

## LỜI NÓI ĐẦU

**D**ặc điểm và vấn đề cơ bản của truyền thông vô tuyến là: (i) Tài nguyên vô tuyến hữu hạn và ngày càng khan hiếm do nhu cầu chiếm dụng ngày một gia tăng; (ii) Môi trường truyền sóng vô tuyến bị ảnh hưởng nghiêm trọng bởi pha đิง ngẫu nhiên (chất lượng kém) trong khi đó yêu cầu về chất lượng ngày càng tăng; (iii) Môi trường vô tuyến hở và an ninh kém trong khi đó yêu cầu về an ninh ngày càng cao. Vì vậy, các giải pháp cơ bản điển hình để giải quyết các mâu thuẫn và thách thức này là: sử dụng hiệu quả và khai thác triệt để tài nguyên khan hiếm, dung hòa và tối ưu các tham số đối lập. Từ lịch sử phát triển, sự tiến hóa, xu hướng phát triển tất yếu là, các mạng truyền thông vô tuyến ngày càng được hội tụ các cơ chế, giải pháp, công nghệ tiên tiến và tinh hoa như: cơ chế thích ứng và thông minh, khả năng nhận thức (điển hình như: điều chế mã hóa kênh thích ứng, đa anten MIMO thích ứng, thích ứng đường truyền, phân bổ tài nguyên và lập lịch động, vô tuyến khả tri, vô tuyến nhận thức, vô tuyến hợp tác,v.v...); mạng tự cấu hình; mạng tự tối ưu; các công nghệ an ninh tiên tiến; các giải pháp cộng tác, giải pháp hợp tác các phần tử và các nút mạng để khai thác triệt để năng lực, tiềm năng của chúng, cũng như khai thác hiệu quả và triệt để tài nguyên khan hiếm,v.v... Dẫn đến, về mặt kiến trúc mạng và hệ thống được gia tăng tính thông minh và tinh giảm phần cứng (mềm hóa phần cứng). Điển hình như thông tin di động 4G-LTE/LTE Advanced, cũng như tiến đến thông tin di động 5G.

**D**ặc điểm cơ bản của truyền thông vô tuyến băng siêu rộng (UWB) là: Tín hiệu được truyền trên môi trường kênh vô tuyến có độ rộng xung rất hẹp, được gọi là vô tuyến xung kim (IR), phổ tần rất rộng và năng lượng rất nhỏ, dung lượng lớn, sự đồng hoạt động với các hệ thống vô tuyến hiện hành trên cùng vùng phổ tần, khả năng truy cập phổ tần động, khả năng đề kháng với kênh pha đิง đa đường, khả năng định vị chính xác cao. Vì vậy, truyền thông vô tuyến UWB được coi là giải pháp sử dụng hiệu quả và khá triệt để tài nguyên phổ tần vô tuyến khan hiếm. Dẫn đến việc xem xét, nghiên cứu, lựa chọn giải pháp xử lý (tạo tín hiệu, định dạng xung tín hiệu, kênh và mô hình kênh, tính chất phân tập thời gian của tín hiệu thu cũng như cấu trúc máy thu,v.v...) đối với hệ thống UWB có đặc trưng riêng và tổng quát hơn. Do đó, nó phù hợp với các ứng dụng truyền thông vô tuyến ở mô hình kênh trong nhà và vùng phủ sóng hẹp. Từ đặc điểm cơ bản này, dẫn đến sự thành công, tính hiệu quả của vô tuyến UWB đã, đang, và sẽ tiếp tục được khẳng định trong các lĩnh vực như: vô tuyến hóa các thiết bị cá nhân, lĩnh vực y tế, lĩnh vực định vị,v.v..., điển hình như mạng cảm biến không dây, mạng tùy biến không dây, mạng truy nhập cá nhân không dây (WPAN), Radar,v.v... Đặc biệt là: tiềm năng, khả năng ứng dụng, cũng như tính khả thi của nó trong các mạng vô tuyến thế hệ sau (điển hình như mạng vô tuyến khả thi trong việc giải quyết thách thức của nó ở dạng hợp tác cảm nhận và phát hiện phổ tần trống, truy nhập và chia sẻ phổ tần động,v.v...) cũng như việc vi mạng hóa môi trường truyền sóng vô tuyến, khách sạn hóa trạm thu phát sóng vô tuyến, truyền thông xanh,v.v... Tất cả, nhằm khai thác hiệu quả và triệt để tài nguyên phổ tần vô tuyến khan hiếm cũng như hiệu quả tài nguyên năng lượng, khai thác triệt để năng lực và tiềm năng vốn có của các phần tử và nut mạng.

Việc mô hình hóa, mô phỏng hiệu quả và chính xác về môi trường truyền thông, phần tử, hệ thống, mạng truyền thông góp phần không nhỏ vào sự thành công cũng như tốc độ tiến hóa. Cụ thể

như, với xu hướng hội tụ công nghệ thông tin và truyền thông (ITC), tiềm năng và lợi ích của nó đã và đang được khẳng định và phát triển. Sự thành công, tính hiệu quả phụ thuộc rất lớn vào tốc độ hội tụ, mức độ triển khai. Vì vậy, do tính ưu việt (hiệu quả) và sự tiến bộ của mô hình hóa và mô phỏng, sự hình thành phòng Lab nghiên cứu, cá nhân hóa phòng thí nghiệm ảo là tất yếu, và hiện đã đạt mức độ khá phổ cập, đặc biệt trong lĩnh vực nghiên cứu đào tạo. Matlab, là ngôn ngữ kỹ thuật, sự hội tụ các kỹ thuật xử lý tín hiệu tiên tiến, xu hướng Matlab hóa mô hình, Matlab hóa giải thuật tiên tiến và tối ưu trong các lĩnh vực như điều khiển tự động, truyền thông hiện ở mức độ phổ cập. Dẫn đến tính hiệu quả của nó ngày càng được khẳng định và thúc đẩy phát triển.

Từ các vấn đề được trình lộc ở trên cùng với mục đích làm phong phú tài liệu học thuật cho sinh viên cũng như bạn đọc về lĩnh vực truyền thông vô tuyến, cuốn sách tập trung trình lộc các kiến thức (nội dung) nền tảng, cốt lõi và đặc trưng nhất về truyền thông vô tuyến băng siêu rộng UWB như: Các kỹ thuật then chốt về truyền thông vô tuyến băng siêu rộng UWB; Mô hình hóa và mô phỏng tín hiệu và hệ thống truyền thông UWB trên Matlab nhằm làm sáng tỏ nguyên lý hoạt động, tính cách và đánh giá hiệu năng. Cụ thể là:

#### **Các nội dung, kỹ thuật nền tảng then chốt và đặc trưng nhất của truyền thông vô tuyến băng siêu rộng UWB**

- ✓ Khái niệm cơ bản trong truyền thông vô tuyến UWB: *Kênh truyền, tín hiệu băng tần gốc và băng thông của tín hiệu, v.v...*
- ✓ Kênh vô tuyến và kênh UWB, mô hình kênh vô tuyến và mô hình kênh UWB: *Khái niệm về kênh vô tuyến, đặc tính kênh vô tuyến, mô hình hóa kênh vô tuyến và kênh UWB, tập các tham số đặc trưng của kênh UWB, các kịch bản truyền thông vô tuyến UWB, và ước tính tham số kênh UWB;*
- ✓ Tạo, định dạng và xử lý tín hiệu UWB: *Khảo sát, xử lý tín hiệu và hệ thống vô tuyến UWB trong miền thời gian và tần số, tập các tham số đặc trưng của tín hiệu và hệ thống vô tuyến UWB;*
- ✓ Thu và xử lý tín hiệu UWB trong các kịch bản kênh khác nhau: *Các kỹ thuật thu và xử lý tín hiệu thu, khó khăn thách thức và kỹ thuật cải thiện hiệu năng điển hình;*
- ✓ Truyền thông UWB đa người dùng: *Đa truy nhập môi trường kênh vô tuyến UWB và nhiều đa người dùng, mô hình nhiều đa người dùng và mô phỏng ước lượng hiệu năng;*
- ✓ Ước lượng tham số và định vị trong truyền thông vô tuyến UWB điển hình.

#### **Mô hình hóa và mô phỏng hệ thống truyền thông vô tuyến UWB trên Matlab**

- ✓ Phương pháp mô hình hóa và mô phỏng truyền thông vô tuyến: *Phương pháp luận mô phỏng, lập mô hình mô phỏng, ước tính hiệu năng và phương pháp Monte Carlo, phê chuẩn mô hình mô phỏng, v.v...*
- ✓ Chương trình mô phỏng các phần tử và hệ thống truyền thông vô tuyến băng siêu rộng UWB nhằm lột tả tính cách cũng như trực quan hóa nguyên lý hoạt động của hệ thống ở dạng biểu diễn tín hiệu và hệ thống trong miền thời gian, miền tần số v.v...
- ✓ Phân tích, tính toán, và mô phỏng ước lượng đánh giá hiệu năng hệ thống truyền thông UWB.

Với mục đích thuận tiện và hỗ trợ tốt nhất cho độc giả, chương trình mô phỏng có những đặc điểm và khả năng sau: (i) Modul hóa/chương trình hóa các khối chức năng của hệ thống ở dạng các hàm mô phỏng và tính toán, từ đơn giản đến phức tạp. Đặc điểm này cho phép nghiên cứu chi tiết

các kỹ thuật/thuật toán riêng biệt cho từng khái chức năng của hệ thống, đặc biệt khả năng nâng cấp/cập nhật ở dạng lựa chọn và tối ưu hóa tham số hiệu năng (đặc tả kỹ thuật của hệ thống UWB) và tham số mô phỏng (thời gian mô phỏng), tái sử dụng mã chương trình mô phỏng một cách tùy biến theo mô hình giả lập của độc giả; (ii) Trực quan hóa nguyên lý hoạt động và hiệu năng hóa một số kỹ thuật điển hình ở dạng khảo sát đánh giá hiệu năng chất lượng (tỷ lệ lỗi bit BER, tỷ lệ lỗi ký hiệu SER); (iii) Chương trình mô phỏng được viết trên Matlab cho phép vi mạch hóa (IC hóa) các khái chức năng của kỹ thuật xử lý tín hiệu ở dạng triển khai trên FPGA, đây là một tiềm năng rất lớn trong nghiên cứu triển khai cũng như thực nghiệm các kết quả nghiên cứu (thực tế các viện nghiên cứu, nhà công nghiệp viễn thông đã và đang thực hiện).

Tuy chưa được đầy đủ và thấu đáo, ở một chừng mực nhất định, các lập luận ở trên được khái quát bằng hình vẽ dưới đây



Từ quan điểm nhìn nhận mô hình hệ thống truyền thông vô tuyến theo chức năng của các phân tử, các đặc tính và tính cách của kênh vô tuyến và kênh UWB, đặc điểm của tín hiệu UWB, và cố gắng bám theo các mục tiêu nêu trên, cuốn sách “**Truyền thông vô tuyến băng siêu rộng UWB và mô phỏng trên Matlab**” được tổ chức và trình bày trong 7 chương, đặc biệt trong mỗi chương cùng với nội dung được trình lọc, là chương trình mô phỏng trên Matlab. Để thuận tiện nhất cho độc giả, các chương trình mô phỏng trên Matlab và phụ lục được ghi trên đĩa CD kèm theo.

**H**y vọng cuốn sách sẽ thực sự hữu ích và hỗ trợ thiết thực cho chương trình nghiên cứu của bạn đọc; các cán bộ khoa học, kỹ sư, sinh viên và học viên cao học đang tìm hiểu và học tập trong lĩnh vực công nghệ thông tin và truyền thông. Tài liệu chắc chắn không thể tránh khỏi những sai sót và khuyết thiếu, kính mong nhận được sự đóng góp của độc giả, cũng như các chuyên gia trong lĩnh vực này để hiệu chỉnh và làm sâu rộng hơn nữa. Mọi ý kiến của quý vị độc giả xin gửi về cho nhóm tác giả theo địa chỉ email: [damnvptit@gmail.com](mailto:damnvptit@gmail.com)

**Xin trân trọng cảm ơn!**

## MỤC LỤC

### **Mở đầu.....**

### **Chương 1 Phương pháp mô hình hóa và mô phỏng truyền thông vô tuyến.....**

#### **1.1 Mở đầu.....**

#### **1.2 Vai trò của mô phỏng.....**

1.2.1 Minh họa mức độ phức tạp.....

1.2.2 Các mặt đa kỷ luật của mô phỏng.....

1.2.3 Lập mô hình mô phỏng.....

1.2.4 Mô phỏng xác định và mô phỏng ngẫu nhiên.....

1.2.5 Gói phần mềm để mô phỏng và khuyến nghị.....

1.2.6 Sử dụng Matlab.....

#### **1.3 Phương pháp luận mô phỏng.....**

1.3.1 Dẫn nhập phương pháp luận mô phỏng.....

1.3.2 Các đối tượng của phương pháp luận.....

    1.3.2.1 Ánh xạ bài toán thành mô hình mô phỏng.....

    1.3.2.2 Mô hình hóa các khối chức năng.....

    1.3.2.3 Mô hình hóa và mô phỏng quá trình ngẫu nhiên.....

#### **1.4 Ước tính hiệu năng và phương pháp Monte Carlo.....**

1.4.1 Phương pháp Monte Carlo.....

1.4.2 Tích phân Monte Carlo.....

#### **1.5 Tổng kết.....**

### **Chương 2 Tín hiệu và tạo tín hiệu vô tuyến UWB.....**

#### **2.1 Mở đầu.....**

#### **2.2 Định nghĩa vô tuyến băng siêu rộng UWB.....**

2.2.1 Độ rộng băng tần phân đoạn.....

2.2.2 Tín hiệu UWB.....

2.2.3 Đặc điểm của tín hiệu và hệ thống UWB.....

#### **2.3 Tạo tín hiệu UWB.....**

2.3.1 Tạo tín hiệu UWB nhảy thời gian: TH-UWB.....

2.3.2 Tạo tín hiệu UWB chuỗi trực tiếp: DS-UWB.....

2.3.3 Tạo tín hiệu UWB đa băng: MB-UWB.....

#### **2.4 Tổng kết.....**

### **Chương 3 Mật độ phổ công suất và định dạng tín hiệu UWB.....**

#### **3.1 Mở đầu.....**

<b>3.2 Mật độ phổ công suất của tín hiệu TH-UWB.....</b>
3.2.1 Mật độ phổ công suất của tín hiệu PPM-UWB.....
3.2.1.1 <i>Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu điều chế sin.....</i>
3.2.1.2 <i>Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu điều chế tuần hoàn.....</i>
3.2.1.3 <i>Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu điều chế ngẫu nhiên.....</i>
3.2.2 Mật độ phổ công suất của tín hiệu PPM-TH-UWB.....
<b>3.3 Mật độ phổ công suất của tín hiệu DS-UWB.....</b>
3.3.1 Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu DS-UWB.....
3.3.2 Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB.....
<b>3.4 Mật độ phổ công suất của tín hiệu MB-UWB.....</b>
3.4.1 Các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM.....
3.4.2 Mật độ phổ công suất của tín hiệu MB-UWB theo IEEE 802.15.TG3a.....
<b>3.5 Định dạng xung tín hiệu UWB.....</b>
3.5.1 Đáp ứng xung của bộ định dạng tín hiệu.....
3.5.2 Thay đổi độ rộng xung và vi phân hóa xung.....
3.5.3 Đáp ứng mặt nạ phát xạ.....
<b>3.6 Tổng kết.....</b>

## Chương 4 Kênh truyền sóng vô tuyến – Kênh UWB.....

<b>4.1 Mở đầu.....</b>
<b>4.2 Kênh vô tuyến: Truyền sóng và pha định.....</b>
4.2.1 Pha định phạm vi rộng .....
4.2.1.1 <i>Mô hình suy hao truyền sóng tổng quát.....</i>
4.2.1.2 <i>Mô hình Okumura/Hata.....</i>
4.2.1.3 <i>Mô hình IEEE 802.16d.....</i>
4.2.2 Pha định phạm vi hẹp.....
4.2.2.1 <i>Các tham số pha định phạm vi hẹp.....</i>
4.2.2.2 <i>Pha định chọn lọc thời gian và pha định chọn lọc tần số.....</i>
4.2.2.3 <i>Đặc tính hóa tính thống kê và tạo kênh pha định.....</i>
<b>4.3 Mô hình kênh trong nhà và mô hình kênh UWB.....</b>
4.3.1 Mô hình kênh truyền sóng trong nhà và ngoài trời.....
4.3.2 Mô hình kênh truyền sóng trong nhà.....
4.3.2.1 <i>Mô hình kênh IEEE 802.11.....</i>
4.3.2.2 <i>Mô hình kênh Saleh-Valenzuela.....</i>
4.3.3 Mô hình kênh UWB.....
4.3.3.1 <i>Đặc tính hóa kênh UWB.....</i>
4.3.3.2 <i>Mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.3a.....</i>
4.3.3.3 <i>Mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.4a.....</i>
<b>4.4 Tổng kết.....</b>

<b>Chương 5 Thu và xử lý tín hiệu UWB.....</b>
<b>5.1 Mở đầu.....</b>
<b>5.2 Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh AWGN.....</b>
5.2.1 Máy thu tín hiệu 2-PPM trực giao .....
5.2.2 Máy thu tín hiệu 2-PPM không trực giao.....
5.2.3. Máy thu tín hiệu M-PPM trực giao.....
5.2.4 Máy thu tín hiệu 2-PAM đối cực.....
5.2.5 Máy thu tín hiệu M-PAM.....
5.2.6 Máy thu tín hiệu đa xung.....
<b>5.3 Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh đa đường.....</b>
5.3.1 Kỹ thuật kết hợp tín hiệu.....
5.3.2 Phân tập thời gian và máy thu RAKE.....
<b>5.4 Phân tích hiệu năng đường truyền vô tuyến băng siêu rộng UWB.....</b>
5.4.1 Giới hạn công suất phát và mặt nạ phát xạ.....
5.4.2 Quỹ đường truyền.....
<b>5.5 Vấn đề đồng bộ trong truyền thông IR-UWB.....</b>
5.5.1 Bắt tín hiệu đồng bộ.....
5.5.2 Bám đồng bộ.....
<b>5.6 Tổng kết.....</b>

<b>Chương 6 Truyền thông vô tuyến UWB đa người dùng.....</b>
<b>6.1 Mở đầu.....</b>
<b>6.2 Đa truy nhập và nhiễu đa người dùng.....</b>
<b>6.3 Hiệu năng của hệ thống IR-UWB đa người dùng dựa trên xấp xỉ Gauso chuẩn SGA..</b>
6.3.1 Điều chế vị trí xung nhị phân cùng với THMA: 2PPM-THMA.....
6.3.2 Điều chế PAM nhị phân đối cực cùng với THMA: 2PAM-THMA.....
6.3.3 Trải phổ chuỗi trực tiếp băng siêu rộng: DS-UWB.....
6.3.4 Giới hạn áp dụng của phép xấp xỉ hóa Gauso tiêu chuẩn SGA.....
<b>6.4 Mô hình nhiễu đa người dùng dựa trên xung đột gói.....</b>
<b>6.5 Tổng kết.....</b>

<b>Chương 7 Định vị trong vô tuyến UWB.....</b>
<b>7.1 Mở đầu.....</b>
<b>7.2 Ước lượng tham số và định vị trí.....</b>
<b>7.3 Ước lượng tham số định vị.....</b>
7.3.1 Phương pháp cường độ trường tín hiệu thu RSS.....
7.3.2 Phương pháp góc đến AOA.....

7.3.3 Phương pháp thời gian đến TOA.....
7.3.4 Phương pháp vi sai thời gian đến TDOA.....
7.3.5 Một số phương pháp kết hợp điển hình.....
<b>7.4 Định vị trí.....</b>
7.4.1 Định vị trí hình cầu .....
7.4.2 Định vị trí hình hyperbolic.....
7.4.3 Ước tính vị trí theo thuật toán LSE.....
<b>7.5 Giao thức định vị.....</b>
<b>7.6 Tổng kết.....</b>
<b>Phụ lục.....</b>
<b>Thuật ngữ viết tắt.....</b>
<b>Tài liệu tham khảo.....</b>

# Phương pháp mô hình hóa và mô phỏng truyền thông vô tuyến

## 1.1 Mở đầu

Với mục đích mô hình hóa và mô phỏng hệ thống truyền thông vô tuyến UWB trên Matlab, mô phỏng để trực quan hóa nguyên lý hoạt động, phân tích và đánh giá hiệu năng của hệ thống, đặc biệt là phê chuẩn mô hình nghiên cứu. Chương này ta trình lộc về: vai trò của mô phỏng, các mặt đa kỹ luật của mô phỏng, lập mô hình mô phỏng, phương pháp luận mô phỏng và phương pháp Monte Carlo.

## 1.2 Vai trò của mô phỏng

Mức độ phức tạp của các hệ thống truyền thông hiện đại là động lực để sử dụng mô phỏng. Tính phức tạp là do: (i) Cấu trúc phức tạp của hệ thống thông tin hiện đại; (ii) Môi trường trong đó các hệ thống này được triển khai. Yêu cầu các hệ thống truyền thông hiện đại hoạt động tốc độ cao trên độ rộng băng tần hạn chế, công suất hạn chế. Các yêu cầu đối lập này dẫn đến định dạng xung tín hiệu, điều chế phức tạp cùng với mã hoá kiểm soát lỗi và tăng mức độ xử lý tín hiệu ở máy thu; (iii) Các yêu cầu về đồng bộ cũng chặt chẽ khắt khe hơn tại tốc độ cao dẫn đến máy thu phức tạp hơn. Trong khi việc phân tích các hệ thống truyền thông tuyến tính làm việc trong môi trường kênh AWGN là đơn giản, thì hầu hết các hệ thống hiện đại làm việc trong các môi trường khắc nghiệt hơn. Các hệ thống nhiều chặng sử dụng các bộ khuếch đại **phi tuyến**. Các hệ thống vô tuyến tế bào thường làm việc trong môi trường nhiễu nghiêm trọng cùng với các ảnh hưởng của che chắn và đa đường gây thăng giáng tín hiệu thu. Vì vậy, làm cho các hệ thống phức tạp hơn và các yêu cầu đối nghịch nhau dẫn đến bài toán thiết kế và phân tích không còn khả thi với các kỹ thuật truyền thống.

Sự phát triển của các máy tính số về khả năng xử lý, giá thành, tính thân thiện trong sử dụng... làm cho việc phân tích, thiết kế được trợ giúp bởi máy tính là rất hữu hiệu. Phát triển các gói phần mềm cho các hệ thống truyền thông hay viễn thông đã thúc đẩy việc sử dụng mô phỏng trong lĩnh vực này. Theo đó, gia tăng tính phức tạp của hệ thống đồng nghĩa với gia tăng mức độ tính toán. Trong nhiều trường hợp, khả năng tính toán phù hợp trực tiếp dẫn đến nhiều cấu trúc xử lý tín hiệu phức tạp mà tạo thành các khối chức năng của các hệ thống truyền thông hiện đại.

Tăng trưởng công nghệ máy tính cũng đồng nghĩa với tăng trưởng nhanh về lý thuyết mô phỏng. Kết quả là, cần có các công cụ và các phương pháp luận để ứng dụng thành công mô phỏng cho các bài toán phân tích và thiết kế.

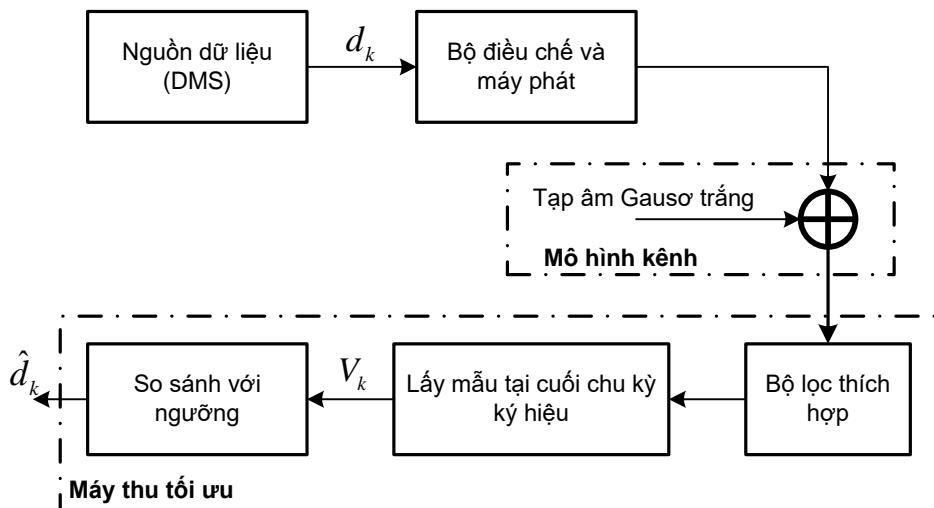
Động cơ thúc đẩy quan trọng dẫn đến dùng mô phỏng: (i) Là công cụ quý giá mang lại sự hiểu biết sâu sắc tính cách của hệ thống; (ii) Triển khai mô phỏng phù hợp giống như thực thi một phòng thí nghiệm hệ thống; (iii) Dễ dàng đo kiểm tại các điểm khác nhau của hệ thống; (iv) Dễ dàng quản lý kiểm soát việc nghiên cứu tham số, vì các giá trị tham số như: độ rộng băng bộ lọc, tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) có thể bị thay đổi và sẽ ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống một cách nhanh chóng và quan sát được; (v) Dễ dàng tạo ra các dạng sóng trong miền thời gian và miền tần số như: phổ tín hiệu, biểu đồ mắt, hình sao của tín hiệu cũng như các hiển thị khác; (vi) Dễ dàng so sánh và đánh giá các kết quả.

### 1.2.1 Minh họa mức độ phức tạp của hệ thống

Mức độ phức tạp của hệ thống truyền thông thay đổi rất rộng. Để được tường minh, ta xét ba hệ thống truyền thông điển hình với mức độ phức tạp tăng dần. Ta sẽ thấy rõ, hệ thống đầu tiên không cần thiết đến mô phỏng; hệ thống thứ hai việc mô phỏng không nhất thiết phải có nhưng nếu có là hữu hiệu; hệ thống thứ ba, cần thiết phải thực hiện mô phỏng để kiểm soát, quản lý, nghiên cứu đánh giá hiệu năng một cách chi tiết.

#### ❖ Hệ thống dễ xử lý theo phép giải tích

Một hệ thống truyền thông đơn giản nhất được minh họa ở hình 1.1.



**Hình 1.1: Hệ thống truyền thông xử lý được theo phép giải tích**

**Nguồn dữ liệu (DMS):** Khỏi nguồn dữ liệu tạo ra chuỗi các ký hiệu rời rạc  $d_k$ , được coi là các phần tử từ một thư viện ký hiệu hữu hạn. Chẳng hạn, với hệ thống truyền thông nhị phân gồm hai ký hiệu  $\{0,1\}$ . Ngoài ra, nguồn được coi là *không nhớ* nghĩa là ký hiệu thứ  $k$  được tạo ra từ nguồn độc lập với tất cả các ký hiệu khác được tạo ra từ nguồn đó. Nguồn dữ liệu thỏa mãn hai tính chất này được gọi là nguồn không nhớ rời rạc DMS.

**Bộ điều chế và máy phát:** Vai trò của bộ điều chế là sắp xếp các ký hiệu nguồn thành các dạng sóng, mỗi dạng sóng thể hiện cho mỗi ký hiệu nguồn. Chẳng hạn, trong hệ thống truyền thông nhị phân có hai dạng sóng có thể được tạo ra từ bộ điều chế  $\{s_1(t), s_2(t)\}$ . Trường hợp này, máy phát được giả định là chỉ khuếch đại tín hiệu đầu ra bộ điều chế sao cho các tín hiệu từ bộ điều chế được phát xạ với năng lượng mong muốn trên bit.

**Mô hình kênh:** Ở dạng tổng quát, việc mô hình hóa chính xác kenh vô tuyến là vấn đề khó nhất của hệ thống. Tuy nhiên, ở đây ta đơn giản hóa, kenh chỉ là *cộng* tạp âm vào tín hiệu truyền qua nó. Tụt âm này cũng được giả thiết rằng có mật độ phổ công suất (PSD) không đổi trên toàn bộ dải tần. Tụt âm thỏa mãn tính chất có PSD không đổi được coi là tụt âm *trắng*. Biên độ tụt âm cũng được giả định là có hàm mật độ xác suất phân bố *Gauso*. Kênh trong đó tụt âm là phân bố Gauso, trắng, cộng được gọi là kenh AWGN. Nói cách khác kenh AWGN là kenh thỏa mãn ba tính chất đề cập trên.

**Máy thu tối ưu:** Chức năng của máy thu là quan trắc tín hiệu thu, từ quan trắc này tạo ra một ước tính  $\hat{d}_k$  của tín hiệu dữ liệu phát  $d_k$ . Máy thu được minh họa ở hình 1.1 được coi là máy thu tối ưu vì việc thực hiện ước tính ký hiệu làm giảm thiểu xác suất lỗi  $P_E$ . Ta thấy rõ từ lý thuyết truyền

thông số cơ bản, máy thu tối ưu cho hệ thống được mô tả ở trên (tín hiệu nhị phân trong môi trường kênh AWGN) gồm một bộ lọc thích hợp (hay máy thu tương quan) thực hiện quan trắc tín hiệu trong một chu kỳ ký hiệu. Đầu ra bộ lọc thích hợp được lấy mẫu tại các thời điểm cuối của chu kỳ ký hiệu để tạo ra giá trị  $V_k$ ,  $V_k$  là một biến ngẫu nhiên (vì kênh tác động vào tín hiệu truyền qua nó ở dạng toán tử cộng, phân bố Gausor, trong mọi tần số) và được so sánh với ngưỡng  $T$ . Nếu  $V_k > T$ , thì quyết định là ký hiệu 1, ngược lại quyết định là ký hiệu 0.

Ta coi hệ thống này là hệ thống xử lý được theo phép giải tích vì theo lý thuyết truyền thông cơ bản, việc phân tích hệ thống được thực hiện dễ dàng. Chẳng hạn, xác suất lỗi được xác định là:

$$P_E = Q\left(\sqrt{k \frac{E_s}{N_0}}\right) \quad (1.1)$$

trong đó  $E_s$  là năng lượng trung bình được tính toán trong chu kỳ ký hiệu tương ứng với tập các dạng sóng  $\{s_1(t), s_2(t)\}$ , và  $N_0$  là mật độ phô công suất một phía của tạp âm kênh cộng. Tham số  $k$  được xác định bởi sự tương quan của các dạng sóng  $\{s_1(t), s_2(t)\}$ . Ví như: với truyền dẫn điều chế khóa dịch tần (FSK), thì dạng sóng  $\{s_1(t), s_2(t)\}$  là các hình sin có tần số khác nhau và công suất bằng nhau. Nếu tần số được chọn là chính xác, thì các tín hiệu này không tương quan nhau và  $k = 1$ ; với truyền dẫn điều chế khóa dịch pha (PSK), thì các tín hiệu được dùng để truyền dẫn dữ liệu được coi là hình sin có tần số và công suất bằng nhau nhưng các pha khác nhau. Nếu sự khác nhau về pha là  $\pi$  radian sao cho  $s_2(t) = -s_1(t)$  thì các tín hiệu đối cực và  $k = 2$ .

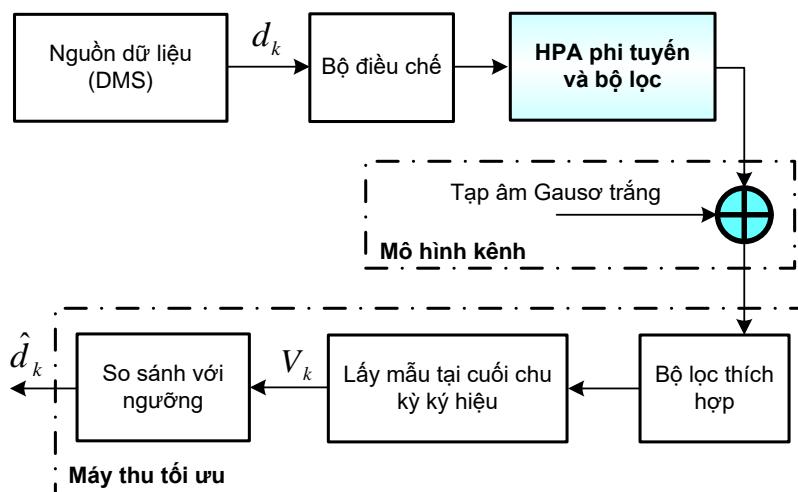
**Hiệu năng của hệ thống:** Ta dễ dàng xác định được hiệu năng của hệ thống được cho ở hình 1.1 bằng các kỹ thuật phân tích truyền thông. Vì vậy, ta phân loại hệ thống này thuộc loại hệ thống xử lý được theo phép giải tích. *Tại sao hệ thống này xử lý được theo phép giải tích?* Vì 03 lý do cơ bản sau: (i) Môi trường kênh AWGN và máy thu là máy thu tuyến tính. Vì tạp âm là Gausor và bộ lọc thích hợp là hệ thống tuyến tính, nên  $V_k$  là một biến ngẫu nhiên Gausor vì vậy ta có thể tính tỷ lệ lỗi bit (BER) theo phép giải tích là một hàm của các tham số bộ lọc máy thu, việc xác định các giá trị của các tham số này dẫn đến BER cực tiểu. Nhiều nhân tố dẫn đến hệ thống được cho ở hình 1.1 là hệ thống xử lý được theo phép giải tích. Các nhân tố này gắn liền với việc đơn giản hóa trong quá trình lập mô hình hệ thống (do các giả định hay điều kiện xét...); (ii) Nguồn dữ liệu là không nhớ (thực tế nó có thể là đúng hoặc không đúng); (iii) Coi việc đồng bộ ký hiệu là chính xác, vì vậy ta biết chính xác thời điểm bắt đầu và kết thúc của các ký hiệu dữ liệu. Giả định này cho phép tách ra giá trị quyết định  $V_k$  một cách chính xác.

Vậy mô phỏng có quan trọng trong hệ thống xử lý được theo phép giải tích không? Câu trả lời là **có**. Vì hệ thống được cho ở hình 1.1 sẽ là một khái niệm nền tảng của hệ thống phức tạp hơn (thường được dùng làm hệ thống tham chiếu). Mã chương trình mô phỏng có thể được tái sử dụng và phát triển, nâng cấp cho hệ thống phức tạp hơn. Thành quả mô của mô phỏng dễ dàng được thừa nhận vì việc phân tích hệ thống là dễ hiểu và tường minh. Tại đây, theo yêu cầu của hệ thống trong điều kiện nghiên cứu cụ thể, để mô hình hóa hệ thống một cách chính xác ta cần phải biến đổi (điều chỉnh) các khái niệm nguồn dữ liệu, bộ điều chế, kênh, máy thu cho phù hợp. Ngoài ra, các phân hệ (hệ thống con) khác khi cần có thể được đưa thêm vào mô hình mô phỏng đó. Do tiếp tục nhiệm vụ phát triển mô hình mô phỏng từ hệ thống này, nên có thể tin tưởng rằng điểm bắt đầu là đúng.

### ❖ Hệ thống khó xử lý theo phép giải tích

Ta xét hệ thống ở mức độ phức tạp hơn. Muốn vậy, ta gia tăng mức độ phức tạp của hệ thống hình 1.1 thành hệ thống được cho ở hình 1.2 bằng cách đưa thêm khối khuếch đại công suất cao (HPA) phi tuyến và bộ lọc phát vào hệ thống hình 1.1.

**Bộ khuếch đại phi tuyến:** Hiệu quả công suất của bộ khuếch đại phi tuyến cao hơn nhiều so với bộ khuếch đại tuyến tính, vì vậy thường được dùng trong môi trường công suất bị hạn chế như: các ứng dụng không gian vũ trụ, các hệ thống thông tin di động ở đó năng lượng của pin phải được duy trì. Do tính phi tuyến gây ra méo điều chế ký sinh và tạo hài. Hậu quả là, làm nở rộng phổ của tín hiệu vào trong khi đó bộ khuếch đại tuyến tính bảo tồn phổ của tín hiệu vào. Giải pháp dùng bộ lọc để làm giảm bớt hài và méo điều chế ký sinh (do tính phi tuyến gây ra) nhưng lại gây ra *tần thời* tín hiệu (dãn rộng tín hiệu trong miền thời gian). Vì thế, tín hiệu sau khi được lọc này không còn được giới hạn về thời gian so với chu kỳ của ký hiệu nữa, dẫn đến gây ra giao thoa giữa các ký hiệu (ISI).



**Hình 1.2** Hệ thống truyền thông khó xử lý theo phép giải tích

**Hiệu năng BER của hệ thống:** Hậu quả của ISI làm cho xác suất lỗi của ký hiệu thứ  $i$  phụ thuộc vào một hoặc nhiều ký hiệu trước đó (tính có nhớ). Số lượng các ký hiệu trước đó phải được tính đến trong quá trình giải điều chế ký hiệu thứ  $i$  này (lưu ý tính có nhớ của hệ thống). Cũng vậy, nếu xác suất lỗi của ký hiệu thứ  $i$  phụ thuộc vào  $k$  ký hiệu trước đó thì ta phải tính đại lượng:

$$\Pr\{E_i | d_{i-1}d_{i-2}\dots d_{i-k}\}$$

Trường hợp nhị phân, tồn tại  $2^k$  chuỗi khác nhau có cùng độ dài  $k$ . Nếu xác suất xuất hiện của từng ký hiệu dữ liệu  $\{0,1\}$  mà bằng nhau, thì xác suất lỗi của ký hiệu thứ  $i$  là:

$$P_E = \frac{1}{2^k} \sum_{d_{i-1}=0}^1 \sum_{d_{i-2}=0}^1 \dots \sum_{d_{i-k}=0}^1 \Pr\{E_i | d_{i-1}d_{i-2}\dots d_{i-k}\} \quad (1.2)$$

Nói cách khác, ta cần phải tính  $2^k$  xác suất lỗi khác nhau, với mỗi xác suất lỗi phụ thuộc vào một trong  $2^k$  chuỗi độ có dài  $k$  trước đó và lấy trung bình trên  $2^k$  kết quả. Vì kênh được giả định là kênh AWGN, nên mỗi xác suất lỗi trong  $2^k$  xác suất lỗi này đều là một hàm  $Q(\cdot)$ . Tuy là dễ hiểu và tường minh, nhưng khó tính toán được đối số của mỗi hàm  $Q(\cdot)$ , vì vậy ta thường dùng mô phỏng.

Hệ thống được minh họa ở hình 1.2 có tính chất quan trọng là dễ phân tích. Lưu ý rằng hệ thống là tuyến tính do kênh AWGN (hệ thống là tuyến tính được xét từ điểm tạp âm được phun vào tới điểm xuất hiện  $V_k$ ). Vì vậy, con số thống kê  $V_k$  thường có dạng:

$$V_k = S_k + I_k + N_k \quad (1.3)$$

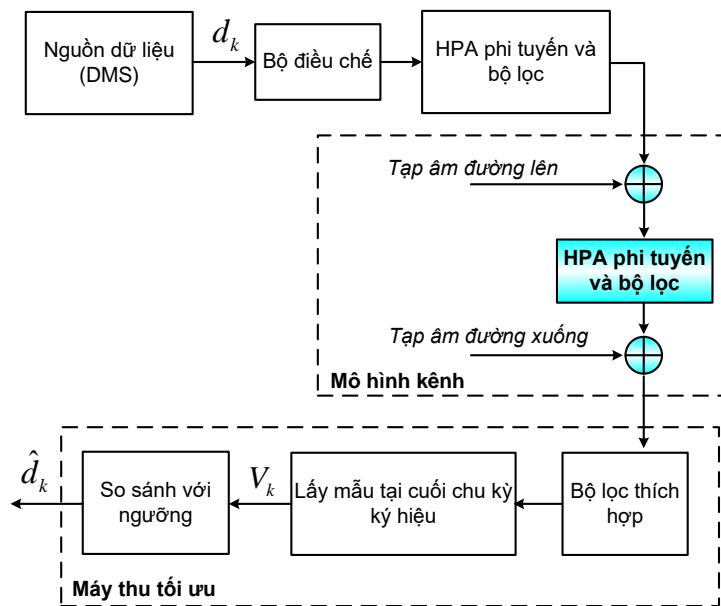
trong đó  $I_k$  là thành phần do giao thoa giữa các ký hiệu,  $S_k$  là tín hiệu mang tin, và  $N_k$  là thành phần do tạp âm kênh. Vì vậy, nếu tạp âm kênh là Gauso, thì  $N_k$  là biến ngẫu nhiên Gauso (lưu ý: tính chất biến đổi tuyến tính của biến ngẫu nhiên Gauso). Hơn nữa,  $V_k$  là biến ngẫu nhiên Gauso có cùng phương sai với  $N_k$  nhưng giá trị trung bình là  $S_k + I_k$  (cả hai đều là tất định). Ta có thể dễ dàng tìm được giá trị trung bình của  $V_k$ . Phương sai của  $V_k$  được xác định từ mật độ phổ công suất của kênh tạp âm và độ rộng băng thông tạp âm tương ứng. Một khi biết được hàm mật độ xác suất (pdf) của  $V_k$ , thì ta dễ dàng tìm được xác suất lỗi. Tóm lại, ta dễ dàng tìm được hàm mật độ xác suất pdf của  $V_k$  ngay cả khi hệ thống là phi tuyến vì tạp âm không qua phần tử phi tuyến của hệ thống (chỉ có HPA là phi tuyến và tạp âm do kênh).

Trong trường hợp cụ thể này, do tạp âm chỉ đi qua phần tuyến tính của hệ thống, nên có ảnh hưởng quan trọng đến phương pháp luận mô phỏng. Vì tạp âm không qua phần tử phi tuyến của mô hình, nên ta nhanh chóng xác định được giá trị trung bình của  $V_k$  bằng mô phỏng phi tạp âm. Phương sai của  $V_k$  có thể xác định theo phép giải tích, kết quả là, ta biết được pdf của  $V_k$  và dễ dàng xác định được xác suất lỗi. Các khái niệm này được kết hợp trong kỹ thuật mô phỏng một cách nhanh chóng và đơn giản. Kết quả là, phương pháp bán giải tích (nghĩa là việc phân tích và mô phỏng được kết hợp với nhau), dẫn đến mô phỏng rất nhanh, vì vậy sẽ là công cụ rất quan trọng và là chủ đề quan trọng trong mô phỏng.

#### ❖ Hệ thống không thể xử lý theo phép giải tích

Hệ thống được minh họa ở hình 1.3 được coi là hệ thống không thể xử lý được theo phép giải tích, là mô hình đơn giản của hệ thống thông tin vệ tinh **hai chặng**. Bộ phát đáp vệ tinh được mô hình hóa gồm bộ khuếch đại công suất cao HPA phi tuyến và bộ lọc khử méo hài ngoài băng do tính phi tuyến của HPA gây ra. Khi so sánh hình 1.2 và hình 1.3, ta thấy khá giống nhau. Trường hợp này, mô hình kênh vệ tinh bao gồm hai nguồn tạp âm (*tạp âm đường lên* và *tạp âm đường xuống*). **Vấn đề là**, tạp âm ở máy thu bao gồm cả tạp âm đường xuống và tạp âm đường lên, nhưng tạp âm đường lên đi qua bộ khéch đại cao HPA *phi tuyến* (HPA *phi tuyến* của bộ phát đáp vệ tinh) của mô hình hệ thống. Thậm chí, coi cả tạp âm đường lên và đường xuống đều có phân bố Gauso, nhưng vẫn rất khó xác định hàm pdf của tạp âm tại máy thu trạm mặt đất. Từ hình vẽ 1.3 cho thấy, ta dễ dàng mô hình hóa tạp âm đường xuống vì nó chỉ qua phần *tuyến tính* của hệ thống, nhưng tạp âm đường lên rất khó xác định vì nó phải qua HPA *phi tuyến*. Dù là tạp âm đường lên có phân bố Gauso nhưng pdf của nó tại đầu vào máy thu không còn là phân bố Gauso nữa. Theo đó, việc xác định pdf của  $V_k$  là rất khó. Vì vậy, mô phỏng là công cụ thiết yếu cho loại hệ thống này.

Quy mô về các hệ thống được xét trong phần này là rất hạn chế. Các hệ thống được chọn trình bày ở đây chỉ nhằm mục đích minh họa làm sáng tỏ về: tăng mức độ phức tạp dẫn đến mô phỏng (sự cần thiết sử dụng mô phỏng). Tồn tại rất nhiều hệ thống hiện nay thuộc loại hệ thống không thể xử lý được bằng giải tích. Ví như: các hệ thống thông tin di động làm việc trong môi trường đa đường và nhiễu cao. Việc mô hình hóa và mô phỏng luôn cần thiết và hữu hiệu để phân tích chi tiết các hệ thống như vậy.



**Hình 1.3** Hệ thống truyền thông không thể xử lý theo phép giải tích

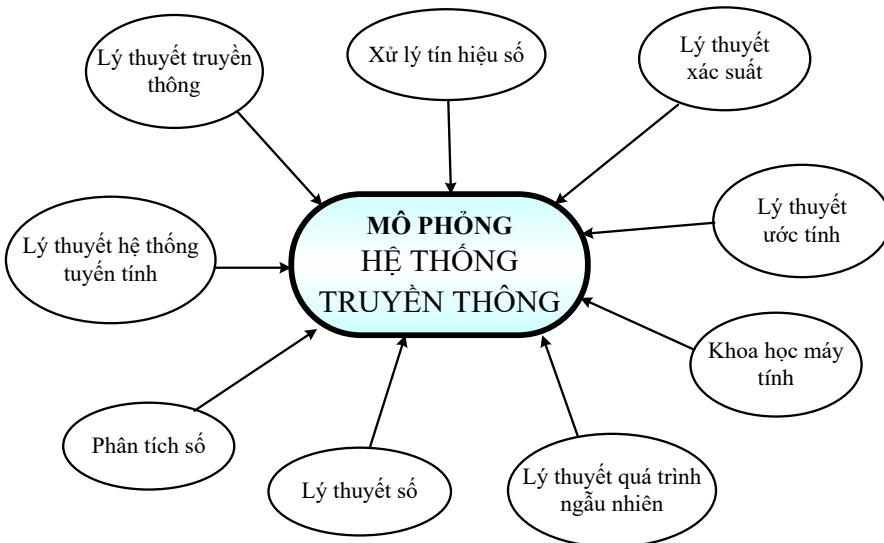
### 1.2.2 Các mặt đa kỹ luật của mô phỏng

Trước những năm 1970, bài toán mô phỏng thường được giải quyết theo cách thiên về dạng đặc biệt. Phương pháp luận để phát triển mô phỏng và các nguồn lỗi xuất hiện trong mọi chương trình mô phỏng không được hiểu một cách đầy đủ. Hơn 40 năm qua, cộng đồng nghiên cứu đã tạo ra một khối lượng lớn kiến thức, tạo ra phương pháp luận để phát triển mô phỏng cũng như việc thống nhất về lý thuyết để giải quyết nhiều vấn đề này sinh trong quá trình triển khai chương trình mô phỏng. Theo đó, việc dùng mô phỏng là công cụ phân tích cần thiết để hiểu và hiểu sâu sắc nhằm triển khai mô phỏng khả tin. Cần phải xây dựng khối lượng lớn kiến thức tích hợp từ nhiều tài liệu trong nhiều lĩnh vực khác nhau. Mặc dù chưa được thâu đáo nhưng **09** lĩnh vực nghiên cứu quan trọng ảnh hưởng đến quá trình nghiên cứu về mô phỏng được mô tả ở hình 1.4. Ta trình lọc (trình bày một cách chắt lọc và tinh lọc) 09 lĩnh vực này nhằm làm sáng tỏ mối quan hệ của chúng với khoa học mô phỏng.

Các khái niệm về lý thuyết hệ thống tuyến tính cho ta các kỹ thuật để xác định các quan hệ vào/ra của hệ thống tuyến tính, cho phép biểu diễn mô hình hệ thống trong miền thời gian ở dạng hàm đáp ứng xung kim của hệ thống và miền tần số ở dạng hàm truyền đạt của hệ thống cũng như việc xây dựng nền tảng cho nhiều vấn đề.

Hiển nhiên là, kiến thức về lý thuyết truyền thông là rất quan trọng. Cấu trúc hệ thống, đặc tính hoạt động của các phân hệ (bộ giải điều chế, bộ cân bằng, chi tiết hóa các mô hình kênh...) phải được hiểu rõ trước khi triển khai mô phỏng. Một khi sử dụng mô phỏng để xác định các giá trị của tham số hệ thống, ta cần phải lưu ý đến dải giá trị của nó có ý nghĩa thực tế trước khi triển khai mô phỏng. Cần phải có những hiểu biết sâu sắc về tính cách hệ thống để đảm bảo rằng hoạt động mô phỏng được chính xác và kết quả là hợp lý.

Các công cụ của xử lý tín hiệu số (DSP) được dùng để triển khai các giải thuật, từ đó xây dựng mô hình mô phỏng hệ thống truyền thông. Mô hình mô phỏng này thường bao gồm một số phép lấy xấp xỉ rời rạc của các phân tử hệ thống liên tục, cần có kiến thức về xử lý tín hiệu số để hiểu và đánh giá bản chất của các phép lấy xấp xỉ này. Thực tế, mỗi khối chức năng trong mô hình mô phỏng là một hoạt động DSP, vì vậy các công cụ của DSP cho ta các kỹ thuật thực hiện mô phỏng.



**Hình 1.4** Các lĩnh vực ảnh hưởng lên nghiên cứu mô phỏng hệ thống truyền thông

*Giải tích số* có quan hệ chặt chẽ với DSP, nhưng ta lưu ý tách biệt vì nó là phần kiến thức cũ hơn. Nhiều kỹ thuật kinh điển như tích phân số, nội suy đa thức, phù hợp hóa đồ thị đều có nguồn gốc trong giải tích số.

Các khái niệm về *xác suất* cũng là nền tảng căn bản cho nghiên cứu (bản chất tín hiệu và hệ thống truyền thông có tính ngẫu nhiên cao). Việc đánh giá hiệu năng của hệ thống truyền thông thường được biểu diễn trong các thuật ngữ xác suất. Chẳng hạn: khi đề cập xác suất lỗi bit hay xác suất lỗi ký hiệu trong hệ thống truyền thông số; khi xét bài toán đồng bộ, ta quan tâm xác suất lỗi pha vượt quá một mức tiêu định. Lý thuyết xác suất cơ bản cho ta khái niệm về biến ngẫu nhiên và hàm mật độ xác suất. Kiến thức về hàm mật độ xác suất cơ bản cho phép ta tính toán các đại lượng như đã đề cập phần trên. Phần sau ta sẽ trình bày rõ hơn, kết quả của nhiều mô phỏng (được gọi là các mô phỏng ngẫu nhiên, stochastic) là biến ngẫu nhiên điển hình và phương sai của nó thường đánh giá tính hữu hiệu và tính chính xác thống kê của mô phỏng.

Trong nhiều trường hợp, dạng sóng tín hiệu và tạp âm được xử lý bởi mô phỏng được coi là các hàm mẫu của một quá trình ngẫu nhiên. Việc triển khai các thuật toán để tạo dạng sóng có các thuộc tính thống kê phù hợp, cần có kiến thức về quá trình ngẫu nhiên cơ bản, nó đặc biệt có ý nghĩa khi triển khai các mô hình mô phỏng kênh. Lý thuyết quá trình ngẫu nhiên cho ta các công cụ để mô tả các quá trình này trong miền thời gian (ví như: hàm tự tương quan), và trong miền tần số (ví như: mật độ phổ công suất). Ta cũng đề cập nhiều ứng dụng khác của lý thuyết quá trình ngẫu nhiên.

Cần hiểu sơ lược khái niệm về *lý thuyết số*, nó cho ta các công cụ để triển khai các bộ tạo số ngẫu nhiên. Các bộ tạo số ngẫu nhiên này là các khối cơ bản của bộ tạo dạng sóng để biểu diễn các chuỗi số, dạng sóng tạp âm, pha định tín hiệu, nhiễu ngẫu nhiên...

Khái niệm cơ bản về *khoa học máy tính* cũng sẽ hữu hiệu. Ví dụ: độ dài từ mã, khuôn dạng từ mã được dùng để biểu diễn các mẫu tín hiệu, sẽ ảnh hưởng đến tính chính xác của thành quả mô phỏng. Việc chọn ngôn ngữ cũng quan trọng khi triển khai các bộ mô phỏng thương mại. Bộ nhớ khả dụng, tổ chức nhớ sẽ ảnh hưởng cách thức dữ liệu và lệnh được qua các phần của mô phỏng. Các yêu cầu về đồ họa và dung lượng sẽ xác định dạng sóng được hiển thị như thế nào và sẽ ảnh hưởng quá trình truyền tải mã chương trình mô phỏng từ máy tính này đến máy tính khác.

Các công cụ và các khái niệm về lý thuyết ước tính cho phép định lượng tính hiệu quả của kết quả mô phỏng. Kết quả mô phỏng ngẫu nhiên là một biến ngẫu nhiên. Mỗi khi thực hiện mô phỏng sẽ tạo ra một giá trị của biến ngẫu nhiên đó (lưu ý: biến ngẫu nhiên giá trị thực là một hàm của giá trị thực), biến ngẫu nhiên này tạo thành bộ ước tính cho đại lượng cần được ước tính. Diễn hình là, tất cả các giá trị được tạo ra bởi bản sao của mô phỏng sẽ khác nhau. Việc mô phỏng là hữu hiệu nhất khi bộ ước tính (nó được tạo ra bởi mô phỏng) là không chêch và kiên định. Ước tính không chêch là ước tính trong đó giá trị trung bình của ước tính là một đại lượng đo (đại lượng đo kiểm thực tế). Đây là cách nói khác về việc trung bình hóa các ước tính được tạo ra bởi mô phỏng là chính xác. Hiển nhiên, đây là một thuộc tính mong muốn. Ước tính kiên định là ước tính mà phương sai của nó giảm khi thời gian mô phỏng tăng. Nói cách khác, nếu thực hiện đo 100 lần độc lập về độ cao của một người và lấy trung bình kết quả, ta mong đợi kết quả chính xác hơn so với trường hợp đo một lần. Tổng quát, lý thuyết ước tính cho ta các công cụ phân tích cần thiết để đánh giá mức độ khả tin của các kết quả mô phỏng.

Tóm tắt ước tính tỷ số lỗi thông qua mô phỏng bao gồm các bước cơ bản sau:

- ✓ Tạo các giá trị mẫu của quá trình đầu vào (dạng sóng).
- ✓ Xử lý các mẫu thông qua mô hình và tạo các mẫu đầu ra.
- ✓ Ước tính tỷ số lỗi bằng cách so sánh các giá trị được mô phỏng của chuỗi đầu vào với chuỗi đầu ra.

Các vấn đề được trình lôc ở trên không có hàm ý làm cho việc nghiên cứu mô phỏng trở nên nặng nề, mà đơn giản chỉ để thấy rằng việc mô phỏng là một lĩnh vực nghiên cứu chính đáng. Nó cuốn hút các lĩnh vực khác.

### 1.2.3 Lập mô hình mô phỏng

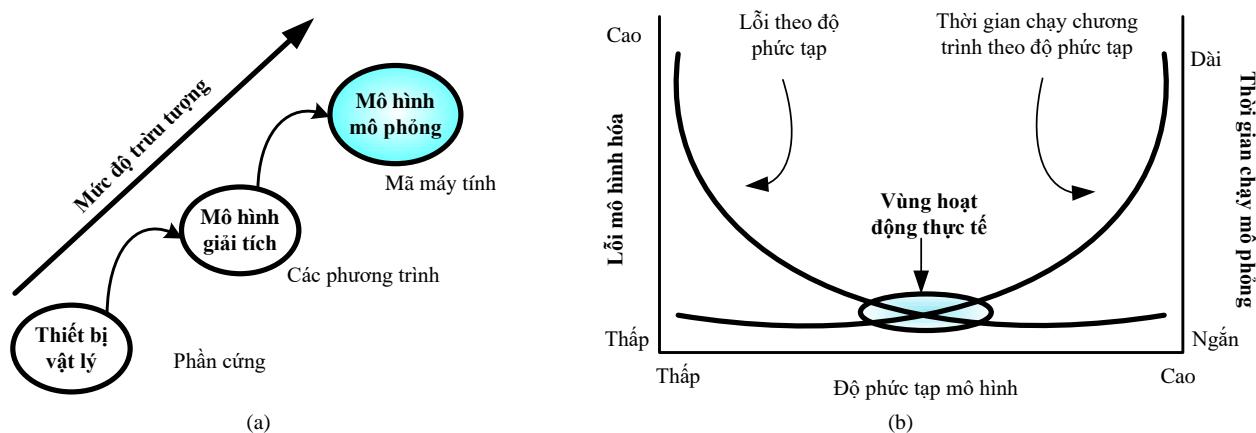
Bước đầu tiên trong quá trình triển khai mô phỏng hệ thống truyền thông là triển khai mô hình mô phỏng cho hệ thống đó (hay thiết lập mô hình). Ta làm quen với mô hình và nên hiểu rằng mô hình mô tả quan hệ vào/ra của thiết bị hay hệ thống vật lý. Cụ thể là, mô hình được biểu diễn ở dạng toán học. **Nghệ thuật lập mô hình** là triển khai các mô hình **tính cách** (ta dùng thuật ngữ này vì mô hình đó bắt giữ tính cách của thiết bị trong điều kiện cụ thể), đủ mức độ chi tiết để duy trì các nét đặc trưng cốt lõi của hệ thống và không quá phức tạp sao cho mức độ chi phí tài nguyên tính toán được hợp lý. Vì vậy, ta cần phải dung hòa các tiêu chí đối lập như độ chính xác, mức độ phức tạp, yêu cầu tính toán.

Cần phải nghiên cứu hai loại mô hình đó là: **mô hình giải tích** và **mô hình mô phỏng**. Cả hai đều là sự trừu tượng hóa của thiết bị vật lý hoặc hệ thống như được minh họa ở hình 1.5(a). Thiết bị trong hình 1.5(a) có thể chỉ là một mạch điện tử hay phân hệ như vòng khóa pha PLL... Bước đầu tiên và bước quan trọng nhất trong quá trình lập mô hình là nhận biết các thuộc tính và các đặc tính hoạt động của thiết bị sẽ được trình bày trong mô hình. Việc nhận biết các tính năng cốt lõi này thường cần có các phán đoán thiết kế đáng kể và luôn luôn cần phải có hiểu biết thấu đáo về ứng dụng mà mô hình đó sẽ được triển khai. Mức độ chính xác cần thiết của bất kỳ mô phỏng hay phân tích toán học nào dựa trên mô hình đó đều bị hạn chế bởi tính chính xác của mô hình. Một khi các vấn đề này được giải quyết, thì ta triển khai mô hình giải tích để nắm giữ các tính năng cốt lõi của thiết bị vật lý. Diễn hình là, mô hình giải tích có dạng phương trình hoặc hệ phương trình để xác định quan hệ vào/ra của thiết bị. Các phương trình này chỉ là sự mô tả từng phần của thiết bị được mô hình hóa vì chỉ có một khía cạnh nào đó của thiết bị được mô hình hóa. Hơn nữa, các phương trình định nghĩa cho thiết bị đó chỉ chính xác trong một phạm vi giới hạn của điện áp, dòng

điện hay tần số. Mô hình mô phỏng thường là một tập hợp các giải thuật nhằm tìm nghiệm số của các phương trình (các phương trình này đang định nghĩa mô hình giải tích đó). Các kỹ thuật phân tích số và xử lý tín hiệu số là các công cụ để triển khai các giải thuật này.

