigma_{SN}^2 = \sigma_S^2 + \sigma_N^2$; σ_S^2 và σ_N^2 là tương ứng là phương sai của tín hiệu và tạp âm.

Trong điều kiện chịu ảnh hưởng của nhiều đa đường, tín hiệu GNSS bị suy yếu, giải pháp sử dụng tương quan kết hợp (coherent) sẽ bị giới hạn bởi điểm chuyển trạng thái của bit trong bản tin định vị. Vì vậy, tương quan không kết hợp (non-coherent) sẽ được sử dụng. Sau khi áp dụng tính tương quan không kết hợp (non-coherent) K lần, biến quyết định trở thành [7]

$$\begin{cases} Y | H_0 \square \chi_{2K}^2(0, \sigma_N^2) \\ Y | H_1 \square \chi_{2K}^2(0, \sigma_{SN}^2) \end{cases} \quad (3.7)$$

Trong đó: χ_{2K}^2 là phân bố chi-bình phương với $2K$ bậc tự do. Khi đó, xác suất phát hiện đúng và xác suất cảnh báo sai được xác định:

$$P_{fa} = \exp\left(\frac{-\beta}{2\sigma_N^2}\right) \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_N^2}\right)^i \quad (3.8)$$

$$P_d = \exp\left(\frac{-\beta}{2\sigma_{SN}^2}\right) \sum_{i=0}^{K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_{SN}^2}\right)^i \quad (3.9)$$

3.2. Giải pháp phân tập anten

Trong truyền dẫn vô tuyến, giải pháp sử dụng nhiều anten tại phía thu để cải thiện chất lượng của tuyến truyền dẫn nhờ tăng cường giá trị SNR được gọi là phân tập anten phía thu. Đặc biệt, trong các điều kiện môi trường fading đa đường, giải pháp phân tập anten thường xuyên được sử dụng. Các giải pháp phân tập anten bao gồm: phân tập không gian và phân tập phân cực.

3.2.1. Phân tập không gian

Trong giải pháp phân tập anten theo không gian, các anten sẽ được sắp xếp, phân tách nhau về mặt không gian tại phía thu hoặc tại phía phát. Do các anten khác nhau sẽ bắt, thu được các thành phần tín hiệu khác nhau trong các điều kiện kênh truyền khác nhau nên có thể mang đến độ lợi cao hơn. Nếu một anten không thể bắt được tín hiệu, anten khác vẫn có thể bắt được tín hiệu. Như vậy, mỗi anten sẽ có một tỉ số SNR khác nhau tại bất kỳ thời điểm nào.

3.2.2. Phân tập phân cực

Sự phân cực của các tín hiệu có thể bị thay đổi do ảnh hưởng của nhiễu đa đường. Thông thường, mỗi anten sẽ đều được thiết kế, chế tạo với một dạng phân cực cụ thể. Vì vậy, nếu anten thu nhận tín hiệu ở chế độ phân cực khác với anten sẽ xảy ra sự không tương thích làm suy hao công suất thu được.

Cả hai giải pháp phân tập anten này đều có thể được áp dụng cho việc thu tín hiệu GNSS.

3.3. Các phương pháp kết hợp phân tập

Để nâng cao độ tin cậy của tín hiệu, tăng khả năng giảm ảnh hưởng của nhiễu đa đường, cùng với việc phân tập anten, các phương pháp kết hợp phân tập sẽ được sử dụng như: Kết hợp cùng độ lợi (EGC- Equal Gain Combining), kết hợp lựa chọn (SC – Selection Combining) và kết hợp tỉ số tối đa (MRC – Maximum Ratio Combining).

3.4. Giải pháp phân tập anten EGC cho bắt đồng bộ tín hiệu GNSS

Trong mô hình kênh fading Rayleigh, giải pháp phân tập anten tạo ra các mẫu độc lập hỗ trợ cho quá trình bắt đồng bộ tín hiệu định vị. Để đạt được điều này, các anten được bố trí trong không gian sao cho khoảng cách giữa chúng tương ứng với một bước sóng (với tần số của tín hiệu định vị $L1 = 1575.42MHz$, bước sóng khoảng $19cm$), các anten coi như nằm trong các mô hình kênh độc lập, do đó, các tín hiệu cũng bị ảnh hưởng của fading khác nhau. Nói cách khác, nếu tín hiệu ở nhánh này bị suy hao do fading thì có thể nó không bị suy hao ở nhánh khác. Trong bài báo này, phân tập không gian thực hiện với hai anten. Sau quá trình giải trải phổ, các tín hiệu lỗi ra được kết hợp lại với nhau bằng phương pháp kết hợp độ lợi tương đồng (EGC – Equal Gain Combining). Biến quyết định sau EGC trở thành

$$Y_{EG} = Y_1 + \frac{\sigma_{N1}^2}{\sigma_{N2}^2} Y_2 \quad (3.10)$$

$$Y_{EG} | H_0 \square \chi_{4K}^2(0, \sigma_{N1}^2) \quad (3.11)$$

Trong đó: σ_{N1}^2 và σ_{N2}^2 là công suất tạp âm trên các nhánh kênh khác nhau.

Giả sử tín hiệu trên 2 nhánh kênh có cùng tỉ số $SNR = \sigma_{SN}^2 / \sigma_N^2$, ta có

$$Y_{EG} | H_1 \square \chi_{4K}^2(0, \sigma_{SN}^2) \quad (3.12)$$

Xác suất phát hiện đúng tín hiệu và cảnh báo sai trong điều kiện có EGC trở thành [7]

$$P_{fa}^{EG} = \exp\left(\frac{-\beta}{2\sigma_N^2}\right) \sum_{i=0}^{2K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_N^2}\right)^i \quad (3.13)$$

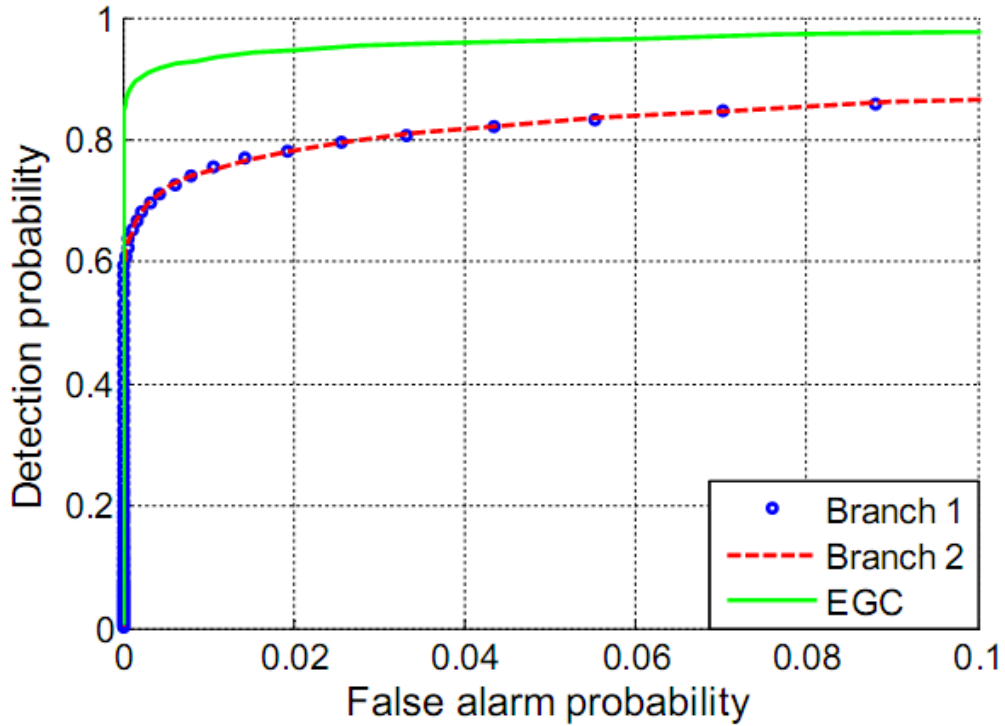
$$P_d^{EG} = \exp\left(\frac{-\beta}{2\sigma_{SN}^2}\right) \sum_{i=0}^{2K-1} \frac{1}{i!} \left(\frac{\beta}{2\sigma_{SN}^2}\right)^i \quad (3.14)$$