Thấy rõ từ hình 1.5(a), mức độ trừu tượng tăng dần từ thiết bị qua mô hình giải tích cuối cùng là mô hình mô phỏng. Việc tăng mức độ trừu tượng là do giả định và xấp xỉ hóa trong quá trình chuyển từ thiết bị vật lý - mô hình giải tích - mô hình mô phỏng.

Trong nghiên cứu ta thường gặp phải mô hình có mức độ trừu tượng khác nhau. Ví dụ: ta sẽ thấy rằng, kênh có thể được mô hình hóa bằng giải pháp mức dạng sóng trong đó các giá trị mẫu của dạng sóng được xử lý bởi mô hình đó. Mặt khác, kênh có thể được trình bày bởi một quá trình Markov rác rưởi dựa trên các ký hiệu chứ không phải dựa trên các mẫu của dạng sóng. Ngoài ra, mô hình Markov thường bao hàm bộ điều chế, máy phát, máy thu vào kênh. Mô hình này khá trừu tượng và khó khăn khi tham số hóa một cách chính xác nhưng một khi tìm được thì mang lại mô phỏng hiệu quả cao và thực hiện nhanh. Tính hiệu quả này là lý do chính dẫn đến mô hình hóa ở mức trừu tượng hơn.



**Hình 1.5 a)** Các thiết bị và các mô hình; **b)** Các ảnh hưởng về tính phức tạp của mô hình

Hình 1.5(b) minh họa rõ hơn về quá trình mô hình hóa. Ở dạng trực quan, thuộc tính mong muốn của mô phỏng là thực hiện mã mô phỏng nhanh. Mô hình đơn giản thực hiện nhanh hơn mô hình phức tạp vì cần ít đường nối đến mã máy tính hơn mỗi khi mô hình được thể hiện bởi mô phỏng đó. Tuy nhiên, mô hình đơn giản không đặc trưng hóa hết được các thuộc tính quan trọng của thiết bị dẫn đến kết quả không chính xác, khi này cần có mô hình phức tạp hơn song lại tăng thời gian mô phỏng.

#### 1.2.4 Mô phỏng tất định và mô phỏng ngẫu nhiên

Tồn tại hai loại mô phỏng cơ bản là mô phỏng tất định và mô phỏng ngẫu nhiên.

**Mô phỏng tất định:** Loại này hầu như quen thuộc với ta. Ví dụ mô phỏng mạch điện tử, trong đó ta xét đáp ứng cho tín hiệu vào là tất định. Triển khai chương trình phần mềm để biểu diễn thành phần mạch và tín hiệu vào. Mô phỏng tạo ra dòng điện, điện áp tương ứng trên mỗi nhánh, và thường được biểu diễn ở dạng sóng. Cần phải quy định khoảng thời gian biểu diễn dạng sóng trước khi mô phỏng. *Do tính bất biến của mạch và tính tất định của tín hiệu vào nên các kết quả mô phỏng như nhau sau mỗi lần mô phỏng.* Ngoài ra, ta nhận được cùng dạng sóng nếu xử lý mạng bằng các kỹ thuật truyền thống. Mô phỏng sẽ tiết kiệm thời gian và tránh những lỗi toán học do tính toán dài dòng.

**Mô phỏng ngẫu nhiên:** Giả sử đưa vào mạch là dạng sóng ngẫu nhiên (hàm mẫu của quá trình ngẫu nhiên). Một cách tương đương, mô hình hệ thống cần có trờ kháng của điện trở là một biến ngẫu nhiên được xác định bởi hàm mật độ xác suất cụ thể. Kết quả mô phỏng sẽ không còn là dạng sóng tất định nữa, và các mẫu của dạng sóng này sẽ tạo ra một tập các biến ngẫu nhiên. Những mô phỏng trong đó xuất hiện các đại lượng ngẫu nhiên được được quy vào mô phỏng ngẫu nhiên.

**Ví dụ:** Giả sử điện áp  $e(t)$  trên một phần tử của mạch và thực hiện mô phỏng tạo ra giá trị của  $e(t)$  tại thời điểm  $1 \text{ ms}$ , nghĩa là muốn có  $e(0,001)$ . Trong mô phỏng tất định thì  $e(0,001)$  là cố định và mỗi lần mô phỏng hay mỗi khi dùng kỹ thuật phân tích truyền thống đều cho cùng kết quả. Trong mô phỏng ngẫu nhiên thì  $e(0,001)$  là một biến ngẫu nhiên và mỗi lần mô phỏng là một kết quả khác.

**Ví dụ:** Hệ thống truyền thông số trong đó tín hiệu thu gồm tín hiệu phát cộng với tạp âm ngẫu nhiên. Giả sử ta phải tính xác suất lỗi ký hiệu tại đầu ra máy thu. Thấy rõ, nếu truyền tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN thì xác suất lỗi ký hiệu là:

$$P_E = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (1.4)$$

trong đó  $E_b$  là năng lượng ký hiệu,  $N_0$  là mật độ phổ công suất tạp âm một phía và  $Q(\cdot)$  là được định nghĩa là:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left[-\frac{y^2}{2}\right] dy \quad (1.5)$$

Ta lưu ý rằng,  $P_E$  là một số chứ không phải là một biến ngẫu nhiên, mặc dù đầu vào máy thu là một đại lượng ngẫu nhiên. Số  $P_E$  là một trung bình trên vô hạn các thử nghiệm, mỗi thử nghiệm là một ký hiệu được qua hệ thống và quan sát kết quả. Tất nhiên kết quả là một quyết định đúng hoặc một lỗi được quan sát tại đầu ra máy thu. Đối với quá trình ergodic có thể xác định xác suất lỗi theo hai cách: (i) Quan sát một bit đang được phát và tính  $P_E$  là *trung bình toàn bộ* trong đó ta có toàn bộ vô hạn các dạng sóng tạp âm có cùng các đặc tính thống kê; (ii) Xác định  $P_E$  là trung bình theo thời gian bằng cách phát nhiều vô hạn ký hiệu nhị phân và dùng *một hàm mẫu tạp âm*. Vấn đề then chốt là tính  $P_E$  dùng vô hạn ký hiệu phát. Nếu thay vì xác định  $P_E$  dựa vào vô hạn ký hiệu phát, ta *ước tính*  $P_E$  sử dụng hữu hạn ký hiệu nhị phân phát thì ta sẽ thấy rằng việc ước tính  $P_E$  thực ra là một biến ngẫu nhiên, vì mỗi hàm mẫu trong khoảng thời gian hữu hạn sẽ tạo ra một giá trị khác (hy vọng không quá khác) đối với xác suất lỗi. Điều này sẽ được sáng tỏ trong phần sau khi ta xét kỹ thuật mô phỏng Monte Carlo.

Ta cần lưu ý rằng: Trường hợp tất định, mô phỏng tất định và phân tích dẫn đến một con số. Mỗi khi thực hiện phân tích và mô phỏng sẽ nhận được cùng giá trị. Trường hợp ngẫu nhiên, mô phỏng ngẫu nhiên dẫn đến biến ngẫu nhiên và tính cách thống kê của biến ngẫu nhiên này là rất quan trọng trong việc xác định chất lượng kết quả mô phỏng.

### Vai trò của mô phỏng

Mô phỏng được sử dụng rộng rãi trong nhiều giai đoạn của quá trình thiết kế và triển khai hệ thống truyền thông hiện đại. Mô phỏng *không* chủ yếu được sử dụng để *ước lượng* hiệu năng và nghiên cứu dung hòa trong thiết kế (tối ưu tham số) mà còn được dùng để *thiết lập* các thủ tục kiểm tra và kiểm chuẩn, các dự đoán tuổi thọ cũng như nghiên cứu tính bất thường sau khi hệ

thông được triển khai trong thực tế. Cả phương pháp luận mô phỏng và mô hình mô phỏng đều được sử dụng để biểu diễn hệ thống phụ thuộc vào các giai đoạn khác nhau của quá trình thiết kế, thực thi và vòng đời của hệ thống. Phương pháp luận mô phỏng cũng sẽ được kiểm soát hoặc định hướng bởi trình tự thiết kế tổng thể. Ta minh họa trình tự thiết kế và sử dụng mô phỏng trong các giai đoạn thiết kế khác nhau và vòng đời của hệ thống truyền thông.

Quá trình thiết kế một hệ thống truyền thông phức tạp được thực hiện từ "*đỉnh xuống*", ngược lại thực thi phần cứng thường từ đáy lên. Theo đó, khi thiết kế hệ thống ta bắt đầu tại mức hệ thống (mức trùu tượng cao nhất) và hoàn thiện chi tiết thiết kế từ mức hệ thống, xuống mức hệ thống con và cuối cùng là mức thành phần. Sau đó đạt tới mức đáy mà ở đó tính chi tiết của bộ phận thiết bị thành phần được nhận diện. Vì vậy, trình tự xây dựng một hệ thống gồm: (i) Tạo ra các thành phần; (ii) Hợp các thành phần thành hệ thống con; (iii) Xây dựng hệ thống tổng thể từ các hệ thống con; (iv) Triển khai mô phỏng theo giải pháp từ đỉnh xuống. Ta bắt đầu bằng việc mô phỏng mức hệ thống có mức trùu tượng cao tăng dần tính chi tiết, các mô phỏng các hệ thống con và các thành phần. Do thực thi khởi đầu nên các đặc tính đo của các thành phần và các phân hệ được chứa trong mô hình mô phỏng.

Tại đây ta mô tả các giai đoạn khác nhau của quá trình thiết kế và cách sử dụng mô phỏng trong các giai đoạn khác nhau của quá trình thiết kế.

✓ **Quá trình đặc tả kỹ thuật mức hệ thống và quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển)**

Quá trình thiết kế một hệ thống truyền thông bắt đầu bằng việc trình bày, phân tích các yêu cầu người dùng và hiệu năng gồm: thông lượng, tỷ số lỗi, xác suất ngừng hoạt động, hạn chế băng thông, công suất, trọng lượng, mức độ phức tạp/chi phí, kênh trên đó hệ thống hoạt động, và tuổi thọ trung bình của hệ thống. Trên cơ sở những yêu cầu của người dùng, "*kỹ sư hệ thống*" xuất phát từ khái niệm ban đầu về hệ thống như: sơ đồ điều chế, kỹ thuật mã hóa, cân bằng nếu cần... Tập giá trị của tham số được gọi là các **đặc tả kỹ thuật mức A** như mức công suất, băng thông, chỉ số điều chế cũng được thiết lập trong giai đoạn khởi đầu của quá trình thiết kế.

Mục đích toàn diện tại điểm này là: (i) xác định cấu hình hệ thống; (ii) các giá trị của tham số (sẽ đáp ứng các mục đích hiệu năng và thỏa mãn những ràng buộc thiết kế). Thấy rõ, hiệu năng hệ thống là một hàm của SNR (tương đương  $E_b/N_0$ ) và méo tổng do tất cả các thành phần trong đường truyền thông. SNR được thiết lập thông qua một quá trình gọi là **lập quỹ đường truyền** (*link budgeting*), là phần tính toán nhiều nhất đưa vào bản mô tả các nhân tố như: công suất phát, hệ số khuếch đại ăng ten, suy hao đường truyền, khuếch đại công suất, hệ số tệp âm của bộ khuếch đại và bộ lọc. Trong khi quỹ đường truyền không phải là đại lượng chính trong mô phỏng, nhưng nó thiết lập một dải các giá trị SNR hoặc  $E_b/N_0$  trên đó phải được mô phỏng để ước tính hiệu năng.

Vì không thể tạo dựng được các thành phần lý tưởng nên việc thực thi các thành phần thực tế như bộ khuếch đại và bộ lọc sẽ tạo ra tính không lý tưởng. Dẫn đến méo tín hiệu, sẽ ảnh hưởng lên hiệu của năng hệ thống. Chúng phải được tính đến trong quỹ đường truyền bằng cách tính toán hiệu năng của hệ thống theo các thành phần lý tưởng, sau đó cộng với "*tổn thất thực thi*". Tổn thất thực thi đánh giá lượng gia tăng  $E_b/N_0$  để vượt qua ảnh hưởng của méo do các thành phần không lý tưởng gây ra. Đôi khi tổn thất thực thi được coi là tham số truyền thông hoặc tham số méo. Ta lưu ý rằng một số tham số như băng thông bộ lọc ảnh hưởng lên công suất tệp âm tại các điểm khác nhau trong hệ thống và sẽ lấn lướt ảnh hưởng lên quỹ đường truyền (mức độ dự trữ) và méo.

Người thiết kế hệ thống bắt đầu bằng cấu hình khởi đầu cho hệ thống, các đặc tả kỹ thuật mức A và quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển). Quỹ đường truyền (dự trữ tuyển) thường được biểu

diễn ở dạng bảng tính và dòng cuối cùng trong quỹ đường truyền là  $E_b/N_0$  mạng tại điểm tới hạn trong hệ thống sau khi tất cả các tổn thất thực thi được tính đến. "Điểm tới hạn" này thường là đầu vào máy thu. Quỹ đường truyền được gọi là "*kín*" hay "*cân bằng*" nếu đường truyền có  $E_b/N_0$  đủ lớn với hệ số dự trữ an toàn để tạo hiệu năng hệ thống chấp nhận được. Tồn tại nhiều phép đo hiệu năng hệ thống chẳng hạn như: (i) ở hệ thống tương tự thường dùng sai số trung bình bình phương (MSE); (ii) ở hệ thống số, điển hình là tỷ số lỗi bit BER. Tại điểm này, số đo hiệu năng được tính toán từ các công thức xấp xỉ và chưa được mô phỏng. Vì tất cả những tổn thất thực thi đã được tính đến trong  $E_b/N_0$  nên có thể tính BER theo công thức của hệ thống lý tưởng.

Nếu độ quỹ đường truyền *không kín* hay *không cân bằng* thì các đặc tả kỹ thuật mức A, các tổn thất thực thi và thậm chí cấu hình hệ thống bị thay đổi và quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển) được tính toán lại. Ví dụ băng thông của bộ lọc có thể thay đổi, kích thước ăng ten có thể tăng và đặc tả kỹ thuật hệ số tạp âm của bộ khuếch đại có thể thấp hơn. Quá trình này xảy ra liên tục cho đến khi quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển) được cân bằng với hệ số dự trữ thích hợp.

Trên cơ sở cấu hình hệ thống khởi đầu, các đặc tả kỹ thuật mức A và quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển), khi này được coi là kín, cho phép tạo dựng mô hình mô phỏng để kiểm tra quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển) và *tinh chỉnh* thiết kế. Có thể ước tính chính xác các phép đo hiệu năng và kiểm tra suy thoái hiệu năng do thực thi không lý tưởng thông qua các mô phỏng chi tiết. Nếu những phân bổ trong quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển) được kiểm tra thông qua mô phỏng và quỹ đường truyền vẫn được kín, thì quá trình thiết kế chuyển sang giai đoạn thiết kế chi tiết, thực thi các hệ thống con (phân hệ) và các thành phần. Nếu quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển) *không kín* thì một số phân bổ méo, cấu hình hệ thống và đặc tả kỹ thuật mức A có thể bị thay đổi.

Giai đoạn đầu của thiết kế liên quan tính "*nghệ thuật*" và thuộc về kinh nghiệm thiết kế hệ thống. Hầu hết các trường hợp thiết kế ban đầu đều dựa vào những thiết kế trước cùng với những tinh chỉnh.

#### ✓ *Thực thi và kiểm tra các thành phần then chốt*

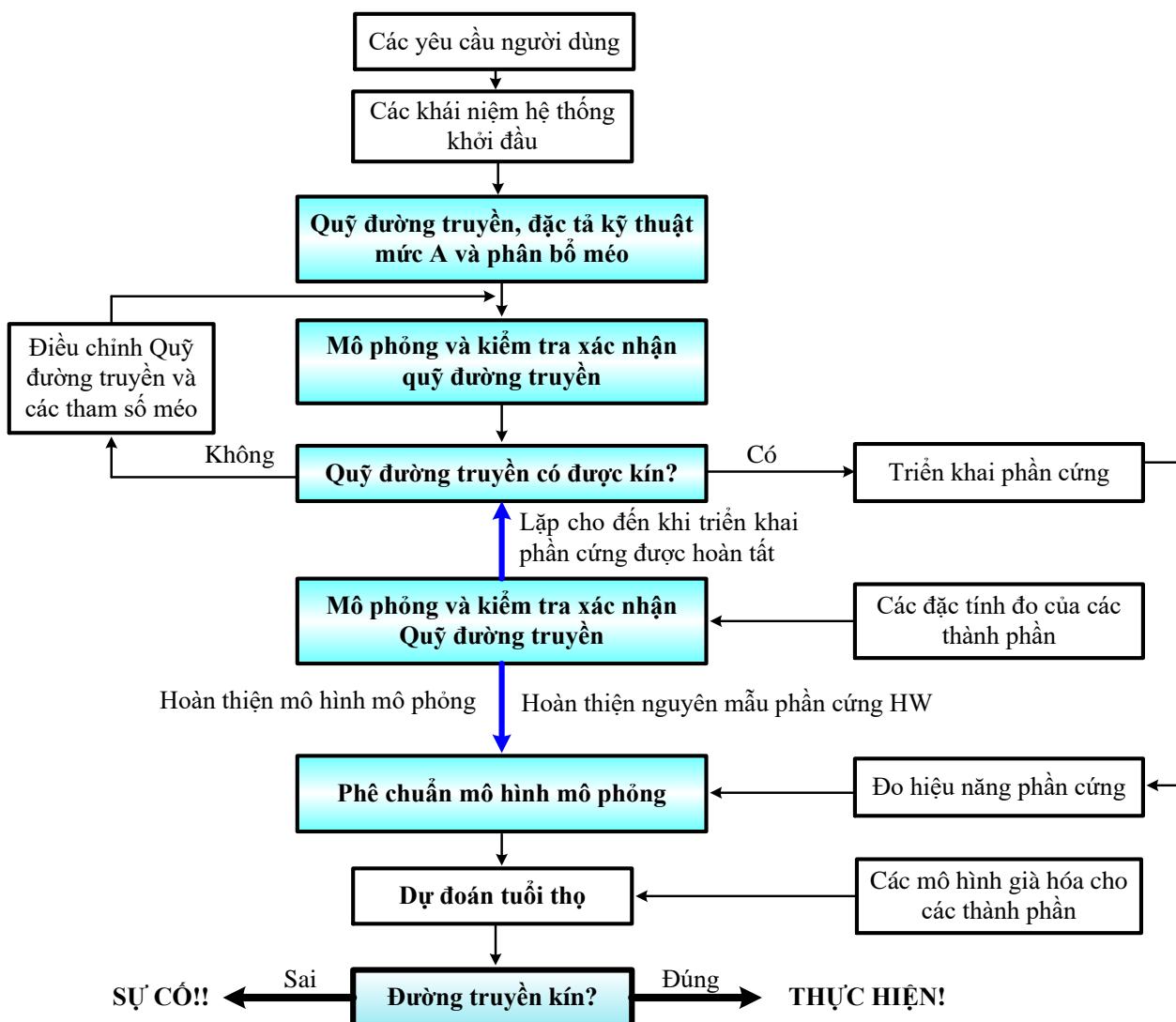
Thiết kế một hệ thống truyền thông mới sẽ luôn chứa một số thuật toán xử lý tín hiệu mới và các công nghệ phần cứng (phần mềm) mới. Bất kỳ công nghệ mới luôn có rủi ro hoặc không chắc chắn về hiệu năng. Nếu công nghệ mới có một thành phần tới hạn thì trước hết thành phần đó phải được tạo dựng và kiểm tra trong các điều kiện thực tế nhằm kiểm tra hiệu năng và giảm thiểu rủi ro. Vì chỉ vài thành phần then chốt được tạo dựng tại giai đoạn đầu của tiến trình thiết kế nên không thể kiểm tra toàn bộ hệ thống phần cứng. Trong tình huống này, mô phỏng tạo ra môi trường kiểm tra tuyệt vời và sử dụng mô phỏng ít tốn kém hơn nhiều so với dùng phần cứng để **nguyên mẫu hóa** toàn bộ hệ thống. Tất cả các thành phần và tín hiệu đều được mô phỏng cùng với các đặc tính đo phải được đưa vào mô hình mô phỏng. Ví như: nếu thành phần sẽ được kiểm tra là bộ khuếch đại mới, thì đặc tính truyền đạt biên độ-biên độ (AM-AM) và đặc tính truyền đạt biên độ-pha (AM-PM) của nó được đo và các đặc tính này được đưa vào mô hình phi tuyến của bộ khuếch đại. Sau đó mô phỏng toàn bộ hệ thống để kiểm tra hiệu năng và quỹ đường truyền (độ dự trữ tuyển). Một lần nữa nếu đưa các đặc tính đo vào mô phỏng cho thấy méo tốt hơn mong đợi thì lưu lại ở đâu đó trong hệ thống.

Nếu độ quỹ đường truyền là kín (đóng), thì việc triển khai phần cứng đi đến thành phần tới hạn kế tiếp. Nếu không thì thiết kế lại thành phần, xây dựng lại và kiểm tra lại hoặc độ dự trữ tuyển được điều chỉnh để tính đến suy thoái phụ do thành phần (ngoài những gì đã được phân bổ trong

quỹ đường truyền cho thành phần đó). Quy trình này được lặp lại đối với các thành phần then chốt khác.

✓ **Hoàn thiện nguyên mẫu phần cứng và phê chuẩn mô hình mô phỏng**

Như quy trình đã được mô tả, nguyên mẫu phần cứng của toàn bộ hệ thống bắt đầu xuất hiện cùng với mô hình mô phỏng kèm theo. Tại đây, mô hình mô phỏng bao hàm các đặc tính đo cho hầu hết các thành phần trong hệ thống. Nhiều số đo hiệu năng cho toàn hệ thống được thực hiện trên nguyên mẫu phần cứng này. Các mô phỏng song song cũng được kiểm soát. Có thể so sánh các đặc tính hiệu năng đo với các kết quả mô phỏng và ngược lại. Mô phỏng tạo ra những điểm chuẩn để kiểm tra và kết quả kiểm tra sẽ phê chuẩn kết quả mô phỏng. Thành quả cuối cùng của quá trình thiết kế này là nguyên mẫu hoàn chỉnh của hệ thống, cho ta cơ sở để triển khai phiên bản sản phẩm của hệ thống. Ngoài ra, một khi có mô hình mô phỏng được phê chuẩn, có thể dự đoán tuổi thọ với mức tin tưởng cao.



**Hình 1.6** Trình tự thiết kế và vai trò mô phỏng

✓ **Dự đoán tuổi thọ**

Trong khi quy trình trên dẫn đến thiết kế đảm bảo mức hiệu năng tiền định khi triển khai hệ thống thì một yêu cầu quan trọng nữa phải được đáp ứng cho hầu hết các hệ thống, là hiệu năng

tuổi thọ. Nhiều hệ thống truyền thông như thông tin vệ tinh, hệ thống cáp biển được mong đợi phải có tuổi thọ dài (thường khoảng 10 năm hoặc hơn) trong khoảng thời gian này hiệu năng phải được đảm bảo. Tất nhiên, không thể kiểm tra vòng đời thực tế dựa trên nguyên mẫu phần cứng. Trong khi các thủ tục kiểm tra gia tăng tuổi thọ đã được phát triển, thực tế thường dùng mô phỏng như giải pháp bổ sung để kiểm tra gia tăng tuổi thọ.

Các dự đoán hiệu năng tuổi thọ dùng mô phỏng bằng các mô hình già hóa cho các thành phần cốt lõi của hệ thống. Nếu ta có mô hình mô phỏng đã được phê chuẩn cho toàn bộ hệ thống tại thời điểm bắt đầu của vòng đời và cũng có những mô hình **tính cách** tốt của các thành phần như hàm tuổi thì các mô hình già hóa có thể được thay thế trong mô hình bắt đầu vòng đời để đạt được các số đo hiệu năng tuổi thọ cho hệ thống.

Nếu hiệu năng dự đoán tuổi thọ là thỏa đáng và quỹ đường truyền cuối đời là kín với hệ số dự phòng thỏa đáng thì việc thiết kế và thực thi hệ thống là hoàn thiện. Ngược lại quá trình phải lặp lại cho đến khi đạt được hội tụ.

Tóm tắt các bước then chốt trong trình tự thiết kế và vai trò của mô phỏng trong thiết kế các hệ thống truyền thông được minh họa ở hình 1.6.

### 1.2.5 Gói phần mềm để mô phỏng và khuyến nghị

#### ❖ Gói phần mềm để mô phỏng

Trong những thập kỷ qua nhiều gói phần mềm đã được triển khai và đang được sử dụng rộng rãi để mô phỏng các hệ thống truyền thông ở mức dạng sóng. Các thành phần cốt lõi của cấu trúc khung mô phỏng cho các hệ thống truyền thông gồm: (i) bộ xây dựng mô hình; (ii) thư viện mô hình; (iii) lõi (nhân - kernel) mô phỏng; (iv) bộ hậu xử lý.

Bắt kể dùng gói mô phỏng nào đi nữa, bước đầu tiên trong mô phỏng hệ thống gồm: (i) xây dựng mô hình mô phỏng cho các phân hệ khác nhau; (ii) cấu hình hóa phân hệ thành một mô phỏng hệ thống đầu cuối - đầu cuối. Mô hình mô phỏng có thể được xây dựng bằng ngôn ngữ lập trình mục đích chung và viết mã chương trình phù hợp hoặc sử dụng bộ xây dựng mô hình đồ họa. Với bộ xây dựng đồ họa, triển khai mô hình mô phỏng cho các phân hệ và cho toàn hệ thống được triển khai bằng cách dùng các khối cơ bản sẵn có từ thư viện mô hình. Các biểu tượng biểu diễn khối chức năng như: nguồn tin, bộ mã hóa, bộ điều chế, bộ ghép/phân kênh, mô hình kênh, tạp âm và nguồn nhiễu, bộ lọc, bộ giải điều chế, bộ giải mã được chọn từ thư viện mô hình. Khi kết nối các biểu tượng này sẽ tạo mô hình mô phỏng ở dạng sơ đồ khối phân cấp. Diễn hình như Simulink trong Matlab là gói mô phỏng tương đối đơn giản và thân thiện, sử dụng giải pháp bộ xây dựng mô hình đồ họa.

Mô hình được xây dựng hoặc từ đỉnh xuống hoặc từ đáy lên trong đó xây dựng từ đỉnh xuống là phù hợp đối với thiết kế hệ thống, và giải pháp từ đáy lên là sự lựa chọn của thiết kế phần cứng. Tại "*mức lá*" là mức thấp nhất trong phân cấp, mô hình có thể có một số biểu diễn trong phạm vi từ các thường trình con dấu phẩy động hoặc thủ tục trong ngôn ngữ lập trình như FORTRAN, C, C++ tới thực hiện mức bit của các mô hình hệ thống con trong VHDL.

Giải pháp thay thế dùng trình soạn thảo sơ đồ khối đồ họa để xây dựng mô hình là dùng ngôn ngữ trung gian như ngôn ngữ lệnh Matlab. Việc tạo mô phỏng để định hướng triển khai hệ thống phức tạp và tốn kém phù hợp với giải pháp sơ đồ khối và bộ xây dựng mô hình đồ họa. Bởi lẽ giải pháp sơ đồ khối là một trình bày mang tính bản chất của các hệ thống truyền thông và tạo môi trường sử dụng thân thiện cho kỹ sư hệ thống.

Mở rộng nỗ lực xây dựng mô hình mô phỏng được quy vào tính khả dụng của thư viện mô hình. Nhiều gói mô phỏng thương mại cho hệ thống khả dụng ngày nay có thư viện mô hình mở rộng khả dụng.

Sau khi mô hình mô phỏng được triển khai thì *tham số mô phỏng* (như: tốc độ lấy mẫu, các con số gốc của bộ tạo số ngẫu nhiên và thời gian mô phỏng) và *tham số thiết kế* (như: độ rộng băng tần bộ lọc, tỷ lệ mã, SNR) phải được định rõ. Sau đó thực hiện mô phỏng. Liên kết tất cả các mô hình với nhau sẽ tạo mã khả thi (có khả năng thực hiện mô phỏng), bắt đầu mô phỏng, lưu các giá trị mẫu của dạng sóng được tạo bởi mô phỏng và giám sát tiến trình mô phỏng là các hàm thường được thực hiện bởi lõi mô phỏng/bộ quản lý.

Sau khi hoàn tất mô phỏng, tính các phép đo hiệu năng như BER, SNR từ dạng sóng mô phỏng, sử dụng các "*bộ hậu xử lý*" để trực quan hóa kết quả mô phỏng, chúng là hàm của các tham số thiết kế. Cho phép ta khảo sát phổ, dạng sóng, biểu đồ tán xạ, biểu đồ mắt theo các tham số đặc trưng của mô hình mô phỏng một cách chi tiết, trực quan và gỡ rối mô phỏng.

Nhờ khả năng đồ họa tương tác dẫn đến hỗ trợ đắc lực cho phân tích, thiết kế, nâng cấp, mở rộng mô hình mô phỏng cũng như so sánh đánh giá hiệu năng giữa chúng.

Cốt lõi mô phỏng là, tạo ra các kỹ thuật lấy mẫu và mô phỏng khác nhau, chúng thường được phân loại là điều khiển thời gian (lấy mẫu một tốc độ, lấy mẫu đa tốc độ hoặc lấy mẫu tốc độ khả biến), điều khiển luồng, điều khiển sự kiện hoặc kết hợp.

Trường hợp đơn giản nhất là mô phỏng điều khiển thời gian, khi này có một đồng hồ mô phỏng và mỗi khối chức năng trong mô hình mô phỏng được thực hiện tại mỗi "tick" của đồng hồ mô phỏng. Sau đó đồng hồ mô phỏng được nhấp lên một chu kỳ lấy mẫu (chu kỳ đồng hồ bằng chu kỳ lấy mẫu). Tất cả các khối chức năng trong mô hình được kích hoạt tại mỗi chu kỳ đồng hồ vì vậy mỗi mô hình có thể cập nhật trạng thái ứng với giá trị mới của đồng hồ mô phỏng. Mô phỏng loại này được xây dựng ở dạng vòng "do" hoặc vòng "for" trong đó tại mỗi nhịp của đồng hồ mô phỏng chỉ số vòng lặp được tăng lên một đơn vị.

Trường hợp mô phỏng điều khiển sự kiện, đặt trước đồng hồ một lượng nào đó cho thời gian biểu của sự kiện tiếp theo và mỗi khối chức năng cập nhật trạng thái ứng với giá trị của thời điểm mô phỏng mới. Một cách điển hình, chỉ một số khối cần được kích hoạt để cập nhật trạng riêng và không cần xử lý trong khoảng thời gian "*liên kết sự kiện*". Mô phỏng hệ thống dạng hàng đợi thường triển khai theo cách này.

Mô phỏng điều khiển sự kiện và mô phỏng kích thước bước khả biến có hiệu quả tính toán cao hơn mô phỏng điều khiển thời gian. Tuy nhiên, trong một số trường hợp cần phải nội suy và lấy mẫu lại và chúng chứa thông tin mào đầu liên quan tới lập lịch. Mô phỏng hệ thống thường dùng nhất là mô phỏng điều khiển thời gian với lấy mẫu đơn tốc hoặc đa tốc độ. Lấy mẫu đa tốc để mô phỏng tín có băng thông thay đổi rộng, điển hình là hệ thống trải phổ, ở đó ta sử dụng lấy mẫu đa tốc độ nhằm giảm thiểu thời gian mô phỏng.

Các thuật toán xử lý tín hiệu số đóng vai trò quan trọng trong mô phỏng và thực thi hệ thống. Vì vậy, ta cần quan tâm độ rộng bit, chia sẻ tài nguyên trong mô hình mô phỏng và cứng hóa mô hình mô phỏng. Khi thực thi phần cứng bằng cách sử dụng ngôn ngữ mô tả phần cứng như VHDL để tạo ra giao diện giữa cơ cấu mô phỏng mức hệ thống và công cụ thiết kế phần cứng. Khi mềm hóa phân hệ, cơ cấu mô phỏng có thể biên dịch thuật toán mô phỏng vào mã ngôn ngữ Assembly cho bộ xử lý DSP đích. Những liên kết để thực thi này đang ngày càng quan trọng hơn bao giờ hết

khi mà càng nhiều hàm trong các máy thu truyền thông được thực hiện trong phần cứng số hoặc như phần mềm nhúng.

### ❖ Khuyến nghị

Ta không nên nghĩ mô phỏng là sự thay thế phân tích hoặc các phép đo phần cứng truyền thông. Mô phỏng chỉ hữu hiệu nhất khi được sử dụng với mục đích phân tích và đo. Bằng cách thực hiện mô phỏng nhiều lần cho phép phát hiện các tham số tối hạn và đơn giản hóa hệ thống. Khi đơn giản hóa cần phải có phân tích bổ sung.

Cần có mức độ phân tích nhất định để giải các bài toán ở mức hệ thống. Ví dụ: phải hiểu rõ tính phụ thuộc cơ bản của các tham số hiệu năng như BER, sai số trung bình bình phương MSE tại đầu ra bộ giải điều chế hoặc SNR tại đầu vào máy thu; các tham số hệ thống như công suất phát và băng thông, dạng điều chế hoặc tỷ lệ mã để đảm bảo hệ thống đang hoạt động đúng và kết quả mô phỏng là hợp lý. Nói cách khác, khi tham số thay đổi trong mô phỏng, ta phải đảm bảo rằng kết quả quan sát về những thay đổi này là hợp lý và kiên định theo lý thuyết đã biết. Những "*kiểm tra khôn khéo*" là quan trọng để phê chuẩn mô phỏng và luôn cần có các nỗ lực phân tích nhất định.

### 1.2.6 Sử dụng Matlab

Matlab sẽ được sử dụng để giải thích các khái niệm, giải quyết các vấn đề và thực hiện mô phỏng mẫu. Một số lý do cho sự lựa chọn Matlab là:

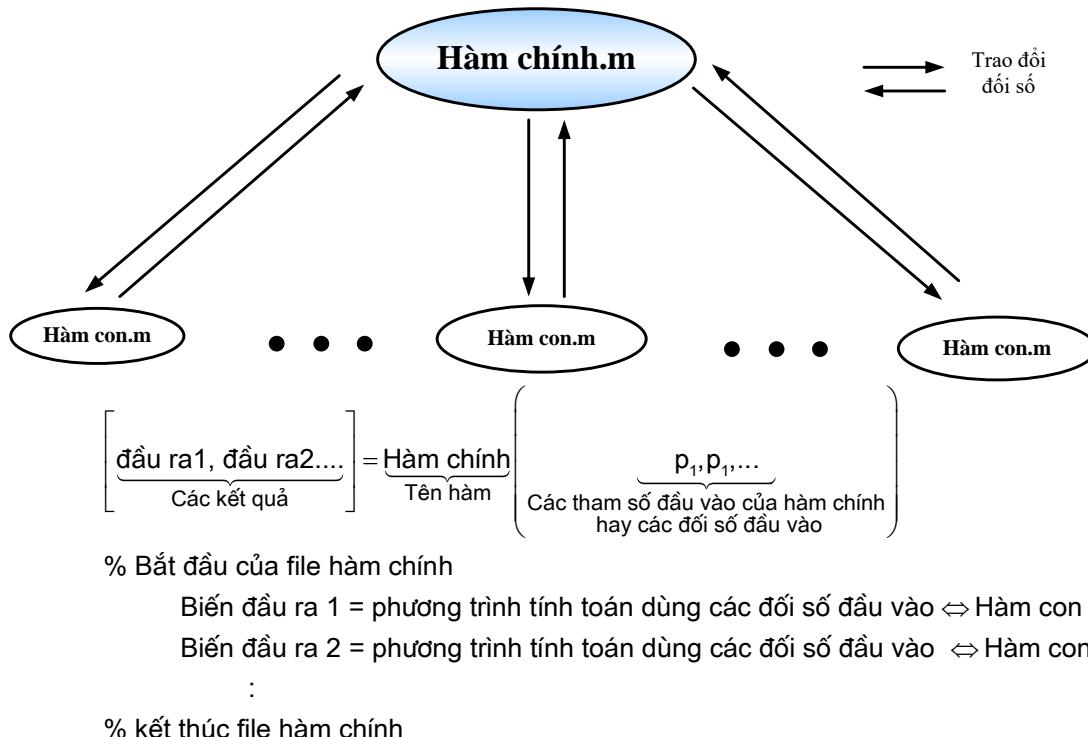
**Thứ nhất,** Matlab là ngôn ngữ lập trình bậc cao, ngôn ngữ kỹ thuật, ngôn ngữ chuyên gia có thư viện toán cực mạnh, giao diện đồ họa phong phú, khả năng thích ứng các ngôn ngữ khác, cho phép tạo giao diện người dùng tiện lợi. Đặc biệt cho phép ứng dụng kết nối điều khiển thiết bị phần cứng, thực tế rất nhiều các hãng sản xuất thiết bị viễn thông như: hãng sản xuất thiết bị đo Agilent Technology (được tách ra từ HP), hãng Motorola... ở đó việc thiết kế, sản xuất thiết bị hệ thống trên cơ sở phân lớp công đoạn sản xuất chặng hạn: Xét hệ thống theo quan điểm chức năng, sau khi công thức hóa các khối chức năng, xây dựng quan hệ hàm biến cho các khối chức năng, đánh giá khối chức năng theo các tiêu chí đặc thù (các thông số tối ưu hóa, các tiêu chuẩn đánh giá), mô phỏng khối chức năng trong nhiều miền tín hiệu (miền tần số, miền thời gian, miền Z...) thông qua các biểu đồ, đồ thị... Tiếp theo là công đoạn thiết kế các mạch điện cụ thể cho các khối chức năng, trong công đoạn này tính liên kết của Matlab được thể hiện cực mạnh, Matlab cho phép liên kết với các chương trình thiết kế mạch điện chuyên dụng. Cuối cùng sản xuất thiết bị viễn thông trong dây chuyền sản xuất, các thiết bị được đánh giá thông qua tín hiệu phản hồi trở về Matlab cứ như thế cho đến khi đạt được chất lượng mong muốn. Matlab có ưu việt nổi trội là khả năng mô phỏng hệ thống động, cho phép thể hiện tín hiệu và hệ thống trong nhiều miền xét (miền thời gian, miền tần số, miền Z...). Hơn nữa, tính cô đọng (nhiều thuật toán phức tạp được trình bày bằng rất ít dòng lệnh của mã), sự hỗ trợ của đồ họa, tính modul...

**Thứ hai,** Matlab được dùng rộng rãi trong các chương trình đào tạo kỹ sư, hầu hết các sinh viên thực sự đã có các tài nguyên cần thiết để thực hiện chương trình Matlab. Với những chương trình Matlab có tính dung hòa giữa khối lượng tính toán lớn và thời gian cần thiết để chạy chương trình phù hợp, thì nó cần phải dùng một ngôn ngữ biên dịch như C hoặc C++. Đặc biệt có ý nghĩa khi dùng các mô phỏng Monte Carlo để ước tính BER tại SNR lớn, vì khi đó phải xử lý nhiều ký hiệu qua kênh để đạt được bộ ước tính BER chất lượng (ước tính không chêch và kiên định). Tuy nhiên, Matlab là một công cụ cực mạnh trong tình huống này, vì mô phỏng nguyên mẫu được triển khai trong Matlab để thiết kế và kiểm chứng các giải thuật xử lý tín hiệu DSP riêng cũng như mô phỏng toàn diện. Mã chương trình Matlab kết quả có thể ánh xạ vào mã chương trình C hoặc C++

năm thực hiện hiệu quả hơn và kết quả đạt được so sánh với các kết quả thực hiện bằng Matlab. Dùng Matlab để nguyên mẫu hóa cho phép nhận biết các lỗi khái niệm một cách nhanh chóng, làm tăng tốc phát triển phần mềm cuối cùng.

Trong nghiên cứu ta thường gặp phải mô hình có mức độ trừu tượng khác nhau. Ví dụ: ta sẽ thấy rằng, kênh có thể được mô hình hóa bằng giải pháp mức dạng sóng trong đó các giá trị mẫu của dạng sóng được xử lý bởi mô hình đó. Mặt khác, kênh có thể được trình bày bởi một quá trình Markov rắc rối dựa trên các ký hiệu chứ không phải dựa trên các mẫu của dạng sóng. Ngoài ra, mô hình Markov thường bao hàm bộ điều chế, máy phát, máy thu vào kênh. Mô hình này khá trừu tượng và khó khăn khi tham số hóa một cách chính xác nhưng một khi tìm được thì mang lại mô phỏng hiệu quả cao và thực hiện nhanh. Tính hiệu quả này là lý do chính dẫn đến mô hình hóa ở mức trừu tượng hơn.

**Thứ ba,** với mục đích làm sáng tỏ các giải thuật được dùng trong quá trình mô hình hóa và mô phỏng hệ thống cũng như việc đánh giá kết quả mô phỏng, vì vậy ta sẽ tập trung khai thác thư viện toán của Matlab, hay nói cách khác sử dụng các hàm cơ bản có trong thư viện, khai thác tối đa khả năng phân lớp hàm của Matlab để viết chương trình mô phỏng. Theo đó, các chương trình mô phỏng được thực hiện trên thuật toán sử dụng ngôn ngữ lập trình Matlab, chúng được viết dưới dạng các file.m. Trong một chừng mực nhất định, điều này được minh họa ở hình 1.7. Khả năng phân lớp này rất phù hợp với tính phân lớp của mô hình mô phỏng. Lưu ý rằng ta có thể dùng biến toàn cục. SIMULINK mặc dù được thiết kế cho mô phỏng, nhưng không được đề cập ở đây vì nó không phù hợp để trình bày tính chi tiết của các thuật toán trong các chương trình mô phỏng cũng như phương pháp luận để triển khai mã chương trình.



**Hình 1.7** Minh họa tính phân lớp hàm - Quan hệ giữa các file hàm chính và hàm con

**Cuối cùng là**, Matlab được sử dụng rộng rãi trong cộng đồng thiết kế kỹ thuật. Matlab kết hợp khả năng tính toán tuyệt vời với khả năng đồ họa thân thiện. Matlab chưa đựng một thư viện phong phú các hàm tiền lập trình (các file.m) để: tạo, phân tích, xử lý và hiển thị tín hiệu. Các thư

viện bổ sung (các hộp công cụ) cho phép bổ sung vào thư viện Matlab cơ bản các file.m để định rõ các lĩnh vực ứng dụng. Cho phép người dùng Matlab dễ dàng tạo ra file.m mới phục vụ ứng dụng riêng. Ngoài ra mã chương trình Matlab rất súc tích, ngắn gọn, làm cho nó có khả năng biểu diễn các thuật toán xử lý tín hiệu phức tạp chỉ vài dòng mã.

Có lẽ vì thế mà hầu hết các trường Đại học, các Viện nghiên cứu lớn đều chọn Matlab để phục công tác đào tạo, nghiên cứu phát triển, đặc biệt thực thi hóa kết quả công trình nghiên cứu vào thực tế.

Vì mục đích trình bày phương pháp luận mô phỏng, thực thi mô phỏng trong thiết kế một cách cơ bản và dễ hiểu nhất cũng như giới hạn khuôn khổ cuốn sách, nên các hệ thống được xét để làm ví dụ minh họa mới chỉ dừng ở mức đơn giản ở dạng riêng biệt đơn giản trong nhiều giả định lý tưởng. Tất cả đều thuộc loại không thích ứng, vì vậy từ góc độ sử dụng tài nguyên là chưa hiệu quả. Như một minh họa đơn giản nhất: do tính cách thay đổi ngẫu nhiên theo thời gian của môi trường truyền làm tín hiệu thu bị thăng giáng ngẫu nhiên, vì thế trong thiết kế để đảm bảo chất lượng BER ta thường phải đưa thêm độ dự trữ pha định hoặc dùng sơ đồ điều chế khóa dịch pha hai trạng thái BPSK (hiệu năng thông lượng thấp)... cho trường hợp kịch bản kênh kém, nhưng tồn tại rất nhiều thời điểm kịch bản kênh tốt, khi này có thể dùng các sơ đồ điều chế 4-QAM, 16-QAM,... nhưng vẫn đảm bảo được chất lượng BER, vì vậy ta đã không khai thác triệt để tài nguyên dung lượng hệ thống. Nhiều chương trình mô phỏng được viết trên Matlab, được trình bày trong phần văn bản, chỉ chứa những đoạn mã vào trong nội dung cuốn sách với mục đích: (i) làm sáng tỏ việc sử dụng phương pháp luận để triển khai mô phỏng cũng như minh họa các thuật toán xử lý tín hiệu số DSP quan trọng; (ii) nhiều đoạn mã chương trình Matlab trong các ví dụ sẽ hỗ trợ mở rộng triển khai mô hình và mô phỏng riêng của bạn đọc. Tuy nhiên, để không làm gián đoạn tính liên tục của cuốn sách, chỉ có những chương trình ngắn (dài không quá một trang văn bản) thực hiện: định nghĩa các thông số đặc trưng, liên kết các chương trình con (ở dạng file.m), các đặc trưng vào ra của, các kết quả mô phỏng được trình bày. Với những chương trình quá dài, để phù hợp với một trang văn bản chương trình được liên kết phù hợp và được lưu trên đĩa CD-ROM.

## 1.3 Phương pháp luận mô phỏng

### 1.3.1 Dẫn nhập phương pháp luận mô phỏng

Mô phỏng đóng vai trò quan trọng trong thiết kế hệ thống truyền thông, được dùng để thiết kế chi tiết các phần tử và ước lượng hiệu năng ở mức hệ thống. Phần dưới đây sẽ trình bày phương pháp luận cơ bản để triển khai mô phỏng, và chi tiết hóa quá trình lập mô hình và mô phỏng cũng như vấn đề định lượng và định tính của mô phỏng. Một cách trình bày khác, mô phỏng vừa có *tính nghệ thuật* vừa có *tính khoa học*.

Tồn tại một số bước tạo và thực thi mô hình mô phỏng trên cơ sở lý thuyết, vì vậy có bốn chất định lượng chặng hạn: mô hình hóa các phần tử hệ thống riêng biệt và tạo các số ngẫu nhiên. Mặt khác, nhiều bước trong mô phỏng bao gồm các phương thức, cách tiếp cận và các xem xét mà không thể xác định số lượng rõ ràng, là bản chất khám phá. Chúng được gộp lại một cách khá lỏng lẻo và linh hoạt, được coi là "**Phương pháp luận**" mô phỏng. Điểm nhấn ở đây là phương pháp luận hay "**Tính nghệ thuật**" của mô phỏng, đặc biệt ý nghĩa khi ước lượng hiệu năng ở mức hệ thống. "**Tính khoa học**" của mô phỏng bàn về khía cạnh định lượng của việc mô hình hóa, ước tính,... sẽ được thể hiện ở dạng các thuật toán có trong các hàm xử lý tín hiệu. Các phần định tính và định lượng không hẳn tách rời nhau mà quan hệ khép kín thiết với nhau. Tất cả các bước trong mô

phỏng bao gồm mô hình hóa các thành phần cụ thể và một số "*phương pháp luận*". Hơn nữa việc thực hiện mô phỏng cần đến một tập các thuật toán.

Với mục đích trình bày và thảo luận: Dưới đây sẽ đề cập 2 chủ đề, các mặt *định tính* và *định lượng* của mô phỏng như thế chúng tách rời nhau. Tuy nhiên, việc nghiên cứu chúng có tính hỗ trợ nhau. Vì vậy, ta nên đọc phần dưới đây trước khi thực hiện mô phỏng, phân tích đánh giá kết quả mô phỏng ở các chương sau bởi lẽ nó có tính logic và lý luận cao.

Bài toán mô phỏng đơn giản nhất thường gồm 4 bước cơ bản sau:

1. *Ánh xạ bài toán đã cho thành mô hình mô phỏng.*
2. *Phân giải bài toán tổng thể thành một tập các bài toán nhỏ hơn.*
3. *Chọn tập các kỹ thuật mô hình hóa, mô phỏng, ước tính phù hợp và áp dụng chúng để giải quyết các bài toán nhỏ của chúng.*
4. *Kết hợp các kết quả của các bài toán con nhằm tạo ra nghiệm cho bài toán tổng thể.*

Thông thường các kỹ thuật cụ thể để giải quyết các bài toán con (bước thứ 3) được định nghĩa rõ ràng và nghiêm ngặt, là thuật toán (bản chất định lượng). *Ví dụ*: kỹ thuật để mô phỏng bộ lọc tuyến tính được biểu diễn bởi hàm truyền đạt sử dụng phương pháp FIR, là tổng chập hoàn toàn, nó được xác định. Mặt khác, "*phương pháp luận*" toàn diện được sử dụng để ánh xạ bài toán thiết kế hoặc ước tính hiệu năng thành mô hình mô phỏng phù hợp và lựa chọn tập các kỹ thuật kiên định, tương thích để áp dụng vào mô hình đó, sẽ cần phải có các thủ thuật khám phá và những "*mánh khoé nghề nghiệp*".

Mục đích cơ bản của hệ thống truyền thông là xử lý dạng sóng và ký hiệu, vì vậy mô phỏng hệ thống truyền thông là tìm cách **phỏng tạo** quá trình này ở dạng tạo và xử lý các giá trị mẫu của những dạng sóng này. Theo đó, ta cần phải: (i) mô hình hóa các hoạt động xử lý tín hiệu (được thực hiện bởi các khối chức năng trong hệ thống); (ii) tạo các dạng sóng đầu vào để thâm nhập vào các điểm khác nhau của hệ thống; (iii) điều khiển mô hình bởi dạng sóng đầu vào phù hợp để tạo dạng sóng đầu ra (là đầu vào của khối chức năng khác); (iv) phân tích những dạng sóng này để tối ưu các tham số thiết kế, hoặc để đạt được các phép đo hiệu năng.

Để minh họa các khía cạnh của phương pháp luận, ta sử dụng hệ thống truyền thông số làm việc trên kênh truyền thông di động "*thay đổi theo thời gian*". Kênh này gây *méo truyền tính*, ta có thể giảm thiểu méo này bằng bộ cân bằng trong máy thu. Các giải pháp thiết kế chi tiết bộ cân bằng sẽ được dùng để minh họa một số khía cạnh của phương pháp luận. Thuộc tính thay đổi theo thời gian của kênh (do tính di động) làm cho tín hiệu thu thay đổi ngẫu nhiên, và là hàm của thời gian. Thay đổi ngẫu nhiên trong tín hiệu thu gọi là pha định. Khi công suất tín hiệu thu dưới mức ngưỡng, thì hiệu năng của hệ thống được đánh giá bởi xác suất lỗi ở mức độ không chấp nhận được và hệ thống sẽ thông báo là không phục vụ. *Xác suất ngừng hoạt động* của hệ thống được định nghĩa là phần trăm thời gian mà hệ thống truyền thông "*không khả dụng*" (do điều kiện kênh tồi gây ra tỷ số lỗi vượt quá giá trị ngưỡng quy định). Để ước tính xác suất ngừng hoạt động cần phải mô phỏng hệ thống dưới nhiều điều kiện kênh (kịch bản kênh), là một nhiệm vụ cần nhiều tính toán. Theo đó, ta sẽ thảo luận các phương pháp giảm thiểu tính toán trong mô phỏng. Muốn vậy, ta tiến hành ba bước cơ bản sau:

**Trước hết**, là lập mô hình và xác định tham số. Giải pháp tổng thể để mô phỏng mức dạng sóng hệ thống truyền thông khá dễ hiểu. Ta bắt đầu bằng việc mô tả phân chia hệ thống để mô phỏng hệ thống ở dạng sơ đồ khối, trong đó mỗi khối chức năng thực hiện một hoạt động xử lý tín hiệu cụ thể. Mô hình mô phỏng cho mỗi khối chức năng được chọn từ thư viện các mô hình khả

dụng, và tạo mô hình sơ đồ khói bằng cách kết nối các khói được chọn. Trước khi thực hiện mô phỏng, cần phải xác định rõ giá trị hoặc khoảng giá trị được phép cho các tham số của mỗi khói (chẳng hạn như băng thông của bộ lọc). Đơn giản hóa sơ đồ khói đến mức có thể và chia nhỏ nếu cần thiết. Việc ánh xạ bài toán thiết kế và/hoặc ước tính hiệu năng thành mô hình mô phỏng là một trong những bước khó nhất trong phương pháp luận. Thời gian mô phỏng và mức độ chính xác của kết quả mô phỏng phụ thuộc vào cách thực hiện điều này.

**Sau đó là**, thực hiện mô phỏng. Tiến trình mô phỏng bao gồm tạo các giá trị mẫu của tất cả các dạng sóng đầu vào hoặc tác nhân kích thích điều khiển mô hình mô phỏng. Tín hiệu, tạp âm, nhiễu được biểu diễn bởi các quá trình ngẫu nhiên, và sử dụng bộ tạo số ngẫu nhiên để tạo các giá trị mẫu của quá trình ngẫu nhiên. Trong mô phỏng, đầu ra của bộ tạo số ngẫu nhiên được đưa vào các khói để: (i) điều khiển mô hình mô phỏng; (ii) tạo các giá trị mẫu tại đầu ra của khói chức năng. Một số mẫu đầu ra được ghi lại và được phân tích trong khi đang thực hiện mô phỏng hoặc tại thời điểm kết thúc mô phỏng, ước tính các phép đo hiệu năng như: tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR, sai số bình phương trung bình MSE, xác suất lỗi.

**Cuối cùng là**, xác định tính hợp lệ. Cũng là bước rất quan trọng trong mô phỏng, ta xác định tính hợp lý của các kết quả mô phỏng bằng cách dùng xấp xỉ giải tích, các giới hạn hoặc các kết quả đo khả dụng. Kết quả đo cụ thể chỉ khả dụng đối với thời điểm kết thúc chu kỳ thiết kế sau khi nguyên mẫu được tạo dựng. Thậm chí, khi hệ thống nguyên mẫu là khả dụng nhưng chỉ thực hiện hữu hạn các phép đo. Bản chất tồn kém của đo kiểm là nhân tố chính dẫn đến thực hiện mô phỏng. Tuy nhiên, một khi tính hợp lý (phê chuẩn) trái ngược với kết quả đo, khi này ta dùng phương pháp luận để: (i) kiểm tra lại mô hình; (ii) thiết lập tính khả tin của kết quả mô phỏng.

Hệ thống truyền thông thực tế luôn quá phức tạp để mô hình hóa và mô phỏng cho dù tài nguyên tính toán khả dụng và không bị giới hạn đi chăng nữa. Vì vậy, cần phải dùng nhiều kỹ thuật để giảm toàn bộ tính phức tạp của bài toán mô phỏng thành một bài toán trong phạm vi kiểm soát của: tài nguyên máy tính khả dụng, thời gian khả dụng, độ chính xác mong muốn. Các kỹ thuật, kỹ năng nghề nghiệp, được coi là phương pháp luận và được mô tả trong các phần sau ở dạng các ví dụ minh họa.

Ta sẽ thấy rõ, dù điều khiển thời gian hay điều khiển sự kiện, mô phỏng phải được tổ chức và triển khai phù hợp nếu ta muốn có được kết quả khả tin và khả kiểm. Các khái niệm được trình bày với mục đích phân tích đánh giá mô hình, cấu trúc chương trình mô phỏng cũng như đánh giá phân tích các kết quả mô phỏng ở các chương sau. Cấu trúc của mô phỏng thường phản ánh giải pháp được dùng để thiết kế hệ thống thực tế. Tuy nhiên, nhiều khéo léo nghề nghiệp sẽ được thảo luận, có thể ứng dụng vào mô phỏng để đảm bảo kết quả mô phỏng phản ánh chính xác hoạt động của hệ thống theo thiết kế hoặc ước lượng.

### 1.3.2 Các đối tượng của phương pháp luận

Giải pháp toàn diện hay phương pháp luận để giải quyết bài toán thiết kế hoặc ước tính hiệu năng phụ thuộc vào bản chất bài toán. Trong khi khó để trình bày phương pháp luận như là tập các quy tắc hay thuật toán độc lập thì tồn tại một số khía cạnh chung của phương pháp luận có thể áp dụng cho nhiều bài toán mô phỏng khác nhau. Trước hết, ta mô tả chúng và sau đó trình bày tập các phương pháp cụ thể để giải quyết tập các bài toán riêng biệt.

#### 1.3.2.1 Ánh xạ bài toán thành mô hình mô phỏng

Điểm bắt đầu của mô phỏng là trình bày tường minh bài toán và mục đích của mô phỏng. Để minh họa các khía cạnh khác nhau của phương pháp luận, ta dùng hệ thống thông tin di động làm ví dụ và xét 2 vấn đề sau:

- ✓ **Thiết kế bộ cân bằng:** Xác định số nhánh, khoảng cách nhánh và số bit được sử dụng để thực hiện các phép toán số học trong bộ cân bằng ở máy thu.
- ✓ **Ước lượng hiệu năng hệ thống:** Xác định  $E_b/N_0$  cần thiết để duy trì hiệu năng có thể chấp nhận được (mô tả chi tiết hơn về hệ thống và các đặc tả kỹ thuật hiệu năng của nó được đề cập ở phần sau của chương).

Bài toán thứ nhất bàn về thiết kế chi tiết một thành phần của máy thu, bài toán thứ hai thuộc về ước tính hiệu năng mức hệ thống. Hai bài toán này cần có: các giải pháp ở dạng một phần của hệ thống để lập mô hình, mức độ chi tiết của mô hình, kỹ thuật lập mô hình, kỹ thuật mô phỏng, thủ tục ước tính. Ngoài ra, bài toán thứ nhất được giải quyết trước khi tiến tới bài toán thứ hai.

Dù có đang giải quyết bài toán thiết kế chi tiết hay ước tính hiệu năng mức hệ thống chăng nữa, thì điểm bắt đầu luôn là sơ đồ khói chi tiết và trình bày phần hệ thống cần được mô phỏng. Trình bày sơ đồ khói khởi đầu thường chi tiết hơn mức cần thiết. Tuy nhiên, là thói quen và hữu hiệu vì tại điểm bắt đầu bao gồm "*mọi thứ mà ta có thể nghĩ về*" sơ đồ khói toàn diện khởi đầu.

Mô hình mô phỏng cuối cùng được tạo ra từ sơ đồ khói khởi đầu được đơn giản hóa. Ứng dụng ba lớp kỹ thuật sau để tạo lập mô hình mô phỏng:

- ✓ *Trình bày phân cấp*
- ✓ *Phân chia hóa và điều kiện hóa*
- ✓ *Đơn giản hóa (xấp xỉ hóa và giả định)*.

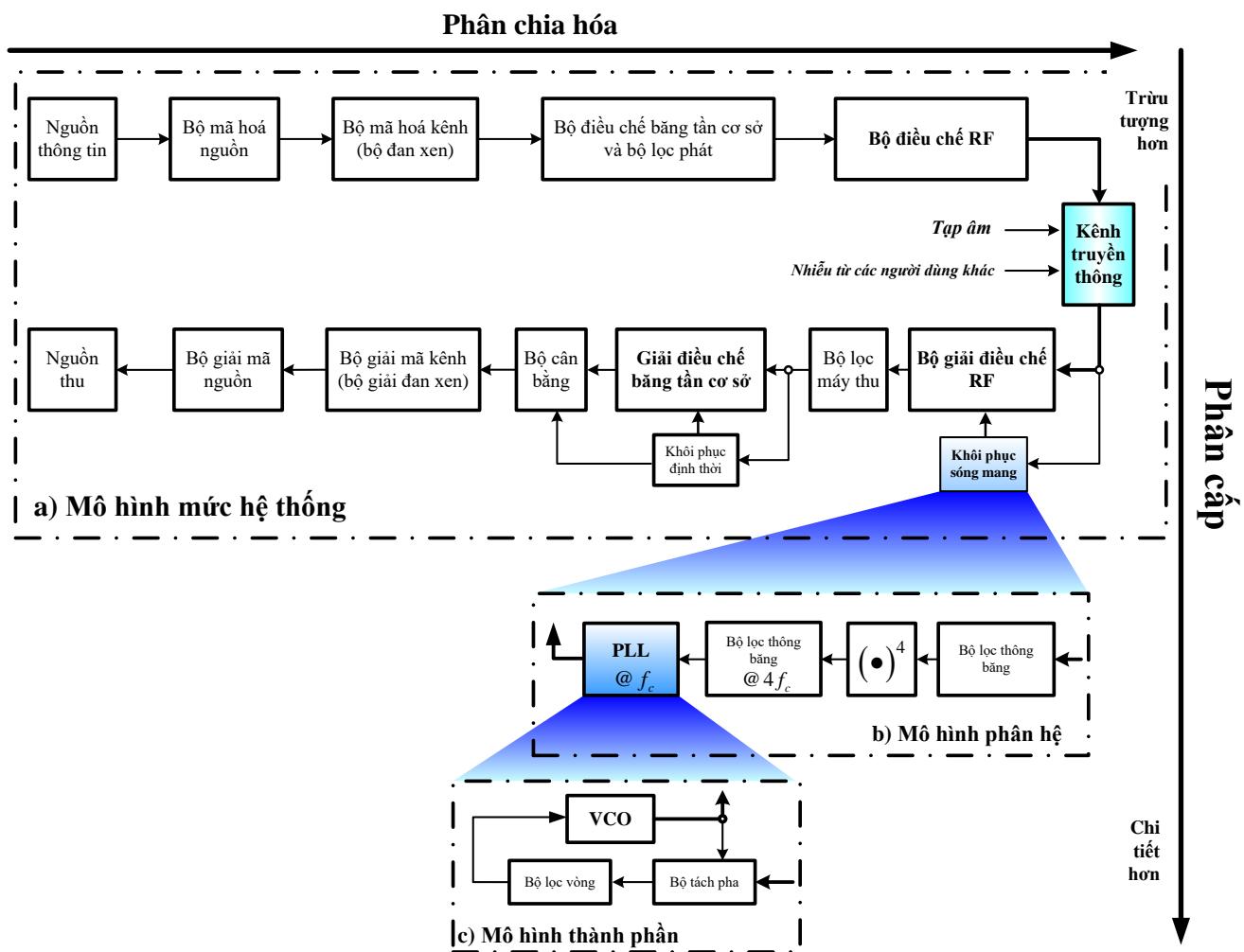
### ❖ Trình bày phân cấp

Phân cấp là giải pháp thường dùng để giảm tính phức tạp trong mô hình hóa, thiết kế phần mềm và các ứng dụng khác. Trong viễn cảnh hệ thống truyền thông, phân cấp được sử dụng để: (i) quản lý và giảm tính phức tạp của mô hình mô phỏng; (ii) giảm tái tính toán trong quá trình mô phỏng mô hình. Trình bày phân cấp được thực hiện trong các "*lớp*" khác nhau bắt đầu từ mô hình mức "*hệ thống*" và qua các lớp phân hệ, lớp thành phần và lớp vật lý. Minh họa các "*lớp*" cho một hệ thống truyền thông cụ thể được cho ở hình 1.8. Số các lớp, thuật ngữ được sử dụng để định nghĩa một lớp cho trước là không duy nhất. Số lượng lớp trong hệ thống có thể là tùy ý, những gì được thấy là phân hệ trong một viễn cảnh được xét là một hệ thống trong viễn cảnh khác. Tuy nhiên, ta dùng thuật ngữ hệ thống để nói về toàn bộ thực thể quan tâm. Ở dạng phân cứng, hệ thống thường được xem là những gì chứa trong già, tủ và hộp. Hệ thống chứa các phân hệ (thường được thực thi tại mức bo mạch).

Trong trình bày phân cấp hoặc lập mô hình hệ thống, các khói ở lớp thấp hơn trong phân cấp sẽ chi tiết hơn, ngược lại các khói tại lớp cao hơn trừu tượng hơn và thuộc về chức năng tổng thể của khói. Ta phân giải thành các lớp thấp hơn cho đến khi không thể. Mức thấp nhất thường dựa trên các thành phần như điện trở, tụ điện và vi mạch.

Nhìn toàn cảnh hệ thống truyền thông, mô hình mức hệ thống được cho ở hình 1.8(a) gồm các khói chức năng như: nguồn thông tin, bộ mã hoá, bộ giải mã, bộ điều chế, bộ giải điều chế, bộ lọc và khen. Mỗi khói chức năng là một phân hệ và được phân giải (khai triển sâu hơn) để được chi tiết hơn. Ví dụ phân hệ khói phục sóng mang được phân tích thành: hai bộ lọc thông băng, bộ phi tuyến bậc 4 và vòng khoá pha PLL như ở hình 1.8(b). Phân tích hơn nữa ta nhận được mô hình

mức "*thành phần*". Ví như, bộ lọc thông băng được cho ở hình 1.8(b) có thể là bộ lọc tương tự hay bộ lọc số. Trường hợp bộ lọc tương tự, có thể khai triển thành các mô hình mức "*mạch điện*". Trường hợp bộ lọc số, việc phân tích sẽ đi xuống mức bit như các bộ cộng, bộ nhân, bộ tích luỹ. Dưới lớp này chứa các transistor và các công logic cụ thể. Tuy nhiên, trong viễn cảnh mô phỏng mức dạng sóng ta rất hiếm khi đi xuống mức chi tiết này. Mô hình lớp "*thành phần*" cho PLL được minh họa ở hình 1.8(c).



**Hình 1.8** Minh họa quá trình mô hình hóa hệ thống

Ba lý do chính để dùng khái niệm phân cấp là: (i) Quản lý tính phức tạp của mô hình mô phỏng; (ii) Giảm tải tính toán khi mô phỏng mô hình. Tổng quát, nên thực hiện mô phỏng ở mức trừu tượng cao nhất, phù hợp với mục đích mô phỏng bởi lẽ mức trừu tượng càng cao thì càng ít tham số hơn và mô phỏng hiệu quả hơn. Chẳng hạn khi thiết kế bộ cân bằng, nó được mô phỏng ở mức bit, trong khi đó kênh được mô phỏng ở mức trừu tượng hơn nhiều (dùng hàm truyền đạt để biểu diễn kênh). Tương tự, bộ lọc băng tần cơ sở số trong máy thu không nhất thiết phải mô phỏng ở mức bit nếu mục đích của mô phỏng là ước lượng hiệu năng hệ thống. Tất nhiên, cách thực thi bộ lọc sẽ không ảnh hưởng đến hiệu năng của toàn bộ hệ thống miễn là duy trì hàm truyền đạt của bộ lọc; (iii) Liên quan đến phê chuẩn mô hình, ngoài việc giảm tính phức tạp, thời gian mô phỏng, các mô hình mức cao hơn sẽ có ít tham số hơn và cũng có thể dễ được phê chuẩn hơn. Càng ít tham số hơn thì càng ít phép đo để đặc tính hóa mô hình hơn. Ví dụ mô hình mức mạch điện của bộ lọc Butterworth chứa nhiều giá trị thành phần hơn. Tuy nhiên, hàm truyền đạt mức cao của cùng bộ lọc

Butterworth được đặc trưng chỉ bởi 2 tham số (bậc và băng thông), chúng đều dễ đo. Hơn nữa, khi mô hình mô phỏng ở mức trùu tượng cao hơn, thì việc phê chuẩn các kết quả mô phỏng là đơn giản hơn, cần ít phép đo hơn.

Tại mức hệ thống, mô phỏng được thực hiện ở mức trùu tượng cao nhất sử dụng mô hình "*tính cách*" (các hàm truyền đạt) chứ không phải là mô hình vật lý. Dạng chức năng của mô hình tính cách thường được giả định hoặc từ các phép đo. Ví dụ, bộ lọc số có thể được mô phỏng tại mức bit và bộ lọc tương tự có thể được mô phỏng tại mức mạch. Mô hình mức cao hơn cho cả hai bộ lọc có thể được rút ra từ các mô phỏng mức bit hoặc mức mạch ở dạng hàm truyền đạt. Chỉ khi dùng mô hình bộ lọc ở mức cao hơn (mô hình hàm truyền đạt) ta có được hiệu quả tính toán cao. Tính chi tiết của mô hình mức thấp (dù là bộ lọc tương tự hay bộ lọc số) đều bị ẩn hoàn toàn từ lớp cao. Giải pháp lập mô hình mức cao hơn này từ các tính chi tiết của mô hình mức thấp hơn, và thay thế ngược lại tại mức cao hơn được gọi là "*chú giải ngược*".

Trong giai đoạn đầu của chu trình thiết kế, hàm truyền đạt bộ lọc được giả định hoặc được "*định rõ*" và nhận được đặc điểm của hàm truyền đạt sau khi thiết kế và mô phỏng. Ở chu trình thiết kế sau, một khi bộ lọc được tạo dựng, thì hàm truyền đạt của nó được đo và được dùng trong mô phỏng mức cao hơn. Ngoài ra, phân cấp cũng làm giảm toàn bộ tính phức tạp của mô hình và tái tính toán kết quả.

Cũng như quá trình mô hình hoá, việc thiết kế hệ thống truyền thông thực tế cũng theo thứ tự từ đỉnh qua các lớp. Trong quá trình thiết kế, các đặc tả kỹ thuật đi xuống qua các lớp của phân cấp và việc đặc trưng hóa (được đo hoặc được mô phỏng ở mức thấp hơn) theo dự phòng qua các lớp của phân cấp. Trong một số ứng dụng, có thể phải sử dụng các mức chi tiết khác nhau. Ví như, khi thiết kế bộ cân bằng cần phải ước tính xác suất lỗi hệ thống, nó là hàm của số bit được sử dụng cho bộ cân bằng. Trường hợp tất cả các phần của hệ thống quanh bộ cân bằng, mà sẽ được mô phỏng tại mức trùu tượng rất cao, trong khi chính bộ cân bằng lại được mô phỏng chi tiết hơn nhiều bởi một bộ mô phỏng khác. Giải pháp này thường gọi là "*đồng mô phỏng*".

### ❖ Phân chia hóa và điều kiện hóa

**Phân chia hóa:** Phân chia hóa bài toán phức tạp thành một tập các bài toán nhỏ nhưng độc lập nhau, được giải quyết riêng biệt và kết hợp các nghiệm, là một kỹ thuật hữu hiệu khác làm giảm tính phức tạp và tải tính toán. Trong khi phân cấp bàn về mức độ trùu tượng thì phân chia hóa cũng bàn về tính trùu tượng nhưng ở các khía cạnh khác của bài toán đó là: mô phỏng riêng biệt và kết hợp các kết quả. Vì vậy, phân chia hóa cho phép quan sát và kiểm tra sơ đồ khối theo "*chiều ngang*" trong khi phân cấp cho phép xét theo "*chiều đứng*". Trong viễn cảnh được cho ở hình 1.8 có thể tách biệt phần đồng bộ hóa, mã hóa ra khỏi bài toán và mô phỏng chúng riêng biệt.

**Điều kiện hóa:** Điều kiện hóa là một kỹ thuật khác rất giống với phân chia hóa và đơn giản, ta cố định điều kiện hay trạng thái của một phần hệ thống và mô phỏng phần còn lại của hệ thống dưới các giá trị khác nhau của các biến điều kiện hay trạng thái. Ta mô phỏng riêng cho phần hệ thống được điều kiện hóa và các kết quả đạt được trong phần đầu được lấy trung bình theo phân bố của biến điều kiện đạt được trong phần thứ hai. Quá trình này được minh họa tốt nhất bằng một ví dụ sau.

Giả sử ta muốn ước tính xác suất lỗi hệ thống được cho ở hình 1.8 khi đồng bộ hóa không lý tưởng (khôi phục sóng mang và định thời không được lý tưởng). Ta sử dụng phân chia hóa và điều kiện hóa để đơn giản hóa bài toán bằng cách ước tính xác suất lỗi có điều kiện trong hệ thống với các giá trị khác nhau của lỗi pha sóng mang và định thời, sau đó mô phỏng hệ thống đồng bộ để đạt

được phân bố của các lỗi định thời. Sau đó lấy trung bình xác suất lỗi có điều kiện theo phân bố của lỗi định thời và của lỗi pha. Những gì ta đang làm ở đây là phép toán trong thống kê liên quan các giá trị kỳ vọng có điều kiện. Tổng quát:

$$\begin{aligned} E_{XY}\{g(X, Y)\} &= \iint g(x, y) f_{XY}(x, y) dx dy \\ &= \underbrace{\left\{ \int g(x, y) f_{X|Y}(x | y) dx \right\}}_{\text{Kỳ vọng có điều kiện}} f_Y(y) dy \end{aligned} \quad (1.6)$$

Ở dạng kỳ vọng toán học có điều kiện là:

$$E_{XY}\{g(X, Y)\} = E_Y \left\{ \underbrace{E_{X|Y}[g(X, Y)]}_{\text{Kỳ vọng có điều kiện}} \right\} \quad (1.7)$$

Trở lại ví dụ, xác định BER khi có lỗi định thời và lỗi pha, áp dụng nguyên lý này ta có:

$$\hat{P}_E = \iint \hat{Pr}\{lỗi | \tau, \theta\} \hat{f}_{T\Theta}(\tau, \theta) d\tau d\theta \quad (1.8)$$

Trong đó  $\{\hat{Pr}\{lỗi | \tau, \theta\}\}$  là ước tính xác suất lỗi có điều kiện dựa trên mô phỏng với giả thiết có lỗi pha  $\theta$  và lỗi định thời  $\tau$ . Kết quả của trung bình hóa  $\hat{P}_E$  là xác suất không điều kiện (tổng bội) của lỗi,  $\hat{f}_{T\Theta}(\tau, \theta)$  là phân bố được ước tính (mô phỏng) của lỗi pha và lỗi định thời được tạo ra bởi hệ thống đồng bộ. Chú ý rằng hệ thống đồng bộ được mô phỏng bởi chính nó, các kết quả được lấy trung bình. Điều này dẫn đến mô phỏng hai hệ thống đơn giản hơn và thời gian mô phỏng ít hơn.

Nếu coi rằng, hệ thống khôi phục pha và định thời tạo ra lỗi định thời và lỗi pha *độc lập* thì các phần này có thể được phân chia hóa và được mô phỏng riêng biệt để đạt được ước tính phân bố của lỗi định thời  $\hat{f}_T(\tau)$  và của lỗi pha  $\hat{f}_\Theta(\theta)$ . Ta nhận được phân bố đồng thời của lỗi pha và lỗi định thời là:

$$\hat{f}_{T\Theta}(\tau, \theta) = \hat{f}_T(\tau) \hat{f}_\Theta(\theta) \quad (1.9)$$

sau đó thay vào phương trình (1.8) để lấy trung bình.

Cần chú ý rằng, phân chia hóa là bàn về việc phân tách bài toán, và điều kiện hóa là định hướng phân chia hóa, và quan trọng hơn là giúp ta tích hợp các kết quả. Giả định độc lập phù hợp cũng hỗ trợ trong quan hệ hóa các kết quả. Phần sau sẽ là trường hợp các phần mô phỏng tạo ra hiện tượng độc lập thống kê và các quá trình cần được kết hợp.

### ❖ Đơn giản hóa và xấp xỉ hóa

Tại điểm bắt đầu mô hình sơ đồ khôi ban đầu thường được chi tiết hóa tới mức có thể. Tính phức tạp của mô hình tổng thể và các mô hình phân hệ được giảm bằng cách loại bỏ các khối ít ảnh hưởng lên bài toán, xấp xỉ hóa và đơn giản hóa bằng cách kết hợp các khối.

Ví dụ về cách rút gọn sơ đồ khôi, ta xét bài toán ước tính hiệu năng mức hệ thống. Nếu coi kênh là kênh thay đổi rất chậm theo thời gian và hệ thống đang hoạt động tại SNR cao, thì có thể cho rằng các lỗi đồng bộ sẽ rất nhỏ và vì vậy có thể bỏ qua ảnh hưởng của đồng bộ trong quá trình

ước tính hiệu năng. Khi này không cần mô phỏng phần khôi phục định thời và khôi phục sóng mang và có thể xóa bỏ ra khỏi sơ đồ khôi.

Mở rộng việc dùng xấp xỉ hóa và giả định để đơn giản mô hình mô phỏng. Giả định và xấp xỉ hóa được sử dụng phổ biến nhất như việc tuyến tính hóa và bất biến hóa theo thời gian. Hầu hết các hệ thống thực tế, khi được quan trắc trong thời gian dài và trên dài tín hiệu đầu vào thay đổi rộng, có thể biểu lộ tính phi tuyến và thay đổi theo thời gian, nhưng chúng có thể được xấp xỉ tốt bởi các mô hình tuyến tính và bất biến theo thời gian trong các khoảng thời gian ngắn.

Bất biến theo thời gian ngụ ý rằng trong khoảng thời gian mô phỏng, các đặc tính của tín hiệu và các thành phần hệ thống đang được mô phỏng là không thay đổi. Thực tế, khái niệm bất biến theo thời gian là tương đối. Nếu tham số hệ thống thay đổi chậm thì có thể coi một số tình huống là cố định trong khoảng thời gian mô phỏng. Chẳng hạn, xét bài toán ước tính BER trên kênh vô tuyến trong đó các ăng ten phát và thu là dừng. Nếu: (i) những thay đổi trong đặc tính kênh là do điều kiện khí quyển; (ii) tốc độ ký hiệu truyền dẫn là vài triệu ký hiệu trên giây thì có thể coi kênh là "*tựa tĩnh*". Điều đó nói rằng kênh vẫn duy trì cùng một điều kiện trong khi vài trăm triệu ký hiệu đi qua nó và đặc biệt có ý nghĩa khi xác định xác suất lỗi tức thời trong điều kiện kênh cho trước. Nếu BER được ước tính là khoảng  $10^{-3}$  thì chỉ cần mô phỏng vài nghìn ký hiệu để ước tính BER. Điều này thể hiện khoảng thời gian mô phỏng là vài ms trong khi hằng số thời gian của kênh là khoảng vài phút vì vậy nó là hợp lý để coi kênh là tĩnh trong khoảng thời gian mô phỏng. Việc lấy xấp xỉ tựa tĩnh có vai trò rất quan trọng để đơn giản hóa các mô hình mô phỏng.

Giả định tựa tĩnh và đơn giản hóa có thể được áp dụng cho hệ thống bất kỳ trong đó tồn tại hiện tượng và các quá trình có độ rộng băng khác nhau đáng kể. Khi này, có thể mô phỏng các ảnh hưởng của quá trình thay đổi nhanh hơn trong khi đó vẫn đang coi quá trình chậm trong trạng thái cố định. Vì vậy, có thể coi giả định tựa tĩnh là yếu cầu để phân chia hóa và điều kiện hóa.

Tương tự, ta sử dụng các phép xấp xỉ tuyến tính cho các thành phần phi tuyến. Tổng quát, việc phân tích các mô hình phi tuyến là rất phức tạp nhưng với mô phỏng có phần dễ dàng hơn nhưng chúng vẫn đặt ra vài vấn đề. Mỗi khi có thể ta nên cố gắng lấy xấp xỉ thuộc tính của các thành phần này bằng các mô hình tuyến tính.

Cuối cùng, ta sử dụng nhiều nguyên lý hệ thống tuyến tính để đơn giản hóa sơ đồ khôi. Ta có thể kết hợp vài khôi nối tiếp và song song thành một khôi bằng cách nhân hoặc cộng các hàm truyền đạt. Trường hợp các khôi tuyến tính bất biến cho phép thay đổi thứ tự các khôi để đơn giản mô hình. Việc đơn giản đặc biệt có ý nghĩa khi mô phỏng ước tính hiệu năng bởi lẽ: (i) mô phỏng ước tính hiệu năng thường rất lâu; (ii) khác với trường hợp mô phỏng được dùng để hỗ trợ thiết kế chi tiết, ta không cần phải quan sát tiến hóa và tiến trình của dạng sóng qua mỗi khôi chức năng mà ta chỉ quan tâm so sánh các dạng sóng vào/ra và đếm các lỗi. Theo đó, các dạng sóng trung gian rất ít được quan tâm hoặc sử dụng. Vì vậy, có thể rút gọn toàn bộ hệ thống còn rất ít khôi dẫn đến giảm đáng kể thời gian mô phỏng. Nếu các khôi có cùng mức độ phức tạp thì kết hợp hàm truyền đạt của  $n$  khôi sẽ dẫn tới tiết kiệm tính toán khoảng  $n$  lần.

### 1.3.2.2 Mô hình hóa các khôi chức năng

Vai trò của mỗi khôi chức năng trong hệ thống truyền thông là thực hiện chức năng xử lý tín hiệu cụ thể, vì vậy mô hình mô phỏng sẽ phản ánh chức năng này với các mức trừu tượng thay đổi. Bất chấp tính chi tiết cục bộ, mô hình mô phỏng tiếp nhận chuỗi mẫu dạng sóng đầu vào theo trình tự thời gian và tạo ra tập các mẫu đầu ra cũng theo trình tự thời gian ứng với đặc tính truyền đạt cụ

thể. Một số lựa chọn và xem xét phải tính đến khi xây dựng mô hình và ta mô tả một số vấn đề phương pháp luận liên quan đến việc mô hình hóa trong các phần sau.

Mô hình mô phỏng của phân hệ hoặc thành phần (khối) là biến đổi của dạng:

$$\begin{aligned} & \{y[k], y[k-1], \dots, y[k-m]\} \\ & = F\{x[k-j], x[k-j-1], \dots, x[k-j-n]; k; p_1, p_2, \dots, p_q\} \end{aligned} \quad (1.10)$$

Trong đó  $x[k]$  biểu diễn các mẫu đầu vào,  $y[k]$  biểu diễn các mẫu đầu ra,  $p_1, p_2, \dots, p_q$  biểu diễn các tham số của khối và  $k = m, 2m, 3m, \dots$  là chỉ số thời gian. Mô hình sử dụng  $n$  mẫu đầu vào để tạo  $m$  mẫu đầu ra trên “dẫn chứng” của mô hình theo phép biến đổi  $F$ , sẽ được định nghĩa theo: các mẫu đầu vào, các tham số của khối, chỉ số thời gian  $k$ . Nếu biến đổi  $F$  không phụ thuộc vào chỉ số  $k$  thì mô hình là bất biến theo thời gian. Nếu  $m > 0$  thì mô hình được xem là mô hình vào/ra khối và khi  $m = 0$  ta có mô hình tàng mẫu. Nếu  $n = 0$  thì mô hình không nhớ.

Khi xây dựng mô hình cho khối chức năng và thực hiện mô phỏng ta cần phải xem xét đến nhiều nhân tố. Những nhân tố này liên quan với nhau thậm chí chúng xuất hiện bất kỳ.

#### ❖ Biểu diễn tương đương thông thấp

Các hệ thống truyền thông chưa thành phần và tín hiệu có bản chất là thông dài hoặc thông thấp. Từ viễn cảnh mô phỏng, ta nhận được các thuận lợi tính toán nếu biểu diễn tất cả tín hiệu và phần tử hệ thống ở dạng tương đương thông thấp phức. Với tín hiệu và hệ thống tuyến tính, tương đương thông thấp có được bằng cách dịch phổ thông bằng từ tần số sóng mang về tần số  $f=0$  và mô hình tuyến tính của khối có thể được thực hiện bằng cách sử dụng biểu diễn tương đương thông thấp của các tín hiệu đầu vào/ra và biến đổi tín hiệu.

Tương đương thông thấp của tín hiệu tất định đạt được qua chuyển dịch phổ tần của nó, trong khi đó đối với tín hiệu ngẫu nhiên thực hiện dịch mật độ phổ công suất. Nếu phổ băng thông không đổi xứng qua các sóng mang thì biểu diễn tương đương thông thấp trong miền thời gian là giá trị phức. Hơn nữa, khi này các thành phần của quá trình ngẫu nhiên tương đương thông thấp sẽ được tương quan nhau.

Đối với loại hệ thống phi tuyến cũng có thể sử dụng biểu diễn tương đương thông thấp.

#### ❖ Lấy mẫu

Một khi tín hiệu và hệ thống là thông thấp (trong trường hợp thông băng của chúng được biểu diễn bởi tương đương thông thấp) thì chúng có thể được lấy mẫu và biểu diễn bởi các mẫu cách đều nhau. Trường hợp thông thấp lý tưởng, tốc độ lấy mẫu nhỏ nhất phải gấp hai lần độ rộng băng tần của tín hiệu. Tuy nhiên, các hàm tần số không được giới hạn độ rộng băng thì tốc độ lấy mẫu thường lấy là 8 đến 16 lần độ rộng băng tần. Trường hợp các hệ thống số thì tốc độ lấy mẫu thường chọn là 8 đến 16 lần tốc độ ký hiệu. Các nhân tố như lỗi chòng phổ, méo tần số khi thực thi bộ lọc và sự nở rộng băng thông do tính phi tuyến đều phải được tính đến khi chọn tốc độ lấy mẫu. Có thể giảm thiểu các ảnh hưởng này bằng cách tăng tốc độ lấy mẫu nhưng lại làm tăng tải tính toán (thời gian mô phỏng lâu hơn) vì vậy cần phải dung hòa giữa mức độ chính xác và thời gian mô phỏng. Lấy mẫu đa tốc độ, kích thước bước khả biến... là các kỹ thuật được áp dụng để giảm tải tính toán.

#### ❖ Mô hình tuyến tính và phi tuyến

Trong khi hầu hết các khối là tuyến tính thì một phần đáng kể của hệ thống cần phải xử lý phi tuyến. tồn tại một số xử lý phi tuyến là chủ ý và không chủ ý. Minh chứng cho loại chủ ý như: các

bộ cân bằng hồi tiếp quyết định, tính phi tuyến trong các phân hệ đồng bộ... Với loại không chủ ý như: tính cách phi tuyến của các bộ khuếch đại.

Như là sự xấp xỉ đầu tiên, có thể mô hình hóa hầu hết tính phi tuyến là có các ảnh hưởng tuyến tính lên các tín hiệu truyền thông, đặc biệt nếu tín hiệu là tín hiệu đường bao không đổi. Tuy nhiên, trong các hệ thống đa sóng mang hoặc trong các hệ thống đơn sóng mang với điều chế biên độ cầu phương bậc cao (M-QAM) thì tính cách phi tuyến không chủ ý có ảnh hưởng đáng kể lên hiệu năng hệ thống và vì vậy cần phải xét các mô hình mô phỏng phi tuyến. May thay, hầu hết tính cách phi tuyến này đều có thể được mô hình hóa một cách hiệu quả bằng cách sử dụng biểu diễn tương đương thông thấp phức.

Tồn tại nhiều giải pháp để mô hình hóa các hệ thống có tính phi tuyến. Chúng gồm, các phương pháp phi tuyến chuỗi lũy thừa không nhớ, các mô hình phi tuyến chọn lọc tần số có nhớ và các phương trình vi phân phi tuyến. Tổng quát, việc phân tích toán học các hệ thống phi tuyến và ước lượng các ảnh hưởng của tính phi tuyến là khó. Tuy nhiên, dùng mô phỏng thì đơn giản hơn ngay cả với các mô hình phi tuyến chọn lọc tần số.

Các mô hình phi tuyến được phân thành hai loại chính: (i) mô hình khối vào-ra; (ii) phương trình vi phân phi tuyến. Tập các mô hình thứ nhất thường dựa vào các phép đo trong khi đó lớp các mô hình thứ hai thường được rút ra từ việc mô hình hóa tính cách vật lý của thiết bị. Các giải pháp của các mô hình phương trình vi phân phi tuyến được thực hiện bằng cách sử dụng các mô hình tích phân bước thời gian khả biến (có hiệu quả tính toán nhất mặc dù chúng có thể mất nhiều thời gian thiết lập hơn). Cũng có thể phân giải một phân hệ phi tuyến vào dạng sơ đồ khối và mô phỏng dạng sơ đồ khối bằng cách sử dụng các khối cơ bản sẵn có trong thư viện mô phỏng. Giải pháp này mặc dù dễ thiết lập hơn nhưng sẽ không là giải pháp hiệu quả tính toán cao nhất.

Một nhân tố quan trọng phải được xét đến khi mô phỏng các phân tử phi tuyến là tính phi tuyến gây ra dãn rộng độ rộng băng tần (nở phổ) vì vậy tốc độ lấy mẫu phải được chọn đủ lớn để bắt giữ các ảnh hưởng của sự nở rộng độ rộng phổ tần này.

### ❖ Bất biến theo thời gian

Như đã được trình bày, tất cả các hệ thống, các thành phần và các quá trình sẽ biểu lộ tính cách thay đổi theo thời gian khi quan sát trong khoảng thời gian dài. Việc sử dụng hay không sử dụng mô hình thay đổi theo thời gian được định hướng bởi một số nhân tố. Xét ba trường hợp sau:

**Trường hợp thứ 1:** Trong nhiều ứng dụng như mô hình hóa và mô phỏng sợi quang, các đặc tính sợi quang có thể thay đổi rất ít trên tuổi thọ của hệ thống truyền thông và vì vậy chọn mô hình bất biến theo thời gian là phù hợp.

**Trường hợp thứ 2:** Tính cách thay đổi theo thời gian có thể đáng kể nhưng tốc độ thay đổi của chúng rất thấp so với độ rộng băng thông của các phần bất biến theo thời gian của hệ thống. Khi này, *lấy xấp xỉ tựa tĩnh* là hợp lệ, thực hiện mô phỏng bằng cách sử dụng những chớp ảnh cố định của các phần thay đổi theo thời gian, sau đó lấy trung bình các kết quả (nghĩa là, phân chia hóa và trung bình hóa). Trong hai trường hợp này, phép đo hiệu năng là một số trung bình hóa dài hạn chứ không phải là tính cách động.

**Trường hợp thứ 3:** Đôi khi được chứng thực là mô phỏng *động* các thay đổi theo thời gian, được dùng khi những biến đổi theo thời gian là "*nhanh*" và hiệu năng của hệ thống dựa vào tính cách nhất thời hay tính động của hệ thống. Trường hợp điển hình là việc bắt và bám tính cách nhất thời của phân hệ đồng bộ làm việc trong môi trường khen pha định nhanh. Mô hình mô phỏng cho

trường hợp này sẽ là mô hình đường trẽ rẽ nhánh có các hệ số khuếch đại nhánh thay đổi theo thời gian, thường được mô hình hóa là các quá trình ngẫu nhiên được lọc.

Trong khi khá dễ dàng rút ra và thực thi mô hình mô phỏng đường trẽ rẽ nhánh cho các hệ thống thay đổi theo thời gian thì hai nhân tố phải được tính đến là: (i) do tính thay đổi theo thời gian gây ra hiện tượng nở phổ tần đáng kể, hậu quả là phải lấy mẫu cao hơn; (ii) không được thay đổi thứ tự các khối có tính thay đổi theo thời gian bởi lẽ không tồn tại tính chất giao hoán đối với các hệ thống thay đổi theo thời gian.

#### ❖ Tính có nhớ

Nếu đầu ra tức thời  $y[k]$  của một phần tử phụ thuộc vào đầu vào tức thời  $x[k]$  thì phần tử đó là không nhớ; ngược lại là có nhớ. Các bộ lọc, do có tính cách chọn lọc tần số nên thuộc loại có nhớ (lưu ý, tính cách chọn lọc tần số là đồng nghĩa với tính có nhớ). Ngoài ra, một số loại phi tuyến có nhớ và tồn tại nhiều mô hình khả dụng để mô phỏng chúng. Đặc biệt cần trọng khi thực hiện các mô hình có nhớ theo lưu giữ các trạng thái nội tại của mô hình sao cho mô hình có thể trở lại. Ví như: khi dùng mô hình bộ lọc tổng quát cho một vài trường hợp trong sơ đồ khối thì trạng thái bên trong của mỗi trường hợp của bộ lọc phải được lưu giữ riêng biệt sao cho khi mô hình bộ lọc được dùng đến vài lần trong quá trình mô phỏng nó luôn được đi vào trạng thái nguyên vẹn trước đó.

#### ❖ Mô phỏng trong miền thời gian và miền tần số

Ta có thể mô hình hóa và mô phỏng quan hệ vào/ra của các khối chức năng trong miền thời gian hoặc miền tần số. Gánh nặng tính toán của 2 giải pháp cho các khối tuyến tính thường là tương đương, miền phù hợp để thực thi, nó phụ thuộc vào miền mà các đặc tả kỹ thuật được cung cấp khởi đầu, chẳng hạn nếu bộ lọc được xác định theo đáp ứng tần số thì nên chọn miền tần số. Trường hợp phi tuyến, các đặc tả kỹ thuật và việc thực hiện đa phần được thực hiện trong miền thời gian.

Trong khi việc thực hiện mô hình có thể trong cả miền thời gian và miền tần số, thì thực tế thường dùng các mẫu trong miền thời gian để biểu diễn tín hiệu vào/ra. Các mô hình trong miền tần số, ví dụ như dùng FFT để mô phỏng các bộ lọc cần phải lưu đệm nội bộ các mẫu đầu vào miền thời gian, lấy biến đổi vectơ đầu vào đã được lưu trong bộ đệm theo cách xử lý trong miền tần số, FFT ngược, và lưu đệm tại đầu ra. Phải lưu đệm bởi lẽ thực hiện biến đổi là hoạt động xử lý khối dựa trên tập các mẫu chứ không phải là xử lý theo từng mẫu. Trong quá trình mô phỏng, các mẫu đầu vào và đầu ra có thể xuất/nhập bộ đệm theo từng mẫu tại một thời điểm hoặc theo các khối N mẫu.

#### ❖ Xử lý khối

Một mô hình có thể tiếp nhận và xử lý một mẫu tại một thời điểm hoặc một khối N mẫu miền thời gian trên một lần cần đến. Hiệu quả tính toán của 2 phương pháp sẽ phụ thuộc vào tính phức tạp và phần mào đầu liên quan với lần gọi của mô hình. Nếu mô hình có số các trạng thái nội bộ và các tham số là nhỏ hoặc nếu thông tin mào đầu để gọi (hay làm xuất hiện) mô hình là nhỏ so với các tính toán được thực hiện bên trong mô hình, thì việc gọi (làm xuất hiện) mô hình trên cơ sở từng mẫu là thuận tiện và hiệu quả. Khi thông tin mào đầu để gọi mô hình là lớn thì việc sử dụng khối hoặc giải pháp xử lý vectơ có mô hình được gọi bằng một vectơ đầu vào kích cỡ  $N$  cho ta hiệu quả tính toán cao.

Xử lý khối dẫn đến phải lưu đệm và giao diện tốt với các khối trước và theo khối. Xử lý khối gây trễ  $N*T_s$  giây, bởi lẽ đầu ra không thể được tính toán cho đến khi tập hợp được toàn bộ N mẫu

đầu vào và được chuyển vào mô hình. Khi cả mô hình vào/ra khỏi trong vòng hồi tiếp sẽ tạo ra các kết quả sai do trễ xử lý lớn. Ngoài ra, nếu mô hình xử lý khỏi được trộn lẫn với mô hình phi tuyến thì nên trở lại phương pháp xử lý theo từng mẫu đối với phần tử phi tuyến tính, vì gây nghẽn đầu vào và xử lý trên cơ sở từng khói dùng nguyên lý xếp chồng, xếp chồng không được áp dụng cho phần tử phi tuyến. Ví dụ tình huống này xảy ra khi tính phi tuyến xuất hiện giữa hai bộ lọc FFT kiểu phát sinh và chồng chập. Bộ lọc FFT phát sinh và chồng chập dựa vào nguyên lý tuyến tính. Kỹ thuật tính toán đáp ứng bộ lọc cho các khói không chồng chập của các mẫu đầu vào và cộng các đáp ứng tại đầu ra. Với phần tử phi tuyến sau bộ lọc, phương pháp xử lý khói không thể thực hiện được cho phần tử phi tuyến bởi lẽ xếp chồng không áp dụng được đối với tính phi tuyến. Để xử lý chính xác, ta thực hiện theo trình tự sau: (i) đáp ứng ra do mỗi khói của các mẫu đầu vào phải được cộng tại đầu ra của bộ lọc đầu tiên; (ii) mô hình phi tuyến xử lý đầu ra đã cộng của bộ lọc đầu tiên trên cơ sở từng mẫu; (iii) đầu ra của phần tử phi tuyến được xử lý bởi bộ lọc thứ hai sử dụng chồng chập và phương pháp cộng của xử lý khói.

Một yếu tố khác phải tính đến khi bàn về xử lý khói là lập lịch. Nếu các mô hình khác nhau trong hệ thống sử dụng các kích thước khói vào/ra khác nhau thì khung mô phỏng nên có khả năng lập lịch thứ tự và tần suất gọi (gọi các phân hệ) phù hợp.

#### ❖ Xử lý kích thước bước khả biến

Xử lý đa tốc độ được sử dụng trong mô phỏng nếu mô hình hệ thống chứa các quá trình và hiện tượng có băng thông khác nhau lớn. Với lấy mẫu đa tốc độ, mỗi tín hiệu được lấy mẫu và được xử lý tại tốc độ phù hợp với băng thông của nó, dẫn đến cải thiện đáng kể hiệu quả tính toán. Khi sử dụng lấy mẫu đa tốc độ, cần đến nội suy để giao tiếp các luồng mẫu với các tốc độ lấy mẫu khác nhau.

Xử lý kích thước bước khả biến cũng thường được sử dụng để cải thiện hiệu quả tính toán. Giải pháp này thường được sử dụng trong các thường trình tích phân số để giải các phương trình vi phân tuyến tính và phi tuyến. Nếu các phương trình vi phân cơ bản và các nghiệm của chúng được giải chính xác, thì giải pháp này sẽ giảm đáng kể tải tính toán. Khi dùng kích thước bước khả biến trong mô hình thì đầu ra phải được lưu đệm và được lấy mẫu lại nếu các khói sau sử dụng kích thước bước không đổi.

#### ❖ Tham số hóa

Một trong những lý do cơ bản sử dụng mô phỏng là tối ưu hóa thiết kế, trong hầu hết các trường hợp là làm giảm việc tìm kiếm giá trị tối ưu của các tham số tới hạn như băng thông của bộ lọc thu, điểm hoạt động của bộ khuếch đại và số mức lượng tử được sử dụng trong máy thu. Muốn vậy, các mô hình phải được tham số hóa một cách phù hợp và các tham số thiết kế chủ đạo nên được thể hiện ra ngoài; nghĩa là các mô hình nên có “điều chỉnh ngoài” để điều chỉnh tham số thiết kế một cách lặp trong quá trình mô phỏng. Phải tính đến số lượng tham số cần phải có đối với một mô hình cho trước. Tổng quát, nên nhỏ nhất có thể, vì hệ thống truyền thông phức tạp cần có nhiều thành phần. Nếu mỗi thành phần có nhiều tham số phụ thì toàn bộ không gian tham số sẽ rất lớn. Khi này sẽ rất khó để tối ưu thiết kế dùng mô phỏng. Theo đó, khi số lượng các tham số càng ít thì việc đo các giá trị tham số và phê chuẩn càng dễ dàng hơn.

#### ❖ Giao tiếp giữa các khối chức năng

Cùng với giải pháp mô hình hóa và mô phỏng được sử dụng cho mỗi thành phần phụ thuộc vào bản chất của thành phần, nó sẽ được mô hình hóa và mô phỏng, cũng cần phải tính đến giao tiếp

giữa các khối chức năng. Vì sơ đồ khái niệm gồm một tập các khối được kết nối với nhau, phải đảm bảo tính kiên định và tính tương thích cho cả cơ cấu mô phỏng và/hoặc người dùng. Sẽ dễ dàng hơn nếu mô hình của các khái niệm riêng biệt được xây dựng có các giao diện được định nghĩa và được dẫn chứng rõ ràng. Một số lý giải cho sự không phù hợp gồm: miền xử lý khác nhau, loại tín hiệu, kích thước khái niệm, kích thước bước, lấy mẫu đa tốc độ, đặc tả kỹ thuật các tham số không kiên định trong các khái niệm khác nhau và nhiều lý do khác đã được sơ qua ở các phần trước.

Nhiều khó khăn khi mô phỏng mô hình phức tạp mức hệ thống xuất phát từ sự không phù hợp này. Vì vậy cần phải cẩn trọng khi công thức hóa mô hình mô phỏng tổng thể, lựa chọn các khái niệm riêng biệt và các tham số của chúng không chỉ đối với các mô hình riêng biệt mà còn đối với mô hình chung tổng thể.

#### **1.3.2.3 Mô hình hóa và mô phỏng quá trình ngẫu nhiên**

Giả sử có một mô hình hệ thống với mức trùu tượng cao nhất và tính phức tạp thấp nhất, ta quan tâm các mặt của phương pháp luận, ứng dụng vào việc mô hình hóa và tạo các dạng sóng đầu vào (tín hiệu, tạp âm và nhiễu) điều khiển mô hình mô phỏng. Vì mục đích cơ bản của mô phỏng mức dạng sóng là *phỏng tạo* các dạng sóng trong hệ thống và tính toán một số *phép đo* dạng sóng một cách trung thực nhất, muốn vậy trước hết cần phải lập mô hình và mô phỏng dạng sóng đầu vào hoặc tác nhân kích thích.

Trong hệ thống truyền thông, dạng sóng mang thông tin, tạp âm và nhiễu đều có bản chất ngẫu nhiên và được mô hình hóa bởi quá trình ngẫu nhiên. Dùng là giả định đa năng nhất vì nó có thể được biện minh trong nhiều trường hợp dựa vào bản chất của tín hiệu hoặc chuỗi đang được mô hình.

Quá trình ngẫu nhiên dùng được đặc trưng hóa bởi phân bố xác suất nhiều chiều, khó để xác định, và ở dạng tổng quát rất khó tạo các giá trị mẫu của một quá trình dùng có phân bố n chiều bất kỳ. Ngoại trừ quá trình Gausơ dùng, hoàn toàn được xác định bởi phân bố bậc 2 (các tham số của nó là hàm tự tương quan và trung bình). Đối với các quá trình không Gausơ, thực tế giới hạn các đặc tả kỹ thuật thành các phân bố bậc 2.

Các giá trị mẫu của các quá trình ngẫu nhiên được dùng để điều khiển mô phỏng là chuỗi số ngẫu nhiên được tạo bởi bộ tạo số ngẫu nhiên. Các thuật toán để tạo chuỗi ngẫu nhiên với phân bố bất kỳ (bậc một và bậc hai) và hàm tương quan thường được thấy trong các mô phỏng của ta. Dưới đây đề cập một số mặt của phương pháp luận để lập mô hình và tạo các giá trị lấy mẫu của quá trình ngẫu nhiên.

#### **❖ Xấp xỉ Gausơ**

Xấp xỉ Gausơ bởi định lý giới hạn trung tâm, nếu có các biến ngẫu nhiên  $X_i$  là độc lập, thì  $Y = X_1 + X_2 + \dots + X_n$  tiến dần tới phân bố Gausơ khi  $n$  đủ lớn. Vì vậy tạp âm ăng ten thu, được đóng góp bởi một số lượng lớn các nguồn, có thể được xấp xỉ bởi quá trình Gausơ. Tương tự nhiều từ một số lượng lớn người dùng cũng có thể được xấp xỉ bởi quá trình Gausơ. Điều hình là, ở chương 6 ta thực hiện mô hình hóa nhiều đa người dùng trong hệ thống UWB đa người dùng bằng xấp xỉ hóa Gausơ chuẩn (SGA). Vì vậy, không nhất thiết tạo các tín hiệu riêng biệt từ một số lượng lớn người dùng và lấy tổng chúng lại.

#### **❖ Biểu diễn quá trình tương đương**

Khái niệm thứ hai bàn về quan điểm biểu diễn quá trình tương đương, được phát biểu như sau: Giả sử cho một quá trình ngẫu nhiên  $X(t)$  đi qua  $n$  khối và xuất hiện tại đầu ra của khối thứ  $n$  là một quá trình  $Y(t)$ . Nếu bằng một số phương tiện (thông qua phân tích vùng, hoặc xấp xỉ hóa, hoặc bằng chính mô phỏng), có thể suy ra các đặc tính của quá trình  $Y(t)$  thì toàn bộ quá trình xử lý sau đó (sau khối thứ  $n$ ) ta có thể đơn giản hóa bằng cách chỉ cần tìm một chuỗi (biểu diễn các giá trị mẫu của  $Y(t)$ ) vì vậy bỏ qua việc tạo và xử lý các giá trị mẫu của  $X(t)$  thông qua  $n$  khối. Khi  $X(t)$  là Gausor và các khối là *tuyến tính* thì có thể chỉ ra rằng  $Y(t)$  cũng là quá trình Gausor. Các tham số của quá trình  $Y(t)$  được rút ra từ phân tích hoặc mô phỏng  $X(t)$  qua  $n$  khối. Đáng tiếc, sẽ khó rút ra các đặc tính của  $Y(t)$  theo phép giải tích khi  $X(t)$  là bất kỳ và các khối là phi tuyến. Khi này, có thể dùng mô phỏng để ước tính các thuộc tính của  $Y(t)$  và có thể dùng các thuộc tính được ước tính này để tạo quá trình tương đương.

Giải pháp này được dùng để biểu diễn tạp âm pha trong hệ thống truyền thông cũng như Jitter pha và định thời do các phân hệ đồng bộ tạo ra. Giá định được dùng phổ biến nhất ở đây là quá trình Gausor *dừng*. Đối với các quá trình tạp âm lồi vào thì mật độ phổ công suất PSD được giả định là trăng. Với các quá trình khác thì PSD được giả sử là dạng kín cho trước như tỷ số đa thức theo  $f^2$ , trong trường hợp này quá trình có thể được tạo ra bằng cách lọc quá trình Gausor trăng bằng bộ lọc có hàm truyền đạt. Trường hợp các hàm PSD là bất kỳ, chẳng hạn như trường hợp PSD Doppler của các kênh pha định, ta có thể *hoặc* xấp xỉ hóa phổ bằng tỉ số đa thức theo  $f^2$  và áp dụng phương pháp thừa số hóa phổ để có được hàm truyền đạt của bộ lọc hoặc làm phù hợp mô hình trung bình di chuyển tự hồi quy ARMA trực tiếp theo PSD để đạt được các hệ số của bộ lọc đê quy mà sẽ tạo ra PSD mong muốn.

Các quá trình phi Gausor với PSD bất kỳ là khó để tổng hợp và mô phỏng hơn.

#### ❖ Các quá trình nhanh và chậm

Tồn tại khá nhiều hiện tượng ngẫu nhiên có băng thông hay “các hằng số thời gian” khác biệt nhau. Nếu băng thông của quá trình này khác biệt nhiều so với băng thông của quá trình khác, thì ta nên dùng một trong hai giải pháp sau để giảm thời gian mô phỏng:

*Giải pháp thứ nhất:* Bài toán nên được phân chia hóa và điều kiện hóa thành quá trình chậm và thực hiện mô phỏng riêng biệt theo giá trị của quá trình chậm nếu có thể trong khi đó phân chia hóa hệ thống bao gồm việc mô phỏng quá trình nhanh hơn. Theo đó, trong quá trình mô phỏng không cần phải tạo các giá trị mẫu của quá trình chậm bởi lẽ giá trị của nó thay đổi rất ít trong khoảng thời gian của số lượng lớn các mẫu của quá trình nhanh. Giải pháp này thường được sử dụng để mô phỏng hiệu năng của hệ thống truyền thông đang hoạt động trên kênh pha định chậm.

*Giải pháp thứ hai:* Lấy mẫu đa tốc độ, quá trình được lấy mẫu tại các tốc độ khác nhau phù hợp với băng thông của chúng sao cho số mẫu được tạo ra trong khoảng thời gian mô phỏng là tỉ lệ nghịch với băng thông của quá trình tương ứng. Nếu cần có thể dùng phép nội suy và giảm mẫu để trộn tín hiệu này với nhau tại một số điểm trong hệ thống.

### 1.4 Ước tính hiệu năng và phương pháp Monte Carlo

Một trong những mục đích chính của mô phỏng là *ước tính* hiệu năng. Đối với hệ thống truyền thông tương tự, phép đo hiệu năng cơ bản là tỷ số tín hiệu trên tạp âm đầu ra SNR<sub>0</sub>. Với hệ thống truyền thông số, phép đo hiệu năng là tỉ số lỗi bit BER hoặc tỉ số lỗi khung FER. Tỉ số tín hiệu trên tạp âm SNR cũng là phép đo hiệu năng thứ cấp trong các hệ thống truyền thông số (vì BER là một hàm đơn trị của SNR). Dùng kỹ thuật Monte Carlo để ước tính phép đo hiệu năng. Vì vậy, dưới

đây trình bày lọc các cơ sở của kỹ thuật Monte Carlo để ước tính giá trị của tham số. Vì thế, ta chỉ đề cập vài khía cạnh quan trọng của kỹ thuật ước tính Monte Carlo nhằm định nghĩa phương pháp Monte Carlo và xét một số kỹ thuật căn bản một cách đơn giản và dễ hiểu. Ta cũng đề cập ngắn gọn các vấn đề quan trọng về các khoảng tin cậy, tính hội tụ. Ta coi rằng, các quan trắc bởi bộ ước tính là độc lập. Giả định này sẽ được giảm nhẹ trong các chương sau, ở đó kỹ thuật mô phỏng được thể hiện trong các chương trình mô phỏng.

Muốn vậy, ta đề cập mô phỏng và ước tính Monte Carlo sử dụng một số minh họa đơn giản được cho ở cuối chương. Ta sẽ thấy rằng, kỹ thuật Monte Carlo dựa trên hiệu năng của những thí nghiệm ngẫu nhiên (stochastic). Nhận biết sự kiện nghiên cứu và thí nghiệm ngẫu nhiên cơ bản được tái tạo nhiều lần. Tỷ số giữa số lần xuất hiện sự kiện nghiên cứu với tổng số lần tái tạo thí nghiệm ngẫu nhiên cho ta tần suất tương đối của sự kiện nghiên cứu. Tần suất tương đối là một biến ngẫu nhiên và là bộ ước tính xác suất của sự kiện nghiên cứu. Đối với các bộ ước tính *kiên định* và *không chêch*, thì tần suất tương đối sẽ hội tụ đến xác suất của sự kiện đang xét khi số lần tái tạo đủ lớn.

Các kết quả được minh họa cho việc phân biệt rất quan trọng giữa mô phỏng stochastic và phân tích toán học truyền thống. Khi dùng phân tích toán học truyền thống để xác định giá trị của thông số, thì kết quả đó tuyệt đại đa số là một con số. Ví dụ khi phân tích một hệ thống truyền thông số cho ta kết quả  $P_E = 1,7638^{-3}$  tất nhiên nó chỉ là một con số. Tuy nhiên, khi dùng các kỹ thuật Monte Carlo cho ta kết quả là một biến ngẫu nhiên. Các thuộc tính của biến ngẫu nhiên này như: trung bình, phương sai, hàm mật độ xác suất... cho ta nhiều thông tin về chất lượng của kết quả mô phỏng.

#### 1.4.1 Phương pháp Monte-Carlo

Các mô phỏng Monte-Carlo dựa trên những trò chơi may rủi. Tất nhiên, là lý do của tên “Monte Carlo”, thành phố thuộc Địa trung hải nổi tiếng về các casino. Ta sử dụng hai thuật ngữ quan hệ mật thiết “*ước tính Monte Carlo*” và “*mô phỏng Monte Carlo*”, có thể thay thế cho nhau. Mô phỏng Monte Carlo mô tả mô phỏng trong đó một tham số của hệ thống như tỷ số lỗi bit (BER) được ước tính bằng cách sử dụng các kỹ thuật Monte Carlo. Ước tính Monte Carlo là quá trình ước tính giá trị của một tham số bằng cách thực hiện quá trình stochastic cơ bản hay thí nghiệm ngẫu nhiên.

##### ❖ Tần suất tương đối

Ước tính Monte Carlo dựa trên biểu diễn tần suất tương đối của xác suất. Trong quá trình xác định tần suất tương đối ta thực hiện như sau:

**Trước hết là**, cần phải xác định rõ thí nghiệm ngẫu nhiên và một sự kiện quan tâm A. Thấy rõ từ lý thuyết xác suất cơ bản, một thí nghiệm ngẫu nhiên là một thí nghiệm trong đó kết quả (hoặc kết cục) của việc thực hiện thí nghiệm không thể dự đoán chính xác được *nhưng* có thể được xác định một cách thống kê. Thí nghiệm ngẫu nhiên cơ bản nhất là tung đồng xu trong đó có hai kết cục quan tâm được định nghĩa bởi tập {xấp, ngửa}. Trước khi tung đồng xu, ta hoàn toàn không thể biết trước được kết cục nào sẽ xảy ra. Tuy nhiên, nếu biết đồng xu “trung thực” (không thiên vị), thì xác suất của mỗi kết cục trong tập {xấp, ngửa} sẽ xảy ra với cùng khả năng và các kết cục đó là độc lập nhau. Hiệu năng của thí nghiệm ngẫu nhiên đó xác định kết cục.

Một sự kiện là một hoặc một tập các kết cục liên quan với một thí nghiệm ngẫu nhiên. Chẳng hạn, trong hệ thống viễn thông số, thí nghiệm ngẫu nhiên có thể chỉ là việc phát bit 1 nhị phân. Kết

quả tại đầu ra của máy thu là một ước tính về bit nhị phân đã được phát đi đó (là 0 hoặc 1). Trong quá trình truyền dẫn bit 1 sự kiện quan tâm có thể xảy ra lỗi. Việc xác định hiệu năng BER của hệ thống bao gồm ước tính xác suất có điều kiện là xác suất thu được bit 0 biết rằng (với điều kiện) bit 1 đã được phát đi.

**Sau đó là**, một khi đã định nghĩa thí nghiệm ngẫu nhiên và sự kiện quan tâm, tiếp theo là thực hiện thí nghiệm ngẫu nhiên  $N$  lần. Đếm số lần xảy ra sự kiện quan tâm A với kết quả là  $N_A$ .

**Cuối cùng là**, xác định xác suất xảy ra sự kiện quan tâm theo định nghĩa tần suất tương đối của xác suất. Xác suất xảy ra sự kiện A được xấp xỉ hóa bởi tần suất xuất hiện tương đối của sự kiện A là  $N_A/N$ . Xác suất xảy ra sự kiện A được định nghĩa theo tần suất tương đối bằng cách tái tạo thí nghiệm ngẫu nhiên vô hạn lần:

$$\Pr(A) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N_A}{N} \quad (1.11)$$

Trong ước tính xác suất lỗi ở hệ thống truyền dẫn số,  $N$  là tổng số bit hoặc ký hiệu (thực tế đã được phát đi hoặc được mô phỏng) và  $N_A$  là số lỗi (được đo hoặc được mô phỏng).

Khi  $N < \infty$ , hiển nhiên trong mô phỏng Monte Carlo đại lượng  $N_A/N$  là một ước tính của  $\Pr(A)$  ký hiệu là  $\hat{\Pr}(A)$ . Lưu ý rằng, vì thí nghiệm ngẫu nhiên cơ bản được thực hiện  $N$  hữu hạn lần nên  $N_A$  sẽ là một biến số ngẫu nhiên, kết quả ước tính  $\hat{\Pr}(A)$  cũng là một biến ngẫu nhiên. Tính thống kê của biến ngẫu nhiên này xác định tính chính xác của bộ ước tính và vì vậy là chất lượng của mô phỏng.

#### ❖ **Bộ ước tính không chêch và kiên định**

Để hữu hiệu, các bộ ước tính Monte Carlo phải thỏa mãn một số tính chất.

##### ✓ **Bộ ước tính không chêch**

Ta mong muốn có bộ ước tính Monte Carlo phải *không chêch*, nghĩa là nếu  $\hat{A}$  là ước tính của tham số  $A$ , thì:

$$E\{\hat{A}\} = A \quad (1.12)$$

Nói cách khác, về phương diện trung bình đạt được kết quả chính xác.

##### ✓ **Bộ ước tính kiên định**

Giả sử thực hiện một mô phỏng Monte Carlo một số lần và nhận được tập hợp các ước tính của biến ngẫu nhiên quan tâm. Rõ ràng ta mong muốn các ước tính này có phương sai nhỏ. Nếu ước tính là không chêch và có phương sai nhỏ thì bộ ước tính sẽ tạo ra các ước tính tập trung quanh giá trị đúng của tham số được ước tính, và sự trải rộng ước tính đó là nhỏ. Việc xác định phương sai của bộ ước tính Monte Carlo theo phương pháp giải tích là một bài toán khó, trừ khi các sự kiện cơ bản là độc lập thống kê. Tuy nhiên, hầu hết phương sai của các giá trị được ước tính giảm khi tăng thời gian mô phỏng (tăng số lần thực hiện lại thí nghiệm ngẫu nhiên cơ bản đó). Ta coi các bộ ước tính thỏa mãn tính chất này là bộ ước tính *kiên định*. Đối với bộ ước tính kiên định  $\sigma_{\hat{A}}^2 \rightarrow 0$  khi  $N \rightarrow \infty$ ,  $N$  là số lần thí nghiệm ngẫu nhiên được tái tạo.

##### ✓ **Bộ ước tính không chêch và kiên định**

Khi kết quả ước tính vừa có tính không chêch vừa có tính kiên định, thì sai số:

$$e = A - \hat{A} \quad (1.13)$$

Có trung bình không và phương sai  $\sigma_e^2$  hội tụ về 0 khi  $N \rightarrow \infty$ . Đáng tiếc là sự hội tụ này thường rất chậm.