Xác suất phát hiện đúng theo hướng tìm kiếm cực đại trở thành [8]:

$$P_D(\beta) = \int_{\beta}^{\infty} [1 - P_{fa}(y)]^{M-1} f_{Y|H_1}(y) dy \quad (3.15)$$

3.5. Kết quả mô phỏng

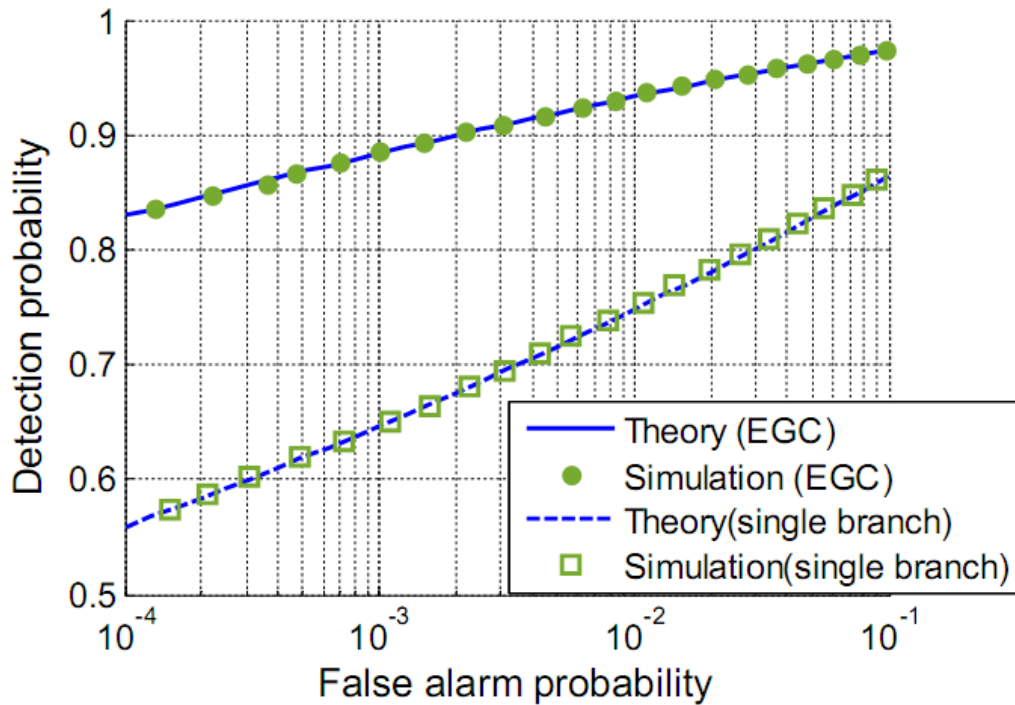
Để đánh giá hiệu năng bắt đồng bộ trong các bộ thu GNSS, đường cong đặc tính hoạt động bộ thu (*ROC – Receiver Operating Characteristic*) thường được sử dụng. Các kết quả mô phỏng nhận được dựa trên độ dài thời gian tính tương quan là $10ms$, $K = 1$ và không sử dụng các dữ liệu hỗ trợ cho quá trình bắt đồng bộ. Độ dài của mã PRN của tín hiệu GPS L1 C/A là 1023. Giá trị tần số Doppler từ $-5KHz$ đến $5KHz$ [6], không gian tìm kiếm đồng bộ có $N_C = 2046$ và $N_D = 151$. Bên cạnh đó, kênh truyền có mô hình kênh là fading Rayleigh, tỉ số $SNR=12dB$ cho hai kênh phân tập. Không gian tìm kiếm đồng bộ có $M=308946$ tế bào. Đường cong ROC ở mức độ tế bào cho từng kênh và cho thu phân tập EGC được minh họa ở hình 1. Rõ ràng, từ hình vẽ, cả 2 kênh có hiệu năng hoạt động tương đồng do tỉ số SNR là giống nhau. Đồng thời, hiệu năng hoạt động của từng kênh kém hơn so với kênh phân tập EGC.