### 1.4.2 Tích phân Monte Carlo

Tích phân Monte Carlo là chủ đề rất quan trọng trong nghiên cứu viễn thông. Ta nhớ lại rằng, trong môi trường kênh AWGN, con số  $V$  được tạo ra bằng cách lấy mẫu tín hiệu đầu ra của bộ tách sóng tích hợp và kết xuất (*integrate-and-dump detector*) là một biến ngẫu nhiên Gauso có trung bình được xác định là giá trị của ký hiệu dữ liệu và phương sai được xác định bởi tần số kinh. Các hàm mật độ xác suất có điều kiện  $pdf$ , được điều kiện hóa trên  $d[n] = 0$  và  $d[n] = 1$  được minh họa ở hình 1.9, trong đó  $k_T$  là ngưỡng thu. Xác suất lỗi có điều kiện với điều kiện  $d[n] = 1$  là:

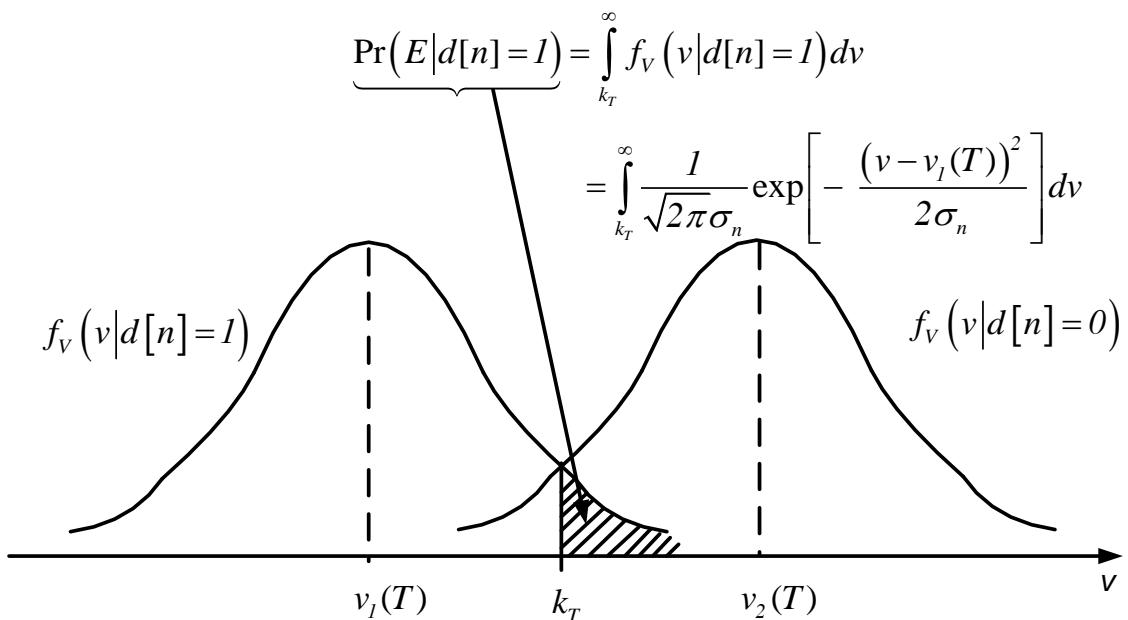
$$\Pr\left(\underbrace{E|d[n]=1}_{\text{lỗi}}\right) = \int_{k_T}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \exp\left[-\frac{(v-v_1(T))^2}{2\sigma_n^2}\right] dv \quad (1.14)$$

Tương tự ta có biểu thức  $\Pr(E|d[n]=0)$ . Theo đó, ước tính xác suất lỗi của hệ thống là:

$$P_E = \frac{1}{2} \Pr\left(\underbrace{E|d[n]=1}_{\text{lỗi}}\right) + \frac{1}{2} \Pr\left(\underbrace{E|d[n]=0}_{\text{không lỗi}}\right) \quad (1.15)$$

Bao gồm ước tính giá trị của nguyên hàm.

Nghiên cứu tích phân Monte Carlo giúp hiểu sâu hơn về kỹ thuật mô phỏng Monte Carlo. Chẳng hạn, nghiên cứu tích phân Monte Carlo tạo ra tình huống đơn giản trong đó minh họa các tính chất hội tụ của một bộ ước tính Monte Carlo.



**Hình 1.9:**  $pdf$  có điều kiện đối với tín hiệu nhị phân trong kênh tần số Gauso

#### ❖ Khái niệm cơ bản

Giả sử cần ước lượng tích phân:

$$I = \int_0^l g(x)dx \quad (1.16)$$

Trong đó  $g(x)$  là một hàm được giới hạn trong phạm vi lấy tích phân. Từ lý thuyết xác suất cơ bản, giá trị kỳ vọng (trung bình toàn bộ) của hàm  $g(x)$  là:

$$E\{g(X)\} = \int_{-\infty}^{\infty} g(x)f_X(x)dx \quad (1.17)$$

Trong đó  $f_X(x)$  là hàm mật độ xác suất của biến ngẫu nhiên  $X$ . Nếu pdf của  $X$  thỏa mãn  $f_X(x) = 1$  trong khoảng  $(0,1)$  và bằng 0 ở các trường hợp còn lại, thì  $E\{g(X)\} = I$ . Vì vậy, nếu  $U$  là một biến ngẫu nhiên được phân bố đều trong khoảng  $(0,1)$  thì:

$$I = E\{g(U)\} \quad (1.18)$$

Sử dụng các đổi số tần suất tương đối ta có thể viết:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N g(U_i) \right] = E\{g(U)\} = I \quad (1.19)$$

Vì vậy, ta mô phỏng hàm bị tích để lấy mẫu nó tại  $N$  điểm trong khoảng  $(0,1)$ . Sau đó, giá trị trung bình của các mẫu cung cấp cho bộ ước tính để có được giá trị của tích phân. Mô phỏng Monte Carlo hệ thống làm giống như vậy. Vì thường không có biểu thức dạng kín cho con số trên vùng lõi, nên các mẫu của con số đó được tạo ra bằng cách dùng mô phỏng hệ thống.

Nếu tính giới hạn (1.19) sai (nó sẽ luôn là một trường hợp trong những ứng dụng thực tế), chỉ nhận được các kết quả xấp xỉ. Ký hiệu phép xấp xỉ này là  $\hat{I}$  ta có:

$$\frac{1}{N} \sum_{i=0}^N g(U_i) = \hat{I} \quad (1.20)$$

Cho bộ ước tính tích phân Monte Carlo. Tóm lại, bộ ước tính tích phân được thực hiện bằng cách ước lượng hàm  $g(x)$  tại  $N$  điểm ngẫu nhiên phân bố đều và lấy trung bình. Có thể áp dụng quá trình đó cho bất kỳ tích phân phù hợp. Bằng cách đổi biến số, các tích phân thích hợp có các giới hạn tùy ý được ước lượng bằng cách dùng các kỹ thuật Monte Carlo. Ví dụ: tích phân:

$$I = \int_a^b f(x)dx \quad (1.21)$$

Có thể chuyển về dạng chuẩn bằng cách đổi biến  $y = \frac{(x-a)}{(b-a)}$ :

$$I = (b-a) \int_0^1 f[a + (b-a)y] dy \quad (1.22)$$

### ❖ Tính hội tụ

Giả sử giá trị của tích phân  $I$  sẽ được ước tính và sẵn có  $N$  quan trắc ngẫu nhiên (hay các mẫu) được ký hiệu là  $X_i$ . Ta tạo bộ ước tính của  $I$  là:

$$\hat{I} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (1.23)$$

Giả sử  $N$  quan sát  $X_i$  là phân bố đồng nhất độc lập nhau. Trung bình số học của các mẫu được cho bởi:

$$\begin{aligned} E\left\{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i\right\} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E\{X_i\} \\ &= \frac{NI}{N} = I \end{aligned} \quad (1.24)$$

Sao cho ước tính  $\hat{I}$  là ước tính không chêch. Vì các quan sát được giả định là độc lập, nên phương sai mẫu là:

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{I}}^2 &= \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sigma_x^2 \\ &= \frac{N\sigma_x^2}{N^2} = \frac{\sigma_x^2}{N} \end{aligned} \quad (1.25)$$

Cho thấy bộ ước tính tích phân này là loại ước tính *kiên định*.

Giả sử  $X_i = g(U_i)$ , thì phương sai của các mẫu được ký hiệu là  $\sigma_x^2$  và được cho bởi:

$$\sigma_x^2 = \int_0^I g^2(u)du - \left[ \int_0^I g(u)du \right]^2 \quad (1.26)$$

Vì vậy, nếu cho trước hàm bị tích  $g(u)$ , thì có thể xác định được giá trị  $N$  đối với một phương sai số cho trước. Vì bộ ước tính thuộc loại kiên định, nên ta sẽ đạt được các ước tính chính xác của tích phân  $I$  nếu  $N$  đủ lớn. Cũng theo đó, ta sẽ đạt được các ước tính chính xác của tích phân  $I$  nếu các mẫu của hàm  $g(u_i)$  có phương sai nhỏ. Vì vậy, các ước tính Monte Carlo của một tích phân sẽ rất chính xác đối với một giá trị cho trước của  $N$  nếu  $g(u_i)$  xấp xỉ hằng số (*mịn*) trên khoảng lấy tích phân. Mẫu chót của thực tế là, nếu  $g(u_i)$  không đổi trên dải lấy tích phân, thì ước tính  $\hat{I}$  của  $I$  là chính xác khi  $N = 1$ .

### ❖ Khoảng tin cậy

Chất lượng của ước tính  $\hat{I}$  thường được biểu diễn dưới dạng khoảng tin cậy, cho ta xác suất  $(1-\alpha)$  của sự kiện mà các ước tính rơi vào *dải*  $(\pm \beta \sigma_{\hat{I}})$  cho trước của các giá trị. Vì vậy, *hai tham số cần lưu ý là*: xác suất được cố định bởi  $\alpha$  và dải được cố định bởi  $\beta$ . Ở dạng phương trình, khoảng tin cậy được định nghĩa bởi biểu thức:

$$\Pr\left\{I - \beta \sigma_{\hat{I}} \leq \hat{I} \leq I + \beta \sigma_{\hat{I}}\right\} = 1 - \alpha \quad (1.27)$$

Như được mô tả ở hình 1.10. Ta coi khoảng  $I \pm \beta \sigma_{\hat{I}}$  là khoảng tin cậy  $1-\alpha$ . Tại đây, ta xét giá trị của tham số  $\beta$ . Phương trình (1.27) được viết theo sai số  $(\hat{I} - I)$  như sau:

$$\Pr\left\{-\beta \sigma_{\hat{I}} \leq \hat{I} - I \leq \beta \sigma_{\hat{I}}\right\} = 1 - \alpha \quad (1.28)$$

Trong đó  $\sigma_{\hat{I}} = \sigma_x / \sqrt{N}$  với  $\sigma_x$  được xác định theo (1.26). Giả sử sai số  $(\hat{I} - I)$  là biến ngẫu nhiên Gausor (giả định hợp lý khi  $N$  lớn), thì hàm mật độ xác suất của  $(\hat{I} - I)$  được tính xấp xỉ bởi:

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\hat{I}}} \exp\left[-\frac{(\hat{I} - I)^2}{2\sigma_{\hat{I}}^2}\right] \quad (1.29)$$

Lưu ý rằng,  $(\hat{I} - I)$  là biến ngẫu nhiên trung bình không do ước tính của tích phân không bị lệch. Theo đó:

$$\Pr_{\text{note}} \left\{ \hat{I} - I \geq \beta \sigma_i \right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_i} \int_{\beta \sigma_i}^{\infty} \exp \left[ -\frac{t^2}{2\sigma_i^2} \right] dt \quad (1.30)$$

Cùng với đổi biến số  $y = t/\sigma_i$  ta có:

$$\Pr \left\{ \hat{I} - I \geq \beta \sigma_i \right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\beta}^{\infty} \exp \left[ -\frac{y^2}{2} \right] dy = Q(\beta) \quad (1.31)$$

Trong đó  $Q(\cdot)$  biểu diễn hàm Q Gaus.

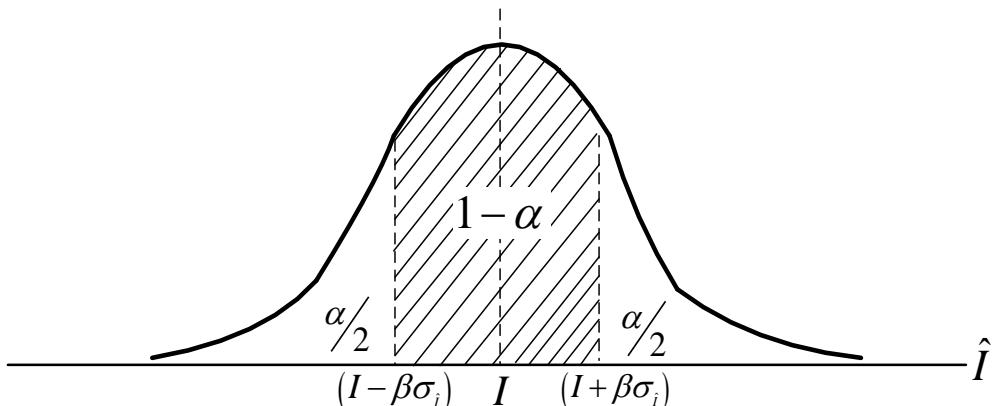
Từ hình 1.10 ta có:

$$\Pr \left\{ \hat{I} - I \geq \beta \sigma_i \right\} = Q(\beta) = \frac{\alpha}{2} \quad (1.32)$$

Vì vậy tìm được  $\beta$  là:

$$\beta = Q^{-1} \left( \frac{\alpha}{2} \right) \quad (1.33)$$

Vì vậy, như được cho ở hình 1.10, xác suất mà ước tính của  $I$  nằm trong khoảng  $I \pm Q^{-1}(\alpha/2) \cdot \frac{\sigma_x}{\sqrt{N}}$  là  $(1-\alpha)$ , trong đó  $\sigma_x$  được cho bởi (1.26). Các đại lượng  $\pm Q^{-1}(\alpha/2) \cdot \frac{\sigma_x}{\sqrt{N}}$  xác định giới hạn trên và giới hạn dưới. Để ước lượng được các đại lượng này, phải xác định được  $\sigma_x$ .



**Hình 1.10 Khoảng tin cậy**

**Với mục đích:** (1) Minh họa phương pháp mô hình hóa và mô phỏng truyền thông vô tuyến; (2) Có được tính liên tục, tính hệ thống về nội dung, kỹ thuật căn bản về truyền thông vô tuyến, cũng là cơ sở nền tảng để ta xét và trình bày về truyền thông vô tuyến băng siêu rộng UWB.

Phụ lục 1B là bộ slide bài giảng về cơ sở kỹ thuật thông tin vô tuyến và đa truy nhập vô tuyến cùng với bộ slide mô hình hóa và mô phỏng các phần tử và hệ thống truyền thông vô tuyến cơ bản điển hình ở mức độ khác nhau.

Tại đây ta minh họa về cách thức mô hình hóa (lập mô hình cơ bản, mở rộng mô hình) và mô phỏng hệ thống truyền thông vô tuyến thông qua tóm tắt hai mô phỏng đơn giản và điển hình là: Sim\_FWC02 và Sim\_FWC03 dưới đây (trích ra từ bộ slide và chương trình mô phỏng trong phụ lục 1B). Trong đó: Sim\_FWC02 là mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN; Sim\_FWC03 là sự mở rộng của mô hình trong Sim\_FWC02 với mục đích đánh giá hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn, vì thế ta đưa thêm khối mã hóa xoắn và giải mã xoắn vào mô hình trong Sim\_FWC02. Ở đây, ta chỉ giới thiệu, tường minh hơn và chi tiết hơn được cho ở slide bài giảng và chương trình mô phỏng kèm theo (từ lý thuyết, tổ chức bài mô phỏng, lập mô hình mô phỏng, Matlab hóa mô hình mô phỏng, thực hiện mô phỏng, phân tích so sánh đánh giá hiệu năng, xác nhận kết quả mô phỏng và tính chính xác của kết quả mô phỏng v.v...).

## **Sim\_FWC02: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN**

### ❖ Mục đích

- ✓ Xây dựng mô hình (mô hình hóa) hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu nhị phân *đối cực và trực giao* trong môi trường kênh AWGN.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết (mô hình toán).
- ✓ Xây dựng mô hình mô phỏng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Mô phỏng phân tích, so sánh và đánh giá hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN:
  - *Định nghĩa và phân tích các tham số đầu vào của chương trình mô phỏng (thiết lập kịch bản mô phỏng);*
  - *Mô phỏng theo từng bước (thiết lập các bước mô phỏng), xác định và thay đổi giá trị của các tham số đầu vào cho chương trình, phân tích ảnh hưởng của các tham số đầu vào lên kết quả mô phỏng;*
  - *Tổng hợp, phân tích, so sánh và đánh giá các kết quả mô phỏng.*
- ✓ Phân tích, tính toán, và mô phỏng so sánh hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu nhị phân *đối cực và trực giao* trong môi trường kênh AWGN.

💡 **Tóm tắt lý thuyết điều chế BPSK (trích ra từ slide bài giảng chương 3 của cơ sở kỹ thuật thông tin vô tuyến):**

## KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ

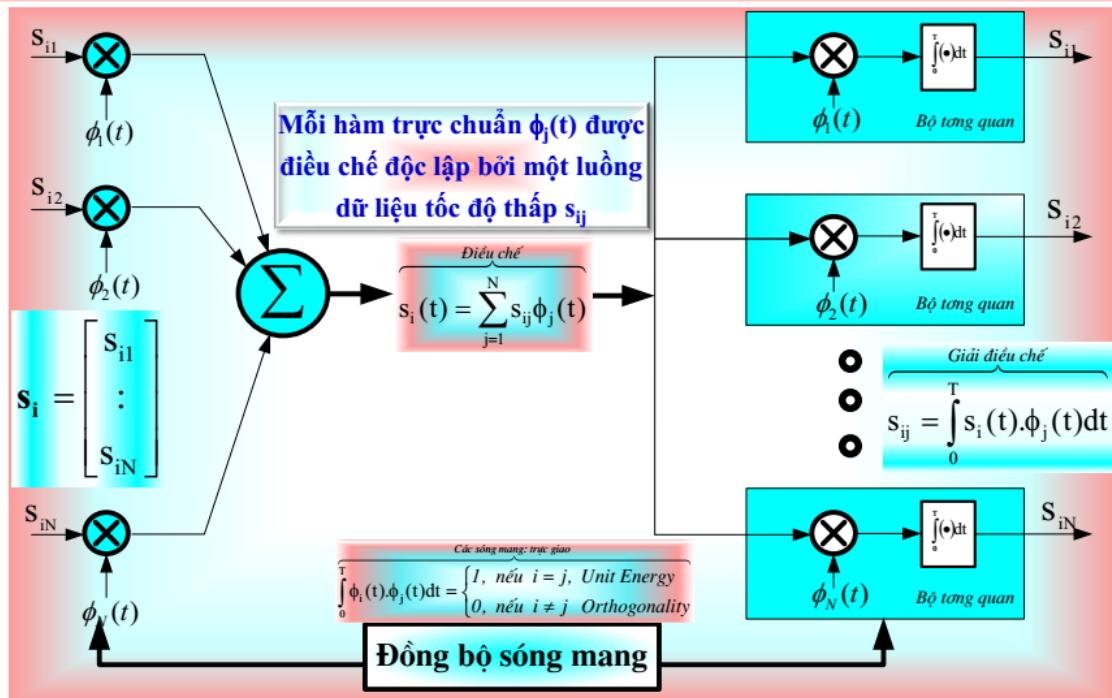
- ❖ **Xây dựng sơ đồ điều chế/giải điều chế trên cơ sở không gian tín hiệu:**
  - ✓ Mô hình hóa quá trình truyền tín hiệu trên cơ sở không gian tín hiệu, các tham số đặc trưng của không gian tín hiệu.
  - ✓ Mô hình hóa quá trình truyền tín hiệu điều chế/giải điều chế trên cơ sở không gian tín hiệu.
  - ✓ Tham số hóa tín hiệu điều chế theo các tham số đặc trưng của không gian tín hiệu.
- ❖ **Nguyên lý hoạt động quá trình điều chế/giải điều chế trên cơ sở không gian tín hiệu:**
  - ✓ Dạng sóng tín hiệu.
  - ✓ Quá trình hình thành không gian tín hiệu: Biểu đồ pha và quá trình chuyên dịch pha tín hiệu
  - ✓ Phổ tần tín hiệu điều chế và quá trình dịch phổ tần tín hiệu.
- ❖ **Tính toán và đánh giá hiệu năng của kỹ thuật điều chế/giải điều chế trên cơ sở không gian tín hiệu:**
  - ✓ Hiệu năng xác suất lỗi ký hiệu trên cơ sở không gian tín hiệu.
  - ✓ Hiệu năng chiếm dụng phổ tần trên cơ sở không gian tín hiệu.
  - ✓ Biểu đồ mắt tín hiệu.
  - ✓ Biểu đồ pha tín hiệu.

Nguyễn Viết Đàm

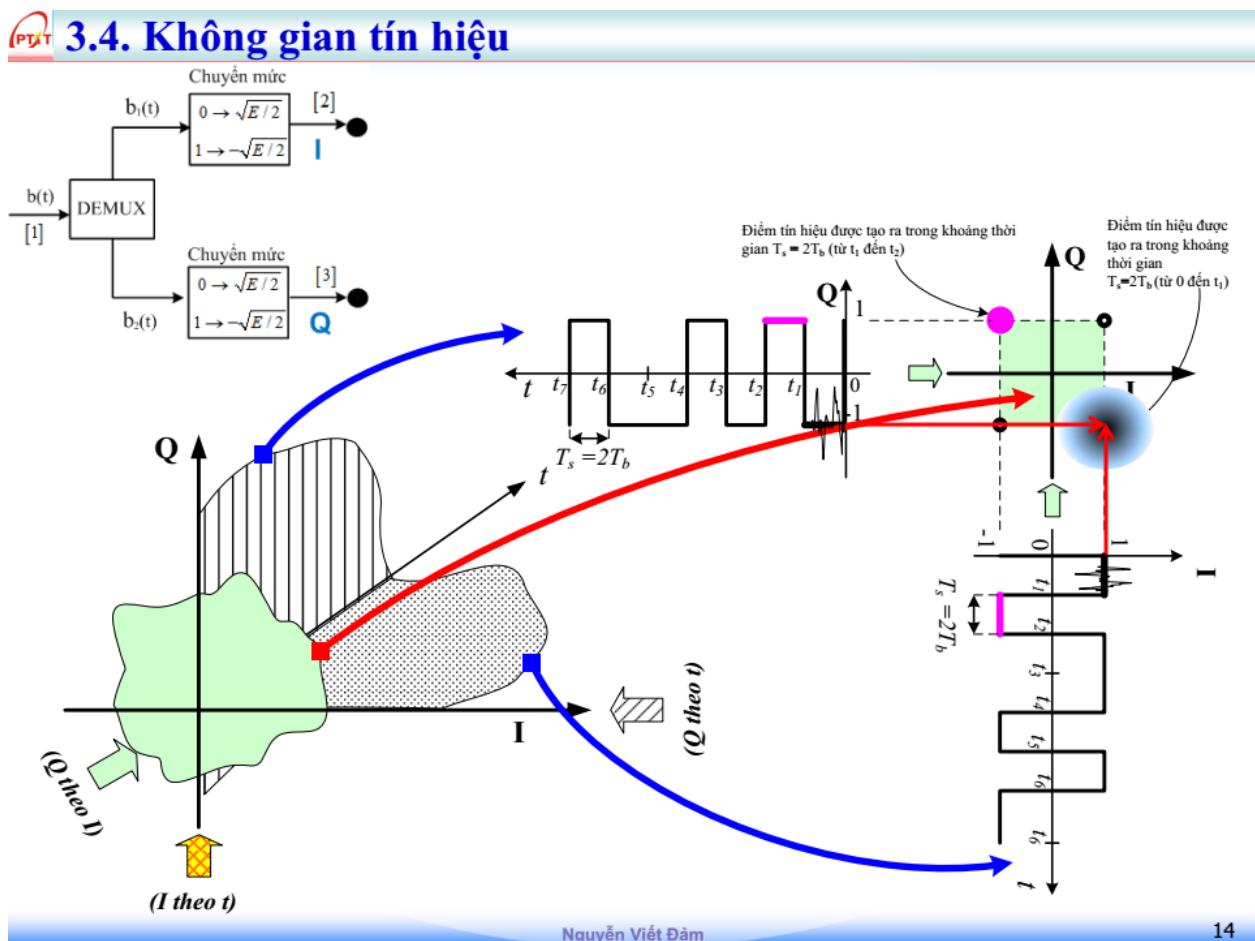
31

- ✓ *Mô hình hóa quá trình phát/thu tín hiệu trên cơ sở không gian tín hiệu*

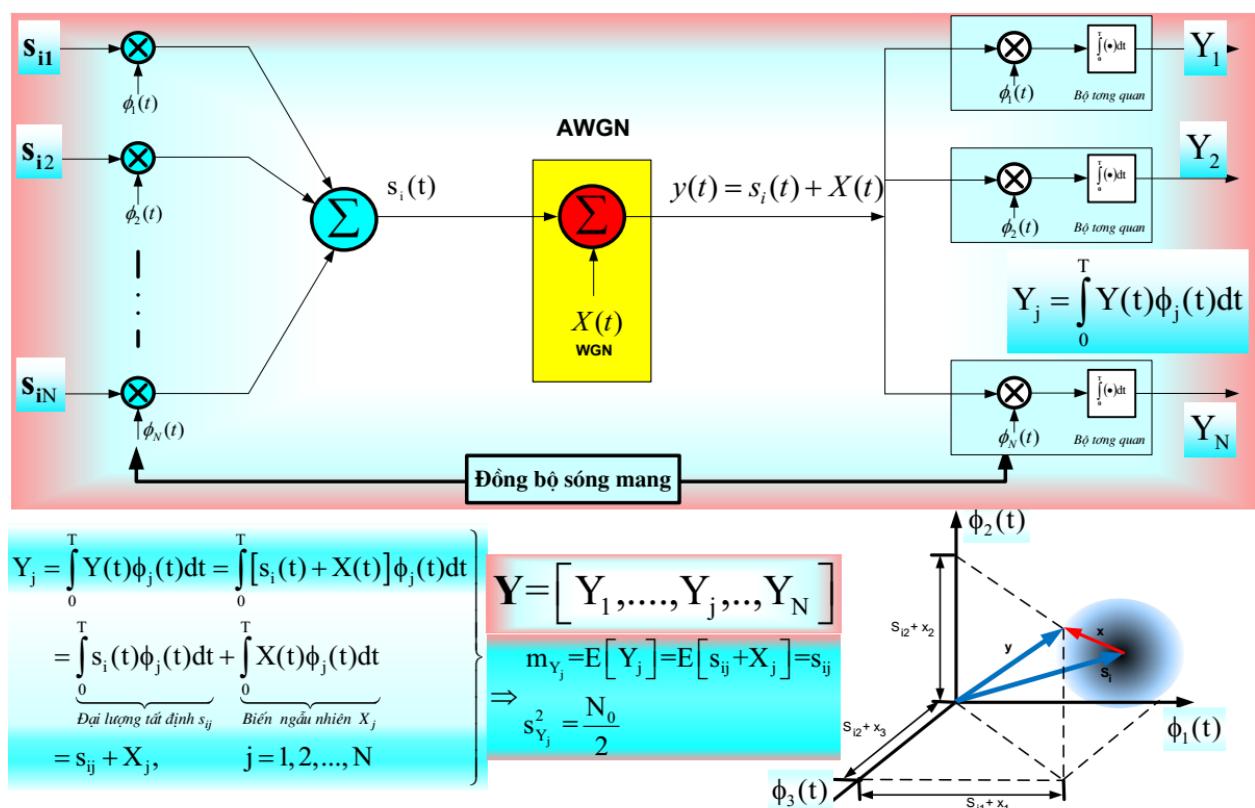
### Mô hình phát/thu tín hiệu: Tạo tín hiệu $s_i(t)$ và khôi phục các hệ số $s_{ij}$ .



$$\begin{aligned} & \text{Điều chế: } s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \phi_j(t); \quad \text{Các sóng mang: Các hàm trực giao chuẩn cơ sở được tạo ra bởi thủ tục Gram-Shmit} \\ & \int_0^T \phi_i(t) \cdot \phi_j(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{nếu } i = j, \text{ Unit Energy} \\ 0, & \text{nếu } i \neq j \text{ Orthogonality} \end{cases} \quad \text{Giải điều chế: Hệ số khai triển và vectơ trong không gian tín hiệu} \\ & s_{ij} = \int_0^T s_i(t) \cdot \phi_j(t) dt; \quad s_i = [s_{i1} \dots s_{iN}] ; \quad i = 1, 2, \dots, M \\ & j = 1, 2, \dots, N \end{aligned}$$



✓ Mô hình hóa tín hiệu và tạp âm (kênh AWGN) trong không gian tín hiệu



✓ **Sơ đồ điều chế/giải điều chế BPSK trong môi trường khen AWGN**

✓ **Biểu thức tín hiệu điều chế**

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^{N=1} s_{ij} \cdot \phi_j(t) = s_{i1} \cdot \phi_1(t) = \begin{cases} s_1(t) = s_{11} \cdot \phi_1(t), & i=1 \\ s_2(t) = s_{21} \cdot \phi_1(t), & i=2 \end{cases}$$

$$= \begin{cases} \sqrt{E_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta), & i=1 \\ -\sqrt{E_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta), & i=2 \end{cases}$$

$$= \sqrt{E_b} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos \left( 2\pi f_c t + \underbrace{(i-1)\pi}_{\theta(t)} + \theta \right), \quad 0 \leq t \leq T_b$$

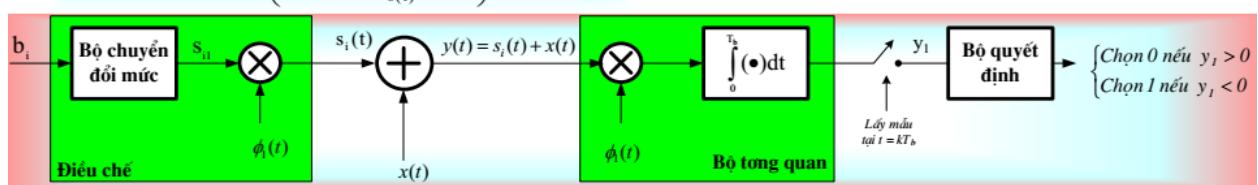
✓ **Không gian tín hiệu**

$M=2$  điểm bản tin:

$$S_i = [s_{i1}], \quad i=1,..,2$$

Không gian tín hiệu 1 chiều ( $N=1$ ):

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta), \quad j=1$$



✓ **Biểu thức tín hiệu giải điều chế**

$$y_1 = \int_0^T y(t) \phi_1(t) dt = \pm \sqrt{E_b} + x_1$$

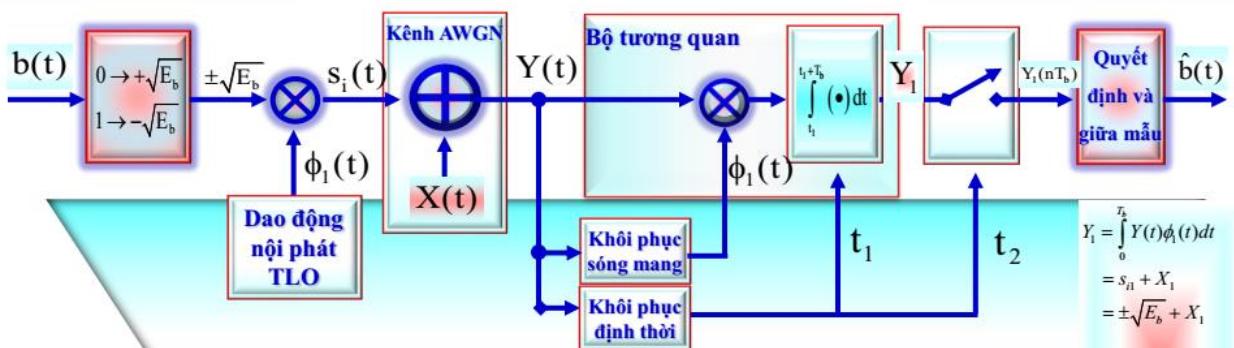
✓ **Hiệu năng**

$$P_e^b \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

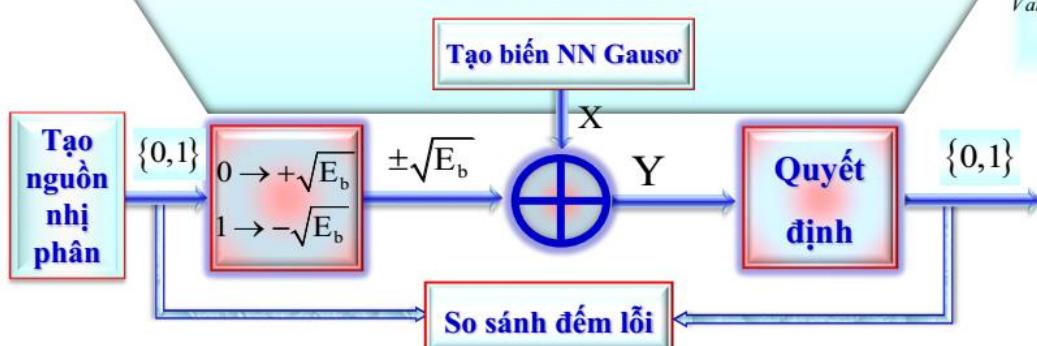
$$\Phi_s(f) = \frac{E_b}{2} \left\{ \text{Sinc}^2[(f-f_c) \cdot T_b] + \text{Sinc}^2[(f+f_c) \cdot T_b] \right\}$$

- ✚ Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường khen AWGN

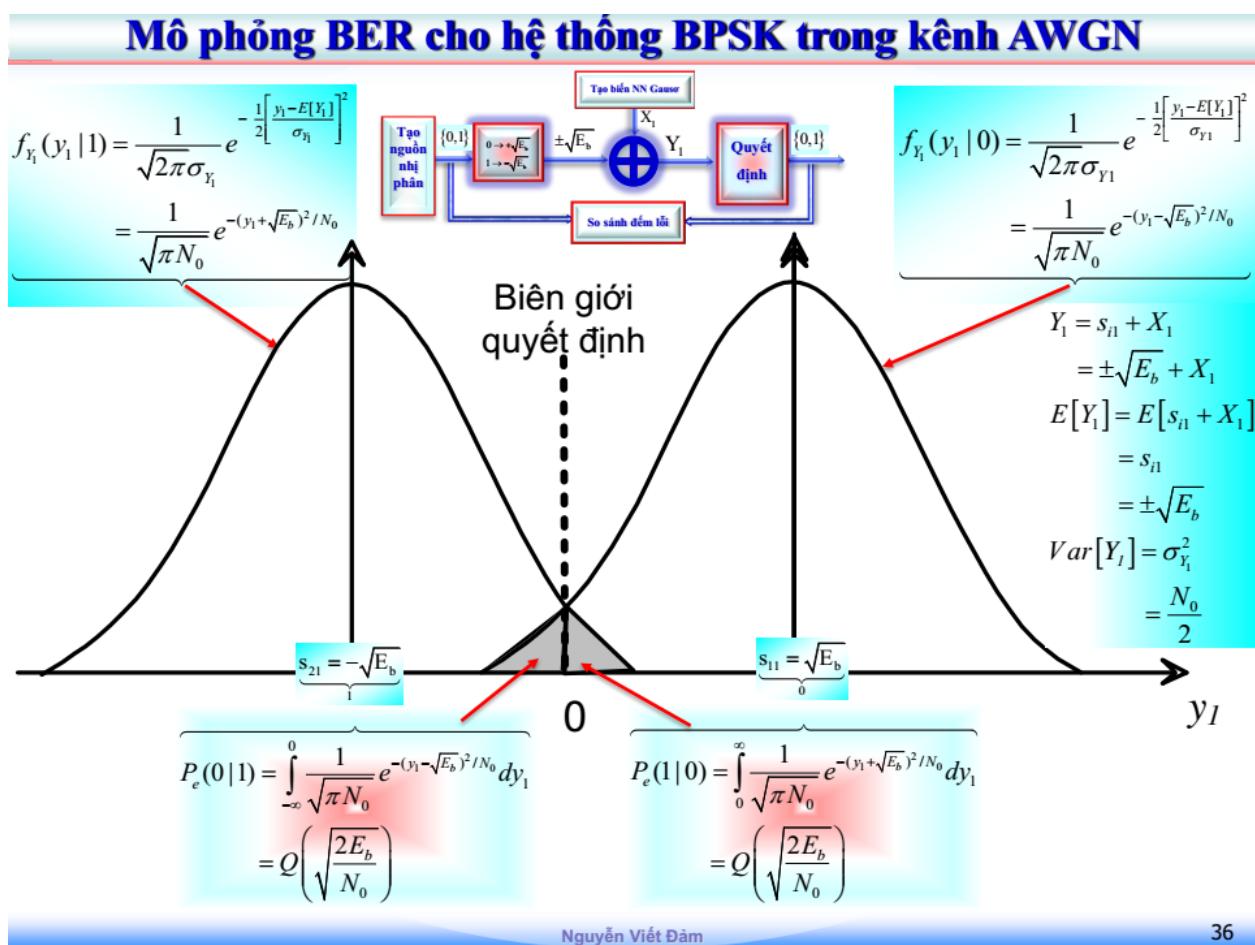
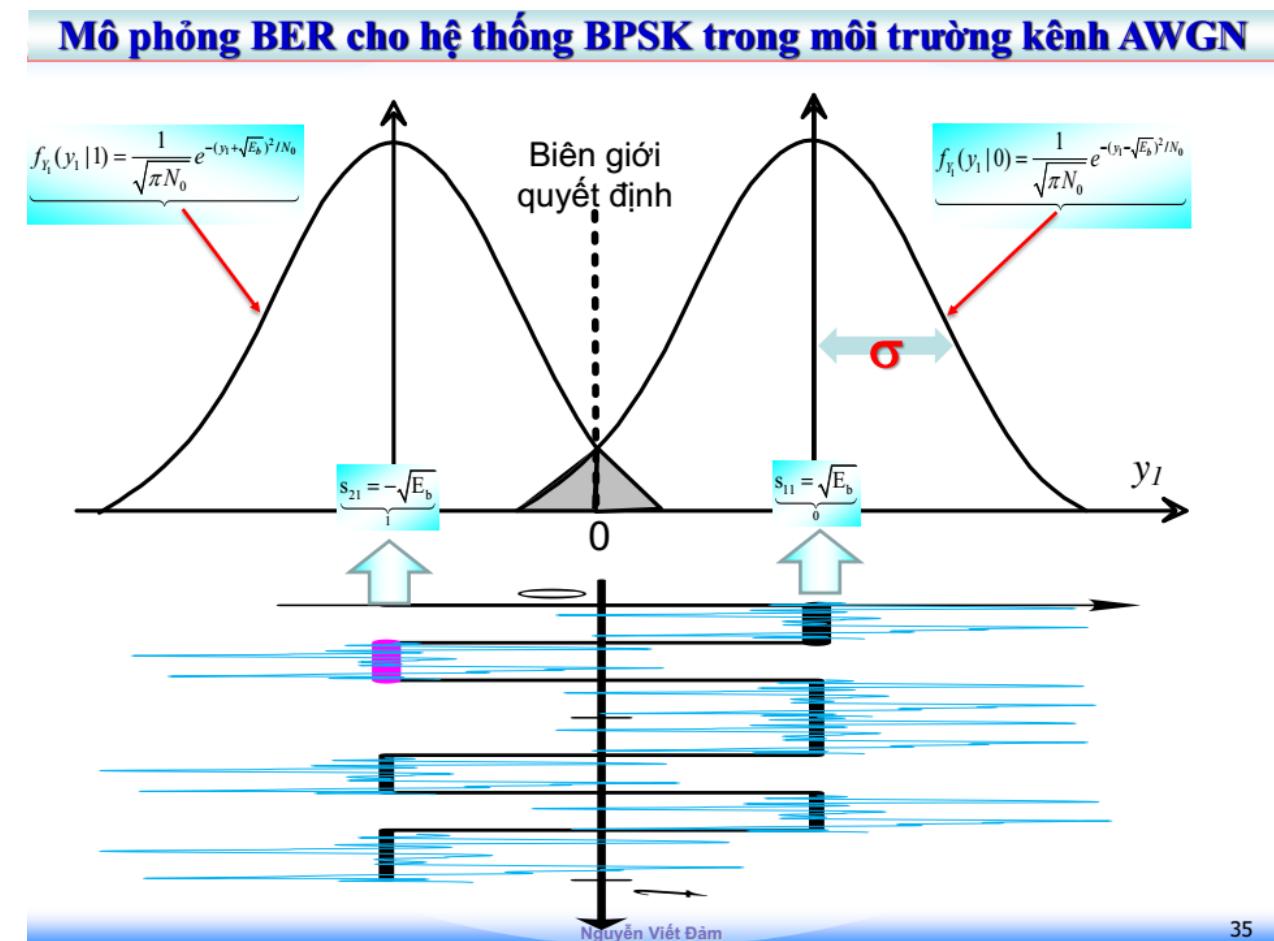
### Mô hình mô phỏng BER cho hệ thống BPSK trong khen AWGN



Hiệu năng hóa hệ thống BPSK trong môi trường khen AWGN trên cơ sở mô hình hóa và mô phỏng trên Matlab



$$\begin{aligned} E[Y_1] &= E[s_{i1} + X_1] \\ &= \pm \sqrt{E_b} + X_1 \\ Var[Y_1] &= \sigma_{Y_1}^2 \\ &= \frac{N_0}{2} \end{aligned}$$



## Mô phỏng BER hệ thống BPSK trong môi trường kênh AWGN

```

SNRindB = 0:1:9;
SNR = 10.^ (SNRindB/10);
Eb = 1;
sgma = Eb./sqrt(2*SNR);
Numbit = 10^5;
% Generation of the binary data source and AWGN channel
temp = rand; % Uniform random variable over (0,1)
if (temp<0.5),
dsource(i)=1; % With probability 1/2 source output is 1
X = sgma(j)*randn(1)
Y = - sqrt(Eb) + X; % 1 with enrry is -sqrt(Eb); AWGN
else
dsource(i)=0; % With probability 1/2 source output is 0
X = sgma(j)*randn(1)
Y = Eb + X; % 0 with enrry is +sqrt(Eb); AWGN
end

```

$$SNR = \frac{E_b}{N_0}$$

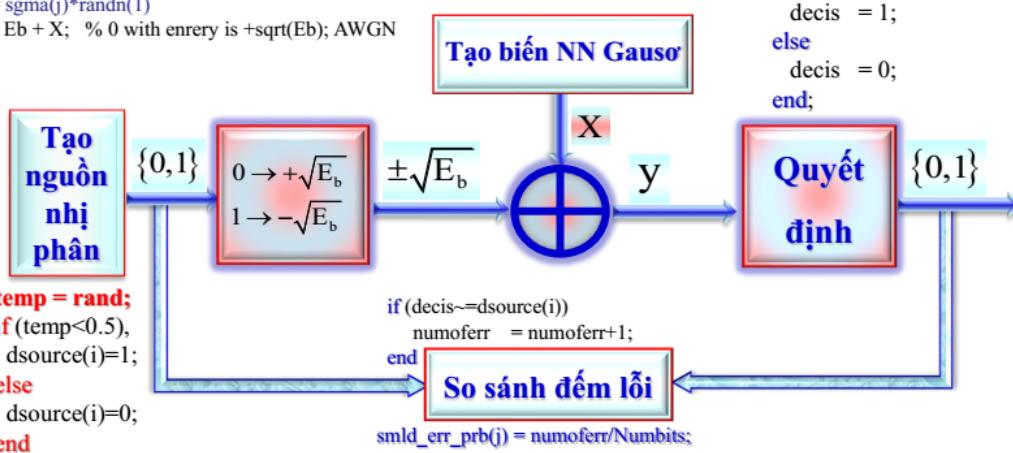
$$Var[n_i] = \sigma^2 = \frac{N_0}{2} \Rightarrow N_0 = 2\sigma^2$$

$$SNR = \left. \frac{E_b}{2\sigma^2} \right|_{E_b=1} = \frac{1}{2\sigma^2} \Leftrightarrow \sigma = \sqrt{\frac{1}{2 * SNR}}$$

```

if (Y<0)
decis = 1;
else
decis = 0;
end;

```



Nguyễn Viết Đàm

37

## Chương trình mô phỏng BER cho hệ thống BPSK trong môi trường kênh AWGN

```

SNRindB = 0:0.5:10; SNR = 10.^ (SNRindB/10); Eb = 1; sgma = E./sqrt(2*SNR); NumBit = 10^7;
for j=1:length(SNR)
    % Theoretical error rate
    theo_Othogonal_err_prb(j) = 0.5 *erfc(sqrt(SNR(j)/2));
    theo_Antipodal_err_prb(j) = 0.5 *erfc(sqrt(SNR(j)));
    % Simulated error rate
    numoferr = 0;
    for i=1:NumBits
        % Generation of the binary data source and Pass AWGN channel
        temp = rand; % Uniform random variable over (0,1)
        if (temp<0.5),
            dsource(i)=1; % With probability 1/2 source output is 1
            X = sgma(j)*randn(1); % Generated Gaussian Random Variable
            Y = - sqrt(Eb) + X; % 1 with enrry is -sqrt(Eb); and pass AWGN channel
        else
            dsource(i)=0; % With probability 1/2 source output is 0
            X = sgma(j)*randn(1); % Generated Gaussian Random Variable
            Y = Eb + X; % 0 with enrry is +sqrt(Eb); and pass AWGN channel
        end
        % detector follows/Decission
        if (Y<0)
            decis(i) = 1; % Decision is '1'
        else
            decis(i) = 0; % Decision is '0'
        end;
        % Comparision for determine error and conter error
        if (decis(i) ~= dsource(i)) % if it is an error, increase the error counter
            numoferr = numoferr+1;
        end;
    end;
    % numoferr= sum(decis ~= dsource);
    smld_err_prb(j) = numoferr/NumBits; % Probability of error estimate;
end

```

$$P_{e\_Orthogonal} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}}\right)$$

$$P_{e\_Antipodal} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}}\right)$$

- ✓ Vẽ lưu đồ thuật toán, đặt lại tên các biến số.
- ✓ Modul hóa các chương trình theo mô hình mô phỏng. Tối ưu hóa chương trình.
- ✓ Sử dụng hàm tic, toc, clock, cputime kiểm tra thời gian chạy chương trình.
- ✓ So sánh thời gian mô phỏng BER và thời gian tính toán BER.

Nguyễn Viết Đàm

38

**Tính toán khảo sát, mô tả BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN**

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{erfc}(u) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-z^2} dz; \\ Q(u) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz \end{aligned} \right\} Q(u) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{u}{\sqrt{2}}\right)$$

Matlab hóa → **function Q = Qfunct(u)**  
Q = 0.5 \* erfc(u/sqrt(2));

**NVD\_D12VT\_BER\_BPSK\_AWGN**

SNRindB	= 0:1:10; % E/N <sub>0</sub>	$P_{e\_Orthogonal} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\text{SNR}/2}\right)$
SNR	= 10.^{(SNRindB/10)};	$P_{e\_Antipodal} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\text{SNR}}\right)$

for i=1:length(SNR)

```
theo_Orthogonal_err_prb(i) = Qfunct(sqrt(SNR(i))); % = 0.5 * erfc(sqrt(SNR(j)/2));
theo_Antipodal_err_prb(i) = Qfunct(sqrt(2*SNR(i))); % = 0.5 * erfc(sqrt(SNR(j)));
```

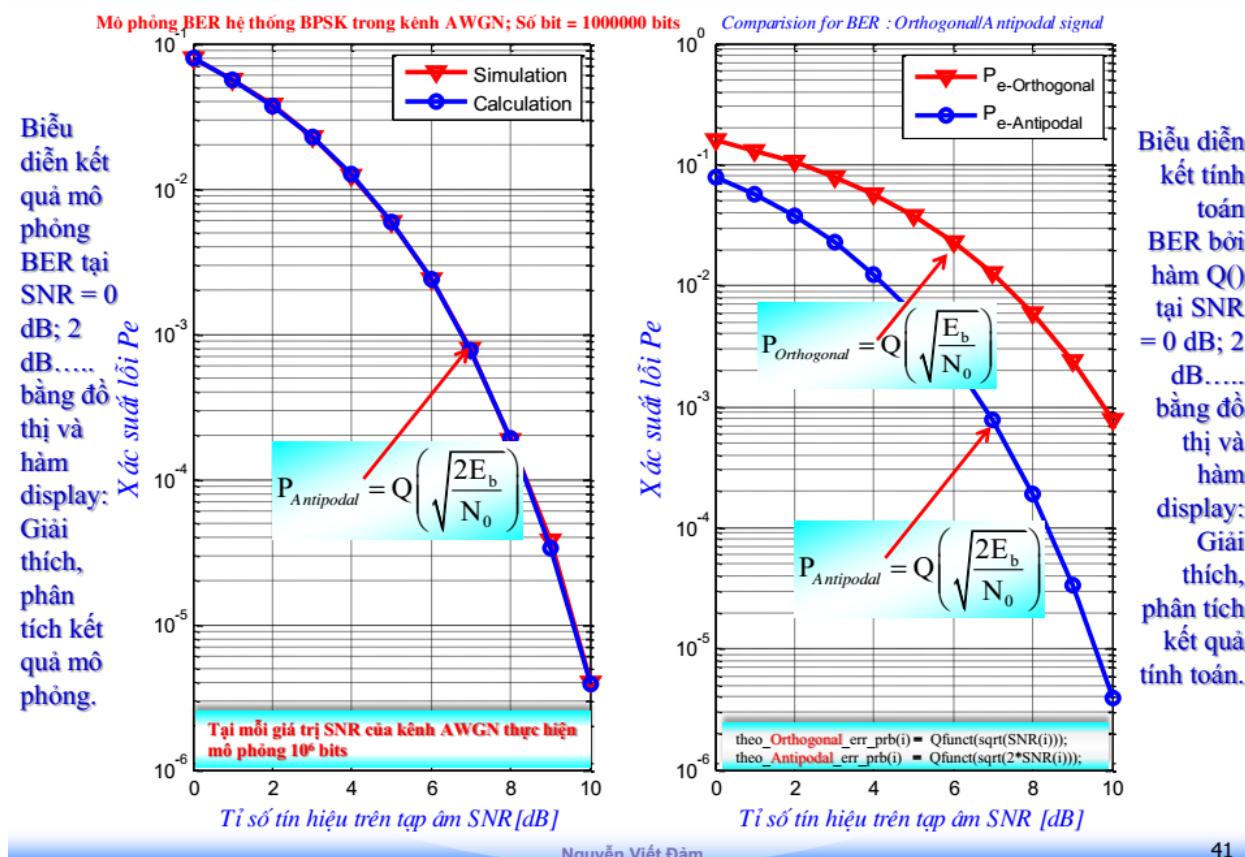
end

### ❖ Kết quả tính toán

SNR (dB)	0	1	2	3	4	5	6	7
BER của trực giao								
BER của đối cực								

✓ Sử dụng các hàm `display()` và `disp()` để hiển thị kết quả ra màn hình, tính toán tra bằng hàm `Q(x)` để so sánh  
 ✓ Vẽ so sánh xác xuất lỗi trên cùng một hình

## Mô phỏng và khảo sát BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN



## Mô phỏng và khảo sát BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN

function y = NVD\_D12VT\_BPSK\_AWGN\_modul

```
SNRindB = 0:1:12; SNR = 10^(SNRindB/10); Eb = 1; sgma = Eb./sqrt(2*SNR); NumBits = 10^7;
```

```
% Theoretical error rate  
theo_Antipodal_err_prb = 0.5 *erfc(sqrt(SNR));
```

$$P_{e\_Antipodal} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{SNR}\right)$$

% Simulated error rate

for j=1:length(SNR)

% Generation of the binary data Block

```
dsource = 0.5*(sign(rand(1,NumBits))-0.5)+1;  
for i = 1:length(dsource)  
    % Pass AWGN channel  
    if dsource(i)==1,  
        X = sgma(j)*randn(1);  
        Y = -sqrt(Eb) + X;  
    else  
        X = sgma(j)*randn(1);  
        Y = sqrt(Eb) + X;  
    end  
    % detector follows/Decission  
    if (Y<0)  
        decis(i) = 1; % Decission is '1'  
    else  
        decis(i) = 0; % Decission is '0'  
    end;  
end;  
smld_err_prb(j) = sum(decis~=dsouce)/NumBits;
```

end

Nguyễn Viết Đảm

- ✓ Vẽ lưu đồ thuật toán, đặt lại tên các biến số.
- ✓ Modul hóa các chương trình theo mô hình mô phỏng. Tối ưu hóa chương trình.
- ✓ Sử dụng hàm tic, toc, clock, cputime kiểm tra thời gian chạy chương trình.
- ✓ So sánh thời gian mô phỏng BER và thời gian tính toán BER.

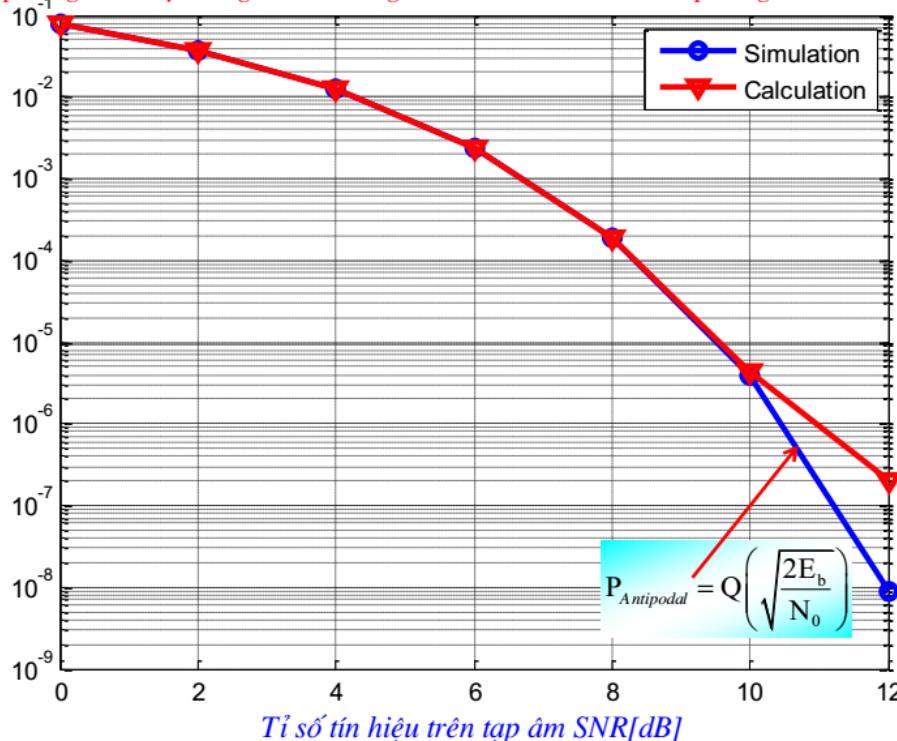
42

- ✓ Minh họa giá trị kỳ vọng và kết quả mô phỏng (tính chính xác của kết quả mô phỏng, so sánh kết quả tính toán và kết quả mô phỏng)

Mô phỏng BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN; Số bit mô phỏng = 10000000 bits

Biểu diễn kết quả mô phỏng BER tại SNR = 0 dB; 2 dB..... bằng đồ thị và hàm display: Giải thích, phân tích kết quả mô phỏng.

Xác suất lỗi  $P_e$



Biểu diễn kết quả BER bời hàm Q() tại SNR = 0 dB; 2 dB..... bằng đồ thị và hàm display: Giải thích, phân tích kết quả tính toán.

Nguyễn Viết Đảm

43

## Sim\_FWC03: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống BPSK sử dụng mã xoắn trong môi trường kênh AWGN

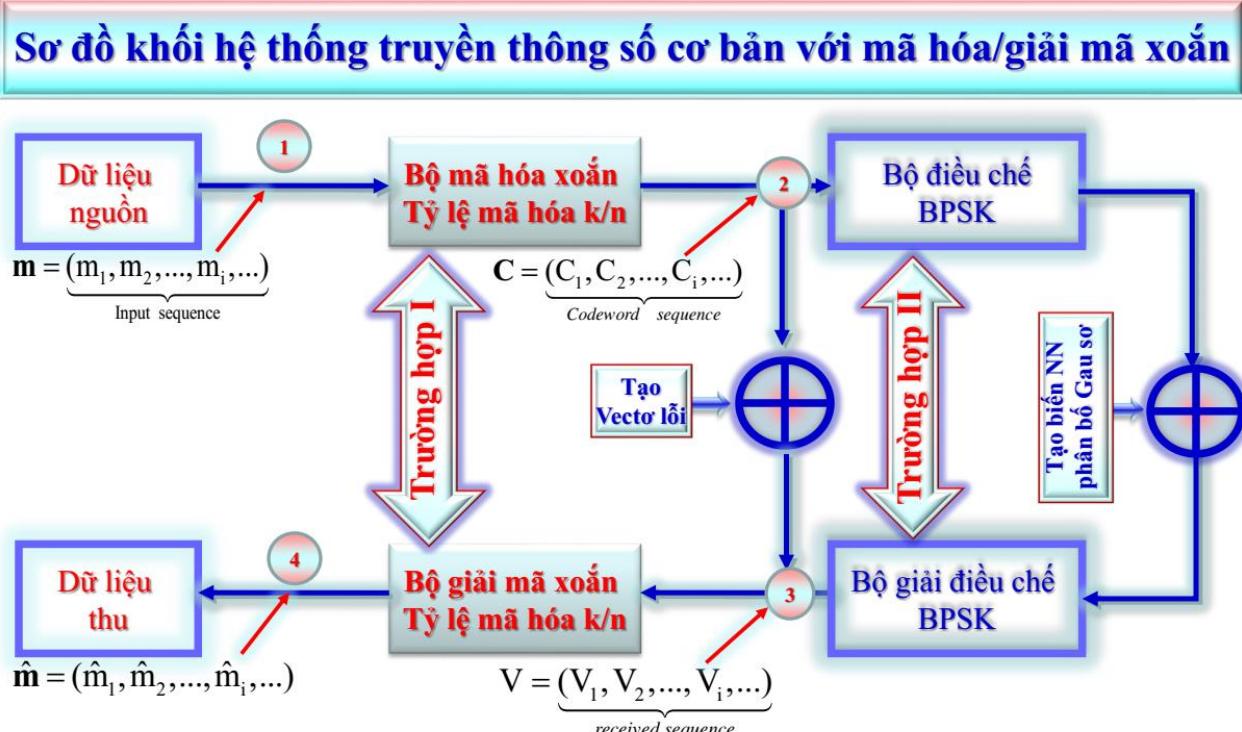
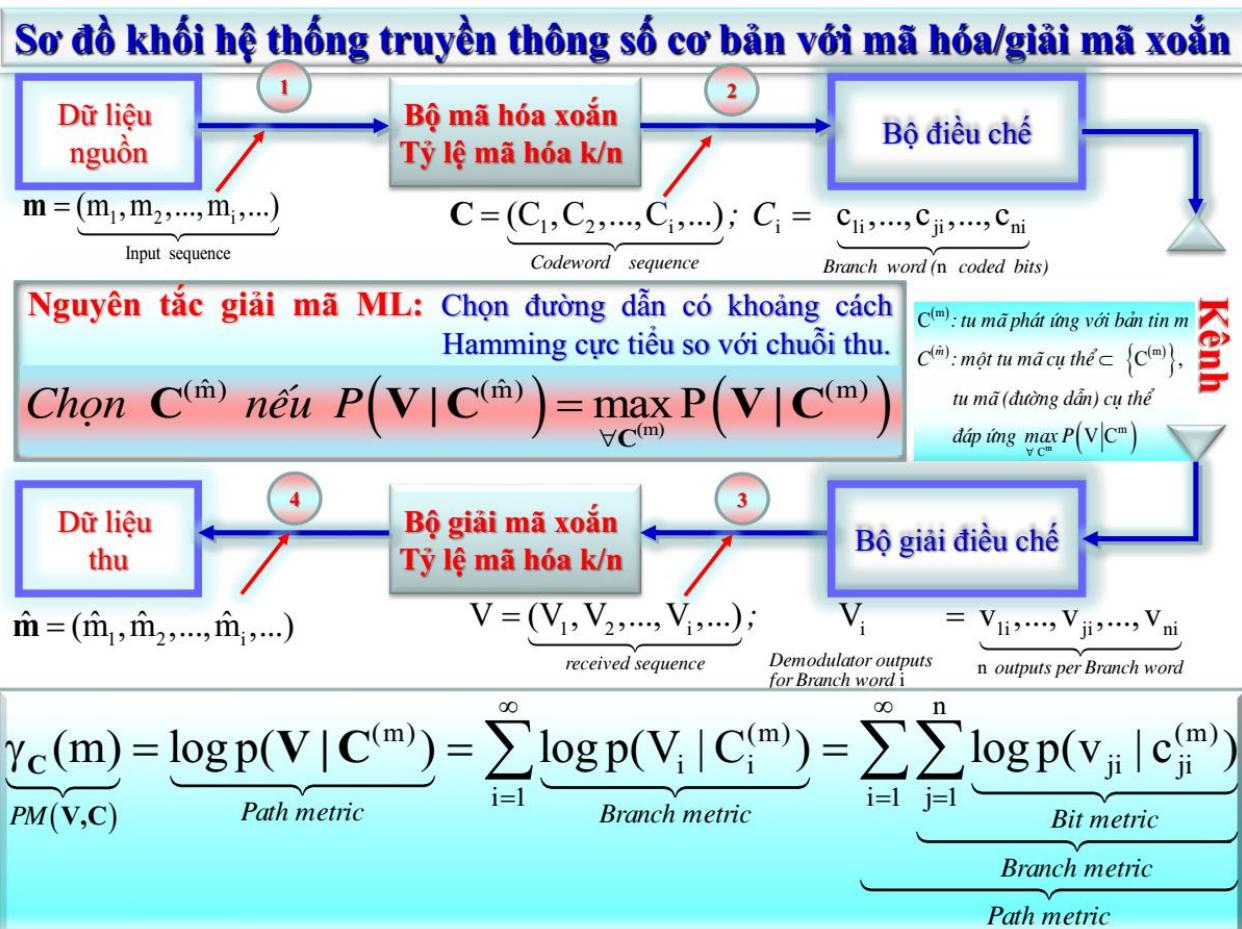
### ❖ Mục đích

Mô hình hóa và mô phỏng BER hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN (mô phỏng hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn).

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Quá trình mã hóa/giải mã xoắn dựa vào biểu đồ lưới; giải thuật giải mã ML và giải mã Viterbi quyết định cứng.
- ✓ Mô hình hóa (xây dựng mô hình) hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Mô phỏng phân tích, so sánh và đánh giá hiệu năng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN (hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn):
  - *Định nghĩa và phân tích các tham số đầu vào của chương trình mô phỏng (thiết lập kịch bản mô phỏng);*
  - *Mô phỏng theo từng bước (thiết lập các bước mô phỏng), xác định và thay đổi giá trị của các tham số đầu vào cho chương trình, phân tích ảnh hưởng của các tham số đầu vào lên kết quả mô phỏng;*
  - *Tổng hợp, phân tích, so sánh nhận xét đánh giá các kết quả mô phỏng: Phân tích hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn bằng cách so sánh kết quả mô phỏng khi có dùng và không dùng mã xoắn.*

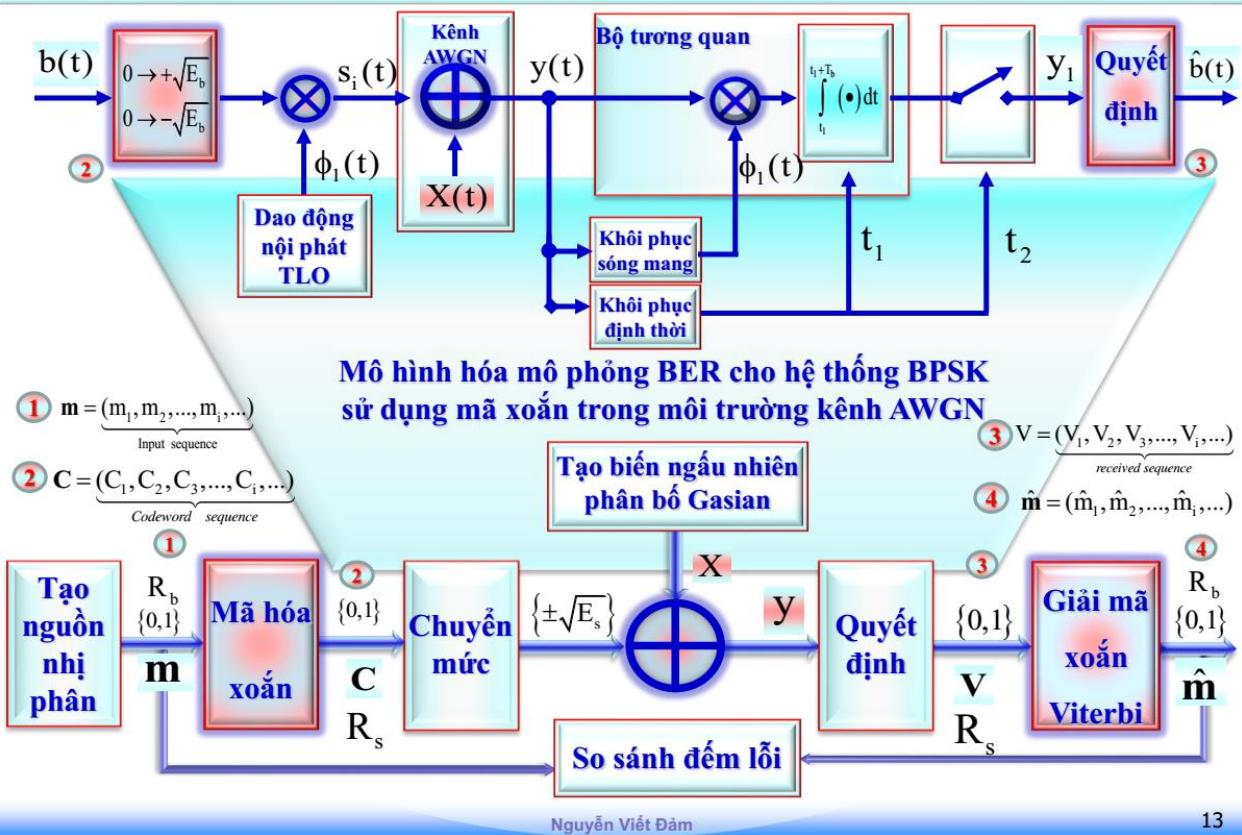
Sim\_FWC03 là **sự mở rộng** của mô hình trong Sim\_FWC02 với mục đích đánh giá hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn, vì thế ta đưa thêm khối mã hóa xoắn và giải mã xoắn vào mô hình trong Sim\_FWC02



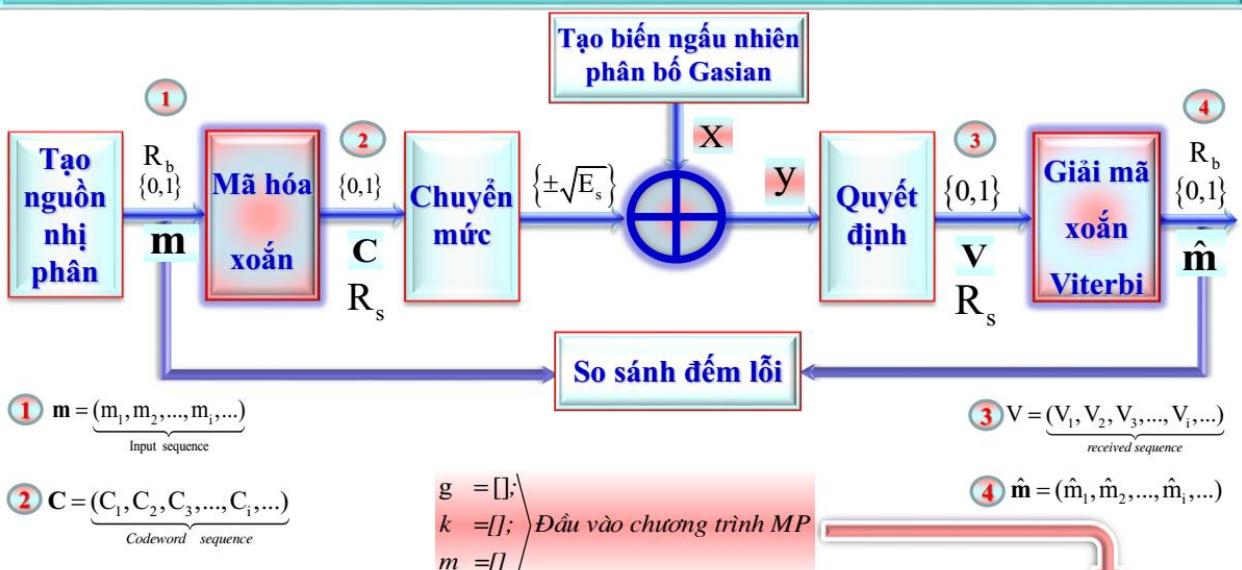
**Trường hợp I:** Mô hình hóa và mô phỏng quá trình mã hóa và giải mã xoắn

**Trường hợp II:** Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng của mã xoắn cho hệ thống BPSK trong môi trường kênh AWGN.

### Mô hình mô phỏng BER hệ thống BPSK sử dụng mã xoắn trong môi trường kênh AWGN



### Mô hình mô phỏng BER hệ thống BPSK sử dụng mã xoắn trong môi trường kênh AWGN



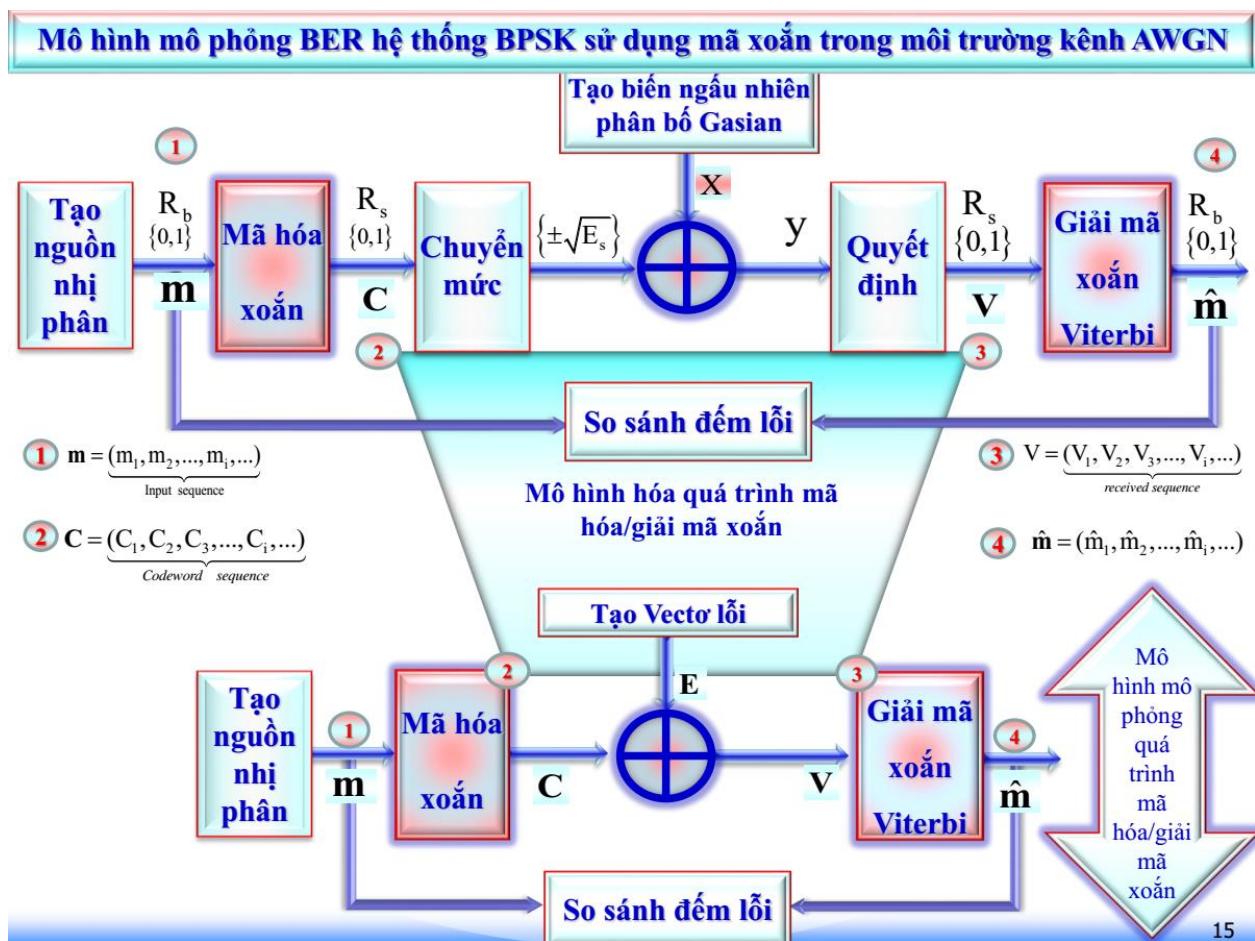
Mã hóa:

$$\mathbf{C} = NVD\_COV\_Encoder(g, k, m)$$

Mô hình kênh: AWGN, chuyển mức và quyết định

Giải mã:

$$\hat{\mathbf{m}} = NVD\_COV\_Dencoder(g, k, V)$$



## Mô hình mô phỏng quá trình mã hóa/giải mã xoắn



Mã hóa:  $C = NVD\_COV\_Encoder(g, k, m)$

Mô hình kênh:  $\mathbf{V} = \mathbf{C} \oplus \mathbf{E}$

Giải mã:  $\hat{m} = NVD\_COV\_Dencoder(g, k, V)$

## Chương trình mô phỏng quá trình mã hóa xoắn/giải mã xoắn Viterbi quyết định cứng

### NVD\_D12VT\_COV\_Encoder\_Decoder

```
g =[];  
k =[];  
m =[];  
E =[];
```

Đầu vào chương trình MP

Mã hóa:  $C = NVD\_COV\_Encoder(g, k, m)$

Mô hình kênh:  $V = C \oplus E$

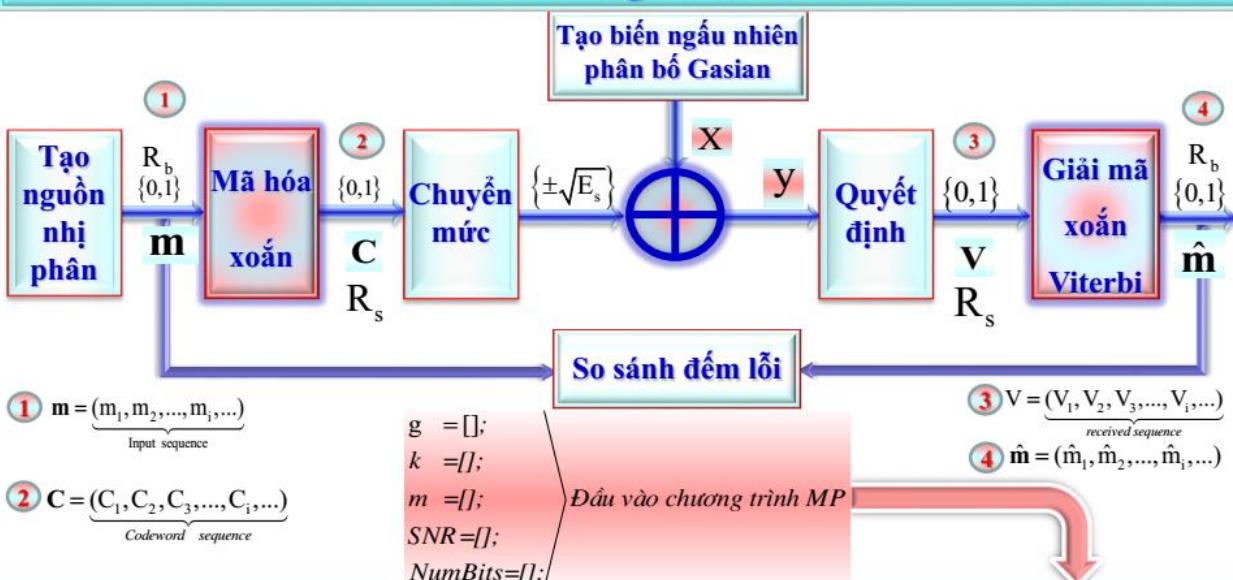
Giải mã:  $\hat{m} = NVD\_COV\_Dencoder(g, k, V)$

Nhập các giá trị tham số đầu vào chương trình mô phỏng theo các ví dụ và bài tập

#### Nhập tham số đầu vào cho chương trình

```
k0      = [] ; % Nhập k bit vào đồng thời  
G       = [] ; % Nhập ma trận tạo mã  
Iput    = [] ; % Nhập khối bản tin  
error_vector= [] ; % Nhập vectơ lỗi  
%% Encoder ======  
Encoder_output      = NVD_COV_Encoder(G, k0, Iput);  
%% Pass channel ======  
channel_out         = xor(Encoder_output, error_vector);  
%% De_encoder ======  
decoder_output       = NVD_COV_Dencoder(G, k0, channel_out);
```

## Mô hình mô phỏng BER hệ thống BPSK sử dụng mã xoắn trong môi trường kênh AWGN



Mã hóa:  $C = NVD\_COV\_Encoder(g, k, m)$

Mô hình kênh: AWGN, chuyển mức và quyết định

Giải mã:  $\hat{m} = NVD\_COV\_Dencoder(g, k, V)$

## Chương trình mô phỏng BER hệ thống BPSK dùng mã xoắn trong môi trường kênh AWGN

```

for j=1:length(SNR)
    numoferr_tot = 0;
    for k=1:Num_Block
        dsource_1 = 0.5*(sign(rand(1,Block_size))-0.5)+1;
        if mode ==2
            dsource = NVD_COV_Encoder(G,k0,dsource_1);
        else
            dsource = dsource_1;
        end
        numoferr_block = 0;
        for i = 1:length(dsource)
            % Pass AWGN channel
            if dsource(i)==1,
                X = sgma(j)*randn(1);
                Y = -sqrt(Eb) + X;
            else
                X = sgma(j)*randn(1);
                Y = sqrt(Eb) + X;
            end
            % detector follows/Decission
            if (Y<0)
                decis(i) = 1; % Decission is '1'
            else
                decis(i) = 0; % Decission is '0'
            end;
        end; % Block_size
        if mode==2
            decoder_output = NVD_COV_Dencoder(G,k0,decis);
        else
            decoder_output = decis;
        end
        numoferr_tot=sum(decoder_output~=dsource_1) + numoferr_tot;
    end;
    smld_err_prb(j) = numoferr_tot/NumBits;
end

```

### NVD\_D12VT\_BPSK\_AWGN\_ChannelCode

$g = [];$   
 $k = [];$   
 $m = [];$   
 $SNR = [];$   
 $NumBits = [];$

*Đầu vào chương trình MP*

*Mã hóa:*  $C = NVD\_COV\_Encoder(g, k, m)$   
*Mô hình kênh:* AWGN, chuyển mức và quyết định  
*Giải mã:*  $\hat{m} = NVD\_COV\_Dencoder(g, k, V)$

48

## Chương trình mô phỏng BER hệ thống BPSK dùng mã hóa xoắn trong môi trường kênh AWGN

### NVD\_D12VT\_BPSK\_AWGN\_ChannelCode

$g = [];$   
 $k = [];$   
 $m = [];$   
 $SNR = [];$   
 $NumBits = [];$

*Đầu vào chương trình MP*

*NVD\_D12VT\_BPSK\_AWGN\_ChannelCode*

*Mã hóa:*  $C = NVD\_COV\_Encoder(g, k, m)$

*Mô hình kênh:* AWGN, chuyển mức và quyết định

*Giải mã:*  $\hat{m} = NVD\_COV\_Dencoder(g, k, V)$

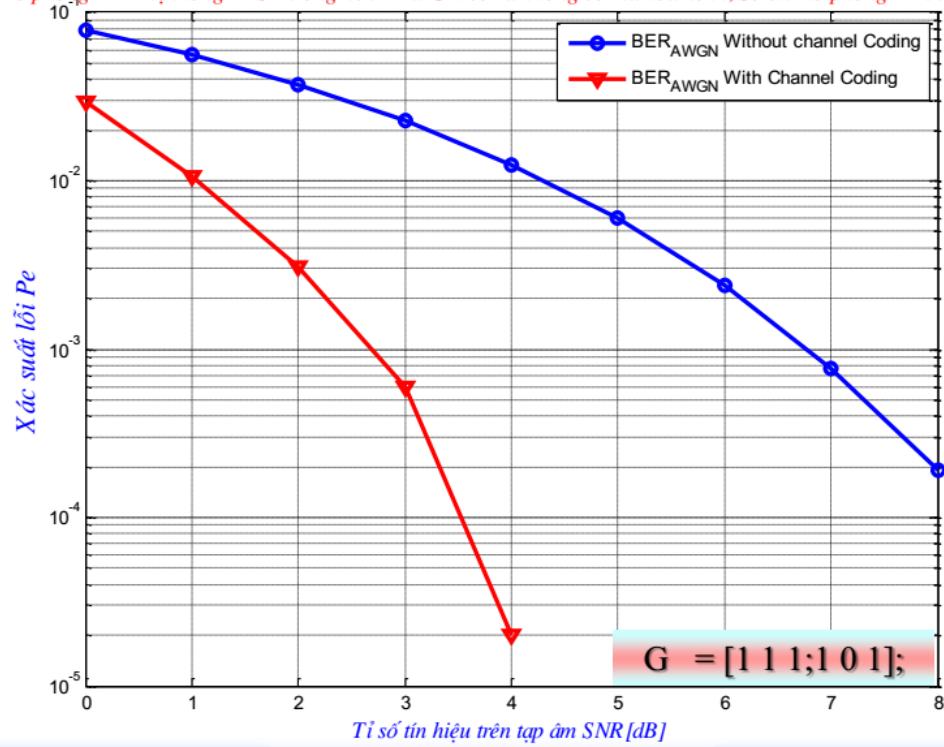
**Lưu ý:** Nhập các giá trị tham số đầu vào chương trình mô phỏng theo các ví dụ và bài tập

Nguyễn Viết Đàm

49

## Mô phỏng BER hệ thống BPSK dùng mã hóa xoắn trong môi trường kênh AWGN

Mô phỏng BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN có và không có mã hóa kênh; Số bit mô phỏng = 200000 bits

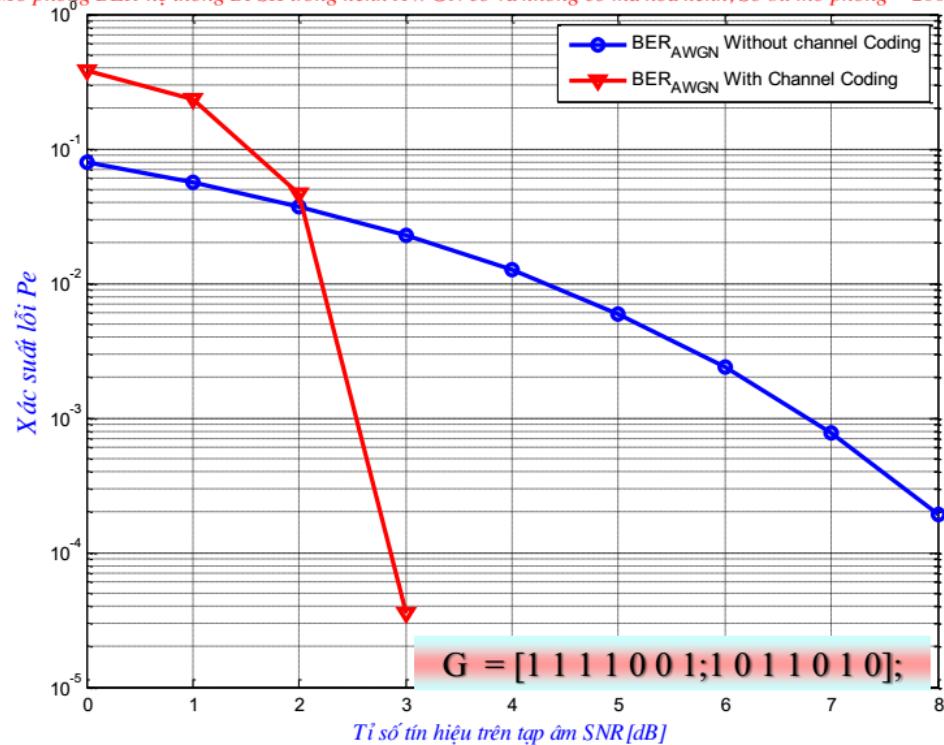


Nguyễn Việt Đàm

50

## Chương trình mô phỏng BER hệ thống BPSK dùng mã hóa xoắn trong môi trường kênh AWGN

Mô phỏng BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN có và không có mã hóa kênh; Số bit mô phỏng = 200000 bits

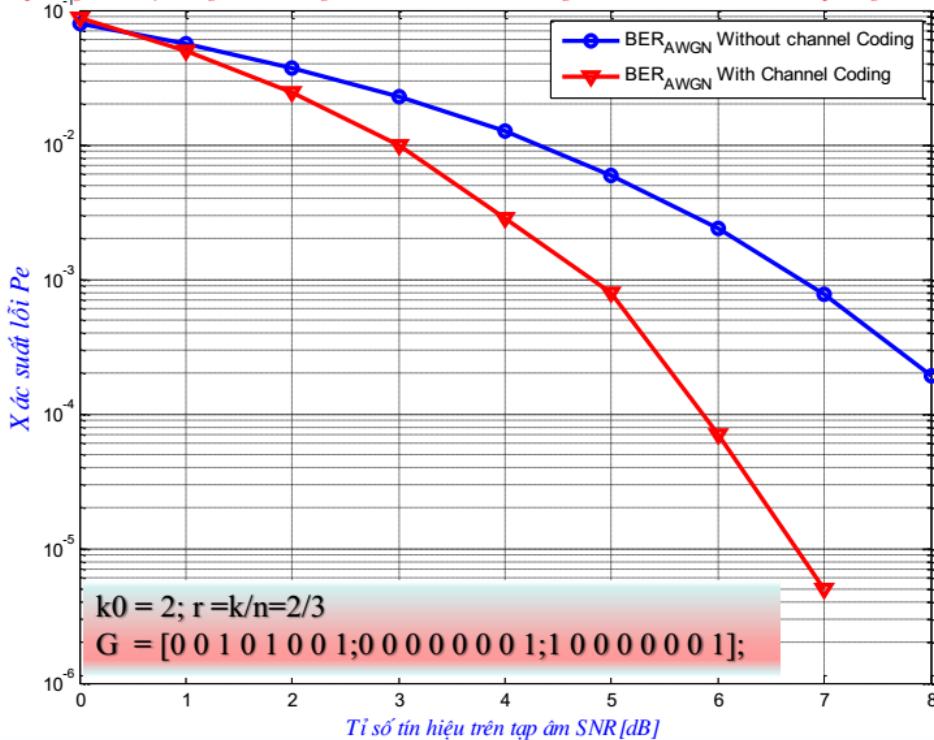


Nguyễn Việt Đàm

51

## Chương trình mô phỏng BER hệ thống BPSK dùng mã hóa xoắn trong môi trường kênh AWGN

Mô phỏng BER hệ thống BPSK trong kênh AWGN có và không có mã hóa kênh; Số bit mô phỏng = 200000 bits



Nguyễn Việt Đàm

52

### 1.5 Tổng kết

Với mục đích mô hình hóa và mô phỏng hệ thống truyền thông vô tuyến UWB trên Matlab, mô phỏng để trực quan hóa nguyên lý hoạt động, mô phỏng để phân tích và đánh giá hiệu năng của hệ thống. Đặc biệt là: với tính ưu việt, ưu điểm, lợi thế, khả năng của mô hình hóa và mô phỏng, ta có được nhìn nhận và phê chuẩn mô hình nghiên cứu. Theo đó, chương này ta đã trình lòc các nội dung then chốt về lĩnh vực mô hình hóa và mô phỏng như: vai trò mô phỏng, phương pháp lập mô hình mô phỏng, phương pháp luận mô phỏng, v.v....

Các khái niệm và nội dung của chương này là tư tưởng chủ đạo để: (1) nhận diện, phân tích, lựa chọn và áp dụng mô hình cũng như tính phù hợp của mô hình được chọn; (2) phân tích và đánh giá kết quả mô phỏng, so sánh kết quả kỳ vọng và kết quả mô phỏng; (3) phân tích, lựa chọn các kỹ thuật xử lý phù hợp với đặc điểm và tính cách của tín hiệu và hệ thống UWB; (4) nhận diện khó khăn thách thức, dự tính mức độ phức tạp cũng như tính khả thi khi triển khai thực tế; (5) dự tính khả năng ứng dụng của truyền thông UWB. Với hệ thống truyền thông vô tuyến UWB, một khi nhận thức thấu đáo về mô hình hóa và mô phỏng, phương pháp luận mô phỏng, kỹ thuật mô phỏng, sẽ giúp ta làm sáng tỏ và lột tả các đặc trưng và tính cách của truyền thông UWB, ví như, tính bao hàm và sự khác biệt của truyền thông UWB.

Thông qua các kỹ thuật then chốt của UWB được trình lòc và được Matlab hóa, các kết quả tính toán và mô phỏng lột tả tính tách và đặc trưng cơ bản của tín hiệu và hệ thống UWB ở dạng hiệu năng hóa các kỹ thuật xử lý và biểu diễn tín hiệu trong miền thời gian và tần số. Ta cần lưu ý rằng, các kết quả tính toán, mô phỏng được trình lòc chỉ là các trường hợp và kịch bản (giá trị của tập các tham số đặc trưng) điển hình. Do bản chất ngẫu nhiên của tín hiệu và hệ thống truyền thông

nói chung và với UWB nói riêng, để đảm bảo mức độ tin cậy và mức độ sát thực, ta nên thực hiện nhiều mô phỏng hơn nữa để phát hiện và nhận diện nhược điểm và tính cách của hệ thống truyền thông UWB trên cơ sở phương pháp luận và kỹ thuật mô phỏng. Từ việc thực hiện mô phỏng nhiều lần, sự thống kê về các kết quả mô phỏng, ta sẽ có được nhìn nhận thấu đáo và toàn diện về nguyên lý hoạt động, đặc điểm và tính cách của hệ thống UWB. Ta nên khai thác tối đa tính modul, tính phân cấp của mô hình hóa và mô phỏng để cải tiến nâng cấp các mô hình và kỹ thuật xử lý được trình bày trong các chương trên cơ sở tái dụng các mô hình và các mã chương trình mô phỏng. Vì thế, ta sẽ thấy rõ tính phù hợp của các kỹ thuật xử lý được chọn cũng như khả năng cộng tác của nó với các kỹ thuật xử lý khác trong việc cải thiện hiệu năng của hệ thống UWB.

## Tín hiệu và tạo tín hiệu vô tuyến băng siêu rộng UWB

### 2.1 Mở đầu

Công nghệ vô tuyến băng siêu rộng UWB (Ultra-Wide Band) được phát triển từ những năm 1960, trong các hệ thống thông tin quân sự. UWB đôi khi còn được gọi là vô tuyến không sóng mang, vô tuyến dạng xung, vô tuyến xung kim IR, hoặc vô tuyến băng gốc do sử dụng phương pháp phát trực tiếp các xung rất hẹp. Hiện tại, công nghệ này được nghiên cứu chủ yếu cho ứng dụng trong thông tin vô tuyến cự ly ngắn (vùng phủ hẹp), với tốc độ truyền dẫn rất cao (lên tới 500 Mbit/s), đặc biệt trong mạng truy nhập cá nhân không dây (WPAN). Hiện tại, Viện thiết kế điện và điện tử (IEEE) là tổ chức tiêu chuẩn chính trong việc đề xuất các tiêu chuẩn liên quan tới lớp vật lý vô tuyến UWB cho hệ thống WPAN. Ngoài ra, còn có rất nhiều các ứng dụng khác của UWB, như trong Radar, thông tin xuyên tường, mạng cảm biến, định vị với độ chính xác rất cao, v.v...

So với các hệ thống vô tuyến hẹp truyền thông, UWB có thể cung cấp tốc độ dữ liệu lớn hơn nhiều. UWB cũng có thể hỗ trợ đa truy nhập. Những tính năng này làm cho UWB đặc biệt phù hợp với các ứng dụng truyền thông đa phương tiện trong WPAN. Nhóm công tác IEEE 802.15.3 đã nghiên cứu sử dụng UWB như là một trong các lựa chọn hợp lý nhất cho lớp vật lý của WPAN. Ở châu Âu, ETSI cũng đẩy mạnh nghiên cứu chuẩn hoá công nghệ UWB, về cơ bản dựa trên nền tảng quy định của FCC. Tháng 7/2002, ITU cũng đã thành lập nhóm chuyên trách ITU-R TG 1/8 có nhiệm vụ nghiên cứu và đề xuất các tiêu chuẩn, khuyến nghị liên quan về UWB.

Về phương diện thiết kế chế tạo sản phẩm, hiện vẫn còn nhiều vấn đề cần giải quyết, đặc biệt là hiệu suất của hệ thống. Việc nâng cao hiệu suất của hệ thống sẽ giúp giải quyết các vấn đề như: Tăng thông lượng của hệ thống; Tăng độ tin cậy; Mở rộng khả năng ứng dụng trong các lĩnh vực của đời sống.

Với ưu điểm không cần giấy phép phổ biến, tốc độ truyền dẫn cao, công suất phát thấp, UWB sẽ là phương tiện kết nối hữu hiệu giữa các thiết bị ngoại vi (thiết bị quan sát, theo dõi, giám sát, điều khiển vận hành, v.v...), thiết bị đa phương tiện... với thiết bị trung tâm, thiết bị di động trong phạm văn phòng hoặc gia đình.

Vô tuyến băng siêu rộng UWB dựa vào việc phát xạ các dạng sóng, được đặc tính hóa bởi độ rộng băng tần năng lượng tức thời lớn hơn khoảng [0,20-0,25]. Trong chương này, ta phân tích nguyên lý độ rộng băng tần năng lượng phân đoạn và định nghĩa vô tuyến băng siêu rộng UWB.

### 2.2 Định nghĩa vô tuyến băng siêu rộng UWB

#### 2.2.1 Độ rộng băng tần phân đoạn

Việc chấp nhận chung thuật ngữ “**băng siêu rộng UWB**” xuất phát từ lĩnh vực radar băng siêu rộng UWB và liên quan với sóng điện từ được đặc tính hóa bởi độ rộng băng tần năng lượng phân đoạn tức thời lớn hơn khoảng [0,20 - 0,25]. Để làm sáng tỏ định nghĩa này, trước hết ta cần phải định nghĩa độ rộng băng tần năng lượng của sóng tín hiệu. Gọi  $E$  là năng lượng tức thời của sóng tín hiệu, độ rộng băng tần năng lượng được xác định bởi tần số  $f_L$  và  $f_H$ , trong khoảng tần số

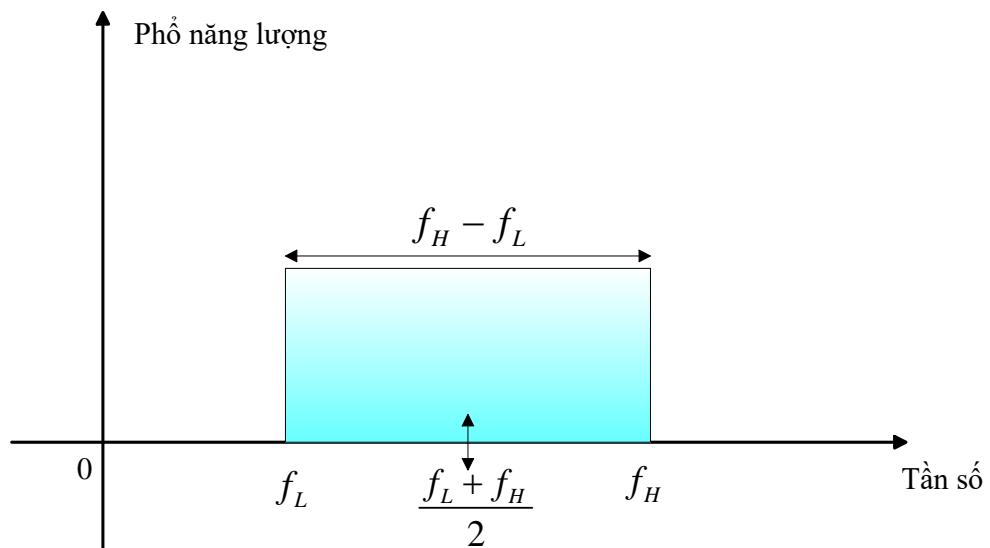
này hầu như năng lượng của sóng nằm trên đó (cỡ 90%). Ta gọi khoảng tần số  $[f_L, f_H]$  là độ rộng băng tần năng lượng, hay băng thông năng lượng (*energy bandwidth*).

Trong lĩnh vực radar, vô tuyến băng siêu rộng dựa vào việc phát xạ sóng được cấu thành từ chuỗi xung có thời gian rất ngắn (khoảng vài trăm  $ps$ ). Trong các hệ thống này, thông tin truyền đi ở dạng chuỗi nhị phân và thông tin của mỗi bit (0 hoặc 1) được truyền đi ở dạng truyền một hoặc nhiều xung theo kiểu lặp lại mã (lặp bit). Việc thể hiện một bit bằng cách phát lặp xung làm tăng mức độ chắc chắn. Nguyên lý truyền dẫn xung được áp dụng cho sơ đồ phát tín hiệu UWB. Người ta mở rộng khái niệm UWB cho các kỹ thuật truyền dẫn liên tục. Trong phần này, ta xét cho tín hiệu dạng xung.

Điều quan trọng ta cần lưu ý là,  $E$  được dùng để biểu thị cho năng lượng tức thời, trong đó nó phải được tính trên khoảng thời gian của một xung. Nếu một bit tương ứng với việc xử lý nhiều xung, thì trong hầu hết các trường hợp  $E$  được dùng để biểu thị năng lượng của toàn bộ các xung đó. Đây là một khái niệm quan trọng: Nếu nhiều xung được sử dụng cho việc truyền dẫn một bit, ta cần định rõ năng lượng của nhóm các xung trong việc quyết định từng bit vì ảnh hưởng của tạp âm lên máy thu phải được ước lượng dựa trên năng lượng được định nghĩa là năng lượng hữu ích của tín hiệu.

Hình 2.1 minh họa khái niệm độ rộng băng tần (băng thông) năng lượng. Ta lưu ý rằng, nếu  $f_L$  là giới hạn dưới và  $f_H$  là giới hạn trên của mật độ phổ năng lượng (ESD), thì tần số trung tâm của phổ được định vị tại  $(f_H + f_L)/2$ . Độ rộng băng tần phân đoạn được định nghĩa là tỷ số giữa độ rộng băng tần năng lượng và tần số trung tâm, được biểu diễn là:

$$FB = \frac{(f_H - f_L)}{\left(\frac{f_H + f_L}{2}\right)} \quad (2.0)$$



**Hình 2.1 Độ rộng băng tần năng lượng**

Nếu độ rộng băng tần phân đoạn lớn hơn [0,20-0,25], thì ta nói tín hiệu đó là tín hiệu băng siêu rộng UWB. Ví dụ, một tín hiệu có độ rộng băng tần năng lượng 2 MHz là tín hiệu băng siêu rộng UWB nếu tần số trung tâm của phổ năng lượng nhỏ hơn 10 MHz. Lưu ý rằng, định nghĩa về tín hiệu UWB chỉ có tính tương đối theo tần số trung tâm.

Thường sử dụng thuật ngữ “*phần trăm độ rộng băng tần*”. Phần trăm độ rộng băng tần chỉ là băng thông (hay độ rộng băng tần) phân đoạn ở đơn vị phần trăm. Ví dụ, một tín hiệu có băng thông năng lượng là 1 MHz và tần số trung tâm là 2 MHz thì phần trăm băng thông là 50%. Nó là tín hiệu băng siêu rộng vì băng thông phân đoạn của nó là 0,50 (lớn hơn giới hạn dưới 0,2 - 0,25).

Cũng có thể sử dụng băng thông tương đối, bằng một nửa giá trị của băng thông phân đoạn. Băng thông tương đối biểu diễn tỷ số giữa một nửa băng thông năng lượng và tần số trung tâm.

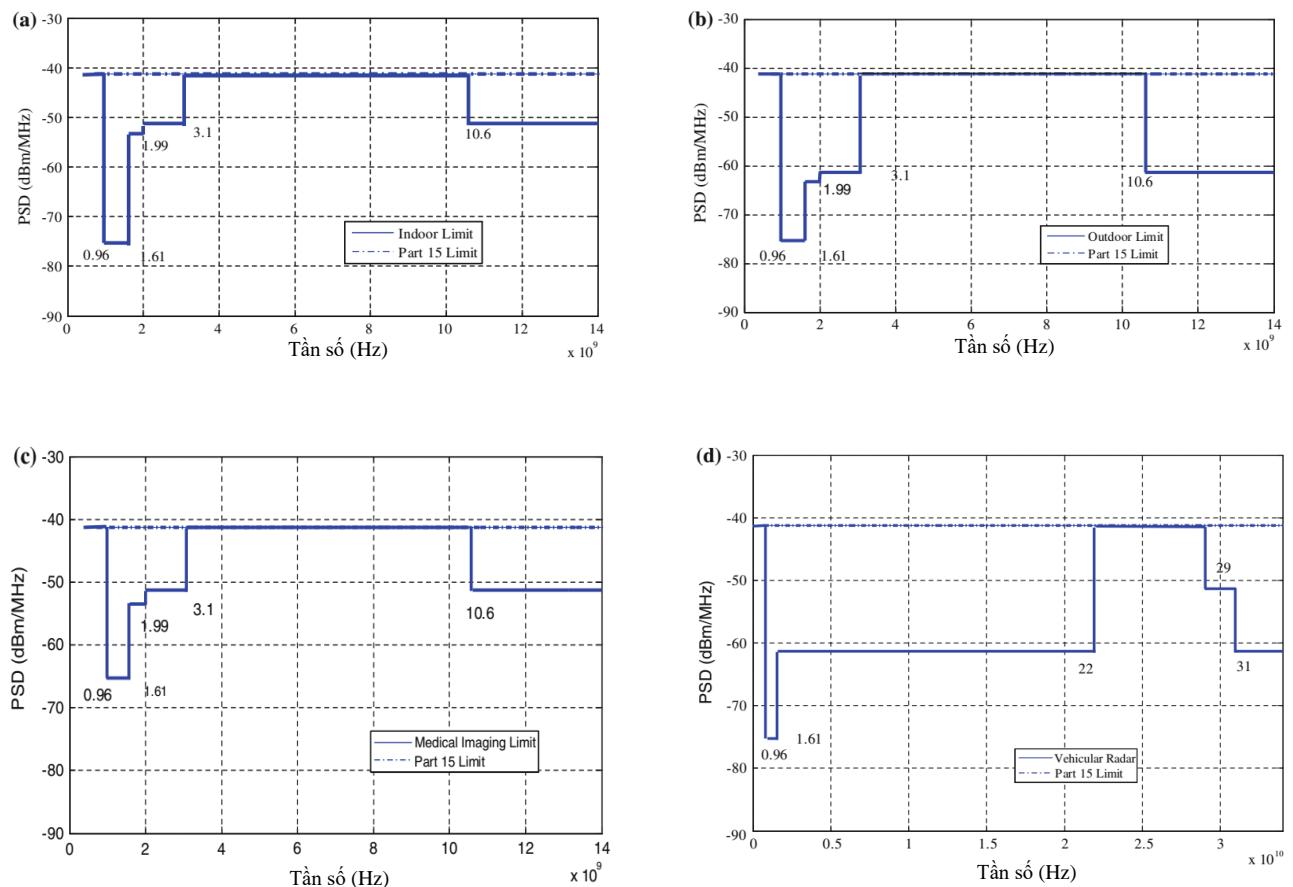
Ngày 14 tháng 02 năm 2002, FCC (Mỹ) đưa ra bản báo cáo đầu tiên và đơn đặt hàng, theo đó cho phép triển khai thương mại công nghệ UWB. Từ đó, hệ thống UWB đã thu hút được nhiều sự quan tâm nghiên cứu và phát triển trên phạm vi toàn cầu. Theo định nghĩa của FCC, UWB là tín hiệu vô tuyến có phổ nằm trong phạm vi từ 3,1 GHz đến 10,6 GHz; năng lượng phát xạ cực đại là -41,3 dBm/MHz (hay 0,5 mW) nếu sử dụng toàn bộ dải tần 7,5 GHz. Mức năng lượng rất thấp này giúp cho UWB không gây nhiễu lên các hệ thống hiện hành (cho dù cùng dải tần), tuy nhiên, lại chỉ có thể ứng dụng với khoảng cách truyền thông ngắn (dưới 100 m). Giới hạn này được FCC đưa ra là chỉ với mục tiêu áp dụng cho các hệ thống UWB trong thị trường thông tin vô tuyến công cộng.

Tồn tại nhiều cách chọn tần số giới hạn dưới  $f_L$  và giới hạn trên  $f_H$ , nó phụ thuộc vào yêu cầu nghiêm ngặt về băng thông được thiết lập. Trong một bản phát hành về các mặt nạ phát xạ tín hiệu UWB của Ủy ban thông tin Liên bang Mỹ (FCC, 2002), thì  $f_L$  và  $f_H$  được đặt là tần số nhỏ nhất và lớn nhất của điểm phát xạ -10 dB (nghĩa là, tại điểm này công suất của tín hiệu giảm 10dB so với công suất đỉnh trong miền tần số). Việc lựa chọn băng thông -10dB (nghĩa là, độ rộng băng tần của tín hiệu được xác định tại ngưỡng -10 dB so với giá trị đỉnh của phổ) so với băng thông -20dB được thiết lập bởi Cơ quan phụ trách các dự án nghiên cứu cao cấp về Quốc phòng Mỹ (DAPRA, 1990), điều này đã được thúc đẩy bởi một thực tế rằng, cho phép phát xạ tín hiệu UWB ở một mức công suất thấp, rất gần với mức sàn tạp âm. Trong các điều kiện này, điểm phát xạ -20 dB không thể đo được một cách tin cậy. Trong các tài liệu của FCC, một tín hiệu được coi là tín hiệu UWB nếu băng thông của nó tại điểm phát xạ -10 dB lớn hơn 500 MHz, mà không cần quan tâm đến băng thông phân đoạn FB. Độ rộng băng tần 500 MHz là nhỏ hơn giới hạn băng thông tối thiểu 1,5 GHz được thiết lập bởi DAPRA. Việc giảm này được thúc đẩy bởi việc dùng băng thông -10 dB hơn là dùng băng thông -20 dB được chấp nhận trong (DAPRA, 1990).

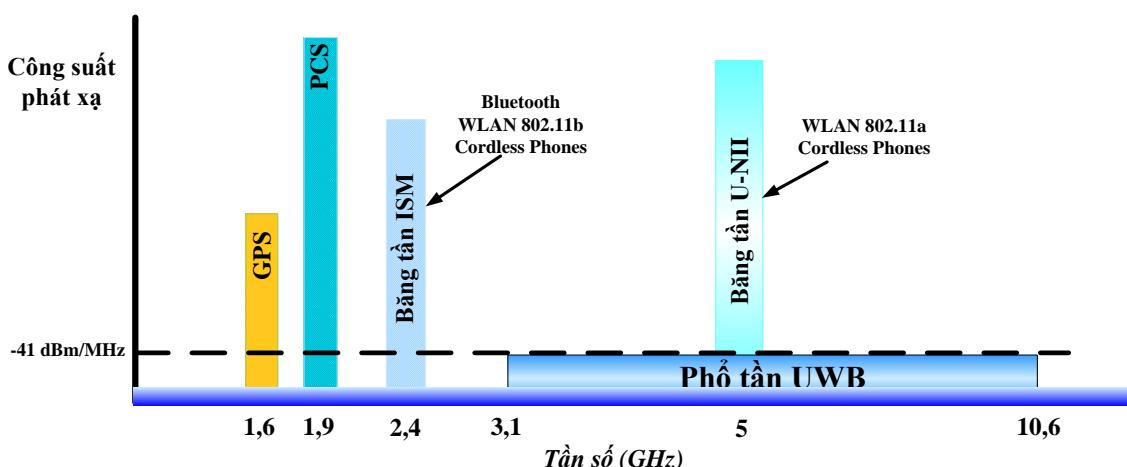
Cũng theo FCC, UWB là tín hiệu vô tuyến có phổ chiếm dải thông -10 dB của ít nhất 500 MHz trong băng tần từ 3,1 GHz đến 10,6 GHz, với công suất phát cực đại -41,3 dBm/MHz (hay 0,5 mW) khi toàn bộ dải tần 7,5 GHz được dùng. Đối với hệ thống UWB, mặt nạ phổ tín hiệu theo FCC được minh họa như trên hình 2.2a, b, c, d.

Báo cáo đầu tiên và các thiết bị UWB phải hoạt động trong dải tần 3,1 đến 10,6 GHz với giới hạn PSD là -41,3 dBm/MHz. Các ứng dụng truyền thông, mặt nạ phát xạ trong nhà và ngoài trời được thể hiện ở hình 2.2 a và hình 2.2b. Chỉ có thiết bị cầm tay là hoạt động ngoài trời. Cả hai trường hợp yêu cầu phát xạ rất nhỏ trong băng tần của hệ thống định vị toàn cầu (GPS). Để bảo vệ cho dịch vụ TV vệ tinh, PCS, và tế bào. Mặt nạ phát xạ ngoài trời có phần nghiêm ngặt hơn, nhằm bảo vệ các dịch vụ này.

Ngoài truyền thông dữ liệu, báo cáo đầu tiên cũng cho phép UWB sử dụng các dịch vụ khác như hình ảnh, radar di chuyển. Một số ứng dụng cho thường dân và thương mại, trong khi đó một số khác cho quân đội. Tương tự như truyền thông dữ liệu, mặt nạ phát xạ được đặc tả cho từng ứng dụng (hình 2.2 c-d).



Mặt nạ phô hệ thống UWB theo quy định của FCC



e) Minh họa phô tín hiệu của hệ thống UWB và các hệ thống hiện hành.

**Hình 2.2** Phô công suất của hệ thống UWB và phô công suất của các hệ thống vô tuyến hiện hànhn điển hình

Các Radar tự động giám thực hiện sát không gian trong vùng lân cận của ô tô. Chúng cung cấp thông tin phản hồi cho lái xe hoặc kích hoạt phanh, nếu không thể tránh được va chạm. Ngoài việc tránh va chạm, nó có thể được dùng trong tuần tra biển, hàng không,... Lưu ý rằng khác với hệ thống UWB, hệ thống Radar tự động hoạt động trong dải tần 22-29 GHz.

Hình 2.2e minh họa tương quan về phổ của tín hiệu UWB và các tín hiệu truyền thông vô tuyến hiện hành. Với mức công suất phát rất thấp, hệ thống UWB sẽ không gây nhiễu lên các hệ thống khác.

Kênh vô tuyến UWB trong nhà chịu ảnh hưởng nghiêm trọng của pha định đa đường chủ yếu do hiện tượng phản xạ sóng điện từ. Tuy nhiên, hệ thống UWB nhờ có băng thông rộng cho phép đưa ra được nhiều phương án giải quyết để hạn chế ảnh hưởng của đa đường. Ví như: sử dụng bộ thu RAKE là một lựa chọn. Bộ thu Rake bao gồm một số nhánh (*finger*) tương quan, từng nhánh xử lý thành phần đa đường một cách độc lập. Khi này, các thuật toán ước lượng kênh có thể được sử dụng để đánh giá các tham số kênh truyền.

Với dải tần dành cho UWB là 7,5 GHz và băng thông của tín hiệu ít nhất là 500 MHz, hệ thống UWB có thể được chia thành hai nhóm, *đơn băng* và *đa băng*.

### 2.2.2 Tín hiệu UWB

Định nghĩa về tín hiệu UWB ở trên thiên về các khái niệm kinh điển trong truyền thông vô tuyến, tín hiệu băng rộng (băng hẹp) khi băng thông của nó lớn (nhỏ) theo tần số sóng mang điều chế. Trường hợp UWB, không có tần số sóng mang điều chế, nên việc tham chiếu là dựa vào tần số trung tâm của phổ tín hiệu. Khi dùng khái niệm UWB trong các hệ thống truyền thông, ta cần lưu ý rằng tín hiệu được tạo thành bởi các xung có khoảng thời gian cỡ  $ns$ .

Ta cũng cần lưu ý rằng, tín hiệu UWB có băng thông rất rộng, chồng lấn lên phổ tần tín hiệu của các hệ thống thông tin vô tuyến khác. Hai vấn đề cần quan tâm xem xét là: (1) hệ thống UWB có thể hoạt động trong điều kiện xuất hiện nhiễu từ các hệ thống khác; (2) nhiễu từ UWB phải không ảnh hưởng quá mức cho phép tới hoạt động của các hệ thống được cấp phép băng tần.

### 2.2.3 Đặc điểm của tín hiệu và hệ thống UWB

Chín đặc điểm của tín hiệu và hệ thống UWB cơ bản xuất phát từ *căn nguyên* xung kim/băng siêu rộng và mức công suất phát thấp của tín hiệu UWB

#### ❖ Công suất phát

Xét máy phát tín hiệu UWB chiếm dụng băng tần 3,1–10,6 GHz, công suất phát tổng trong băng tần này là:  $P = PSD (\text{dBm/MHz}) + 10\log(\text{Độ rộng băng tần MHz}) \Rightarrow P = -41,25 + 10\log(7500) = -2,55 \text{ dBm}$  (hay 0,55 mW). Thật tế, thiết bị UWB chỉ chiếm dụng khoảng (1/5 đến 1/3) vùng phổ tần này, vì vậy công suất phát cỡ (0,1–0,2 mW).

**Ví dụ:** Xét thiết bị UWB đa băng (dùng kỹ thuật Multiband-OFDM) chiếm dụng băng tần 1,5 GHz, (chính xác là 3x528 MHz)  $\Rightarrow$  công suất phát  $P = -41,25 + 10\log(3x528) = -9,25 \text{ dBm}$ . Với thiết bị DS-UWB, hoạt động ở băng tần thấp là 1,75 GHz và băng tần cao 3,5 GHz  $\Rightarrow$  công suất phát tương ứng là:  $P = -41,25 + 10\log(1750) = -8,82 \text{ dBm}$ ;  $P = -41,25 + 10\log(3500) = -5,81 \text{ dBm}$ . Bảng 2.0a so sánh mức PSD của thiết bị UWB với thiết bị WLAN và WCDMA. Từ bảng 2.0a cho thấy, sự khác biệt về PSD giữa thiết bị UWB với thiết bị khác cỡ 60 và 50 dB. Vì vậy, PSD của UWB thấp hơn rất nhiều so với các hệ thống vô tuyến băng hẹp. Mức PSD của UWB thấp so với hệ thống băng hẹp giải thích về sự đồng hoạt động của hệ thống UWB với các hệ thống vô tuyến băng hẹp khác (minh họa ở hình 2.3).

**Bảng 2.0** Các tham số đặc trưng của một số hệ thống vô tuyến điển hình

<b>Bảng 2.0a</b> PSD của một số hệ thống vô tuyến		<b>Bảng 2.0b</b> Các tham số của hệ thống	
Hệ thống vô tuyến	PSD phát (dBm/MHz)	Tham số	Giá trị
WCDMA	18	Công suất phát, $P_T$	-9.25 dBm
WLAN	[7 17]	Tần số trung tâm, $f_c$	4 GHz
Bluetooth 2.0	[-29,20 -15,23]	Hệ số tạp âm, $F_{dB}$	7 dB
UWB	-41,25	Tổn thất thực thi, $I$	3 dB

**Bảng 2.0c** Dự trữ đường truyền đối với ba kịch bản

Tốc độ dữ liệu	100 Mbs	200 Mbs	500 Mbs
Dự trữ đường truyền, M [dB]	5,8	9,8	10,8

### ❖ Dung lượng

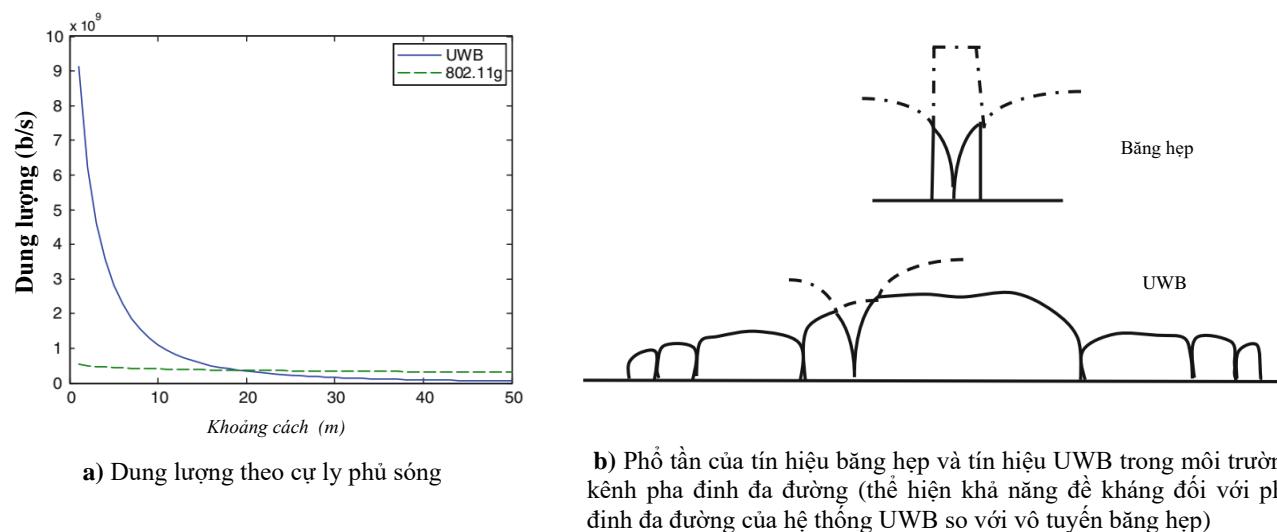
Từ lý thuyết dung lượng kênh Shannon cho thấy quan hệ giữa dung lượng kênh C, tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR, và độ rộng băng tần của tín hiệu B,  $C = B \log_2(1 + SNR)$ . Cải thiện dung lượng bằng cách tăng độ rộng băng tần B hoặc tăng SNR. Quan hệ giữa dung lượng và độ rộng băng tần là tuyến tính, trong khi đó quan hệ giữa dung lượng và SNR là logarit, quan hệ tuyến tính tăng nhanh hơn nhiều so với quan hệ logarit. Vì vậy, với đặc điểm băng siêu rộng của UWB, dung lượng của hệ thống UWB tăng tuyến tính theo sự gia tăng của băng thông.