Hình 3.2. ROC mức tế bào

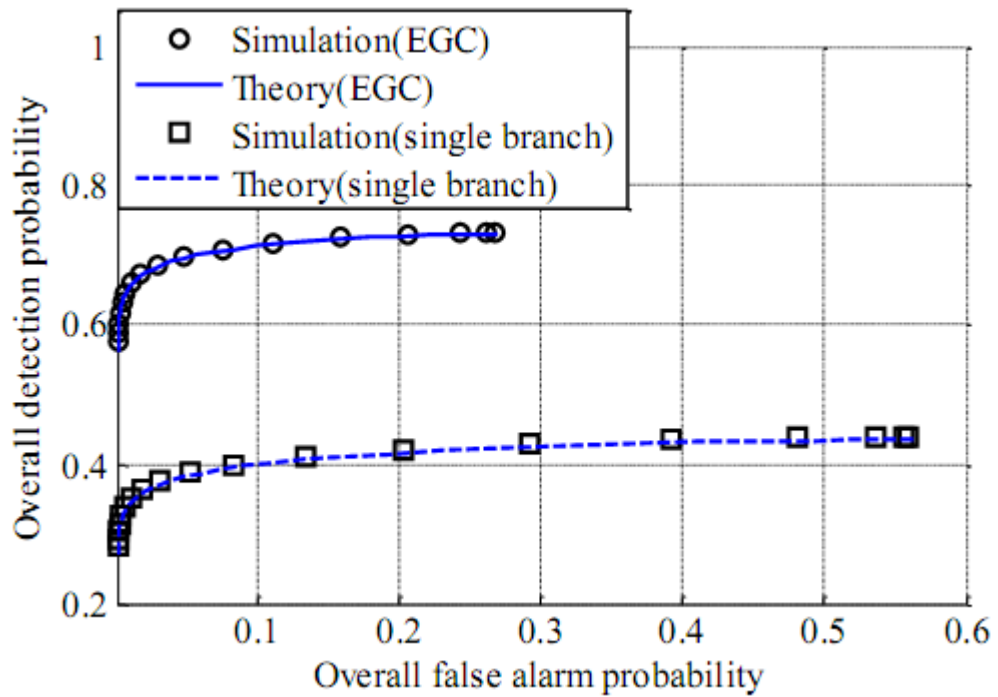
Hình 2 và hình 3 biểu diễn ROC mức tế bào và mức hệ thống với giả sử 2 kênh không tương quan. Như minh họa ở hình 2, xác suất bắt tín hiệu cải thiện đáng kể sau khi thực hiện EGC. Giả sử mục tiêu các xác suất cần đạt ($P_{fa} = 10^{-6}, P_d = 0.7$), tức là khả năng cảnh báo sai nhỏ và xác suất bắt đúng không cao khi đặt ngưỡng độ lợi phân tập tương đối cao. Theo hình 3, với ($P_{FA} = 0.1, P_D = 0.7$), độ lợi phân tập khoảng 4dB. Sự cải thiện này rất tốt khi so sánh với việc tăng thời gian tích phân, phải tăng lên khoảng 2.5 lần để đạt được độ lợi tương đương. Cũng từ hình 3, một ưu điểm nữa của EGC cũng sẽ được phân tích. Nhờ có EGC, ngay cả khi không có tín hiệu thì xác suất cảnh báo sai cực đại cũng sẽ giảm xuống. Như trên hình 3, giá trị này là 0.57 cho từng kênh và 0.27 cho kênh EGC. Thực tế, giải pháp EGC sẽ tăng khả năng chống lại xác suất cảnh báo sai lên 30% khi ngưỡng xác suất bắt đúng nằm dưới biên độ tạp âm. Mặc dù, đặt giá trị ngưỡng thu đúng ở mức thấp sẽ dẫn đến tăng xác suất cảnh báo sai thì nó cũng làm tăng xác suất thu đúng. Nói cách khác, nếu việc bắt tín hiệu quan trọng hơn việc chấp nhận cảnh báo

sai, lựa chọn ngưỡng thu đúng thấp sẽ dẫn đến giá trị cực đại của xác suất cảnh báo sai. Như vậy, giải pháp EGC có khả năng chống lại cảnh báo sai tốt hơn các kênh đơn lẻ.

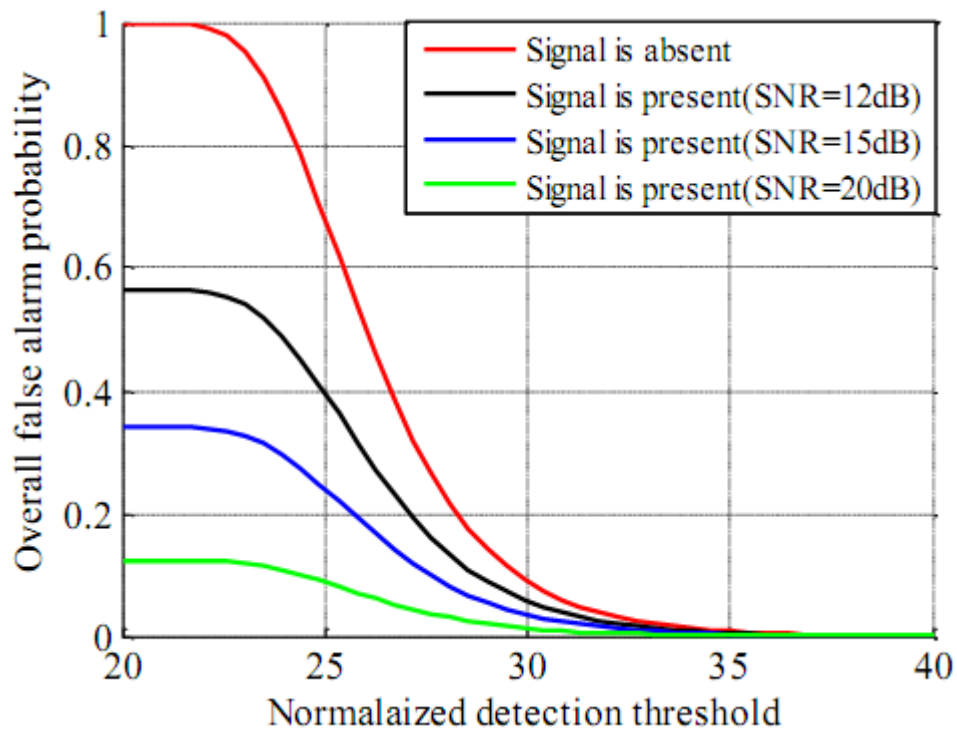


Hình 3.3. ROC mức tế bào, kênh không tương quan

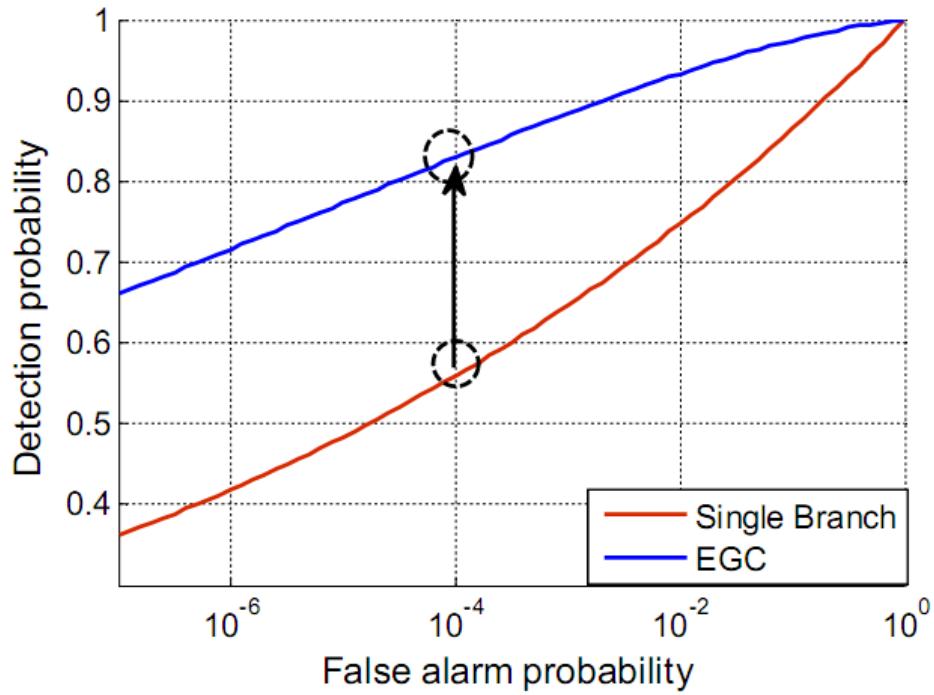
Hình 4 minh họa xác suất cảnh báo sai trong trường hợp có và không có tín hiệu với các giá trị khác nhau của tỉ số SNR. Rõ ràng, xác suất cảnh báo sai