Dung lượng của hệ thống UWB theo tham số hệ thống được tính bằng cách: Nếu S là công suất tín hiệu thu, N là sòn tạp âm. Ta biểu diễn công suất tín hiệu và công suất tạp âm theo đơn vị dB  $\Rightarrow SNR [dB] = S [dB] - N [dB]$ . Công suất tín hiệu thu tại phía phát là  $S = P_T + G_T - G_R - L - I$ , trong đó  $P_T$ ,  $G_T$ ,  $G_R$ ,  $L$ , và  $I$  lần lượt là công suất phát, độ lợi máy phát, độ lợi máy thu, tổn hao đường truyền và tổn thất thực thi. Tổn hao đường truyền  $L = 20 \log(4\pi d f_c / c)$ , trong đó  $d$  là khoảng cách phát/thu  $f_c$  là tần số trung tâm. Công suất tạp âm  $N = 10 \log(KT) + 10 \log(B) + 10 \log(F)$ , trong đó,  $10 \log(KT) = -174$  dBm/Hz và F là hệ số tạp âm. Cuối cùng ta được,  $SNR_{dB} = P_T + G_T + G_R - L - I - N$ . Chuyển đổi đơn vị và thay vào công thức dung lượng kênh Shannon

$$C = B \log_2(1 + SNR) = B \log_2\left(1 + 10^{\frac{(P_T + G_T + G_R - L - I - N)}{10}}\right)$$

Ta xét hệ thống UWB chiếm dụng băng thông 1500 MHz và dùng anten phát/thu vô hướng. Các tham số của hệ thống được cho ở bảng 2.0b.

Ta so sánh hệ thống UWB với hệ thống WLAN 802.11g ở dạng dung lượng và cự ly phủ sóng. Hệ thống WLAN 802.11g: băng thông của các kênh là 20MHz, tần số trung tâm 2,4 GHz, và công suất phát tối đa 30 dBm. Hình 2.3a so sánh dung lượng giữa hai hệ thống này. Ta thấy rõ, hệ thống UWB cho ta dung lượng cực lớn trong vùng phủ nhỏ.



**Hình 2.3** Minh họa các khả năng, đặc tính, và tính cách của hệ thống UWB

#### ❖ Quỹ đường truyền

Câu hỏi đặt ra là: Truyền thông tốc độ cao của hệ thống UWB khả đạt là bao nhiêu ?. Để được sáng tỏ, ta xét ba kịch bản: (1) 100 Mbit/s @ 10 m; (2) 200 Mbit/s @ 4 m; (3) 500 Mbit/s @ 2 m. Ta giả định hệ thống: chiếm dụng băng thông là 1,5 GHz; công suất phát là -10 dBm; độ lợi anten phát/thu là 0 dBi (anten vô hướng); các giá trị của SNR [với việc hệ thống dùng mã sửa lỗi FEC mạnh] là 4, 5, 6 dB tùy vào tỷ lệ mã hóa kênh của mã sửa lỗi FEC; tổn thất thực thi (do việc lọc không lý tưởng, việc trộn, v.v...) là 3 dB.

Ta xét yêu cầu về cường độ tín hiệu và tổn thất đường truyền tại máy thu theo công suất phát. Độ dự trữ để đối phó pha định đa đường và che chắn,  $M = P_T + G_T + G_R - L - N - \text{SNR} - I$ , trong đó, M, N, và L lần lượt là độ dự trữ, công suất tạp âm, tổn thất đường truyền. Ta biểu diễn công suất tạp âm và suy hao đường truyền,  $N = -174 + 10\log(R) + 10\log(F)$  với R = 100 Mbit/s, 200 Mbit/s, và 500 Mbit/s và hệ số tạp âm F = 7 dB,  $L = 20\log(4\pi d f_c / c)$ ,  $f_c = 2,850$  MHz. Kết quả là, dự trữ đường truyền tính theo các tốc độ dữ liệu khác nhau khi này được cho ở bảng 2.0c. Từ bảng 2.0c cho thấy, mức độ dự trữ cần thiết để đối phó với pha định đa đường che chắn của môi trường truyền sóng trong từng kịch bản.

#### ❖ Khả năng đề kháng với pha định đa đường

Khe phô gây ra bởi pha định đa đường (nghĩa là, mức độ chọn lọc sâu của pha định chọn tần số do truyền sóng đa đường) có thể gây ra mất phô tần của hệ thống băng hẹp, dẫn đến làm suy thoái nghiêm trọng lên hiệu năng của hệ thống băng hẹp. Tuy nhiên, với hệ thống UWB cũng lượng phô tần này là không đáng kể (do băng tần rất rộng của UWB). Vì vậy, hệ thống UWB có khả năng đề kháng tốt đối với pha định đa đường và yêu cầu về độ dự trữ pha định là nhỏ hơn so với hệ thống băng hẹp. Điều này được minh họa ở hình 2.3b.

#### ❖ Khả năng phân giải thời gian

Xung hẹp và mức độ phân giải cao của tín hiệu UWB này sinh ý tưởng về xác định khoảng cách và định vị chính xác. Khả năng này được minh chứng bởi giới hạn dưới Cramer-Rao (CRLB) về sai số định vị (được xét chi tiết ở chương 7), đây cũng là khả năng vượt trội của UWB so với hệ thống vô tuyến băng hẹp. Ví như: tại SNR = 10 dB, băng thông của tín hiệu UWB = 500 MHz, hệ thống UWB khả đạt độ chính xác cỡ 2 cm, trong khi đó đối với hệ thống băng hẹp WLAN,

802.11a/g chiếm băng thông 20 MHz chỉ đạt mức độ chính xác cỡ 50 cm. Mức độ phân giải về thời gian có được bởi tín hiệu UWB là lợi thế nổi trội so với hệ thống băng hẹp. Và đây cũng là lý do cho việc chọn kỹ thuật xử lý tín hiệu ở phía thu như: tương quan, kết hợp tín hiệu và RAKE, v.v...

#### ❖ Hệ số trai phỗ rất lớn

Từ việc phân tích quỹ đường truyền biểu lộ rằng, tốc độ dữ liệu cao là khả đạt tại cự ly ngắn. Hệ thống UWB có hệ số trai phỗ rất lớn (do băng thông rất rộng của nó). Bằng việc trai phỗ rộng dẫn đến giảm chi phí về tốc độ dữ liệu, rất giá trị trong việc thương mại hóa dịch vụ.

#### ❖ Phân bổ phỗ tần không loại trừ nhau

Điển hình là, khi các công nghệ/dịch vụ mới được xác lập, chúng cần được cấp phỗ tần riêng. Chi phí để có được phỗ tần riêng được chuyển vào khách hàng. Tính hấp dẫn của hệ thống UWB là không cần phải phân bổ phỗ tần dành riêng. Về bản chất, UWB là công nghệ nền/chồng (underlay/overlay) phỗ tần. Vì vậy, cho phép nó chia sẻ phỗ tần với người dùng sơ cấp (PU), người dùng được cấp phép phỗ tần.

#### ❖ Truy cập phỗ tần động

Trong phân bổ phỗ tần truyền thông, phỗ tần được phân bổ dành riêng cho dịch vụ cụ thể. Các nghiên cứu đã chỉ ra rằng, phương pháp phân bổ phỗ tần truyền thông dẫn đến nghẽn phỗ và sử dụng phỗ tần không hiệu quả. Mong muốn đem đến cho người dùng thứ cấp (SU) tận dụng phỗ tần không được dùng. Truy cập phỗ tần động (DSA) cung cấp phương pháp cải thiện hiệu quả sử dụng phỗ tần thông qua việc thỏa hiệp của người dùng thứ cấp SU với người dùng sơ cấp PU.

Truy cập phỗ tần động DSA thường được chia thành ba mô hình truy nhập, trong đó mô hình truy nhập phân cấp là phù hợp nhất đối với hệ thống vô tuyến hiện hành trong bối cảnh quy định của FCC. Hàm ý của mô hình truy nhập phân cấp là chia sẻ các băng tần cấp phép của người dùng sơ cấp PU với người dùng thứ cấp SU nhưng vẫn đảm bảo hạn chế nhiễu lên người dùng sơ cấp PU. Truy nhập phân cấp bao gồm hai giải pháp: chồng phỗ (*spectrum overlay*) và lót phỗ hay nền phỗ (*spectrum underlay*). Trong phương pháp chồng phỗ, tồn tại hai loại người dùng: người dùng sơ cấp PU và người dùng thứ cấp SU, người dùng sơ cấp PU được ưu tiên so với người dùng thứ cấp SU, người dùng thứ cấp SU chỉ được chiếm dụng phỗ khi người dùng sơ cấp PU không chiếm dụng ở dạng truy cập phỗ tần. Ngay khi người dùng sơ cấp PU được phát hiện, thì người dùng thứ cấp SU phải hoàn trả phỗ tần này trong khoảng thời gian rất ngắn. Trong phương pháp nền phỗ, người dùng thứ cấp SU chiếm dụng phỗ ở mọi thời điểm nhưng phải có lý lịch phát xạ rất thấp và đảm bảo không gây nhiễu lên người dùng sơ cấp PU. Do lý lịch phát xạ rất thấp, nên ảnh hưởng của người dùng thứ cấp SU lên người dùng sơ cấp PU là bỏ qua được. Kết cục là, trong phương pháp chồng phỗ chỉ các vùng phỗ không dùng được nhắm tới trong khi đó phương pháp nền phỗ nhận được lợi ích về các vùng phỗ không được dùng.

Ta đã xét tín hiệu UWB, các quy định về UWB, cũng như truy cập phỗ tần động DSA. Vấn đề đặt ra đối với ta là, UWB được coi là chồng phỗ hay nền phỗ. Câu trả lời không chỉ phụ thuộc vào định nghĩa tín hiệu UWB mà còn phụ thuộc vào băng tần hoạt động, mức PSD và quốc gia/vùng lãnh thổ cụ thể.

Ở Mỹ, quy định rất rõ ràng, thiết bị UWB được phép hoạt động đồng thời với người dùng sơ cấp PU trong vùng tần số 3,1–10,6 GHz, với điều kiện mức phát xạ dưới ngưỡng -41,3 dBm/MHz. Hiện nhiên là, phương pháp nền phỗ là khả dụng đối với thiết bị UWB. Đáng tiếc, tình thế có phần

không được rõ ràng ở nơi khác. Ví dụ ở Nhật bản, thiết bị UWB có thể hoạt động trên cùng băng tần của người dùng sơ cấp PU miễn là làm việc ở băng tần trên, nên phương pháp nền phổ là khả dụng. Tuy nhiên, khi hoạt động ở băng tần dưới, thì PSD trở thành tham số then chốt. Nếu PSD nằm ở dưới mức ngưỡng  $-70 \text{ dBm/MHz}$ , thì thiết bị UWB có thể hoạt động đồng thời trong băng tần của người dùng sơ cấp. Điều này nằm trong vùng nền phổ. Nhưng nếu,  $-70 \text{ dBm/MHz} < \text{PSD} < -41,3 \text{ dBm/MHz}$ , thì ta phải xử lý theo phương pháp truy nhập theo cơ hội và chòng phổ. Việc phân loại đối với một số quốc gia và vùng lãnh thổ thường được cho ở dạng bảng.

## Sim\_UWB 2.01

Trong phần này, ta mô phỏng để ước lượng đánh giá độ rộng băng tần của tín hiệu tham chiếu. Hai chương trình Matlab được dùng để mô phỏng là: (i) **Prog 2.01** thực hiện tạo xung chữ nhật biên độ bằng 1; (ii) **Prog 2.02** ước lượng và biểu diễn băng thông của tín hiệu.

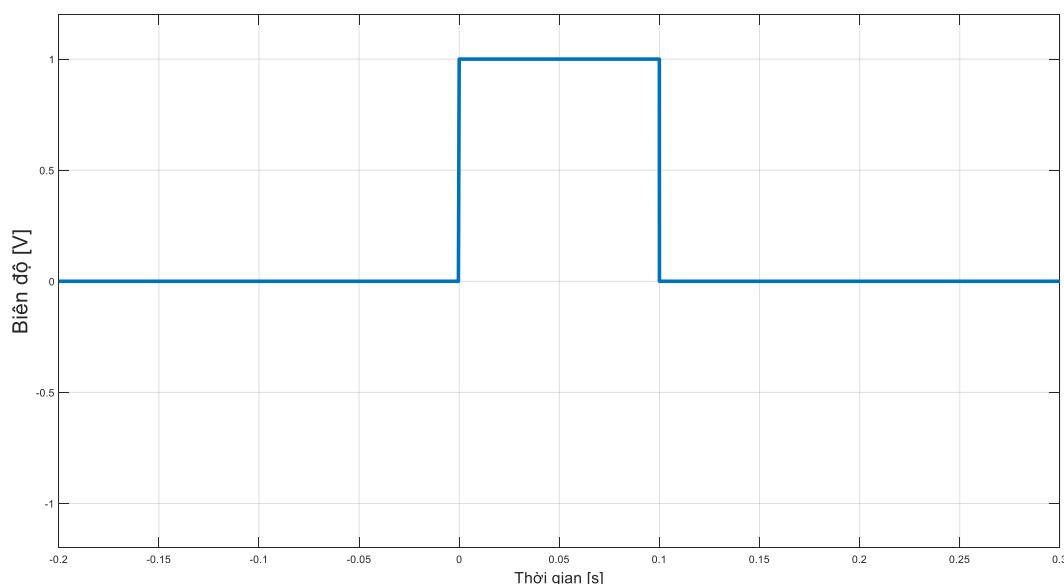
**Prog 2.01** Tạo sóng chữ nhật có khoảng thời gian tiền định và điều chế nó tại tần số vô tuyến. Ta phải thiết trị (thiết lập giá trị) cho các tham số đầu vào ở trong chương trình này gồm: độ rộng xung chữ nhật, *width*; số mẫu để biểu diễn sóng chữ nhật, *points*; tần số mang, *f0*. Chương trình cho ra hai đầu ra: sóng tín hiệu, *signal*; và chu kỳ lấy mẫu, *dt*.

Ta dùng chương trình **Prog 2.01** để tạo hai tín hiệu: vector *rect\_A*, là xung chữ nhật cơ bản có độ rộng  $t=100\text{ms}$ , trong khi đó vector *rect\_B* là tín hiệu được điều chế tại tần số  $f_0=1\text{KHz}$  có đường bao hình chữ nhật cùng độ dài như *rect\_A*. Tín hiệu *rect\_A* được tạo ra bằng cách thiết trị cho các tham số cho chương trình **Prog 2.01** là: *width=1e-1*; *points=10000*; *f0=0*.

Mô phỏng tạo xung chữ nhật hiệu bởi chương trình **Prog 2.01**:

`[rect_A, dt_A] = uwb20101_genrect(width, points, f0);`

Kết quả được được biểu diễn trong hình 2.4.

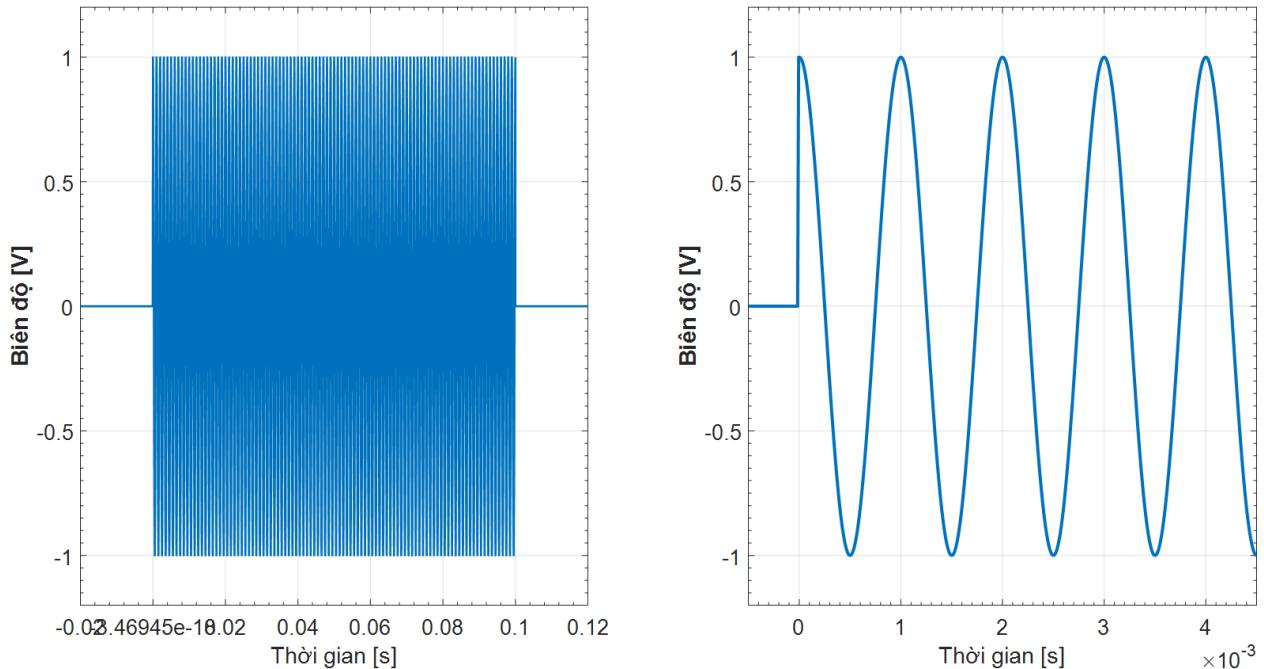


**Hình 2.4** Sóng chữ nhật biên độ đơn vị và độ rộng  $t=100\text{ms}$ , *rect\_A*

Để tạo ra *rect\_B*, ta phải thiết trị cho các tham số trong chương trình **Prog 2.01** như sau: *width=1e-1*; *points=10000*; *f0=1e3*. Thực hiện tạo tín hiệu này là

`[rect_B, dt_B]= uwb20101_genrect(width, points, f0);`

Kết quả được biểu diễn ở hình 2.5



**Hình 2.5** Dạng sóng biên độ đơn vị có độ dài  $t=100\text{ ms}$ ,  $\text{rect\_B}$ , được điều chế bởi sóng sin tại tần số  $f_0=1\text{ KHz}$  (bên trái) và biểu diễn chi tiết của sóng này trên khoảng  $[0-4,5\text{ ms}]$  bên phải

Việc phân tích tín hiệu  $\text{rect\_A}$  và  $\text{rect\_B}$  trong miền tần số được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.02**.

**Prog 2.02** Ước lượng và biểu diễn độ rộng băng tần của tín hiệu đầu vào. Chương trình nhận ba đầu vào gồm: (1) mảng các mẫu biểu trưng cho dạng sóng tín hiệu cần được phân tích trong miền tần số, *signal*; (2) chu kỳ lấy mẫu tương ứng, *dt*; (3) ngưỡng để ước lượng băng thông của tín hiệu, *threshold*. Chương trình trả về 4 đầu ra gồm: (1) mật độ phổ năng lượng ESD một phía của sóng được phân tích, *ss\_E*; (2) giá trị của tần số cao nhất, *f\_high*; (3) giá trị của tần số thấp nhất, *f\_low*; (4) độ rộng băng tần của tín hiệu,  $BW = f_{high} - f_{low}$ . Thực hiện chương trình **Prog 2.02** bằng cách:

`[ss_E, f_high, f_low, BW]= uwb20102_bandwidth(signal, dt, threshold);`

Dưới đây, ta sử dụng chương trình **Prog 2.02** để ước lượng băng thông của tín hiệu  $\text{rect\_A}$  và  $\text{rect\_B}$ . Với  $\text{rect\_A}$  (tín hiệu băng gốc), ta có thể ước lượng băng thông tại  $-3\text{ dB}$  và băng thông tại  $-10\text{ dB}$ .

Trường hợp thứ nhất, ngưỡng  $-3\text{ dB}$ :

$$\text{width} = 1\text{e-1};$$

$$\text{points} = 10000;$$

$$f0 = 0;$$

`[rect_A, dt_A]=uwb20101_genrect(width, points, f0);`

$$\text{threshold} = -3;$$

`[ss_E, f_high, f_low, BW] = uwb20102_bandwidth(rect_A, dt_A, threshold);`

Kết quả là

Độ rộng băng tần	= 6.000000 [Hz]
Tần số cao	= 6.000000 [Hz]
Tần số thấp	= 0.000000 [Hz]

Trường hợp thứ hai, ngưỡng -10dB:

```

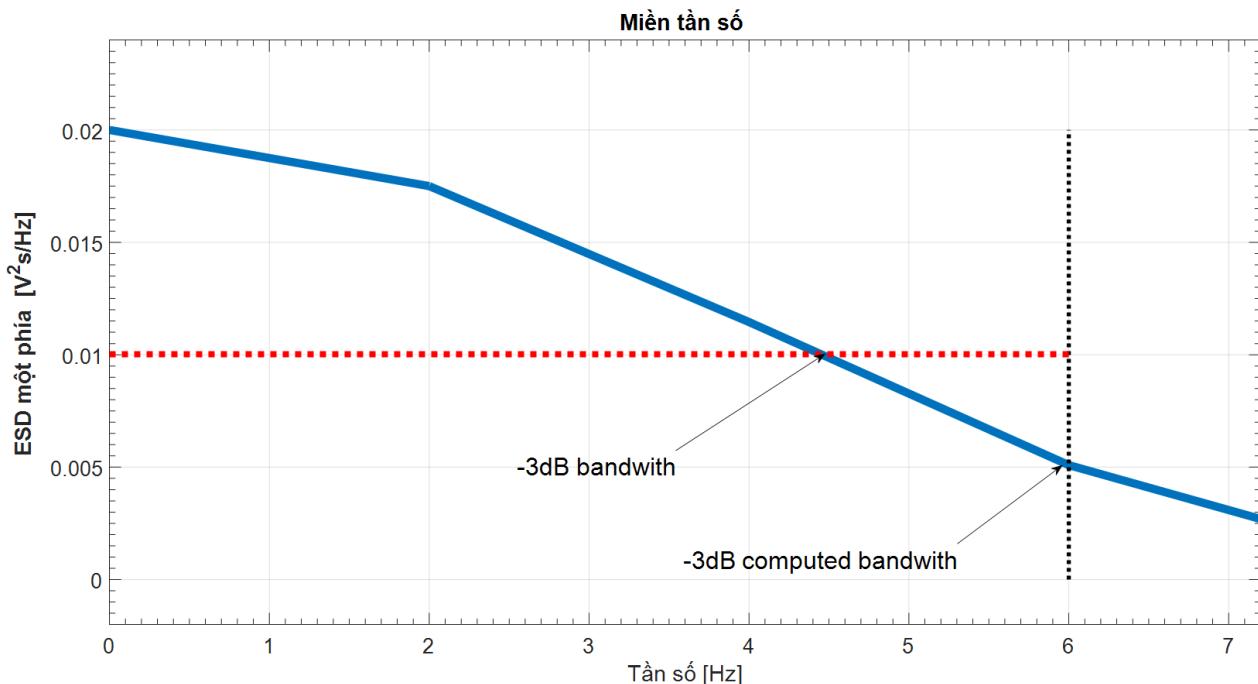
width      = 1e-1;
points     = 10000;
f0         = 0;
[rect_A, dt_A]=uwb20101_genrect(width, points, f0);
threshold   =-10;
[ss_E, f_high, f_low, BW] = uwb20102_bandwidth(rect_A, dt_A, threshold);

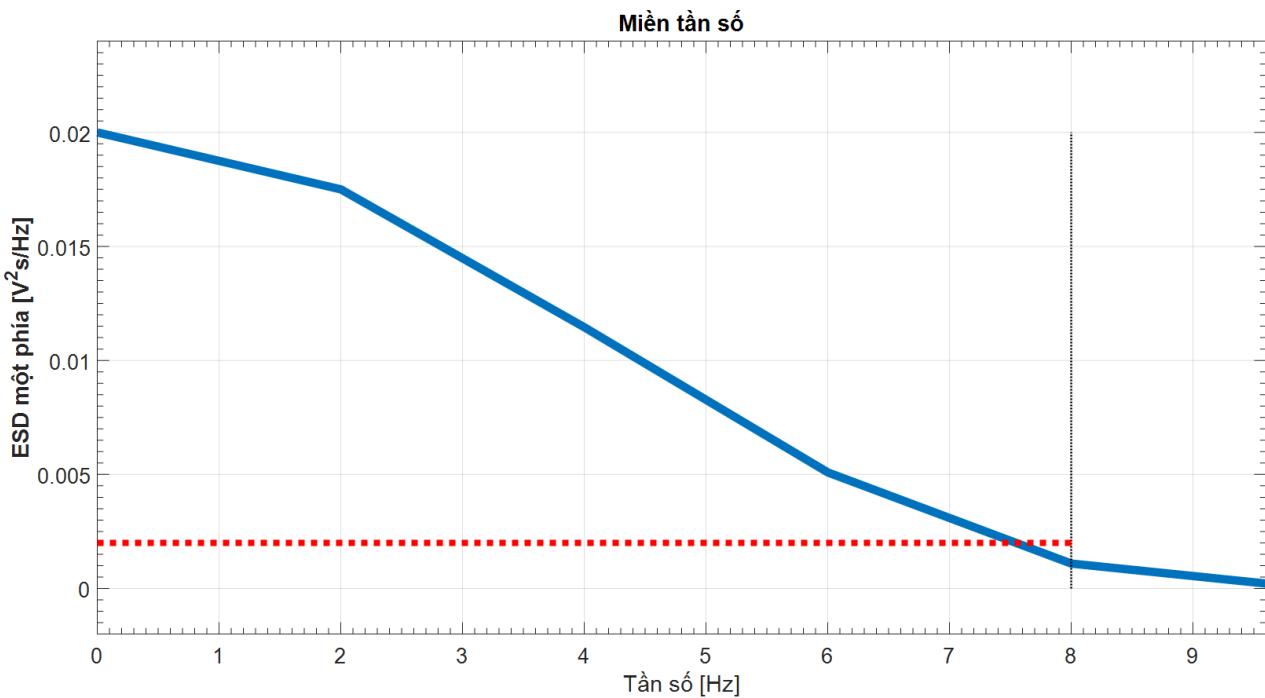
```

Kết quả là

Độ rộng băng tần	= 8.000000 [Hz]
Tần số cao	= 8.000000 [Hz]
Tần số thấp	= 0.000000 [Hz]

Ta thấy rằng việc chọn các giá trị ngưỡng *threshold* khác nhau làm thay đổi độ rộng băng tần của cùng một tín hiệu. Cụ thể là, ta tính được độ rộng băng tần BW của tín hiệu *rect\_A* là:  $BW_{A,3} = 6$  Hz tại ngưỡng -3 dB, và  $BW_{A,10} = 8$  Hz tại ngưỡng -10 dB. Kết quả này được thể hiện ở hình 2.6.





**Hình 2.6** Mật độ phổ năng lượng ESD và sự chiếm băng thông của tín hiệu xung chữ nhật, *rect\_A*, tại ngưỡng -3 dB và -10dB

Ta lưu ý rằng, chương trình **Prog 2.02** thực hiện ước lượng việc chiếm hữu băng thông của tín hiệu bằng cách: trước hết là xác định vector biểu diễn ESD, sau đó nhận diện phần tử đầu tiên của vector có giá trị **dưới** mức ngưỡng tiền định. Ảnh hưởng được thể hiện trong hình 2.6 bởi hai đường được tạo ra bởi chương trình **Prog 2.02**. Hiện nhiên là, độ rộng băng tần mô phỏng tiến đến độ rộng băng tần lý thuyết khi tăng mức độ phân giải của ESD.

Ta thực hiện tương tự đối với tín hiệu *rect\_B* (tín hiệu được điều chế sóng mang sin có tần số  $f_0 = 1$  KHz). Cụ thể là, ta ước lượng độ rộng băng tần -3dB và -10dB (nghĩa là, độ rộng băng tần của tín hiệu được xác định tại ngưỡng -3 dB và -10 dB so với giá trị đỉnh của phổ).

*Trường hợp thứ nhất, ngưỡng -3 dB:*

```

width      = 1e-1;
points     = 10000;
f0         = 1000;
[rect_B, dt_B]=uwb20101_genrect(width, points, f0);
Threshold =-3;
[ss_E, f_high, f_low, BW] = uwb20101_bandwidth(rect_B, dt_B, threshold);

```

*Kết quả là*

Độ rộng băng tần	= 12.000000 [Hz]
Tần số cao	= 1006.000000 [Hz]
Tần số thấp	= 994.000000 [Hz]

*Trường hợp thứ hai, ngưỡng -10dB:*

```

width      = 1e-1;
points     = 10000;
f0         = 1e3;
[rect_B, dt_B]=uwb20101_genrect(width, points, f0);

```

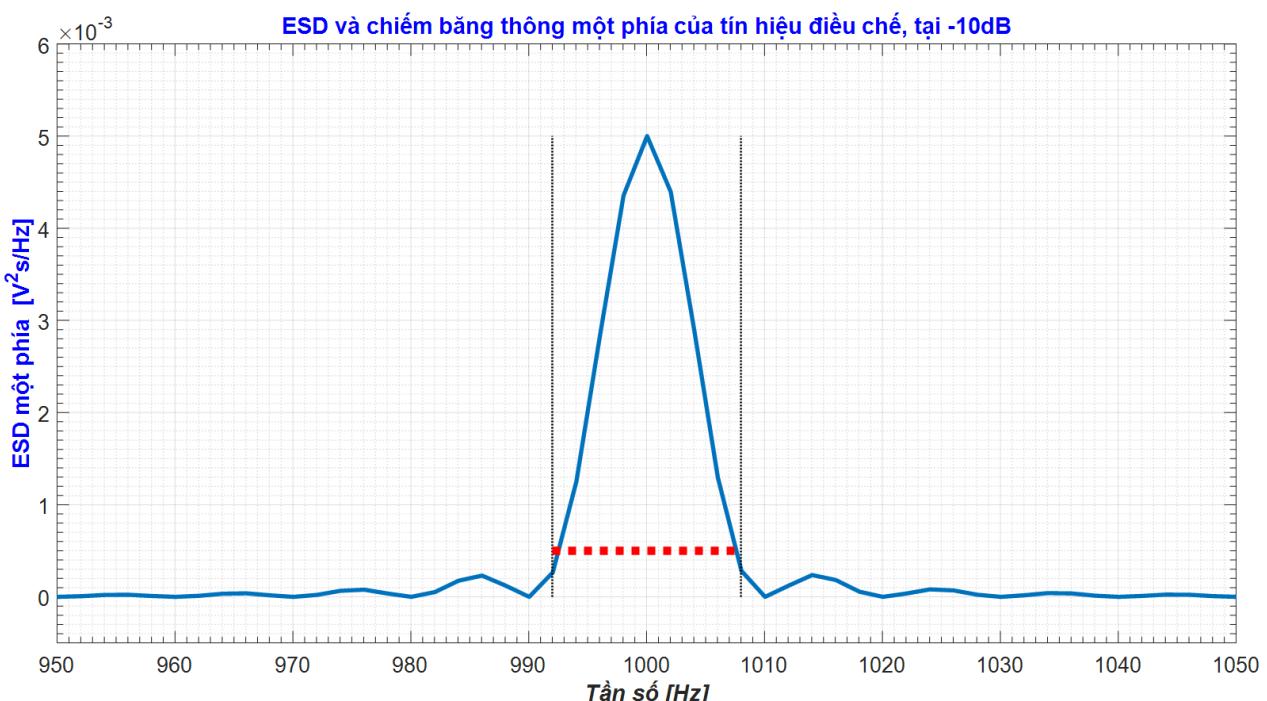
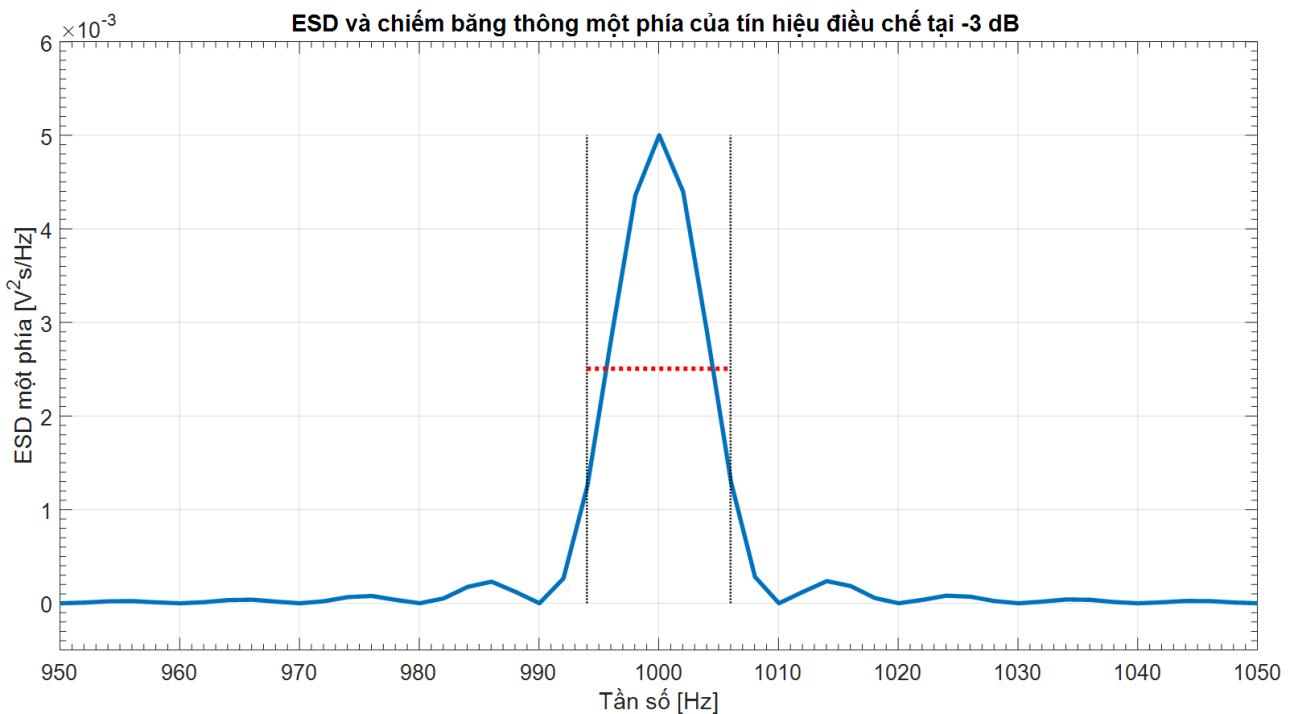
**threshold** = -10;

[*ss\_E, f\_high, f\_low, BW*] = **uwb20102\_bandwidth**(*rect\_B, dt\_B, threshold*);

Kết quả là

Độ rộng băng tần	= 16.000000 [Hz]
Tần số cao	= 1008.000000 [Hz]
Tần số thấp	= 992.000000 [Hz]

Như kỳ vọng, sự chiếm băng thông một phía của tín hiệu điều chế (*rect\_B*) gấp hai lần so với trường hợp tín hiệu băng gốc (*rect\_A*). Cụ thể là, ta tính được sự chiếm băng thông một phía BW của tín hiệu *rect\_B* là:  $BW_{B,3} = 12$  Hz tại ngưỡng -3 dB và  $BW_{B,10} = 16$  Hz tại ngưỡng -10dB. Kết quả này cũng được thể hiện trên hình 2.7.



**Hình 2.7** Mật độ phô nồng lượng ESD và sự chiếm băng thông một phía của tín hiệu điều chế, *rect\_B*, tại -3 dB và -10dB

## Sim\_UWB 2.02

Trong phần này, ta mô phỏng quá trình tạo các xung khác nhau. Với mỗi xung, ta kiểm tra xung đó có phải là xung tín hiệu UWB không. Điều này được thực hiện bởi hai chương trình Matlab, **Prog 2.03** và **Prog 2.04**. Chương trình **Prog 2.03** tạo xung có khoảng thời gian  $T_p$ , gồm  $N_c$  chu kỳ sóng sin.  $N_c$  xác định tần số của sóng sin. Nghĩa là,  $N_c$  càng lớn thì tần số càng cao. Chương trình **Prog 2.04** tạo ra các xung gồm  $N_c$  chu kỳ sóng sin với tần số cố định  $F_p$ . Trong trường hợp này  $N_c$  xác định khoảng thời gian  $T_p$  của xung, nghĩa là  $N_c$  càng lớn thì xung càng rộng. Cả hai trường hợp, các xung sin có độ dài hữu hạn và đường bao không đổi. Vì vậy, ta sử dụng nguyên tắc độ rộng băng tần là cỡ  $2/T_p$  và trung tâm của phô tại tần số của sóng sin. Theo đó, ta loại bỏ các búp phụ của hàm  $\sin(f)/f$  (nghĩa là, hàm  $\text{SinC}(f)$ ), là biến đổi Fourier lên xung chữ nhật độ rộng  $T_p$ .

**Prog 2.03** Tạo xung sin có thời gian tiền định. Ta phải thiết trị cho 04 tham số trong chương trình này: (1) khoảng thời gian của xung,  $T_p$ ; (2) số chu kỳ của sóng sin,  $N_c$ ; (3) biên độ của xung,  $A$ ; (4) số mẫu để biểu diễn cho một xung,  $smp$ . Chương trình **Prog 2.03** tạo ra hai đầu ra: (1) vector sóng dạng xung, *sinpulse*; (2) giá trị của chu kỳ lấy mẫu, *dt*. Thực hiện chương trình **Prog 2.03** như sau:

```
[sinpulse, dt]= uwb20201_sinpulse_one(Tp, Nc, A, smp)
```

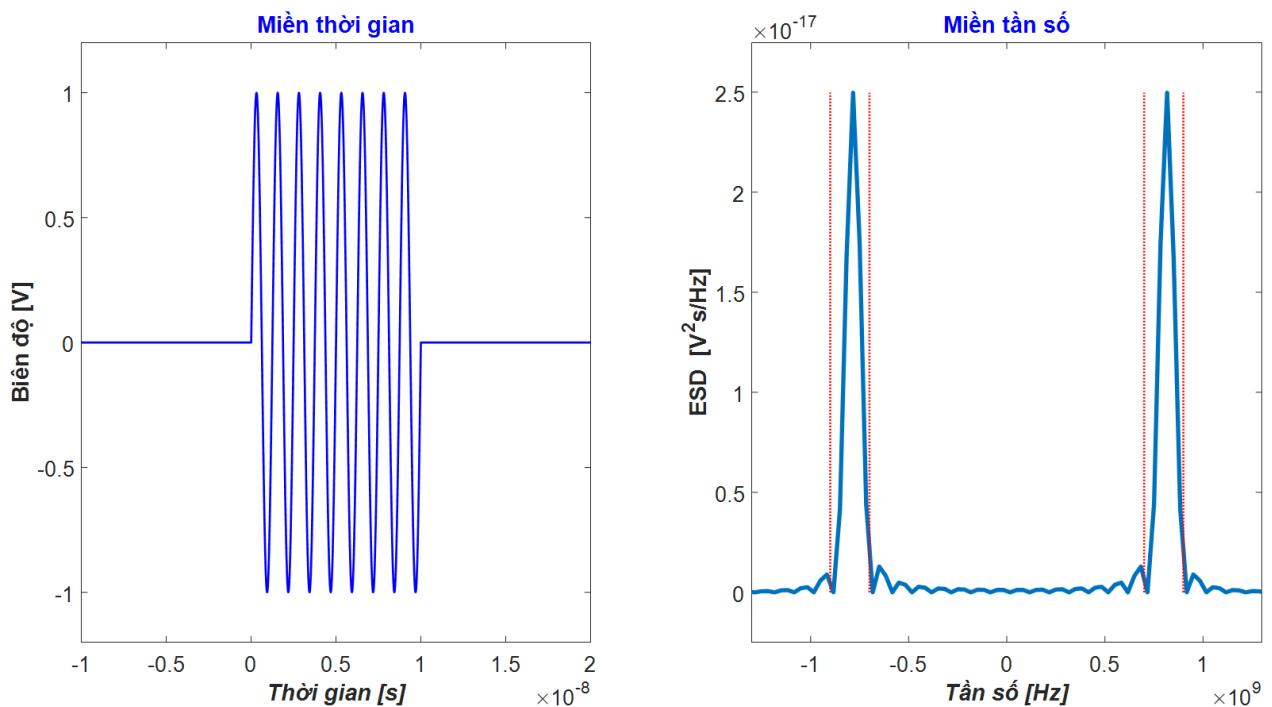
Ta dùng chương trình **Prog 2.03** để tạo ra 2 xung: *sinpulse\_A1* và *sinpulse\_A2*, cả hai đều có  $T_p=10$  ns nhưng *sinpulse\_A2* có số chu kỳ hình sin gấp hai lần *xung sinpulse\_A1*. Xung *sinpulse\_A1* được tạo ra bằng cách thiết trị cho các tham số như sau:  $Tp=1e-8$ ;  $Nc=8$ ;  $A=1$ ;  $smp = 1000$ .

Mô phỏng được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.03** như sau:

```
[sinpulse_A1, dt]= uwb20201_sinpulse_one(Tp, Nc, A, smp);
```

Kết quả được biểu diễn trên hình 2.8

Tần số trung tâm	= 0.800000 [GHz]
Băng thông	= 0.200000 [GHz]
Băng tần phân đoạn	= 0.250000



**Hình 2.8** Biểu diễn xung sin, *sinpulse\_A1*, trong miền thời gian và tần số

Do độ rộng băng tần phân đoạn của xung sin này lớn hơn 0,2, nên nó là UWB.

Để tạo ra xung sin, *sinpulse\_A2*, khi này ta thiết trị cho các tham số cho chương trình **Prog 2.03**:  $Tp=1e-8$ ;  $Nc=16$ ;  $A=1$ ;  $smp = 1000$ .

Mô phỏng để tạo và biểu diễn tín hiệu *sinpulse\_A2* bởi chương trình **Prog 2.03** như sau:

$[sinpulse\_A2, dt]=\text{uwb20201\_sinpulse\_one}(Tp, Nc, A, smp);$

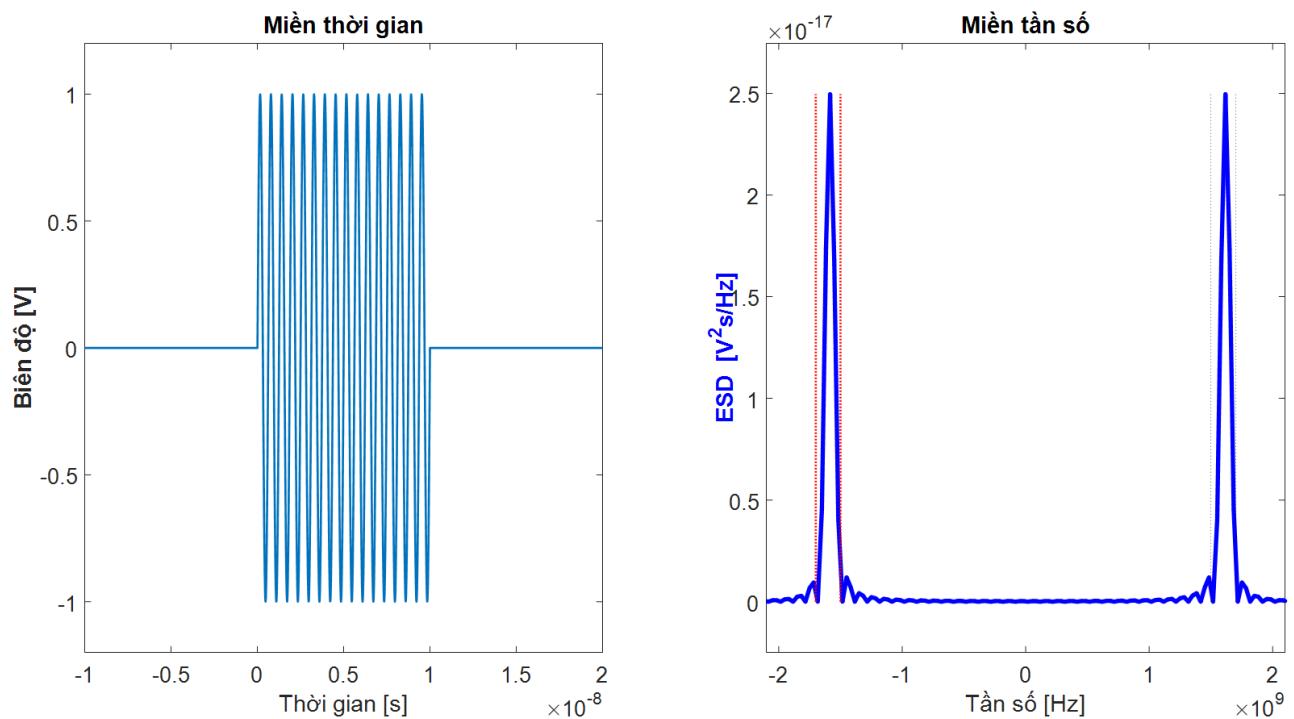
Kết quả được được biểu diễn trên hình 2.9

Tần số trung tâm = 1.600000 [GHz]

Băng thông = 0.200000 [GHz]

Băng tần phân đoạn = 0.1250000

Trường hợp này, do độ rộng băng tần phân đoạn của xung sin, *sinpulse\_A2* là 0,125 (nhỏ hơn 0,2), nên nó không phải là tín hiệu UWB. Mặc dù *sinpulse\_A2* có cùng khoảng thời gian xung và băng thông như *sinpulse\_A1*, nhưng tần số trung tâm của nó lớn gấp 2 lần.



**Hình 2.9** Biểu diễn xung sin, *sinpulse\_A2*, trong miền thời gian và tần số

**Prog 2.04** Tạo xung sin có số chu kỳ tiền định. Ta phải thiết trị cho các tham số cho chương trình gồm: tần số của sóng sin,  $F_p$ ; số chu kỳ hình sin,  $N_c$ ; biên độ xung,  $A$ ; số mẫu để biểu diễn cho mỗi chu kỳ,  $smp$ . Chương trình **Prog 2.04** trả về hai đầu ra: vector sóng dạng xung, *sinpulse*; giá trị của chu kỳ lấy mẫu,  $dt$ .

Lệnh gọi chương trình **Prog 2.04** như sau:

`[sinpulse, dt]= uwb20202_sinpulse_two( $F_p$ ,  $N_c$ ,  $A$ ,  $smp$ );`

Ta dùng chương trình **Prog 2.04** để tạo ra 2 xung sin: *sinpulse\_B1* và *sinpulse\_B2*. Trong cả hai trường hợp đều có cùng tần số  $F_p = 800MHz$  đối với sóng sin. Xung *sinpulse\_B2*, chứa số chu kỳ hình sin gấp 2 lần của *sinpulse\_B1*. Cụ thể là,  $N_c=8$  đối với *sinpulse\_B1*, và  $N_c=16$  đối với *sinpulse\_B2*. Tạo xung *sinpulse\_B1* bằng cách thiết trị cho các tham số đầu vào của chương trình **Prog 2.04**:  $F_p=8e8$ ;  $N_c=8$ ;  $A=1$ ;  $smp = 1000$ .

Mô phỏng tạo và biểu diễn tín hiệu *sinpulse\_B1* và *sinpulse\_B2* bởi chương trình **Prog 2.04** như sau:

*Trường hợp xung sin, sinpulse\_B1:*

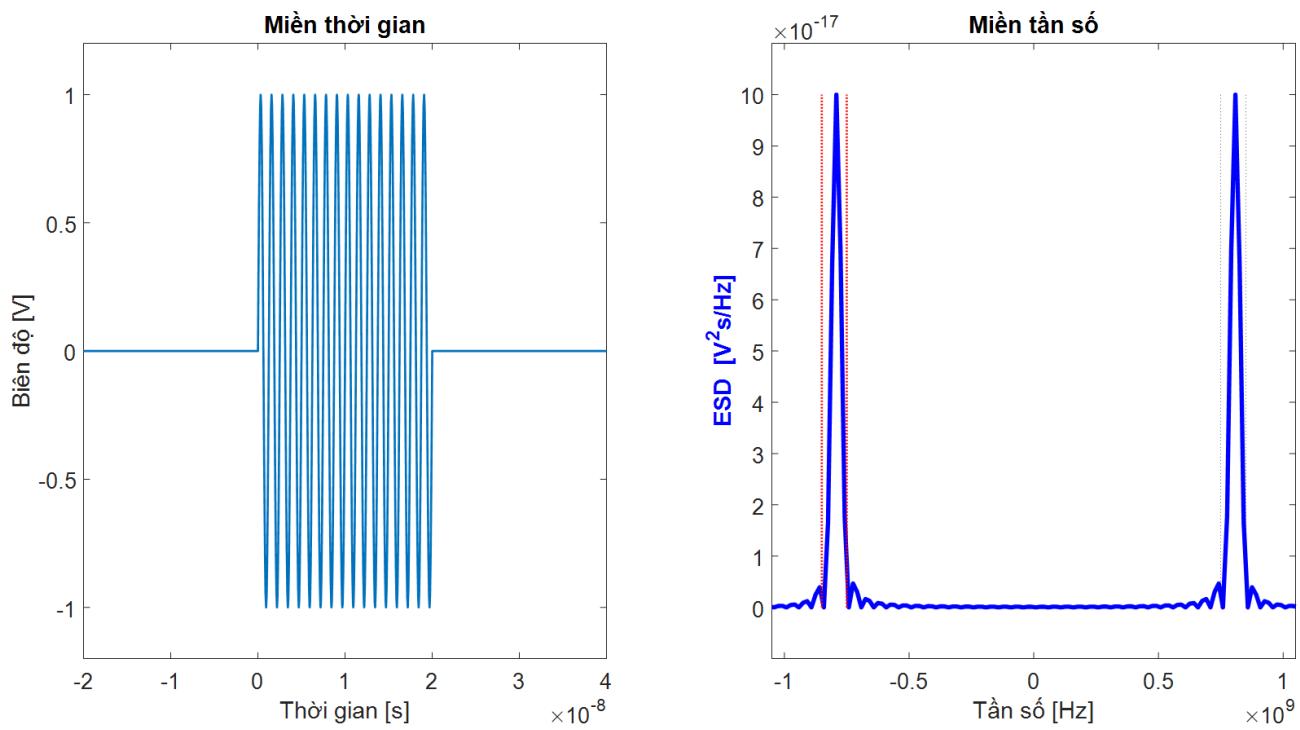
`[sinpulse_B1, dt]= uwb20202_sinpulse_two( $F_p$ ,  $N_c$ ,  $A$ ,  $smp$ )`

Kết quả được biểu diễn trên hình 2.10

Tần số trung tâm = 0.800000 [GHz]

Băng thông = 0.200000 [GHz]

Băng thông phân đoạn = 0.250000



**Hình 2.10** Biểu diễn xung sin, *sinpulse\_B1*, trong miền thời gian và tần số

Do độ rộng băng tần phân đoạn của xung sin này lớn hơn 0,2, nên tín hiệu *sinpulse\_B1* là tín hiệu UWB.

Trường hợp xung sin, *sinpulse\_B2*:

$$[sinlulse_B2, dt] = \text{uwb20202\_sinpulse\_two}(Fp, Nc, A, smp)$$

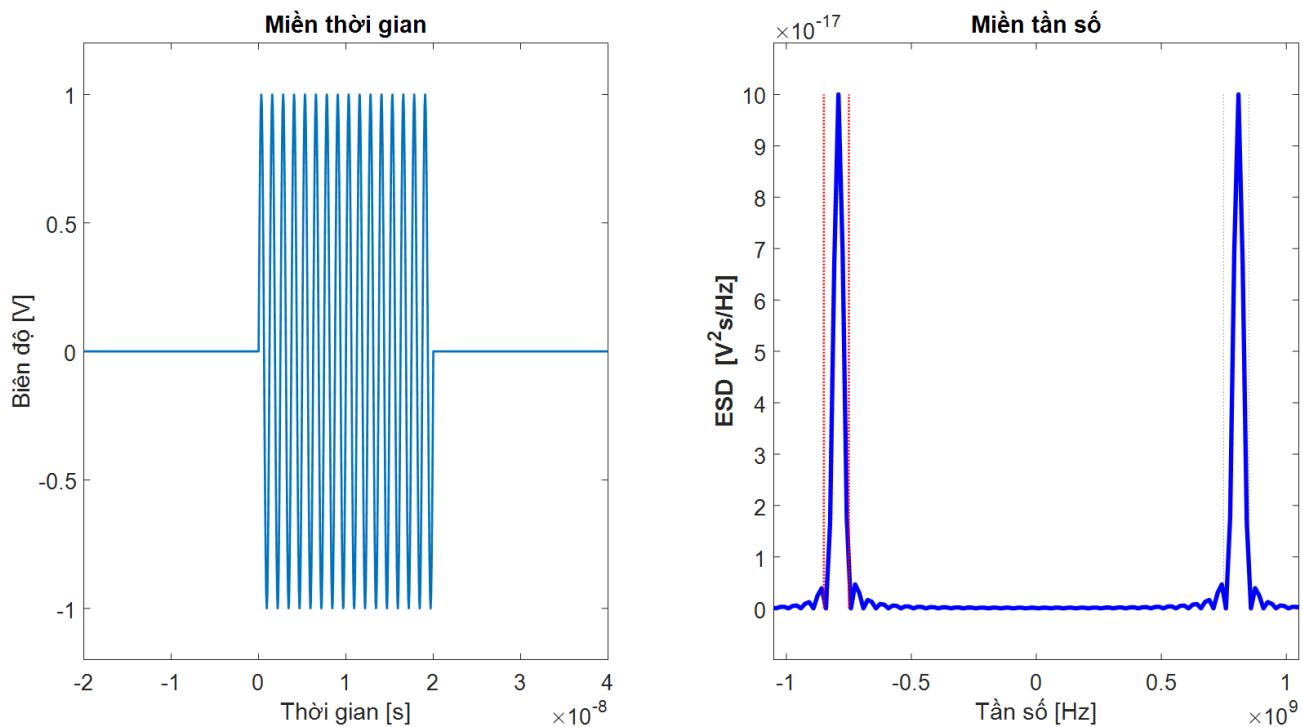
Kết quả được biểu diễn trên hình 2.11

$$\text{Tần số trung tâm} = 0.800000 \text{ [GHz]}$$

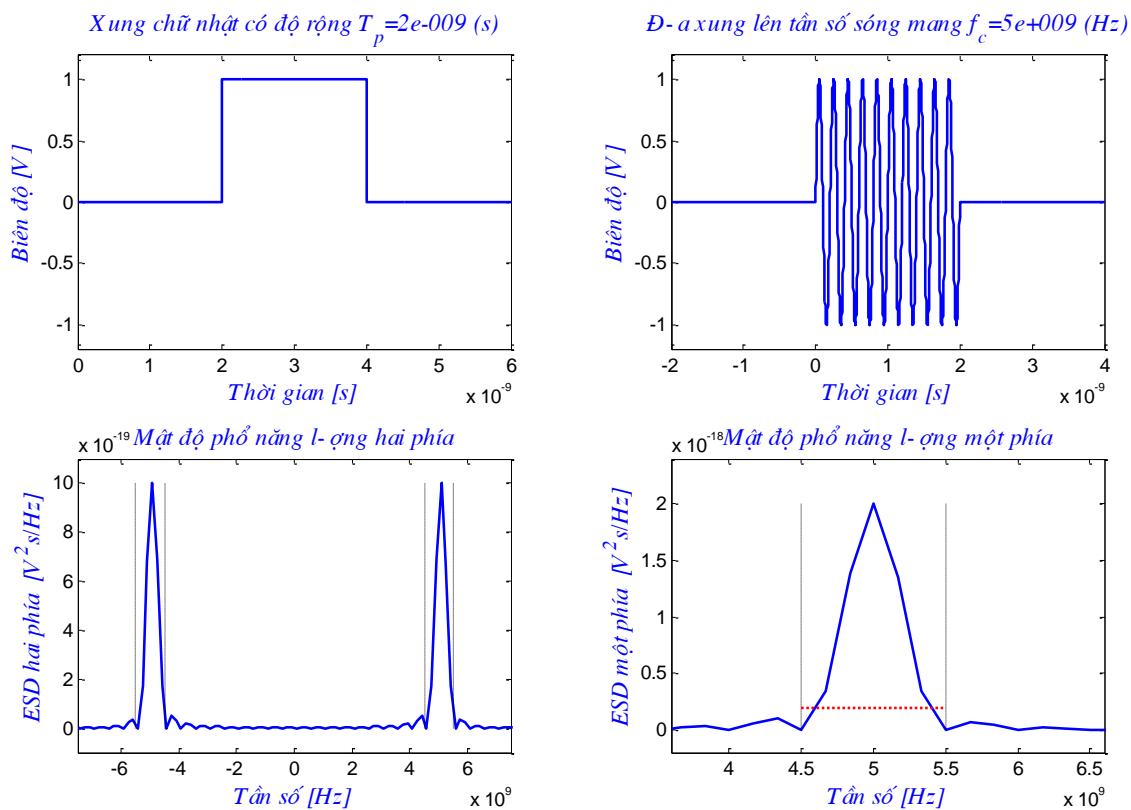
$$\text{Băng thông} = 0.100000 \text{ [GHz]}$$

$$\text{Băng thông phân đoạn} = 0.125000$$

Do độ rộng băng tần phân đoạn của xung sin này là 0,125, nên tín hiệu *sinpulse\_B2* không phải là tín hiệu UWB.



**Hình 2.11** Biểu diễn xung sin, *sinpulse\_B2*, trong miền thời gian và tần số



**Hình 2.11e** Minh họa xung chữ nhật, sóng xung sin trong miền thời gian và tần số

Ta lưu ý rằng, tín hiệu được dùng để truyền dẫn gồm chuỗi các xung như các mô phỏng trên, được điều chế bởi các ký hiệu dữ liệu thông tin. Cần phải xác minh rằng, độ rộng băng tần của tín hiệu phát là đủ lớn so với tần số trung tâm. Việc xác minh này cần phải ước lượng và biểu diễn mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu vô tuyến. Vấn đề này được xét chi tiết ở chương 3 gồm: PSD của tín hiệu TH-UWB; PSD của tín hiệu DS-UWB; PSD của tín hiệu MB-UWB.