giảm xuống khi tín hiệu mạnh hơn. Hơn nữa, với mức ngưỡng bắt đúng thấp làm cho xác suất cảnh báo sai tăng lên, công suất của tín hiệu có ảnh hưởng lớn hơn đến việc giảm xác suất cảnh báo sai.



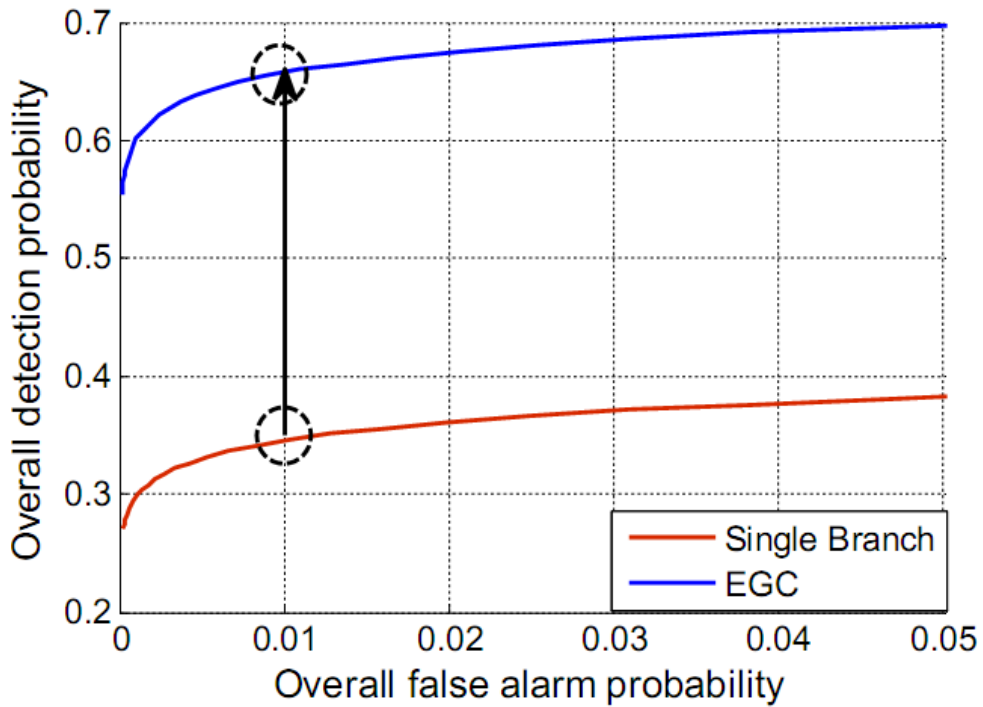
Hình 3.4. ROC mức hệ thống khi có tín hiệu