## 2.3 Tạo tín hiệu UWB

Một số nhân tố cơ bản ảnh hưởng đến việc tạo tín hiệu UWB gồm: *(i)* các quy định đối với tín hiệu UWB; *(ii)* vấn đề hoạt động đồng thời giữa hệ thống UWB và các hệ thống khác; *(iii)* các yêu cầu ràng buộc về mặt công nghệ xuất phát từ quan điểm tính khả thi, chi phí và khả năng tiêu thụ được sản phẩm trên thị trường. Ngoài ra, để có được sự chấp nhận về mặt thương mại, UWB phải có khả năng cùng tồn tại, chia sẻ và có thể hoạt động tương tác với các dịch vụ truyền thông khác. Đồng thời, các hệ thống UWB cần phải được thực hiện về mặt vật lý bằng các mạch điện tử và sẽ nảy sinh một khó khăn thách thức như hạn chế của các mạch điện tử hoạt động trong dải tần siêu rộng.

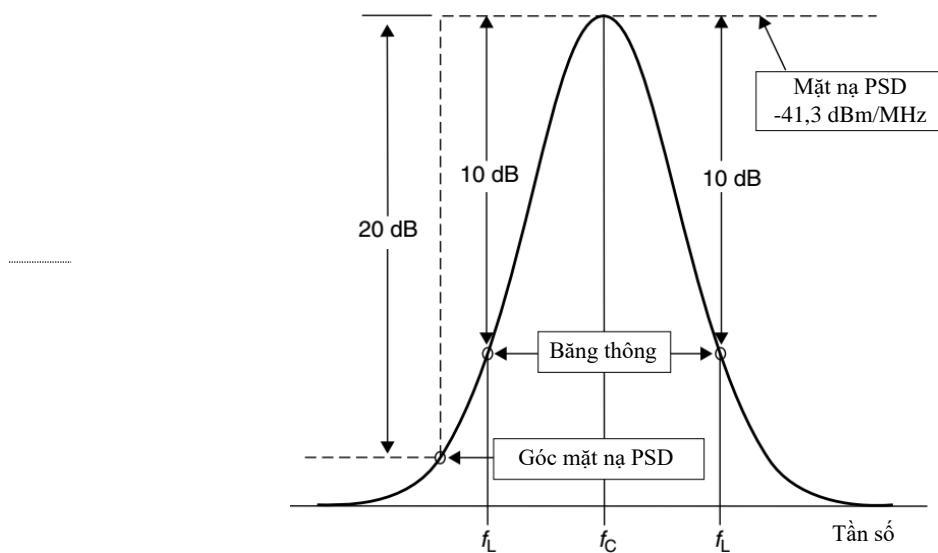
Định nghĩa về UWB theo yêu cầu của FCC như đã đề cập là không giới hạn. Tuy nhiên, quá trình tạo tín hiệu băng siêu rộng UWB tiến đến vô tuyến xung kim IR và đã mở ra cách, ít nhất là ở Mỹ, đối với các sơ đồ thay thế (*phi xung kim, nonimpluse*). Băng thông siêu rộng, băng thông 500 MHz phải được tạo bởi tốc độ dữ liệu rất cao, độc lập với các đặc tính của xung. Chẳng hạn, các xung đáp ứng tiêu chuẩn Nyquist tại tốc độ  $1/T$ , cần một băng tần tối thiểu là  $B = 1/(2T)$ , vì vậy bị giới hạn trong miền tần số, nhưng không bị giới hạn trong miền thời gian.

Cũng vậy, theo FFC tín hiệu UWB có độ rộng băng được tính tại các tần số cắt có mức phát xạ thấp hơn 10 dB so với công suất đỉnh và băng phổ che phủ (được xem là còn ảnh hưởng đến các hệ thống khác) được tính tại các tần số cắt có mức phát xạ thấp hơn 20 dB so với mức phát xạ đỉnh, với mức phát xạ cho phép là -41,3 dBm/MHz. Hình 2.12 mô tả các giá trị giới hạn này.

### ❖ Băng tần hệ thống UWB

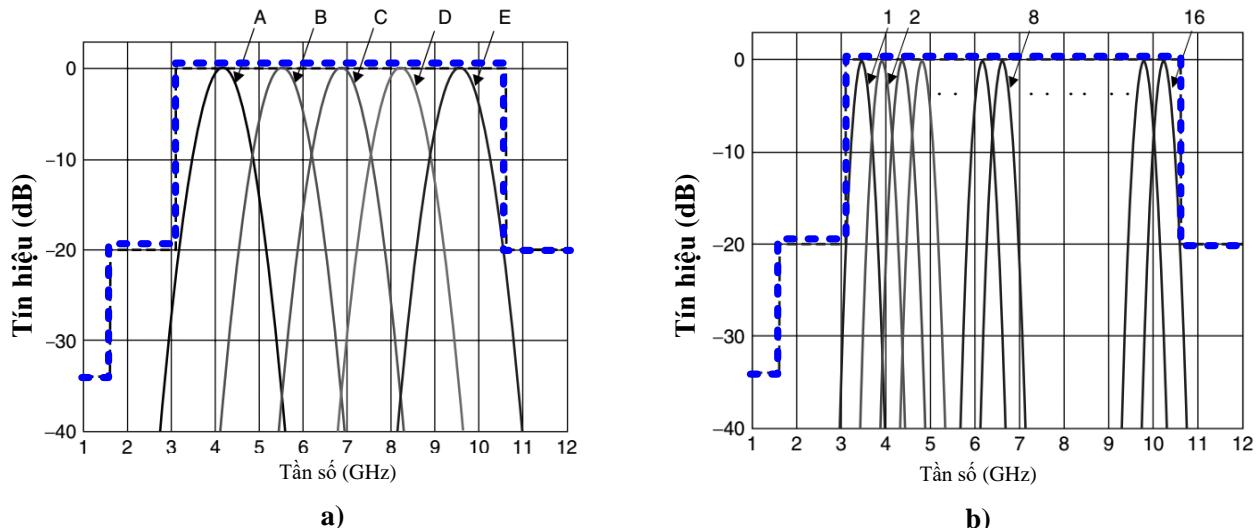
IEEE khuyến nghị chia nhỏ băng tần UWB 7,5 GHz thành các băng con (năm kênh tần số, A đến E) như trong hình 2.13a. Đối với hệ thống UWB cùng hoạt động với mạng WLAN 802.11a trong băng 4,9 GHz và 5,9 GHz, có thể bỏ qua kênh B. Bảng 2.1a liệt kê các kênh và tần số trung tâm tương ứng. Đối với hệ thống UWB sử dụng băng tần hẹp hơn, có thể sử dụng quy hoạch băng tần như trong hình 2.13b.

Năm kênh, A đến E, có thể lọc được trong phổ tần có độ rộng 7.500 MHz. Mười sáu kênh, từ 1 đến 16, có thể tùy chọn bỏ qua khi có yêu cầu cùng tồn tại với các hệ thống WLAN khác hoạt động giữa 4,8 và 5,8 GHz. Bảng 2.1a và Bảng 2.1b liệt kê các kênh và các tần số trung tâm của chúng. Tín hiệu có độ rộng 2 GHz trong bảng 2.1a và 500 MHz trong bảng 2.1b biểu diễn hai trong số nhiều khả năng lọc phổ UWB



**Hình 2.12** Các giới hạn để thiết kế tín hiệu UWB

Bảng 2.1a và bảng 2.1b cho thấy phổ tần của các xung ở hai phương pháp thiết kế đã được đề xuất. Chúng không đề cập khi nào những xung này sẽ chiếm hữu các kênh tương ứng của chúng. Thông tin này rất quan trọng khi thực hiện thiết kế chi tiết tín hiệu UWB, các tham số cần phải mô tả bao gồm: công suất phát xạ đẳng hướng tương đương (EIRP), tốc độ dữ liệu, các đặc tính đa đường của kênh, và tính phức tạp trong việc xử lý của vi mạch (IC).



**Hình 2.13** a) Phân bổ băng tần cho các kênh UWB (hình bên trái); b) Quy hoạch băng tần cho các kênh UWB 500 MHz (hình bên phải)

**Bảng 2.1a** Phân bổ kênh UWB – tín hiệu băng rộng

Kênh	Tần số trung tâm (GHz)	Ghi chú
A	4,15	
B	5,50	WLAN band
C	6,85	
D	8,20	

E	9,55	
---	------	--

**Bảng 2.1b Quy hoạch kênh UWB – tín hiệu băng hẹp**

Kênh	Tần số trung tâm (GHz)	Ghi chú
1	3,460	Global
2	3,912	
3	4,364	
4	4,816	Japan WLAN
5	5,268	
6	5,720	US/EU WLAN
7	6,172	
8	6,624	
9	7,076	
10	7,528	
11	7,980	Global
12	8,432	
13	8,884	
14	9,336	
15	9,788	
16	10,240	

### ❖ Điều chế và đa truy nhập trong UWB

Hiển nhiên rằng, một xung UWB đơn bản thân nó không chứa thông tin. Ta cần đưa thông tin số vào các xung bằng các phương pháp điều chế. Với mục đích truyền thông tin, điều chế là quá trình làm thay đổi một hoặc một số tham số của sóng mang theo tín hiệu tin tức. Nếu một sóng đơn mang có ba tham số cơ bản (biên độ, tần số và pha), ta có ba phương pháp điều chế cơ bản là, điều biên là quá trình làm thay đổi biên độ của sóng mang theo tín hiệu tin tức, điều tần là quá trình làm thay đổi tần số của sóng mang theo tín hiệu tin tức, điều pha là quá trình làm thay đổi pha của sóng mang theo tín hiệu tin tức. Hay nói cách khác, thông tin được truyền đi ở dạng thay đổi tham số của sóng mang. Trong truyền thông số, do tính chất số (Digital), tính chất nhảy bậc của tín hiệu thông tin nên các tham số của sóng mang bị điều chế có tính nhảy bậc, ta dùng thuật ngữ khóa (Keying), vì vậy tồn tại các phương pháp điều chế số (khóa dịch biên ASK, khóa dịch tần FSK, khóa dịch pha PSK). Ta lưu ý rằng, với mục đích truyền thông thì đặc tính của sóng mang phù hợp với môi trường truyền thông, ví như tần của sóng mang quang phù hợp với cửa sổ truyền dẫn của sợi quang. Trong miền tần số, điều chế là làm dịch phổ tần của tín hiệu thông tin lên vùng tần số mong muốn. Cũng vậy, dựa vào vùng tần số, ta có điều chế tín hiệu băng tần cơ sở và điều chế thông dài. Khi kết hợp các phương pháp điều chế cơ bản (ví như: M-QAM) cũng như các kỹ thuật xử lý tín hiệu khác, hiệu năng của hệ thống được cải thiện, v.v... Ở đây, điều chế là quá trình xử lý biến đổi một dạng sóng tín hiệu, hoặc xung, để nó mang thông tin hữu ích. Ta quan tâm tới các biểu diễn số

liệu thông tin cần được xử lý. Các trạng thái rời rạc đơn giản nhất là các trạng thái nhị phân được biểu diễn bởi “1” và “-1”. Bất kỳ hai trạng thái rời rạc nào cũng có thể mã hóa thông tin nhị phân. Có thể sử dụng nhiều hơn hai trạng thái, ví như ba trạng thái tín hiệu (-1, 0, và +1). Một cách tổng quát, ta có thể có M trạng thái của tín hiệu. Trạng thái điều chế của một tín hiệu UWB phải được nhận biết khi muốn khôi phục lại chính xác tín hiệu trong các môi trường truyền sóng khác nhau. Hiện tại công nghệ UWB đã hoàn thiện nhiều phương pháp mã hóa thông tin. Các xung có thể được truyền đi một cách riêng rẽ, theo các cụm, hoặc theo các luồng gần như liên tục, và chúng có thể mã hóa thông tin theo biên độ xung, phân cực xung, và vị trí xung. Phương pháp điều chế thay đổi từ điều chế vị trí xung đơn giản cho tới điều chế phân cực xung có hiệu quả sử dụng năng lượng tốt hơn và các kỹ thuật điều chế M-mức (nhiều mức hoặc nhiều trạng thái) với hiệu quả sử dụng năng lượng rất tốt.

Khởi đầu, UWB là hệ thống băng gốc không sử dụng sóng mang. Tuy nhiên, việc sử dụng sóng mang để dịch phổ tần các xung đơn có băng tần khoảng 500 MHz đến tần số trung tâm cao đã được đề nghị áp dụng cho hệ thống UWB, đó là cơ sở của phương pháp OFDM đối với UWB. Việc thực hiện phương pháp OFDM đối với hệ thống UWB rất hiệu quả do phổ tần của hệ thống UWB rất lớn. Nó chia băng tần rất lớn của UWB ra thành các băng có độ rộng cỡ 500 MHz, và thực hiện truyền dẫn dữ liệu song song trên các băng tần này.

Cách thông thường và truyền thông nhất để phát một tín hiệu UWB là phát xạ các xung có thời gian rất ngắn (vô tuyến xung kim **IR–Impulse Radio**). Tồn tại một số sơ đồ điều chế trong hệ thống UWB như: Điều chế vị trí xung (PPM); Điều chế M mức khoá trực giao nhị phân (M-BOK); Điều chế biên độ xung (PAM); Điều chế tham chiếu phát (TR). Tuy nhiên, các sơ đồ điều chế xung (các ký hiệu dữ liệu mang thông tin thực hiện *điều chế* các xung) được chấp nhận phổ biến là: điều chế vị trí xung (PPM) và điều chế biên độ xung (PAM).

Xác suất có nhiều người dùng cùng truy nhập vào hệ thống là vấn đề quan trọng trong truyền thông UWB, bởi vì các ứng dụng thực tế sẽ yêu cầu nhiều hơn một người sử dụng hoạt động trong môi trường ở một thời điểm. Vì vậy, các kỹ thuật đa truy nhập kết hợp với điều chế nhằm cho phép nhiều người dùng cùng truy cập chiếm dụng tài nguyên chung cũng như định dạng phổ của tín hiệu phát, dẫn đến các ký hiệu dữ liệu được mã hóa bởi các mã giả ngẫu nhiên (hay giả tạp âm PN). Giải pháp phổ biến là, các ký hiệu dữ liệu sau khi được mã hóa làm xê dịch (rung) thời gian các xung, vì thế được gọi là UWB nhảy thời gian (TH-UWB). Trải phổ chuỗi trực tiếp (DS-SS), nghĩa là, điều biến biên độ của các xung cơ sở bởi các ký hiệu dữ liệu mã (ký hiệu dữ liệu sau khi được mã hóa), trong phiên bản IR được gọi là UWB chuỗi trực tiếp (DS-UWB).

Các phương pháp như OFDM, MC-CDMA là có khả năng tạo được tín hiệu UWB tại các tốc độ dữ liệu thích hợp. Các đề xuất điển hình ở Mỹ là của nhóm công tác IEEE 802.15.TG3a hướng tới việc tiếp cận đa băng tần (MB) xen kẽ với DS-UWB, trong đó, toàn bộ băng tần khả dụng được chia thành nhiều băng nhỏ có độ rộng ít nhất là 500 MHz.

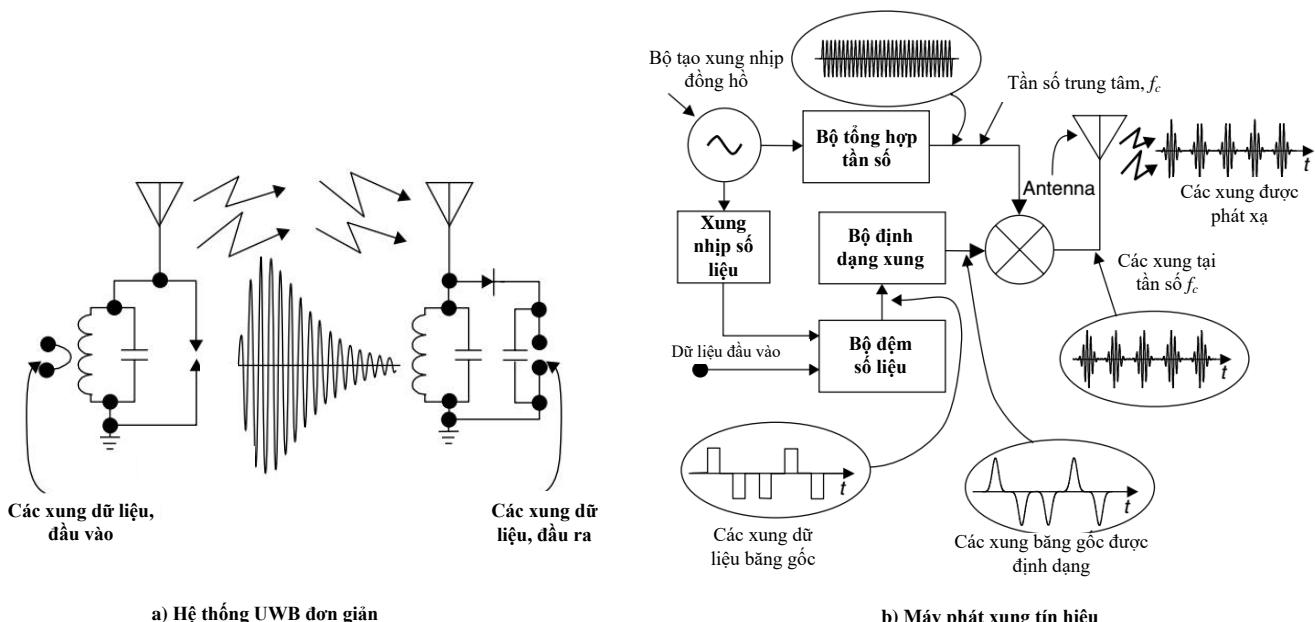
Chẳng hạn, hệ thống TH phát một vài xung trên một bit và đồng thời mã hóa mỗi xung này như là một chip trong hệ thống DS. Việc phân biệt, phân tách người dùng bằng cách sử dụng mã TH và DS hoặc cả hai. Phương pháp kết hợp rất được quan tâm trong IEEE 802.15a. Ưu điểm của phương pháp kết hợp là có thêm nhiều tham số để điều chỉnh linh hoạt dung lượng của hệ thống. Bằng cách sử dụng phương pháp này, hệ thống UWB có thể hỗ trợ nhiều cấu hình khác nhau với các tính năng mềm dẻo và linh hoạt hơn. Do đó đáp ứng được nhiều chỉ tiêu của các thiết bị UWB cũng như giá thành. Ví dụ một hệ thống với tầng vật lý nhiều băng do công ty General Atomics đề xuất và đê

trình lên nhóm IEEE 802.15a. Trong đề nghị này băng tần được chia thành 20 kênh trong FH và hệ thống UWB có thể được đánh giá dựa vào có bao nhiêu băng và loại điều chế nào là thích hợp.

### ❖ Sơ đồ khái niệm phát/thu tín hiệu UWB

Có thể tạo tín hiệu UWB bằng nhiều cách khác nhau như: sử dụng các xung băng hẹp sau đó cho qua bộ lọc thông dài, trực tiếp tạo dạng tín hiệu UWB và đặt chúng vào phổ tần cho phép một cách chính xác hoặc sử dụng các phương pháp điều chế thông thường ở các hệ thống DS-SS/OFDM để tạo tín hiệu đa băng trong băng tần quy định.

Hình 2.14a minh họa khái niệm về một hệ thống UWB dựa trên các bộ lọc kích thích xung, ở thời kỳ đầu của công nghệ này. Máy phát bao gồm nguồn dữ liệu số, nó tạo ra năng lượng xung ở đầu vào theo kiểu mạch Tesla cộng hưởng, hay các thiết bị đánh lửa. Tham số chất lượng “Q” của mạch cộng hưởng được lựa chọn để tạo ra băng tần phát xạ tối thiểu là 500 MHz. Máy thu chỉ là một bộ quyết định mức biên độ được nối với một bộ lọc dữ liệu. Mô hình này tuy chỉ có ý nghĩa mô tả hệ thống về mặt lý thuyết, nhưng được xem là sự đơn giản hóa của một hệ thống UWB thỏa mãn các yêu cầu của FCC. Các phương pháp hiện đại đối với hệ thống UWB dựa trên các bộ lọc kích thích xung, sử dụng các bộ thu tương quan hiệu quả, và định vị trí xung chính xác cho phép tạo ra hệ thống thông tin dữ liệu hiệu quả và thiết bị Radar, định vị có độ chính xác cao.



**Hình 2.14** a) Minh họa khái niệm về hệ thống UWB ở dạng đơn giản; b) Minh họa máy phát xung tín hiệu UWB

Hình 2.14a và hình 2.14b là các sơ đồ mang tính khái niệm về hệ thống truyền thông UWB.

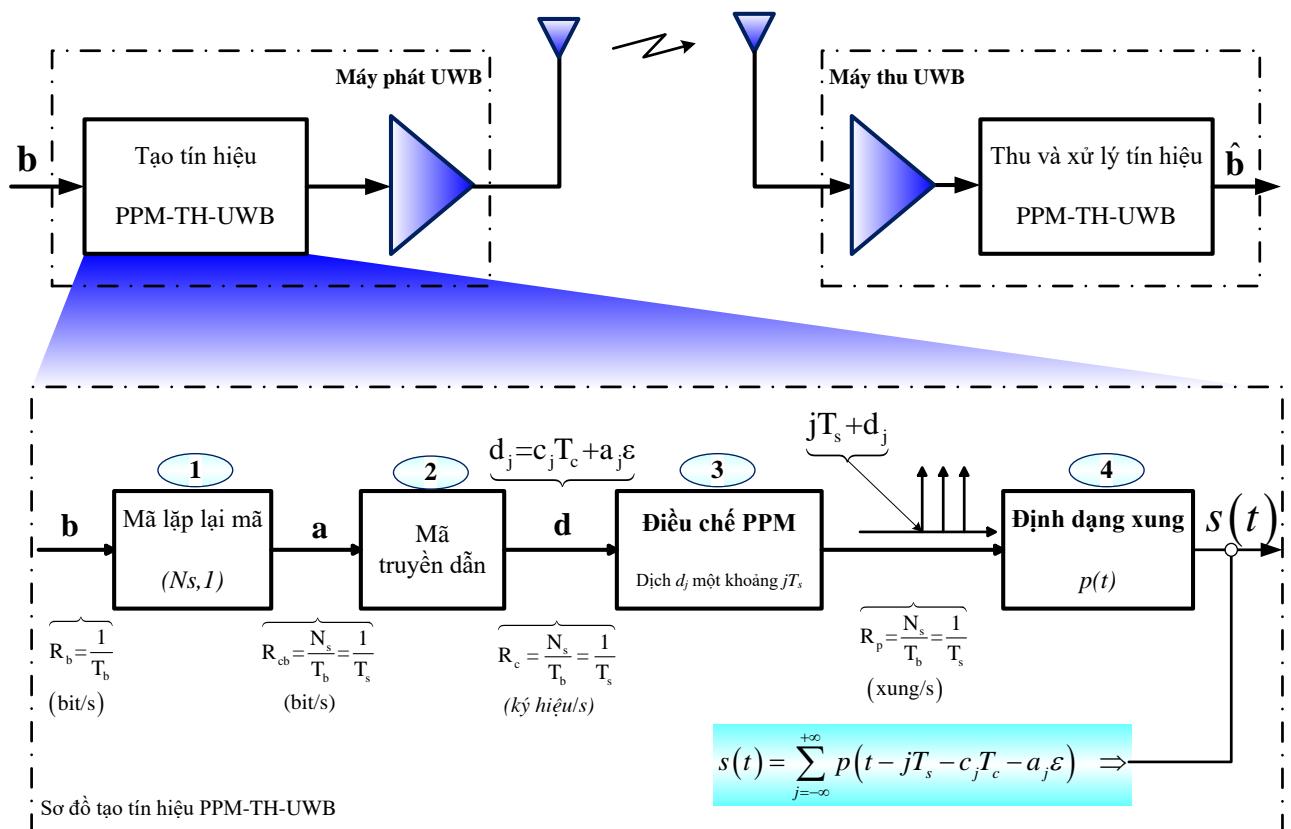
Trong phần này ta đã trình bày cách tạo ra tín hiệu UWB thỏa mãn các quy định và các ràng buộc về mặt vật lý. Thực ra, các quy định của FCC mang tính chất xác định các yêu cầu truy nhập vào phổ tần UWB hơn là về công nghệ UWB. **Hệ quả là, công nghệ vô tuyến thường có các tham số cơ bản thỏa mãn các quy định này sẽ xuất hiện dưới vỏ bọc của “UWB”.** Nói cách khác, về mặt bản chất chúng là vô tuyến UWB. Tồn tại rất nhiều phương pháp tạo tín hiệu UWB dạng xung như đã được trình bày. **Định dạng xung** có nhiệm vụ xác định tổng năng lượng xung cả bên trong và bên ngoài phổ tần mong muốn và được xét chi tiết ở chương 3.

Dưới đây ta phân tích và mô phỏng các kỹ thuật tạo tín hiệu IR-UWB gồm: tạo tín hiệu TH-UWB, tạo tín hiệu DS-UWB, và tạo tín hiệu MB-UWB, trong đó, việc mở rộng phổ có được bằng cách sử dụng các xung rất ngắn và hoạt động trai phổ được thực hiện bởi mã. TH-UWB và DS-UWB có thể thực hiện bằng các nguyên lý điều chế PPM hoặc PAM.

### 2.3.2 Tạo tín hiệu UWB nhảy thời gian: TH-UWB

Trong sơ đồ UWB nhảy thời gian (TH-UWB) kết hợp với điều chế PPM nhị phân (2PPM-TH-UWB), việc tạo tín hiệu UWB được sơ đồ hóa như hình 2.15. Ta lưu ý rằng, với mục đích mô phỏng tạo tín hiệu UWB, ta sơ đồ hóa (mô hình hóa) quá trình tạo tín hiệu UWB dựa trên phương pháp mô hình hóa và mô phỏng được trình bày ở chương 1.

Giả sử ta cần phát một chuỗi tín hiệu nhị phân  $\mathbf{b} = (..., b_0, b_1, ..., b_k, b_{k+1}, ...)$  tại tốc độ bit  $R_b = 1/T_b$  (bit/s). **Khối đầu tiên** thực hiện lặp lại mỗi bit  $N_s$  lần và tạo ra chuỗi nhị phân  $\left( \dots, \underbrace{b_0, b_0, \dots, b_0}_{N_s}, \underbrace{b_1, b_1, \dots, b_1}_{N_s}, \dots, \underbrace{b_k, \dots, b_k}_{N_s}, \underbrace{b_{k+1}, \dots, b_{k+1}}_{N_s}, \dots \right) = (\dots, a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots) = \mathbf{a}$  tại tốc độ  $R_{cb} = N_s/T_b = 1/T_s$  (bit/s). Khối này được gọi là bộ mã hóa lặp lại mã (*code repetition coder*), và là một bộ mã hóa kênh.



**Hình 2.15** Sơ đồ tạo tín hiệu PPM-TH-UWB

**Khối thứ hai** là khối mã hóa truyền dẫn sử dụng mã giá trị nguyên (*integer-valued code*)  $\mathbf{c} = (..., c_0, c_1, \dots, c_j, c_{j+1}, \dots)$  cùng với chuỗi nhị phân  $\mathbf{a} = (..., a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots)$  tạo ra một chuỗi  $\mathbf{d}$ . Các thành phần của chuỗi  $\mathbf{d}$  được biểu diễn như sau:

$$d_j = c_j T_c + a_j \varepsilon \quad (2.1)$$

trong đó:  $T_c$  và  $\varepsilon$  là các hằng số thỏa mãn điều kiện  $c_j T_c + \varepsilon < T_s$  với mọi  $c_j$  và  $\varepsilon < T_c$ .

Ta lưu ý rằng:  $d$  là chuỗi giá trị thực,  $a$  là chuỗi giá trị nhị phân, và  $c$  là chuỗi giá trị nguyên. Tại đây, ta sẽ xét xu hướng phổ biến nhất và giả sử rằng  $c$  là mã giả ngẫu nhiên có phần tử  $c_j$  là số nguyên thỏa mãn  $0 \leq c_j \leq N_h - 1$ . Mã  $c$  có thể là mã tuần hoàn, và trong trường hợp này nó tuần hoàn với chu kỳ  $N_p$ . Ta xét hai trường hợp thường gặp. *Trường hợp thứ nhất*, mã không có tính tuần hoàn, nghĩa là  $N_p \rightarrow \infty$ , và trường hợp thứ hai là  $N_p = N_s$ . Trong trường hợp thứ hai (thường được chấp nhận), chu kỳ của mã trùng với độ dài của mã lặp lại. Ảnh hưởng của mã truyền dẫn được sáng tỏ ở chương 3, ở đó ta tính toán, **mô phỏng** và biểu diễn mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu UWB nhảy tần (PSD của tín hiệu TH-UWB). Tuy nhiên, ta cần phải lưu ý rằng, mã truyền dẫn có vai trò **kép**: vai trò của mã đa truy nhập phân chia theo mã, và vai trò định dạng phổ.

Chuỗi giá trị thực  $d$  đưa vào **khối thứ ba** (khối điều chế vị trí xung PPM). Khối này tạo ra chuỗi xung đơn vị (xung Dirac  $\delta(t)$ ) tại tốc độ  $R_p = N_s/T_b = 1/T_s$  (xung/s). Các xung này được định vị tại các thời điểm, hay định thời tại  $jT_s + d_j$ , và vì thế nó dịch thời so với vị trí danh định  $jT_s$  một khoảng  $d_j$ . Các xung sẽ xuất hiện tại các thời điểm  $(jT_s + c_j T_c + a_j \varepsilon)$ . Ta lưu ý rằng, mã  $c$  làm dịch thời gian tín hiệu phát, là lý do mà ta gọi mã này là mã nhảy thời gian (TH code). Ta lưu ý rằng, dịch thời do bộ điều chế PPM,  $a_j \varepsilon$ , thường là rất nhỏ so với dịch thời do mã TH,  $c_j T_c$ , tức là,  $a_j \varepsilon < c_j T_c$ , trừ trường hợp  $c_j = 0$ .  $T_c$  được gọi là khoảng thời gian của một chip.

**Khối cuối cùng**, là khối lọc định dạng xung có đáp ứng xung là  $p(t)$ . Đáp ứng xung  $p(t)$  phải đảm bảo tín hiệu ở đầu ra của bộ lọc định dạng xung phải là một chuỗi xung không chồng lấn lên nhau một cách nghiêm ngặt. Các dạng xung thường được chấp nhận nhất sẽ được phân tích rõ trong chương 3, “**Bộ định dạng xung**”.

Tín hiệu ra  $s(t)$  ở đầu ra của hệ thống (hình 2.15) được biểu diễn là:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_s - c_j T_c - a_j \varepsilon) \quad (2.2)$$

Khoảng thời gian phát một bit  $T_b$ ,  $T_b = N_s T_s$ . Ta cũng cần lưu ý rằng, trong phương trình (2.2), đại lượng  $c_j T_c$  định nghĩa tính ngẫu nhiên của xung hay sự dịch thời so với vị trí danh định xuất hiện tại bội số của  $T_s$ . Nếu ta biểu diễn dịch thời gian do mã TH  $c_j T_c$  bằng một lượng rung thời gian một cách ngẫu nhiên  $\eta_j$ , mà được phân bố trong khoảng  $(0, T_\eta)$  với  $T_\eta < T_s$ , thì ta nhận được:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_s - \eta_j - a_j \varepsilon) \quad (2.3)$$

Như đã lưu ý ở trên, thường  $\eta_j \gg \varepsilon$ . Ảnh hưởng của hai đại lượng này là làm dịch thời ngẫu nhiên trong khoảng  $\left[0, \underbrace{T_\eta + \varepsilon}_{< T_s}\right]$ , được biểu diễn bởi đại lượng  $\theta_j$ . Tín hiệu phát được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p_j(t - jT_s - \theta_j) \quad (2.4)$$

Khái niệm dẫn đến tín hiệu theo phương trình (2.2) có thể được tổng quát hóa, ý tưởng là hai dạng xung khác nhau  $p_0(t)$  và  $p_1(t)$  được phát tương ứng với các bit thông tin “0” và “1”. Ta lưu ý rằng, trường hợp được phân tích ở trên cho bộ điều chế PPM, trong đó ta đưa dịch thời  $\varepsilon$  phụ thuộc vào bit, là trường hợp cụ thể với  $p_1(t)$  là phiên bản dịch thời của  $p_0(t)$ . Biểu diễn chung là:

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p_{a_j}(t - jT_s - c_j T_c) \\ &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p_{a_j}(t - jT_s - \eta_j) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Phương trình (2.5) cũng được dùng để biểu diễn cho trường hợp TH-UWB kết hợp với PAM (PAM-TH-UWB), khi đó  $p_1(t) = -p_0(t)$ .

## Sim\_UWB 2.03

Phần này, ta mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu đối với tín hiệu PPM-TH-UWB theo mô hình hệ thống được cho ở hình 2.16. Ta lưu ý rằng, với mục đích mô phỏng tạo tín hiệu UWB, ta modul hóa và chức năng hóa, chi tiết quá trình tạo tín hiệu UWB dựa trên phương pháp mô hình hóa và mô phỏng được trình bày ở chương 1 (xem phần phương pháp luận mô phỏng và phương pháp lập mô hình mô phỏng). Với đặc điểm của Matlab, tương ứng với mỗi khối chức năng được mô phỏng bởi một chương trình và việc phân lớp ở dạng hàm hay chương trình con (xem hình 1.7).



**Hình 2.16** Mô hình hệ thống cho máy phát PPM-TH-UWB

Mã chương trình Matlab thực hiện mô hình này như sau:

- ✓ **Khối thứ nhất:** Tạo chuỗi nhị phân, đầu ra của khối này là chuỗi bit được truyền trên kênh vật lý, Matlab hóa cho khối này được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.05**.

**Prog 2.05** Đầu vào của chương trình này là số bit cần được tạo, *numbits*. Kết quả chương trình tạo ra ở đầu ra là chuỗi *numbits* bit nhị phân nhận giá trị {0, 1} đồng xác suất.

Mô phỏng để tạo chuỗi *numbits* bit được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.05**:

`[bits]=uwb20301_bits(numbits)`

Ví dụ: Thực hiện tạo chuỗi bit nhị phân gồm 7 bit:

`chuoibit = uwb20301_bits(7)`

Kết quả: `chuoibit = 1 1 0 1 1 0 0`

- ✓ **Khối thứ 2:** Trình bày bộ mã hóa lặp mã, trong đó mỗi bit của luồng nhị phân đầu vào được lặp lại *Ns* lần, hoạt động của khối này được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.06**.

**Prog 2.06** Chương trình nhận hai đầu vào: luồng bit đầu vào, *bits*; số lần lặp cho mỗi bit, *Ns*. Kết quả là, chương trình trả về chuỗi bit được lặp, *repbits*.

Mô phỏng quá trình mã hóa lặp mã bởi chương trình **Prog 2.06**:

[*repbits*]=**uwb20302\_repcode**(*bits*, *Ns*);

Ví dụ: Thực hiện lặp chuỗi [1 0 1] với *Ns* = 2 bằng cách:

*chuoi\_bitlap* = **uwb20302\_recode**([1 0 1], 2)

Kết quả: *chuoi\_bitlap* = 1 1 0 0 1 1

- ✓ **Khối thứ 3** Thực hiện mã hóa nhảy thời gian TH và điều chế PPM. Muốn vậy, các mã TH giả ngẫu nhiên được tạo ra. Mỗi mã TH là chuỗi *Np* số nguyên được chọn một cách ngẫu nhiên với phân bố đều trên khoảng [0, *Nh*-1]. Hoạt động của khối này được thực hiện bởi hai chương trình, **Prog 2.07** và **Prog 2.08**, trong đó chương trình **Prog 2.07** tạo mã TH giả ngẫu nhiên và chương trình **Prog 2.08** thực hiện mã hóa TH và điều chế PPM.

**Prog 2.07** Chương trình thực hiện tạo mã TH giả ngẫu nhiên với chu kỳ *Np* và thành tố trong tập của mã TH, *Nh*. Vì vậy *Np* và *Nh*, là hai tham số đặc trưng của mã TH và là các đầu vào của chương trình. Chương trình **Prog 2.07** cho ra vector, *THcode*, chứa mã được tạo ra theo hai tham số *Np* và *Nh*.

Mô phỏng quá trình tạo mã TH bởi chương trình **Prog 2.07**:

[*THcode*]=**uwb20304\_TH**(*Nh*, *Np*);

Ví dụ: maTH1 = **uwb20304\_TH**(3,5) => Kết quả: maTH1 = 1 2 2 0 2

maTH1 = **uwb20304\_TH**(3,5) => Kết quả: maTH1 = 2 0 1 2 2

maTH2 = **uwb20304\_TH**(3,2) => Kết quả: maTH2 = 2 1

**Prog 2.08** Chương trình thực hiện quá trình mã hóa TH và quá trình điều chế PPM. Chương trình nhận chuỗi nhị phân đầu vào và tạo ra chuỗi xung Dirac. Vị trí thời gian của mỗi xung đầu ra được xác định theo chu kỳ lặp xung *Ts*, mã TH, và PPM nhị phân. Chương trình **Prog 2.08** nhận 06 đầu vào (tín hiệu vào và các tham số đặc trưng của 2PPM-TH) gồm: (1) chuỗi nhị phân, *seq*; (2) tần số lấy mẫu cho tín hiệu ra, *fc*; (3) thời gian chip, *Tc*; (4) chu kỳ lặp lại xung, *Ts*; (5) dịch thời do PPM, *dPPM*; (6) mã TH, *THcode*. Chương trình trả về 02 chuỗi đầu ra gồm: (1) chuỗi xung sau khi mã hóa TH và điều chế PPM, *PPMTHseq*; (2) chuỗi xung sau khi được mã hóa TH đổi với chuỗi vào (nghĩa là, chuỗi nhị phân đầu vào *seq* chỉ được mã hóa TH mà chưa được điều chế PPM), *THseq*.

Mô phỏng quá trình mã hóa TH và điều chế PPM bởi chương trình **Prog 2.08**:

[*PPMTHseq*, *THseq*] = **uwb20305\_2PPM\_TH**(*seq*, *fc*, *Tc*, *Ts*, *dPPM*, *THcode*)

- ✓ **Khối thứ 4:** Là khối định dạng xung. Đáp ứng xung kim của khối này biểu trưng cho dạng sóng của xung tín hiệu UWB cơ bản. Trong phần này, ta dùng bộ lọc định dạng xung có đáp ứng xung là đạo hàm bậc hai của xung Gausơ. Đáp ứng xung của bộ định dạng xung được tạo ra bởi chương trình **Prog 2.09**.

**Prog 2.09** Chương trình nhận 3 tham số đầu vào: tần số lấy mẫu, *fc*; khoảng thời gian của đáp ứng xung, *Tm*; hệ số định dạng xung, *tau*. Sự xuất hiện tham số đối với khoảng thời gian của xung được minh chứng bởi thực tế là đạo hàm bậc hai của xung Gausơ có khoảng thời gian vô hạn trên danh nghĩa. Vì vậy, là hợp lý để ta giả thiết các giá trị khác không chỉ

trong chỉ trong một cửa sổ thời gian có độ dài  $Tm$ . Việc chọn tham số  $Tm$  hoàn toàn phụ thuộc vào giá trị của hệ số định dạng  $\tau$ . Cụ thể là, người ta đã cho thấy rằng,  $Tm=2*\tau$  dẫn đến lỗi cắt mất năng lượng là nhỏ hơn 50 dB so với năng lượng nguyên thủy (gốc). Chương trình **Prog 2.09** tạo ra xung  $w0$  là phiên bản băng lượng chuẩn hóa của sóng đạo hàm bậc 2 của xung Gausso với  $\tau$  là hệ số định dạng xung.

Mô phỏng để tạo đáp ứng xung này được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.09** là:

$$[w0] = \text{uwb20306\_waveform}(fc, Tm, tau)$$

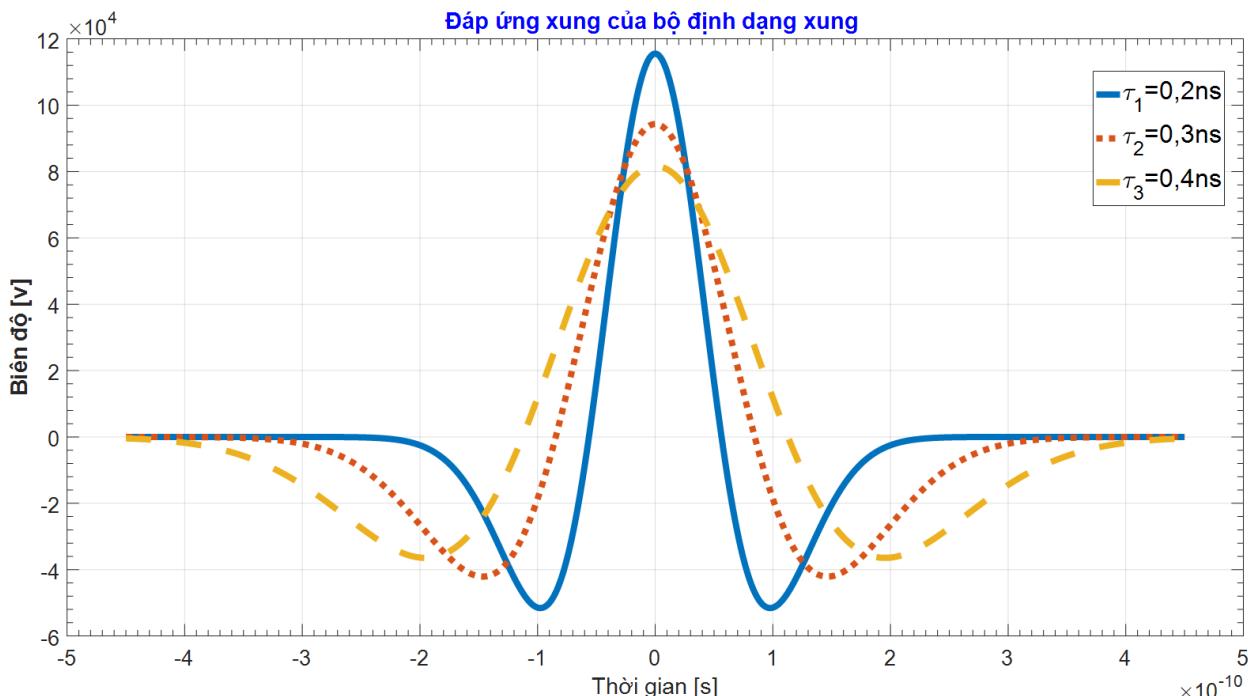
Ta dùng chương trình **Prog 2.09** để ước lượng ảnh hưởng của việc thay đổi hệ số định dạng lên sóng đạo hàm bậc hai của xung Gausso. Ta thiết lập giá trị cho các tham số như sau:

$$\begin{aligned} fc &= 10e12; \\ Tm &= 0.9e-9; \\ tau1 &= 0.2e-9; \\ tau2 &= 0.3e-9; \\ tau3 &= 0.4e-9; \end{aligned}$$

Ta tạo các đáp ứng xung tương ứng với các giá trị của hệ số định dạng bằng cách

$$\begin{aligned} [a1] &= \text{uwb20306\_waveform}(fc, Tm, tau1); \\ [a2] &= \text{uwb20306\_waveform}(fc, Tm, tau2); \\ [a3] &= \text{uwb20306\_waveform}(fc, Tm, tau3); \\ time &= \text{linspace}(-Tm/2, Tm/2, \text{length}(a1)); \\ P &= \text{plot}(time, a1, time, a2, time, a3); \end{aligned}$$

Kết quả được cho ở hình 2.17 cho thấy độ rộng của xung tăng theo hệ số định dạng xung.



**Hình 2.17** Dạng sóng xung Gausso tại các giá trị của hệ số định dạng xung:  $\tau_1=0,2\text{ns}$ ;  $\tau_2=0,3\text{ns}$ ;  $\tau_3=0,4\text{ns}$

Ta có được tín hiệu phát tại đầu ra của hình 2.16 bằng cách lấy tích chập chuỗi xung được tạo ra bởi chương trình **Prog 2.08** với đáp ứng xung kim được tạo ra bởi chương trình **Prog 2.09**. Việc lấy tích chập này được thực hiện bởi hàm sẵn có trong Matlab, **conv(A,B)**.

Matlab hóa mô hình 2.6 bởi năm chương trình được trình lọc ở trên bằng cách tiến hành mô phỏng từng khối chức năng của mô hình hệ thống hình 2.16. Việc mô phỏng toàn bộ quá trình hoạt động của mô hình hệ thống ở hình 2.16 được trình tự hóa bởi chương trình **Prog 2.10** và được tổng hợp trong Sim\_UWB 2.03.

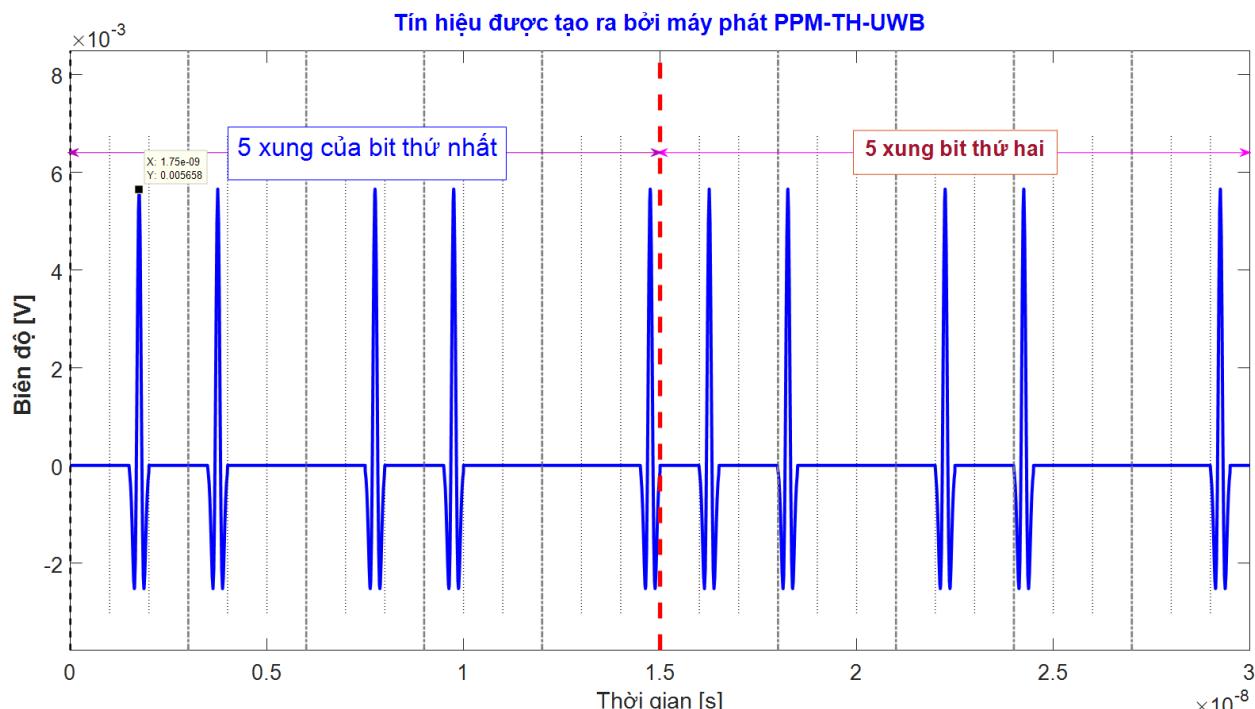
**Prog 2.10** Chương trình thực hiện trình tự mô phỏng được giải thích ở trên (trình tự hoạt động ở hình 2.16). Trong chương trình **Prog 2.10** ta phải thiết trị cho **11** tham số đặc trưng cho tín hiệu PPM-TH-UWB và mô hình mô phỏng: (1) công suất phát trung bình, *Pow*; (2) tần số lấy mẫu, *fc*; (3) số bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân, *numbits*; (4) thời gian khung (chu kỳ lặp trung bình xung), *Ts*; (5) số xung trên bit, *Ns*; (6) thời gian chip, *Tc*; (7) thành tố trong tập của mã TH, *Nh*; (8) chu kỳ của mã TH, *Np*; (9) thời gian của xung, *Tm*; (10) hệ số định dạng xung, *tau*; (11) dịch thời do điều chế PPM, *dPPM*.

Ta nhận được 4 đầu ra của chương trình gồm: (1) chuỗi bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân, *bits*; (2) chuỗi mã TH được dùng cho bộ mã hóa TH, *THcode*; (4) tín hiệu PPM-TH-UWB phát, *Stx*; tín hiệu tham chuẩn, *ref*. Ta lưu ý rằng, ở phía thu ta sẽ dùng tín hiệu tham chuẩn *ref* này để tạo thực hiện mặt nạ tương quan, và dùng vector *bits* để ước lượng lỗi.

Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu 2PPM-TH-UWB theo hình 2.16 bởi chương trình **Prog 2.10** là:

```
[bits, THcode, Stx, ref] = uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM);
```

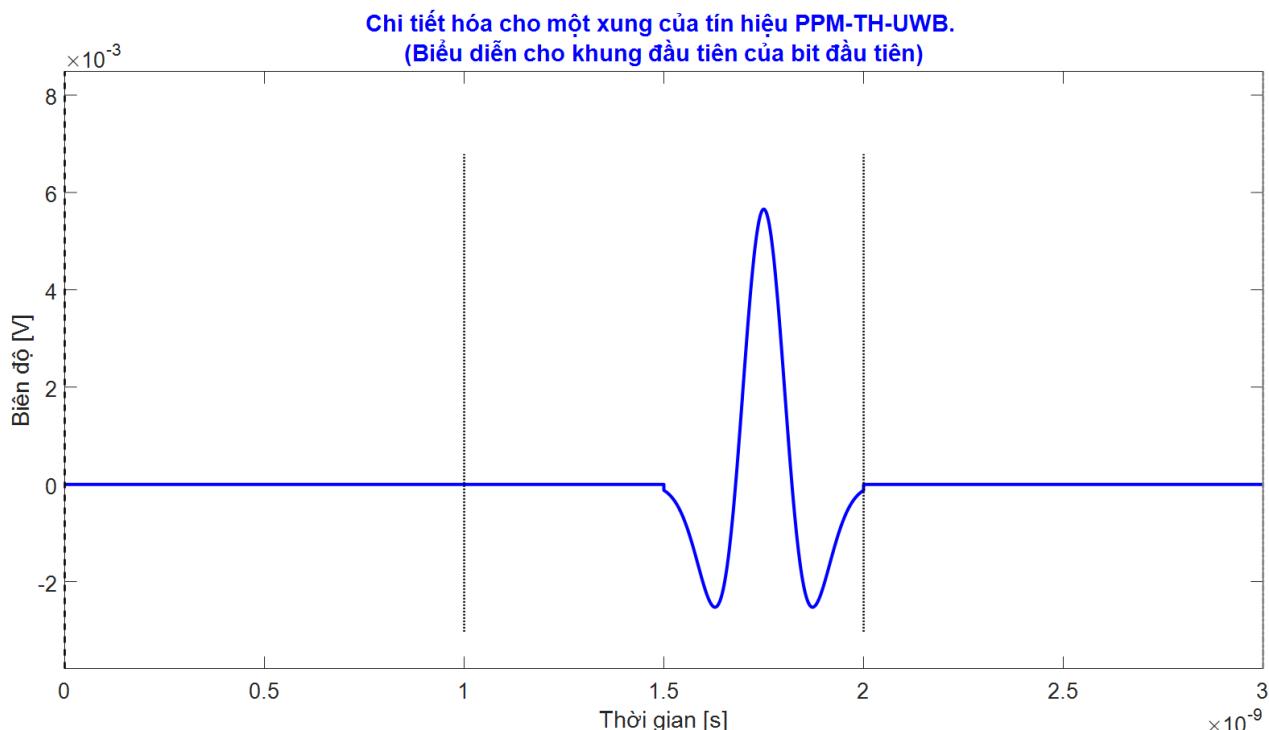
Hình 2.18 biểu diễn tín hiệu PPM-TH-UWB, *Stx*, được mô phỏng bởi chương trình **Prog 2.10** khi ta thiết lập giá trị cho 11 tham số của mô hình 2.16 là: *Pow* = -30; *fc* = 50e9; *numbits* = 2; *Ts* = 3e-9; *Ns* = 5; *Tc* = 1e-9; *Nh* = 3; *Np* = 5; *Tm* = 0.5e-9; *tau* = 0.25e-9; *dPPM* = 0.5e-9.



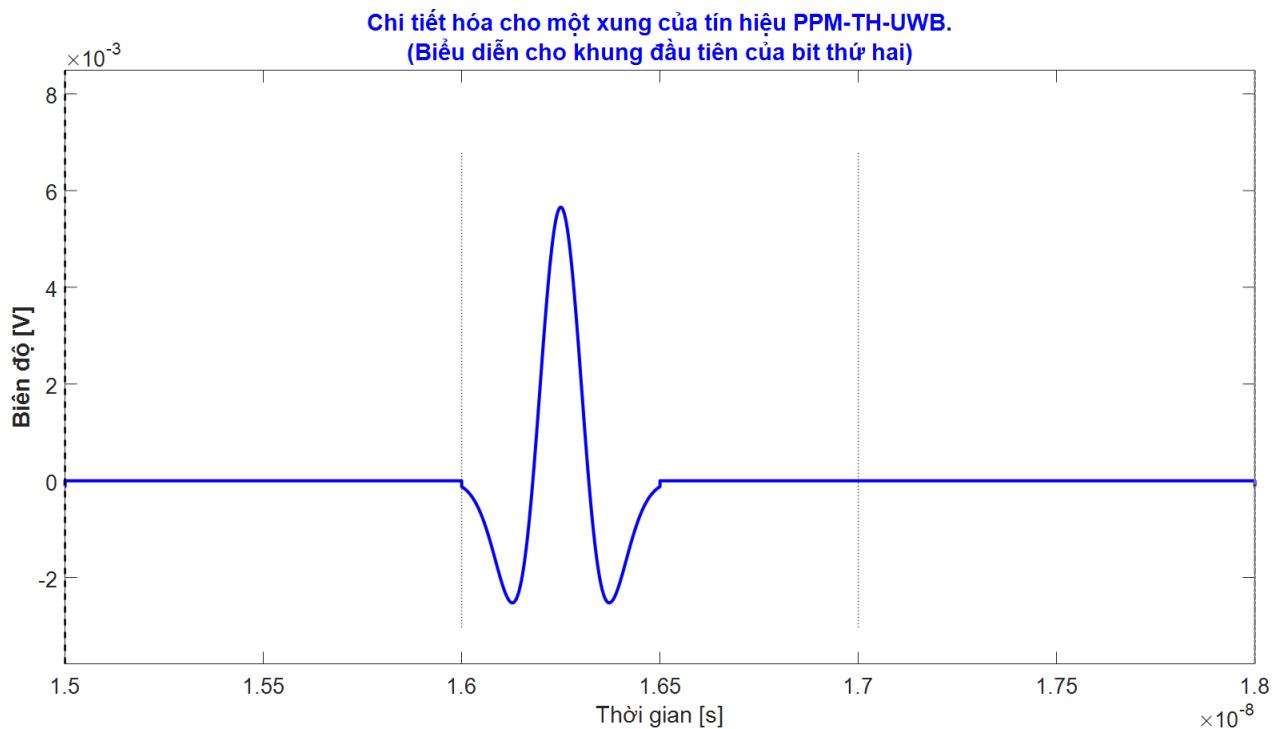
**Hình 2.18** Tín hiệu được tạo ra bởi máy phát PPM-TH-UWB (hình 2.16) tại giá trị của 11 tham số:

$$\begin{aligned} Pow &= -30; fc = 50e9; numbits = 2; Ts = 3e-9; Ns = 5; Tc = 1e-9; Nh = 3; Np = 5; Tm \\ &= 0.5e-9; tau = 0.25e-9; dPPM = 0.5e-9 \end{aligned}$$

Trường hợp hình 2.18, chương trình **Prog 2.05** tạo ra chuỗi bits =[1,1]. Ta thấy rằng, 5 xung đầu tiên của chuỗi bit đầu ra được định vị ở cuối khe tương ứng, trong khi đó 5 xung cuối cùng được định vị ở thời điểm bắt đầu của khe tương ứng. Ảnh hưởng của PPM lên vị trí xung được thấy ở hình 2.19 và hình 2.20. Cụ thể là, hình 2.19 biểu diễn tín hiệu *Stx* trong cửa sổ thời gian tương ứng với khung đầu tiên của bit đầu tiên (một bit gồm 5 khung ứng với 5 xung). Ở đây ta thấy rằng, sóng xung bắt đầu tại *dPPM* giây sau đó bắt đầu của khe thứ hai. Hình 2.20 biểu diễn tín hiệu *Stx* trong cửa sổ thời gian tương ứng với khung đầu tiên của bit thứ hai, cùng một xung bắt đầu di chuyển ở thời điểm đầu của cùng khe thời gian.



**Hình 2.19** Chi tiết hóa cho một xung của tín hiệu PPM-TH-UWB (xem hình 2.18). Biểu diễn cho khung đầu tiên của bit đầu tiên



**Hình 2.20** Chi tiết hóa cho một xung của tín hiệu PPM-TH-UWB (xem hình 2.18). Biểu diễn cho khung đầu tiên của bit thứ hai

### 2.3.3 Tạo tín hiệu UWB chuỗi trực tiếp: DS-UWB

Phần này ra tóm lược nguyên lý cơ bản của trại phổ chuỗi trực tiếp DS-SS với mục đích tập trung mở rộng cho UWB.

Tín hiệu băng tần siêu rộng UWB được tạo ra bằng cách: mã hóa chuỗi bit nhị phân phát bằng chuỗi nhị phân giả ngẫu nhiên PN; sau đó, điều chế biến độ của chuỗi xung có thời gian rất ngắn này. Phương pháp này được coi là trường hợp mở rộng của hệ thống DS-SS truyền thông, trong đó các xung có dạng Nyquist hay dạng chữ nhật trong miền thời gian với  $T_c$  là khoảng thời gian của một chip. Ta có thể dễ dàng rút ra biểu thức giải tích của tín hiệu DS-SS-UWB bằng cách coi độ rộng xung rất hẹp so với thời gian của một chip. Trong các hệ thống DS-SS truyền thông, tín hiệu sau khi được trại phổ và điều chế sóng mang vô tuyến (thường là điều chế BPSK). Chi tiết hơn, tín hiệu nói ở trên có thể được tạo ra theo sơ đồ hình 2.21.