Hình 3.5. Cảnh báo sai khi có và không có tín hiệu



Hình 3.6. Cải thiện hiệu quả bắt đồng bộ ở mức tế bào khi có EGC



Hình 3.7. Cải thiện hiệu quả bắt đồng bộ khi có EGC ở mức hệ thống

Kết luận

Quá trình bắt đồng bộ tín hiệu định vị GNSS trong điều kiện kênh truyền fading đa đường sử dụng giải pháp phân tập anten trong không gian được nghiên cứu, xem xét trong bài báo này. So với giải pháp sử dụng anten đơn, hiệu năng phát hiện tín hiệu được cải thiện đáng kể khi sử dụng 2 anten theo kiểu EGC. Điều này có nghĩa hiệu năng phát hiện tín hiệu tốt hơn với xác suất cảnh báo sai cho trước hoặc xác suất cảnh báo sai ít hơn với xác suất phát hiện đúng cho trước. Mặt khác, việc sử dụng phân tập anten theo không gian còn làm giảm quá trình tính toán khi thời gian tính tương quan có thể giảm xuống.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] E. D. Kaplan, and C. J. Hegarty, *Understanding GPS: Principles and Applications*: Artech House, 2005.
- [2] F. D. Nunes, F. M. G. Sousa, and J. M. N. Leitao, "Gating Functions for Multipath Mitigation in GNSS BOC Signals," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 43, no. 3, pp. 951-964, 2007.
- [3] M. Z. H. Bhuiyan, and E. S. Lohan, "Advanced Multipath Mitigation Techniques for Satellite – Based Positioning Applications," *International Journal of Navigation and Observation, Hindawi Publishing Corporation*, vol. 2010, pp. 1-15, 2010.
- [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. Vol. 39, Fall, 1992.
- [5] J. W. Betz, and K. R. Kolodziejcki, "Extended theory of early-late code tracking for a bandlimited GPS receiver," *Navigation*, vol. 47, no. 3, pp. 211-226, 2000.
- [6] M. Irsigler, and B. Eissfeller, "Comparison of multipath mitigation techniques with consideration of future signal structures," *Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS '03)*, pp. 2584–2592, September,, 2003.
- [7] G. A. McGraw, and M. S. Braasch, "GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts." pp. 333 - 342.
- [8] L. Garin, F. v. Diggelen, and J.-M. Rousseau, "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, September 17 - 20, 1996.
- [9] J. J. P. Fenton, and B. Smith, "Theory and Performance of the Pulse Aperture Correlator," *Technical Report*, 2004.
- [10] P. A. Bello, and R. L. Fante, "Code tracking performance for novel unambiguous M-code time discriminators." pp. 293 - 298.
- [11] E. S. Lohan, A. Lakhzouri, and M. Renfors, "Binary-offset-carrier modulation techniques with applications in satellite navigation systems," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 7, no. 6, pp. 767-779, 2007.
- [12] J. W. Betz, "Binary Offset Carrier Modulations for Radio Navigation," *NAVIGATION: Journal of The Institute of Navigation*, vol. 48, no. 4, pp. 227 - 246, 2001.
- [13] J. W. Betz, "The Offset Carrier Modulation for GPS Modernization " *Proceedings of the 1999 National Technical Meeting of The Institute of*

- Navigation* January 25 - 27, pp. 639 - 648 1999.
- [14] [14] J.-C. Juang, and T.-L. Kao, "Noncoherent BOC Signal Tracking Based on a Five-Correlator Architecture," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 48, no. 3, pp. 1961-1974, 2012.
 - [15] K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, and S. H. Jensen, *A Software-Defined GPS and Galileo Receiver - A Single-Frequency Approach*, Berlin: Birkhäuser, 2007.
 - [16] R. Fante, "Unambiguous tracker for GPS binary-offset-carrier signals."
 - [17] H. Hurskainen, E. Simona Lohan, X. Hu, J. Raasakka, and J. Nurmi, "Multiple gate delay tracking structures for GNSS signals and their evaluation with simulink, systemC, and VHDL," *International Journal of Navigation and Observation*, pp. 17, 2008.