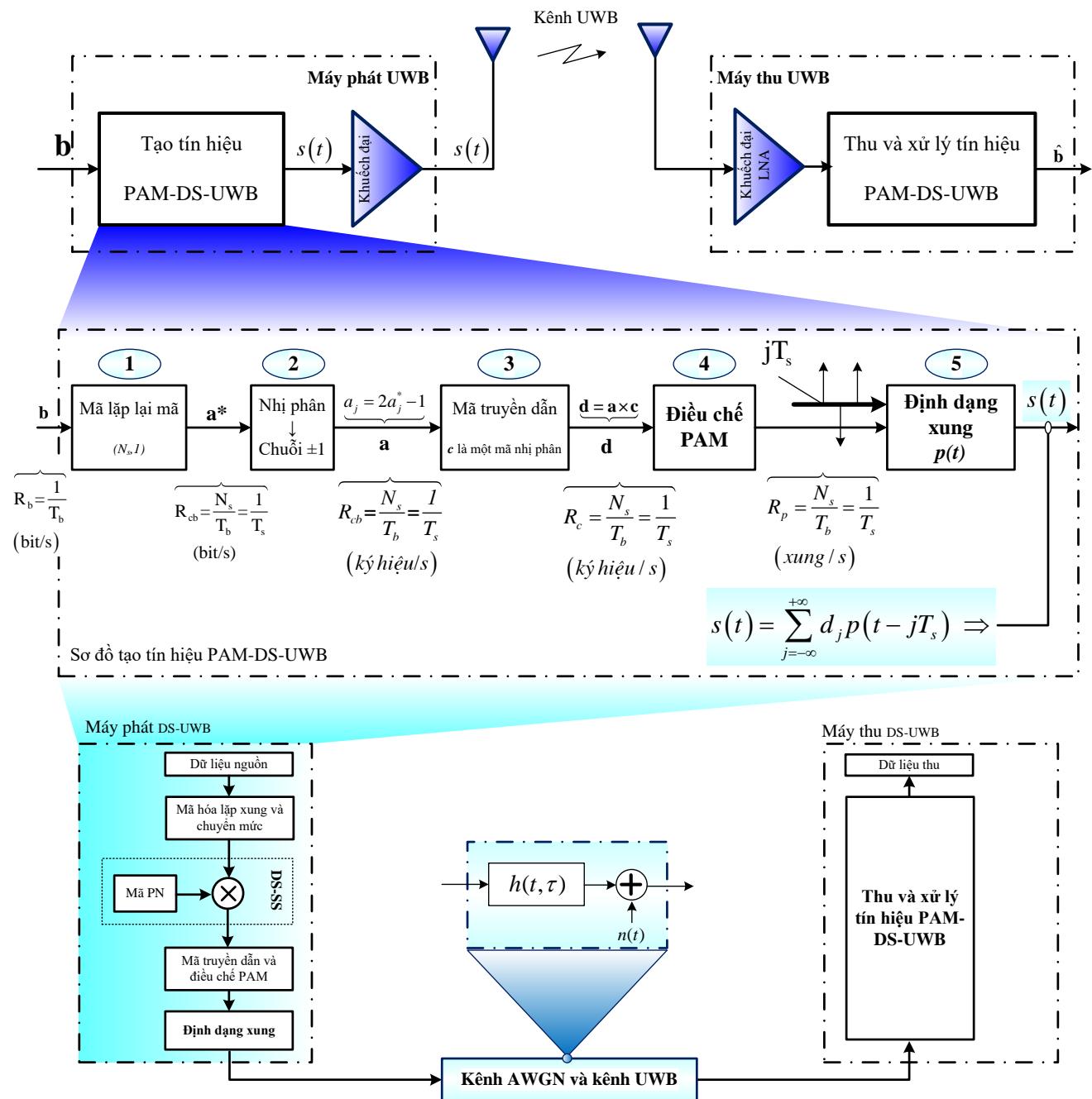
Giả sử ta cần phát một chuỗi tín hiệu nhị phân  $\mathbf{b} = (..., b_0, b_1, ..., b_k, b_{k+1}, ...)$  tại tốc độ bit  $R_b = 1/T_b$  (bit/s). **Khối đầu tiên** thực hiện lặp lại mỗi bit  $N_s$  lần và tạo ra chuỗi nhị phân  $\left( ..., \underbrace{b_0, b_0, \dots, b_0}_{N_s}, \underbrace{b_1, b_1, \dots, b_1}_{N_s}, \dots, \underbrace{b_k, \dots, b_k}_{N_s}, \underbrace{b_{k+1}, \dots, b_{k+1}}_{N_s}, \dots \right) = (..., a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots) = \mathbf{a}^*$  tại tốc độ  $R_{cb} = N_s/T_b = 1/T_s$  (bit/s). Như trong sơ đồ TH, khối này cũng là một bộ mã hóa lặp lại mã.

**Khối thứ hai** thực hiện chuyển chuỗi  $\mathbf{a}^*$  thành chuỗi giá trị dương và âm, chuỗi  $\{\pm 1\}$   $\mathbf{a} = (..., a_0, a_1, \dots, a_j, a_{j+1}, \dots)$ , nghĩa là  $a_j = 2a_j^* - 1, -\infty < j < +\infty$ .

**Khối thứ ba**, bộ mã hóa truyền dẫn sử dụng một mã nhị phân  $\mathbf{c} = (..., c_0, c_1, \dots, c_j, c_{j+1}, \dots)$  bao gồm các giá trị  $\pm 1$  và chu kỳ  $N_p$  và tạo ra một chuỗi mới  $\mathbf{d} = \mathbf{a} \times \mathbf{c}$  chứa các phần tử  $d_j = a_j c_j$ .  $N_p$

thường được cho bằng  $N_s$ . Trường hợp tổng quát cho  $N_p$  băng bội số của  $N_s$ . Ta lưu ý rằng,  $d$  là một chuỗi các giá trị  $\pm 1$  giống như  $a$  và được tạo ra tại tốc độ  $R_c = N_s/T_b = 1/T_s$  (bit/s).

Chuỗi  $d$  đưa vào **khối thứ tư**, khói điều chế PAM để tạo ra một chuỗi xung đơn vị (xung Dirac  $\delta(t)$ ) tại tốc độ  $R_p = N_s/T_b = 1/T_s$  (xung/s). Xung được định thời tại các thời điểm  $jT_s$ .



**Hình 2.21** Sơ đồ tạo tín hiệu PAM-DS-UWB

Đầu ra của bộ điều chế đưa vào bộ lọc định dạng xung (**khối thứ 5**) có đáp ứng xung kim  $p(t)$ . Trong hệ thống DS-SS truyền thống, đáp ứng xung kim  $p(t)$  là xung chũ nhặt trong khoảng thời gian  $T_s$ . Trong trường hợp DS-UWB,  $p(t)$  là xung có khoảng thời gian rất nhỏ so với  $T_s$ , như đã được phân tích trong trường hợp TH. Việc định dạng xung sẽ được phân tích chi tiết trong chương 3.

Tín hiệu  $s(t)$  tại đầu ra của sơ đồ hình 2.21 được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d_j p(t - jT_s) \quad (2.6)$$

Ta lưu ý rằng, tương tự như trường hợp TH, khoảng thời gian một bit  $T_b = N_s T_s$ .

Dạng sóng nhận được cuối cùng là dạng sóng PAM. Việc ước lượng mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu (2.6) là đơn giản hơn so với việc ước lượng PSD của tín hiệu (2.2), do tín hiệu (2.6) không có sự dịch thời và sự xuất hiện các xung tại các khoảng thời gian cách đều. Điều này sẽ được sáng tỏ ở chương 3.

Khi sử dụng bộ điều chế vị trí xung PPM, thì tín hiệu được biểu diễn như sau:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p\left(t - jT_s - \varepsilon \frac{d_j + 1}{2}\right) \quad (2.7)$$

Ta lưu ý rằng, trong phương trình (2.7), việc mã hóa làm trắng phổ (làm đặc phổ, phổ đặc) là do đặc tính giả ngẫu nhiên của mã DS.

## Sim\_UWB 2.04

Phần này, ta mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu đối với tín hiệu PAM-DS-UWB theo mô hình hệ thống được cho ở hình 2.22.



**Hình 2.22** Mô hình hệ thống cho máy phát PAM-DS-UWB

Mã chương trình Matlab thực hiện mô hình này như sau:

- ✓ **Khối thứ nhất và khối thứ 2:** Hoạt động tương tự như Sim\_UWB 2.03. Vì vậy, hoạt động của hai khối này được mô phỏng bởi chương trình **Prog 2.05.** và **Prog 2.06** như Sim\_UWB 2.03.
- ✓ **Khối thứ 3:** Thực hiện mã hóa DS và điều chế PAM lên đầu ra của khối thứ 2. Ta xét các mã DS, nghĩa là, mã được gán cho người dùng là một chuỗi  $N_p$  giá trị nhị phân. Việc mô phỏng hoạt động của khối được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.11** và **Prog 2.12.** Trong đó, chương trình **Prog 2.11** tạo mã DS giả ngẫu nhiên. Chương trình **Prog 2.12** thực hiện mã hóa DS và điều chế PAM. Cụ thể là:

**Prog 2.11** Chương trình tạo mã DS giả ngẫu nhiên có chu kỳ  $N_p$ . Giá trị của  $N_p$  là tham số đầu vào của chương trình.

Mô phỏng tạo chuỗi mã DS giả ngẫu nhiên được thực hiện bởi **Prog 2.11** là:

$$[DScode]=\text{uwb20401\_DS}(N_p)$$

Ví dụ:  $\text{maDS1} = \text{uwb20401\_DS}(5) \Rightarrow$  Kết quả:  $\text{maDS1} = 1 -1 1 1 1$   
 $\text{maDS1} = \text{uwb20401\_DS}(5) \Rightarrow$  Kết quả:  $\text{maDS1} = 1 -1 1 -1 -1$

**Prog 2.12** Chương trình nhận chuỗi giá trị lưỡng cực và tạo ra chuỗi xung Dirac. Tất cả các xung được cách đều nhau về thời gian với chu kỳ lặp mã xung  $T_s$ . Biên độ của chuỗi xung được xác định bởi mã DS và sơ đồ điều chế PAM. Chương trình **Prog 2.12** nhận 04 đầu vào gồm: (1) chuỗi nhị phân,  $seq$ ; (2) tần số lấy mẫu đối với tín hiệu đầu ra,  $fc$ ; (3) chu kỳ lặp xung trung bình,  $T_s$ ; (4) mã DS,  $DScode$ . Chương trình **Prog 2.12** cho ra 02 chuỗi đầu ra: (1) chuỗi tín hiệu sau khi mã hóa DS và điều chế PPM,  $PAMDSseq$ ; (2) chuỗi xung tham chuẩn tương ứng với đầu vào nhưng không được điều chế PAM (chỉ thực hiện mã hóa DS, chuỗi này được dùng ở phía thu),  $DSseq$ ;

Mô phỏng quá trình mã hóa DS và điều chế PAM bởi chương trình **Prog 2.12** là:

$$[PAMDSseq, DSseq] = \text{uwb20402\_2PAM\_DS}(seq, fc, Ts, DScode)$$

✓ **Khối thứ 4:** là khối định dạng xung như đã được trình lọc trong Sim\_UWB 2.03.

Từ 05 chương trình Matlab được trình lọc ở trên, ta tiến hành mô phỏng từng khối chức năng của mô hình hệ thống hình 2.22. Mô phỏng toàn bộ quá trình hoạt động của mô hình hệ thống hình 2.22 được trình tự hóa bởi chương trình **Prog 2.13** và được tổng hợp trong Sim\_UWB 2.04.

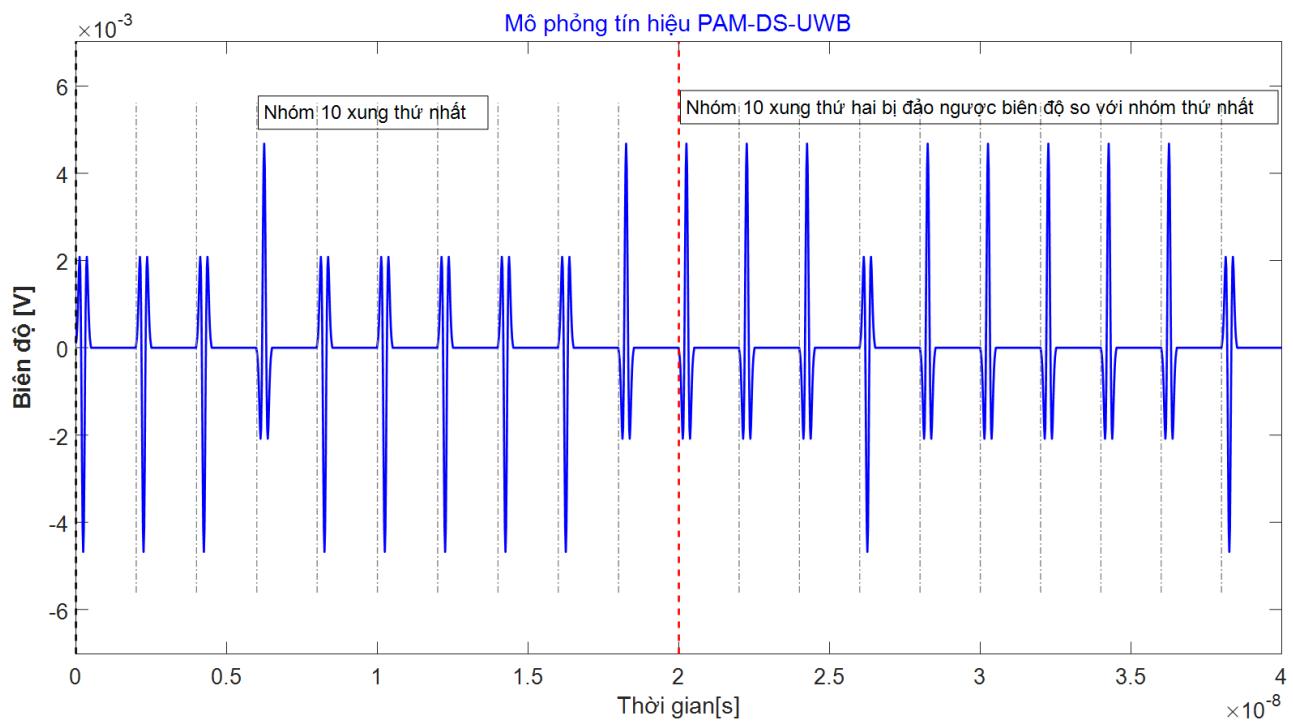
**Prog 2.13** Chương trình thực hiện mô phỏng quá trình hoạt động máy phát tín hiệu PAM-DS-UWB trên cơ sở Matlab hóa các khối chức năng của hình 2.22 bởi các chương trình đã được trình lọc ở trên. Trong chương trình **Prog 2.13** ta phải thiết trị cho 08 tham số đặc trưng của tín hiệu PAM-DS-UWB gồm: (1) công suất phát trung bình,  $Pow$ ; (2) tần số lấy mẫu,  $fc$ ; (3) số bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân,  $numbits$ ; (4) chu kỳ lặp trung bình xung,  $Ts$ ; (5) số xung trên bit,  $Ns$ ; (6) chu kỳ của mã DS,  $Np$ ; (7) khoảng thời gian đáp ứng xung,  $Tm$ ; (8) hệ số định dạng xung,  $tau$ .

*Chương trình cho ra 4 đầu ra: (1) chuỗi bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân,  $bits$ ; (2) chuỗi mã DS được dùng cho bộ mã hóa DS,  $DScode$ ; (3) tín hiệu PAM-DS-UWB phát,  $Stx$ ; (4) tín hiệu tham chuẩn,  $ref$ . Ta lưu ý rằng ở phía thu: ta sẽ dùng tín hiệu tham chuẩn này để thực hiện mặt nạ tương quan, và dùng vector  $bits$  để ước lượng lỗi.*

Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu PAM-DS-UWB theo hình 2.22 bởi **Prog 2.13** là:

$$[bits, DScode, Stx, ref] = \text{uwb20403\_transmitter\_2PAM\_DS}(Pow, fc, numbits, \dots \\ Ts, Ns, Np, Tm, tau);$$

Hình 2.23 biểu diễn tín hiệu PAM-DS-UWB được tạo ra bởi chương trình **Prog 2.13** với giá trị của 08 tham số được thiết trị là:  $Pow = -30$ ;  $fc = 50e9$ ;  $numbits = 2$ ;  $Ts = 2e-9$ ;  $Ns = 10$ ;  $Np = 10$ ;  $Tm = 0.5e-9$ ;  $tau = 0.25e-9$ . Tín hiệu này gồm hai nhóm 10 xung, mỗi nhóm liên quan đến một bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân. Cụ thể là, trường hợp được biểu diễn trên hình 2.23, chương trình **Prog 2.05** tạo ra chuỗi  $bits = [1\ 0]$ . Ta thấy rằng, nhóm 10 xung thứ hai được đảo ngược biên độ (đảo cực) so với nhóm 10 xung thứ nhất.



**Hình 2.23** Tín hiệu PAM-DS-UWB được tạo ra bởi mô hình 2.22 với giá trị của các tham số: Pow = -30; fc = 50e9; numbits = 2; Ts = 2e-9; Ns = 10; Np = 10; Tm = 0.5e-9; tau = 0.25e-9.

### 2.3.4 Tạo tín hiệu UWB đa băng tần: MB-UWB

Giải pháp đa băng MB khác với nguyên lý vô tuyến xung kim IR được phân tích ở trên. Cụ thể, theo định nghĩa băng siêu rộng UWB của FCC, 2002, một tín hiệu được coi là tín hiệu băng siêu rộng UWB nếu độ rộng băng tần của nó lớn hơn 500 MHz trên toàn bộ băng tần 7,5 GHz trong dải tần từ 3,1 GHz đến 10,6 GHz, nó được chia thành nhiều băng tần nhỏ, mỗi băng có độ rộng ít nhất là 500 MHz. Dữ liệu của người sử dụng được truyền trên các băng con trong các chu kỳ thời gian, vì vậy cho hệ thống có thể tránh được nhiễu mà không cần phải dùng các bộ lọc cao tần.

Nhiều loại điều chế được chấp nhận để điều chế dữ liệu trong mỗi băng con. Theo phân tích của nhóm công tác IEEE 802.15.TG3a, mô hình điều chế được sử dụng là OFDM.

Tín hiệu được điều chế OFDM bao gồm nhiều tín hiệu được truyền song song và điều chế các tần số sóng mang con khác nhau  $f_m$ . Các sóng mang con được cách đều nhau một khoảng  $\Delta f$ . Chuỗi bit nhị phân đầu vào bộ điều chế OFDM được chia nhỏ thành các nhóm  $K$  bit và tạo thành các khối  $N$  ký hiệu  $\{d_0, \dots, d_m, \dots, d_{N-1}\}$ , trong đó  $d_m$  nhận một trong  $L$  giá trị dương,  $K = N \log_2 L$ . Cuối cùng, mỗi ký hiệu điều chế một sóng mang con riêng. Để truyền đồng thời  $N$  ký hiệu của khối trên mỗi nhánh song song, các sóng mang con phải trực giao nhau. Nếu  $T_0$  là thời gian được sử dụng để truyền từng ký hiệu trên một sóng mang con tương ứng. Khi  $\Delta f = 1/T_0$ , thì tính trực giao giữa các truyền dẫn khác nhau được đảm bảo. Hơn nữa, khoảng thời gian bảo vệ  $T_G$  được chèn vào giữa các khối ký hiệu để tránh nhiễu xuyên ký tự (ISI). Tổng thời gian của một ký hiệu OFDM,  $T = T_0 + T_G$ , và tốc độ ký hiệu tối đa là:

$$R_s = \frac{N}{T} = \frac{N}{T_0 + T_G} \quad (2.8)$$

Độ lâu của khoảng thời gian bảo vệ thường được chọn là 20 - 30% tổng độ dài của một ký hiệu  $T$ . Tổng quát, việc chèn thời gian bảo vệ bằng cách sao chép một phần của ký hiệu OFDM chèn vào đầu ký hiệu OFDM kế tiếp, vì thế được gọi là tiền tố vòng (*cyclic prefix*) với mục đích đồng bộ sóng mang ở phía thu trong môi trường kênh tán thời. Đồng thời tiền tố vòng sẽ được loại bỏ ở máy thu.

Tất cả các bộ điều chế đều sử dụng dạng xung chữ nhật  $g_T(t)$  trong khoảng thời gian hữu hạn  $T$ :

$$g_T(t) = \begin{cases} \sqrt{1/T}, & -T_G = T_0 - T \leq t \leq T_0 \\ 0, & t \neq \end{cases} \quad (2.9)$$

Nếu  $c_m = a_m + jb_m$  biểu trưng cho một điểm trong chòm sao tín hiệu tương ứng với ký hiệu  $d_m$ , thì tín hiệu OFDM tương ứng với một khối gồm  $N$  ký hiệu sẽ là:

$$x(t) = g_T(t) \sum_{m=0}^{N-1} \left( a_m \cos(2\pi(f_p + f_m)t + \phi) - b_m \sin(2\pi(f_p + f_m)t + \phi) \right) \quad (2.10)$$

Với đường bao phức tương ứng là:

$$\underline{x}(t) = g_T(t) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j2\pi f_m t} \equiv \sum_{m=0}^{N-1} c_m \varphi_m(t) \equiv g_T(t) S(t) \quad (2.11)$$

trong đó  $\varphi_m(t) = g_T(t) e^{j2\pi f_m t}$  và  $S(t)$  là một hàm tuần hoàn có chu kỳ  $T_0$

Cách đơn giản nhất để thực hiện điều chế OFDM là sử dụng biến đổi Fourier rời rạc ngược (IDFT). Việc truyền dẫn tín hiệu OFDM (2.10) tương ứng với việc truyền dẫn một phiên bản lấy mẫu của đường bao phức (2.11), tức là truyền dẫn chuỗi sau:

$$\underline{x}[n] = \underline{x}(nt_c) = g_T(nt_c) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j2\pi f_m t_c} \quad (2.12)$$

trong đó  $t_c$  là chu kỳ lấy mẫu. Từ phương trình (2.10) cho thấy,  $x(t)$  bao gồm truyền dẫn đồng thời  $N$  tín hiệu, mỗi tín hiệu chiếm băng tần  $2\Delta f$ , các tín hiệu này điều chế các sóng mang con,  $\Delta f$  là khoảng cách giữa các sóng mang con. Theo đó, là hợp lý để nói rằng, đường bao phức (2.11) chiếm hữu các tần số trên dải  $-B \div B$ , với  $B = N\Delta f/2$ . Vì vậy, đường bao phức của tín hiệu OFDM được biểu diễn bởi các mẫu tại bội số của chu kỳ lấy mẫu  $t_c = T_0/N$  như sau:

$$\underline{x}[n] = g_T(nt_c) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j\frac{2\pi f_m n T_0}{N}} \quad (2.13)$$

Hơn nữa, nếu  $f_m = m\Delta f - (N/2)$  và  $\Delta f = m/T_0 - N/(2T_0)$  thì:

$$\begin{aligned}
 x[n] &= g_T(nt_c) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j\frac{2\pi mn}{N}} e^{-j\pi n} \\
 &= g_T(nt_c)(-1)^n \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j\frac{2\pi mn}{N}}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

Phương trình (2.14) tương ứng với thành phần thứ  $n$  của vecto  $\mathbf{C}$ , là IDFT lên vecto  $\{c_0, c_1, \dots, c_n, \dots, c_{N-1}\}$ , nghĩa là:

$$x[n] = g_T(nt_c)(-1)^n \mathbf{C}_n \tag{2.15}$$

Từ phương trình (2.15) cho thấy, ta có được các mẫu của đường bao phức trong phương trình (2.10) bằng cách thực hiện IDFT lên tập các điểm của các hệ số  $\{c_0, c_1, \dots, c_m, \dots, c_{N-1}\}$ , nó tạo ra chuỗi IDFT,  $\{C_0, C_1, \dots, C_m, \dots, C_{N-1}\}$ . Tuy nhiên, việc truyền dẫn lần lượt chuỗi theo phương trình (2.15) không cho phép tái tạo ra tín hiệu OFDM thực do có thể gây ra sai số lấy mẫu vượt quá mức cho phép khi chuỗi đi qua bộ chuyển đổi số-tương tự. Một giải pháp là, độn thêm các số 0 vào chuỗi đầu vào  $\{c_0, c_1, \dots, c_m, \dots, c_{N-1}\}$  trước khi thực hiện IDFT. Ta lưu ý rằng, việc độn thêm các số 0 này tương đương với việc đưa thêm các sóng mang con có biên độ bằng 0. Kết quả là, các số 0 nên được thêm vào đoạn giữa của chuỗi vecto đầu vào hơn là đưa vào phần cuối. Theo cách này, các sóng mang con bổ sung sẽ định vị tại các tần số gần với nửa + và - của tần số lấy mẫu, và chúng sẽ không gây nhiễu lên các sóng mang ban đầu của tín hiệu OFDM.

Do IDFT là một chuỗi tuần hoàn với chu kỳ  $N$ , nên việc đưa vào tiền tố vòng trong miền số được thực hiện bằng cách gắn phần cuối  $N_G = T_G/t_c$  chuỗi ban đầu theo phương trình (2.15) vào phần đầu của chính nó (sao chép  $N_G$  mẫu của chuỗi ban đầu đặt vào phần đầu của chuỗi kế tiếp).

Lưu ý rằng tốc độ ký hiệu trong phương trình (2.8) là tốc độ bit ban đầu, nó tương ứng với tốc độ dữ liệu của người dùng được mã hóa. Nếu tốc độ bit ban đầu là cố định, một lượng dư được đưa vào bởi mã truyền dẫn tùy thuộc vào tốc độ dữ liệu của người sử dụng.

## Sim\_UWB 2.05

Trong phần này, ta mô phỏng quá trình tạo tín hiệu MB-UWB. Cụ thể ở đây, ta dùng điều chế QPSK kết hợp với OFDM, trong đó các ký hiệu dữ liệu QPSK điều chế các sóng mang con của OFDM. Quá trình này được mô phỏng bởi hai chương trình Matlab, đó là, chương trình **Prog 2.14** và chương trình **Prog 2.15**: **Prog 2.14** thực hiện điều chế QPSK, chương trình nhận chuỗi nhị phân đầu vào và trả về chuỗi các ký hiệu điều chế QPSK; **Prog 2.15** tạo tín hiệu đa sóng mang theo phương trình (2.10). Cụ thể là:

**Prog 2.14** Chương trình nhận chuỗi đầu vào lưỡng cực, *bits*. Chương trình tạo ra 3 tín hiệu đầu ra gồm: chuỗi ký hiệu QPSK, *S*; chuỗi các tín hiệu phần thực của QPSK, *Sc*; chuỗi các tín hiệu phần thực của QPSK, *Ss*.

Mô phỏng để tạo tín hiệu QPSK được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.14** là:

$$[S, Sc, Ss] = \text{uwb20501_qpsk_mod}(bits)$$

Ví dụ: + Tạo chuỗi 8 bits

[chuobits] = **uwb20301\_bits(8);**

Kết quả: *chuobits* = 0 1 1 0 1 0 0 1

+ Điều chế QPSK

[QPSK, phanthucQPSK, phanaoQPSK]=**uwb20501\_qpsk\_mod(chuobits);**

Kết quả:

*QPSK* = -0.7071-0.7071*i*; 0.7071-0.7071*i*; 0.7071-0.7071*i*; -0.7071-0.7071*i*

*phanthucQPSK* = -0.7071; 0.7071; 0.7071; -0.7071

*phanaoQPSK* = -0.7071; -0.7071; -0.7071; -0.7071

**Prog 2.15** Chương trình mô phỏng toàn bộ quá trình tạo ra tín hiệu MB-OFDM theo phương trình (2.10). Trong chương trình **Prog 2.15**, ta phải thiết trị cho 08 tham số đặc trưng của tín hiệu MB-OFDM gồm: (1) số bit cần phát, *numbits*; (2) tần số trung tâm, *fp*; (3) tần số lấy mẫu, *fc*; (4) độ dài thông tin, (thời gian được dùng để truyền mỗi ký hiệu lên sóng mang con tương ứng), *T0*; (5) thời gian tiền tố tuần hoàn, *TP*; (6) thời gian bảo vệ, *TG*; (7) biên độ của đáp ứng xung chữ nhật, *A*; (8) số sóng mang của hệ thống OFDM, *N*.

Chương trình cho ra 11 đầu ra đặc trưng cho tín hiệu MB-OFDM theo phương trình (2.10): (1) luồng bit được tạo ra, *bits*; (2) luồng ký hiệu QPSK, *S*; (3) thành phần đồng pha I của tín hiệu được tạo ra, *SI*; (4) thành phần vuông pha Q của tín hiệu được tạo ra, *SQ*; (5) tín hiệu OFDM được tạo ra, *Stx*; (6) giá trị của tần số lấy mẫu, *fc*; (7) giá trị của tần số sóng mang, *fp*; (8) giá trị của *T0*, *T0*; (9) giá trị của *TP*, *TP*; (10) giá trị của *TG*, *TG*; (11) số lượng sóng mang con được dùng, *N*. Trong đó đặc biệt quan tâm vectơ tín hiệu *Stx* là đầu ra của bộ điều chế OFDM.

Mô phỏng để tạo tín hiệu MB-OFDM được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.15** là:

[*bits*, *S*, *SI*, *SQ*, *Stx*, *fc*, *fp*, *T0*, *TP*, *TG*, *N*] = **uwb20502\_OFDM\_qpsk(*numbits*, ...  
*fp*, *fc*, *T0*, *TP*, *TG*, *A*, *N*);**

Ta dùng chương trình **Prog 2.15** để mô phỏng lớp vật lý của sơ đồ MB-OFDM, được đề xuất bởi IEEE 802.15.TG3a.

**Bảng 2.2 Các tham số hệ thống MB-UWB, OFDM**

Tốc độ bit (Mb/s)	Điều chế	Kích thước FFT	Tỷ lệ mã hóa	Hệ số trại phỏ	<i>T<sub>0</sub></i> (ns)	<i>T<sub>p</sub></i> (ns)	<i>T<sub>G</sub></i> (ns)
55	QPSK - OFDM	128	11/32	4	242,4	60,6	70,1
80	QPSK - OFDM	128	1/2	4	242,4	60,6	70,1
110	QPSK - OFDM	128	11/32	2	242,4	60,6	70,1
160	QPSK - OFDM	128	1/2	2	242,4	60,6	70,1
200	QPSK - OFDM	128	5/8	2	242,4	60,6	70,1
320	QPSK - OFDM	128	1/2	1	242,4	60,6	70,1
480	QPSK - OFDM	128	3/4	1	242,4	60,6	70,1

Các tốc độ dữ liệu tại lớp vật lý: 55 Mb/s; 50 Mb/s; 110 Mb/s; 160 Mb/s; 200 Mb/s; 320 Mb/s; 480 Mb/s (xem bảng 2.2). Hơn nữa, tỷ lệ mã hóa khác nhau, hệ số trại phổ khác nhau cũng được áp dụng cho hệ thống ban đầu, tỷ lệ mã hóa 11/32, và hệ số trại phổ 4 được áp dụng cho trường hợp 55 Mb/s.

- ✓ *Trong trường hợp thứ nhất:* Việc mã hóa tạo ra 32 bit mã ứng với 11 bit đầu vào (tỷ lệ mã hóa là 11/32), và hoạt động trại phổ ứng với giá trị là 4 đối với mỗi bit mã, dẫn đến tốc độ tại đầu vào bộ điều chế là:

$$R_b = 55 \times 10^6 \left( \frac{11}{32} \right)^{-1} \times 4 = 640 \times 10^6 \text{ bits / s} \quad (2.16)$$

- ✓ *Trong trường hợp thứ 2:* Việc mã hóa tạo ra 8 bit mã ứng với 5 bit đầu vào (tỷ lệ mã hóa 5/8) và hoạt động trại phổ ứng với 2 giá trị nhị phân cho mỗi bit mã, dẫn đến tốc độ tại đầu vào bộ điều chế là:

$$R_b = 200 \times 10^6 \left( \frac{5}{8} \right)^{-1} \times 2 = 640 \times 10^6 \text{ bits / s} \quad (2.17)$$

Tất cả các bit ở đầu vào máy thu được sắp xếp lên các ký hiệu QPSK. Vì vậy, tốc độ ký hiệu là:

$$R_s = \frac{R_b}{\log_2 4} = 320 \times 10^6 \text{ symbols / s} \quad (2.18)$$

Trên mỗi băng con máy phát tạo ra các ký hiệu OFDM có khoảng thời gian là 312,5 ns. Vì vậy số ký hiệu phải được phát trong mỗi ký hiệu OFDM là:

$$N_s = R_s \times 312,5 \times 10^9 = 100 \quad (2.19)$$

Mỗi ký hiệu OFDM gồm thời gian bảo vệ là 70,1 ns và thời gian mang tin là 242,4 ns. Thời gian bảo vệ bao gồm tiền tố tuần hoàn 60,6 ns và thời gian khởi tạo 9,5 ns, là cần thiết để chuyển giữa các băng con. Thời gian thông tin được dùng để truyền 100 ký hiệu thông tin (xem phương trình (2.19)) cộng với 28 ký hiệu hoa tiêu. Vì vậy cần có 128 sóng mang con để truyền các ký hiệu trong mỗi khối. Nói cách khác, mỗi ký hiệu của khối (dữ liệu và hoa tiêu) điều chế sóng mang con tương ứng trong khoảng thời gian  $T_0 = 242,4$  ns, dẫn đến khoảng cách tần số là 4,1254 MHz giữa các sóng mang lân cận. Vì vậy, độ rộng băng tần của mỗi tín hiệu OFDM là:  $128 \times 4,1254 = 528$  MHz.

Để mô phỏng quá trình tạo tín hiệu OFDM trong một băng con, ta sử dụng chương trình **Prog 2.15** với việc thiết lập giá trị cho các tham số như sau:  $numbits = 4096$ ;  $fp = 1e9$ ;  $fc = 1e11$ ;  $T0 = 242.4e-9$ ;  $TP = 60.6e-9$ ;  $TG = 70.1e-9$ ;  $A = 1$ ;  $N = 128$ .

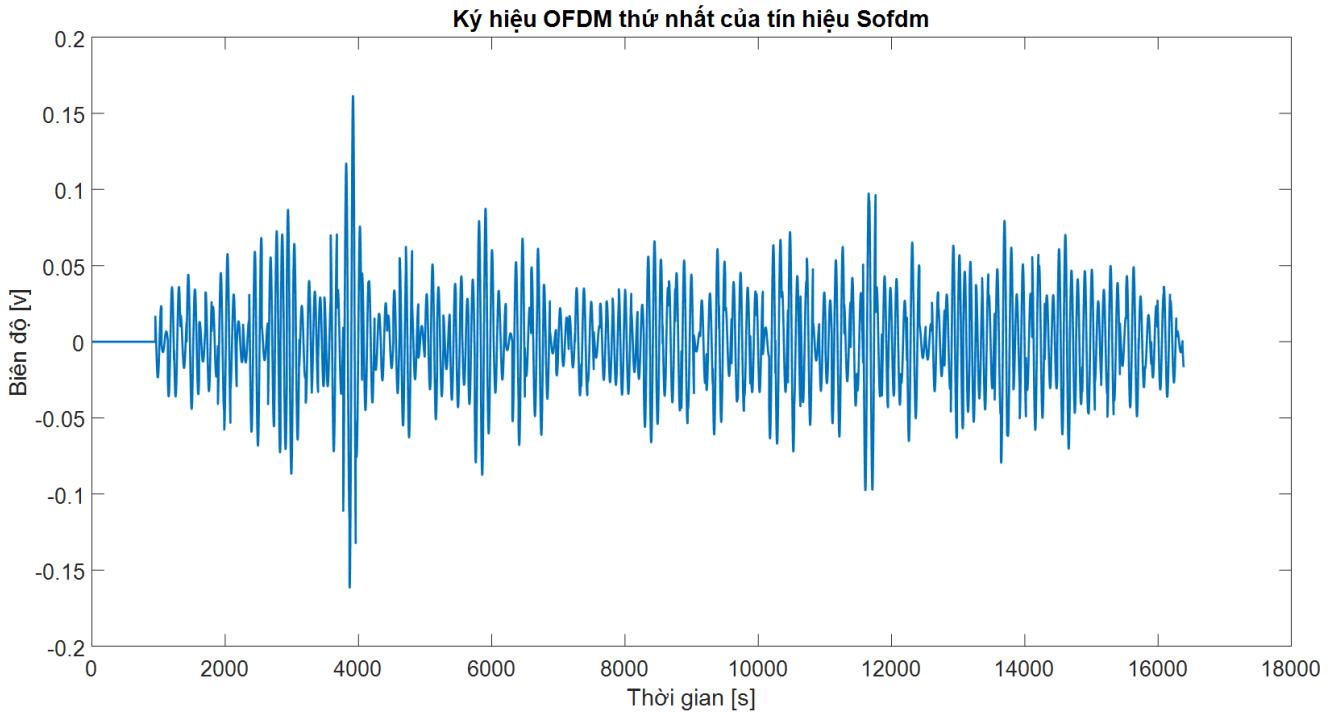
Mô phỏng để tạo tín hiệu MB-OFDM được thực hiện bởi chương trình **Prog 2.15** là:

```
[bits, S, SI, SQ, Sofdm, fc, fp, T0, TP, TG, N] = uwb20502_OFDM_qpsk(numbits,...  
fp, fc, T0, TP, TG, A, N);
```

Thành quả là, kết quả mô phỏng được lưu, và ta đặc biệt quan tâm vector tín hiệu **Sofdm** biểu trưng cho đầu ra của bộ điều chế OFDM. Ký hiệu OFDM thứ nhất của tín hiệu **Sofdm** được cho ở hình 2.24. Tại đây, ta thấy rằng, bản chất phi xung kim (*Non-Impulse*) của tín hiệu phát, mặc dù nó

vẫn là tín hiệu UWB, đã chiếm hữu băng thông lớn hơn 500 MHz. Hình 2.24 làm sáng tỏ sự hiện hữu của tiền tố tuần hoàn ở phần đầu của ký hiệu phát.

Việc phân tích và mô phỏng mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu OFDM-UWB được thực hiện ở chương 3, ”**PSD của tín hiệu MB-UWB**”.



**Hình 2.24** Ký hiệu OFDM thứ nhất của tín hiệu Sofdm

Biến thể của OFDM được gọi là đa truy nhập phân chia theo mã mã đa sóng mang hay đa truy nhập đa mã đa sóng mang (MC-CDMA) bao gồm việc áp dụng vấn đề trên cho chuỗi mã lặp, giống như khái niệm sử dụng nhiều xung để mang một bit. Trong trường hợp này, mỗi sóng mang con của ký hiệu OFDM được điều chế bởi cùng một ký hiệu nguồn. Quá trình này làm trãi rộng thông tin trên một băng tần khả dụng, vì vậy có thể được dùng để truy nhập cho nhiều người dùng dựa vào việc gán mỗi người dùng một mã. Mỗi người dùng có một mã duy nhất  $Q^{(k)} = \{q^{(k)}(0), q^{(k)}(1), \dots, q^{(k)}(N-1)\}$  nhân với ký hiệu mã lặp  $c^{(k)}$  trước khi điều chế các sóng mang con. Đường bao phức của tín hiệu theo phương trình (2.11) đổi với một ký hiệu MC-CDMA của người dùng thứ  $k$  được viết như sau:

$$\begin{aligned} \underline{x}^{(k)}(t) &= g_T(t) \sum_{m=0}^{N-1} c^{(k)} q^{(k)}(m) e^{j2\pi f_m t} \\ &= g_T(t) c^{(k)} \sum_{m=0}^{N-1} q^{(k)}(m) e^{j2\pi f_m t} \end{aligned} \quad (2.20)$$

## 2.4 Tổng kết

Chương này ta đã xét các nội dung cơ bản về tín hiệu và hệ thống UWB như: các khái niệm, định nghĩa, đặc trưng của tín hiệu và hệ thống UWB. Ta đã phân tích quá trình tạo các tín hiệu đặc trưng của vô tuyến băng siêu rộng UWB như: Tạo tín hiệu UWB nhảy thời gian, TH-UWB; Tạo tín hiệu UWB chuỗi trực tiếp, DS-UWB; Tạo tín hiệu UWB đa băng, MB-UWB. Nội dung của chương này là khởi đầu, là tiền đề, và xuyên suốt trong các chương sau.

Thông qua các kỹ thuật tạo và xử lý tín hiệu của hệ thống UWB được trình lọc, và được Matlab hóa: (1) các kết quả tính toán và mô phỏng đã làm sáng tỏ khái niệm, đặc điểm, và các tham số đặc trưng của tín hiệu và hệ thống UWB trong miền thời gian; (2) trực quan hóa nguyên lý hoạt động phần phát của hệ thống UWB ở dạng biểu diễn tín hiệu đặc trưng và điển hình trong miền thời gian. Các chương trình tính toán và mô phỏng trên Matlab, được lưu trên đĩa CD kèm theo, được tổng hợp và tóm tắt ở phụ lục 1A.

## Mật độ phổ công suất và định dạng tín hiệu UWB

### 3.1 Mở đầu

Chương 2 ta đã xét tín hiệu và hệ thống UWB, các đặc trưng của hệ thống UWB, tạo tín hiệu UWB. Chương này ta phân tích và mô phỏng mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu UWB, các tham số và nhân tố ảnh hưởng lên PSD của tín hiệu UWB.

Việc chọn đáp ứng xung kim của bộ lọc tạo dạng xung là rất quan trọng vì nó ảnh hưởng tới PSD của tín hiệu phát. Dưới đây, trước hết ta phân tích ảnh hưởng của việc thay đổi độ rộng xung và lấy đạo hàm của xung. Sau đó, ta xét chi tiết ảnh hưởng của việc kết hợp các dạng sóng khác nhau để tạo ra xung mà tuân theo giới hạn công suất như tập các mặt nạ phát xạ được định nghĩa trong chương 2 và chương 5. Cụ thể là:

Ta tập trung xét xung Gaus, xung Gaus rất phù hợp cho việc phân tích của ta, bởi vì dễ dàng thay đổi hình dạng của nó bằng cách thay đổi hệ số định dạng  $\alpha$ , và có thể nhận được dạng sóng vô hạn bằng cách lấy đạo hàm xung gốc. Theo đó phần 3.5.2, ta phân tích ảnh hưởng của việc thay đổi độ rộng xung, lấy vi phân lên hàm dạng xung và các đặc tính mật độ phổ năng lượng ESD. Phần 3.5.3, ta phân tích việc kết hợp các dạng sóng Gaus, như lấy đạo hàm và các độ rộng xung khác nhau, với mục đích là đảm bảo mặt nạ phát xạ sẽ được xét ở chương 5.

Trong giải pháp đa băng MB, toàn bộ băng tần được chia thành nhiều băng tần nhỏ có độ rộng ít nhất là 500MHz (theo FCC). Việc truyền dẫn dữ liệu của người sử dụng được thực hiện trên các băng con khác nhau, sử dụng OFDM và hướng tới hệ thống có thể tránh được xuyên nhiễu giữa các băng mà không cần các bộ lọc RF. Trong phần này, các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM sẽ được khảo sát với mục đích phân tích rõ hơn để xuất MB của nhóm công tác IEEE 802.15.TG3a.

### 3.2 Mật độ phổ công suất của tín hiệu TH-UWB

#### 3.2.1 Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu PPM-UWB

Tín hiệu (2.4) trong chương 2 rất giống với điều chế PPM ở dạng tương tự. Với tín hiệu điều chế  $m(t)$ , thì sóng tín hiệu PPM  $x(t)$  ở dạng tương tự bao gồm một chuỗi xung có hình dạng giống nhau, không chồng lấn lên nhau, và được dịch thời một lượng  $T_s$  bởi các mẫu tín hiệu  $m(kT_s)$ . Sóng tín hiệu PPM ở dạng tương tự được biểu diễn bởi:

$$\begin{aligned} x_{PPM}(t) &= \sum_{j=-\infty}^{+\infty} p(t - jT_s - m(jT_s)) \\ &= p(t) * \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \delta(t - jT_s - m(jT_s)) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Tín hiệu PPM (3.1) thường được coi là sự biểu diễn mẫu đồng đều. Một dạng hơi khác của PPM tương tự, được gọi là lấy mẫu tự nhiên, có được mà không cần lấy mẫu sóng điều chế  $m(t)$  một cách rõ ràng. Tuy nhiên, dạng thứ hai hơi khác nếu dịch thời cực đại là nhỏ so với chu kỳ xung

$T_s$ . Ta cần lưu ý rằng, hàm ý trong lấy mẫu tự nhiên là tránh việc lấy mẫu để đơn giản hóa thiết bị. Đây là điều ta quan ngại. Vì vậy, ta coi (3.1) là sự biểu diễn hợp lệ đối với sóng PPM tương tự.

Điều kiện đủ để các xung (3.1) không chồng lấn nhau một cách triệt để là:

$$p(t) = 0 \text{ với } |t| > \frac{T_s}{2} - |m(t)|_{\max} \Rightarrow |m(t)|_{\max} \leq \frac{T_s}{2} \quad (3.2)$$

Nếu điều kiện (3.2) được thỏa mãn, thì các xung không chồng lấn lên nhau và thứ tự của các xung là không đổi. Với các tín hiệu điều chế cụ thể, ví dụ, một sóng sin tại tần số rất thấp so với  $1/T_s$ , thì có thể tìm được các điều kiện lỏng hơn so với điều kiện (3.2). Với mục đích có tính tổng quát, ta sẽ giả thiết (3.2) được thỏa mãn trong mọi trường hợp mà ta xét.

Khó ước lượng được PSD của tín hiệu PPM do đặc tính *phi truyền* của điều chế PPM. Ở đây ta chỉ xét ba trường hợp điển hình để hiểu phổ của tín hiệu TH-UWB gồm: tín hiệu điều chế sin; tín hiệu điều chế tuần hoàn; và tín hiệu điều chế ngẫu nhiên.

### 3.2.1.1 Mật độ phổ công suất của tín hiệu điều chế sin

Xét tín hiệu điều chế sin,  $m(t)$  tại tần số  $f_0$

$$m(t) = A \cos(2\pi f_0 t) \quad (3.3)$$

Lưu ý rằng, theo định lý lấy mẫu, để khôi phục được  $m(t)$  từ dạng sóng được điều chế, tần số lấy mẫu  $1/T_s$  ít nhất phải bằng  $2f_0$ . Thực tế thường đặt  $f_0 \ll 1/T_s$ .

Tín hiệu PPM (3.1) khi này trở thành:

$$x_{PPM}(t) = p(t) * \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \delta(t - jT_s - A \cos(2\pi f_0 T_s)) \quad (3.4)$$

Nếu  $P(f)$  là biến đổi Fourier của  $p(t)$ , nghĩa là

$$P(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.5)$$

Khai triển  $x_{PPM}(t)$  thành các phần tử sin theo Rown, 1965 là:

$$\begin{aligned} x_{PPM}(t) &= p(t) * \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \delta(t - jT_s - A \cos(2\pi f_0 T_s)) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-j)^n J_n \left( 2\pi A \left( m \frac{1}{T_s} + n f_0 \right) \right) P \left( m \frac{1}{T_s} + n f_0 \right) e^{j2\pi \left( m \frac{1}{T_s} + n f_0 \right) t} \end{aligned} \quad (3.6)$$

trong đó  $J_n(\bullet)$  là hàm Bessel loại một. Các thuộc tính của hàm Bessel được cho trong nhiều tài liệu truyền thông, (như Proakis and Salehi, 1994). Ta nhắc lại biểu thức tổng quát và một số đặc tính của hàm Bessel sau đây:

$$J_n(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jx \sin \psi} e^{-jn\psi} d\psi$$

$$\begin{aligned} J_{-n}(x) &= (-1)^n J_n(x), \\ J_n(-x) &= (-1)^n J_n(x) \\ J_n(x) &\cong 0 \text{ với } |n| > |x| \end{aligned} \tag{3.7}$$

Từ (3.6), ta có được PSD của  $x_{PPM}(t)$

$$\begin{aligned} P_{x_{PPM}}(f) &= \frac{1}{T_s^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| J_n \left( 2\pi A \left( m \frac{1}{T_s} + nf_0 \right) \right) \right|^2 \\ &\quad \times \left| P \left( m \frac{1}{T_s} + nf_0 \right) \right|^2 \delta \left( f - \left( m \frac{1}{T_s} + nf_0 \right) \right) \end{aligned} \tag{3.8}$$

Từ (3.8) cho thấy, trường hợp tín hiệu điều chế sin, tín hiệu PPM chứa các thành phần tần số rời rạc tại: các tần số lặp xung và sóng sin và các hài của chúng; và ở tại tổng của chúng và các tần số khác và các hài. Biên độ của các xung trong miền tần số được chi phối bởi hai thành phần,  $P(f)$  và  $J_n(x)$ . Sau đây ta sẽ phân tích ảnh hưởng riêng của hai thành phần này.

#### ✓ **Ảnh hưởng của $|P(f)|^2$**

Giá trị được giả định bởi  $|P(f)|^2$  ứng với các tần số của xung Dirac góp phần xác định biên độ của các xung Dirac. Nếu  $|P(f)|$  có băng thông hữu hạn, băng thông của tín hiệu PPM cũng bị hạn chế.

#### ✓ **Ảnh hưởng của $J_n(x)$**

Trước hết ta thấy rằng, với  $n = 0$ ,  $J_n(x) = 1$  nếu  $x = 0$ . Bởi vì  $x = \frac{2\pi Am}{T_s} \Rightarrow x = 0$  khi  $m = 0$ . Lưu ý rằng, do  $m$  là chỉ số liên quan với các hài của  $1/T_s$ , nên với mọi  $m \neq 0$ , các thành phần tần số rời rạc tại các tần số  $m \left( \frac{1}{T_s} \right)$  có biên độ được cho bởi  $\left| J_n \left( \frac{2\pi Am}{T_s} \right) \right|^2$ . Vì  $m$  có giá trị vô hạn (chỉ số chạy trong tổng), nên  $J_n(x)$  không làm hạn chế băng thông của tín hiệu (3.8). Tuy nhiên, nó quy định về sự tồn tại các xung Dirac tại các bội số của  $f_0$  và về sự kết hợp tuyến tính của  $f_0$  và  $\frac{1}{T_s}$ .

Từ biểu thức (3.7), ta thấy rằng  $J_n(x) \rightarrow 0$  khi  $|n| > |x|$ . Do  $J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$ , nên  $|J_{-n}(x)|^2 = |J_n(x)|^2$ . Vì vậy, ta chỉ cần phân tích cho trường hợp  $J_n(x) \geq 0$ . Khi này:

$$\begin{aligned} J_n(x) &\cong 0 \text{ khi } |n| > |x| \\ \text{nghĩa là, khi } n &\text{ có giá trị dương, } n > \left| 2\pi A \left( m \frac{1}{T_s} + nf_0 \right) \right| \end{aligned} \tag{3.9}$$

Tại đây, ta giả thiết  $m > 0$  (vì ta có được trường hợp  $m < 0$  nhờ tính đối xứng). Khi này, điều kiện (3.9) trở thành.

$$n > \left( \frac{2\pi A/T_s}{1 - 2\pi A f_0} \right) m \quad (3.10)$$

Quan sát thấy,  $A < \frac{T_s}{2}$  và đặt  $A = \beta T_s/2$ , biểu thức (3.10) trở thành:

$$n > \left( \frac{\pi \beta}{1 - \pi \beta T_s f_0} \right) m \quad (3.11)$$

Lưu ý rằng vì  $f_0 \ll 1/T_s$ , nên đại lượng  $(1 - \pi f_0 T_s)$  tiến tới 1 và (3.11) trở thành:

$$n > \pi \beta m \quad (3.12)$$

## Sim\_UWB 3.01

Trong phần này, ta mô phỏng để phân tích tín hiệu PPM tương tự trong trường hợp điều tín hiệu điều chế hình *sin*.

Hai chương trình Matlab thực hiện mục đích này là: chương trình **Prog 3.01** tạo chuỗi xung chữ nhật là PPM tương tự được điều chế bởi sóng *sin*. Chương trình **Prog 3.02** ước lượng phô của tín hiệu được tạo ra bởi chương trình **Prog 3.01**. Ta chọn sóng chữ nhật cho các xung phát nhằm đơn giản hóa việc phân tích tín hiệu trong miền tần số. Phô của xung chữ nhật có dạng  $\sin(x)/x$ .

**Prog 3.01** Chương trình tạo tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp tín hiệu điều chế hình *sin* và các xung *chữ nhật*. Trong chương trình này ta phải thiết trị cho tập các tham số sau: (1) công suất phát, *pow*; (2) tần số lấy mẫu, *fc*; (3) số xung được tạo ra, *np*; (4) thời gian của mỗi xung chữ nhật, *tr*; (5) chu kỳ lặp xung trung bình, *Ts*; (6) biên độ của chuỗi xung, *A*; (7) tần số của chuỗi xung, *f0*. Chương trình **Prog 3.01** cho ra hai đầu ra: (i) chuỗi xung được tạo ra, *Stx*; (ii) tần số lấy mẫu tương ứng, *fc*.

Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu PPM-UWB được thực hiện bởi chương trình **Prog 3.01** là:

$$[Stx, fc] = \text{uwb30101\_PPM\_sin}(Pow, fc, np, Tr, Ts, A, f0);$$

Ta dùng chương trình **Prog 3.01** để tạo hai tín hiệu: Tín hiệu, *S1*, biểu trưng cho đầu ra máy phát khi không điều chế PPM. Tín hiệu *S2* là đầu ra máy phát khi có điều chế PPM (trường hợp tín hiệu điều chế *sin*).

✓ **Trường hợp tín hiệu S1:** Ta thiết trị cho tập các tham số đặc trưng của tín hiệu PPM-UWB cho chương trình **Prog 3.01** như sau: *Pow* = -30; *fc* = 1e11; *np* = 10000; *Tr* = 0.5e-9; *Ts* = 2e-9; *A* = 0; *f0* = 0. Tín hiệu ra gồm 10.000 xung chữ nhật cách đều nhau. Chu kỳ lặp trung bình là 2 ns, nghĩa là gấp 4 lần độ lâu của mỗi xung *Tr*.

Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu *S1* bởi chương trình **Prog 3.01** khi này:

$$[S1, fc] = \text{uwb30101\_PPM\_sin}(Pow, fc, np, Tr, Ts, A, f0);$$

✓ **Trường hợp tín hiệu S2:** Khỏi chức năng thực hiện điều chế vị trí xung PPM được đưa vào trong chuỗi truyền dẫn. Các tham số đặc trưng của tín hiệu *S2* khi này là: *Pow* = -30; *fc* = 1e11; *np* = 10000; *Tr* = 0.5e-9; *Ts* = 2e-9; *A* = 1e-9; *f0* = 5e7. Ta lưu ý rằng, biên độ của tín hiệu điều chế *A* bằng một nửa chu kỳ lặp xung trung bình *Ts*, trong khi đó tần số *f0* nhỏ hơn 10 lần so với tần số lặp xung trung bình *1/Ts*.

Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu  $S_2$  bởi chương trình **Prog 3.01** khi này:

$$[S_2, f_c] = \text{uwb30101\_PPM\_sin}(Pow, fc, np, Tr, Ts, A, f0);$$

Để hiểu rõ ảnh hưởng của điều chế PPM lên PSD của tín hiệu UWB, ta so sánh tín hiệu  $S_1$  và  $S_2$  trong miền tần số. Việc so sánh này được thực hiện bằng cách sử dụng chương trình **Prog 3.02**.

**Prog 3.02** Chương trình thực hiện ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu. Muốn vậy, **Prog** tính toán PSD của tín hiệu đầu vào  $x(t)$  bằng cách chia ESD của  $x(t)$  có được trong Sim\_UWB 2.01 cho độ dài  $T$  của cửa sổ thời gian mà trong cửa sổ thời gian này  $x(t)$  được biểu diễn. Chương trình **Prog 3.02** nhận: vector tín hiệu thể hiện tín hiệu trong miền thời gian,  $x$ ; và tần số lấy mẫu,  $f_c$ . Chương trình trả về hai đầu ra: vector chứa PSD của tín hiệu đầu vào,  $PSD$ ; và tần số phân cách giữa các mẫu của PSD,  $df$ . Đồng thời chương trình đồ họa hóa PSD của tín hiệu  $x$ .

Mô phỏng quá trình ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu đầu vào được thực hiện bởi chương trình **Prog 3.02** là:

$$[PSD, df] = \text{uwb30102\_PSD}(x, fc);$$

Giá trị các đầu ra của chương trình **Prog 3.02** rất hữu hiệu để có được lượng công suất  $P$  của tín hiệu đầu vào từ PSD.

$$P = \text{sum}(PSD.*df);$$

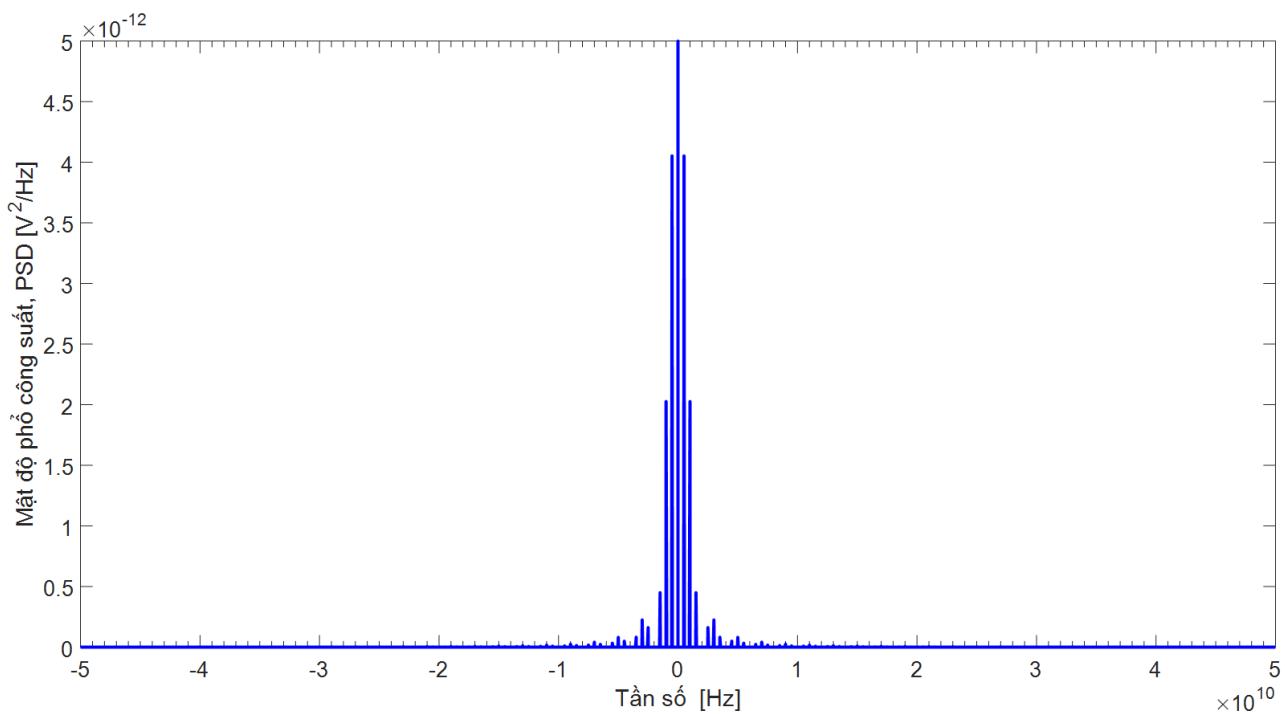
Với một tín hiệu  $x(t)$ , ta có thể kiểm tra tính thiếu chính xác của PSD được cung cấp bởi chương trình **Prog 3.02** bằng cách so sánh giá trị công suất  $P$  ở trên với công suất được ước lượng trong miền thời gian.

$$P = (1/T)*\text{sum}(x.^2).*(1/f_c);$$

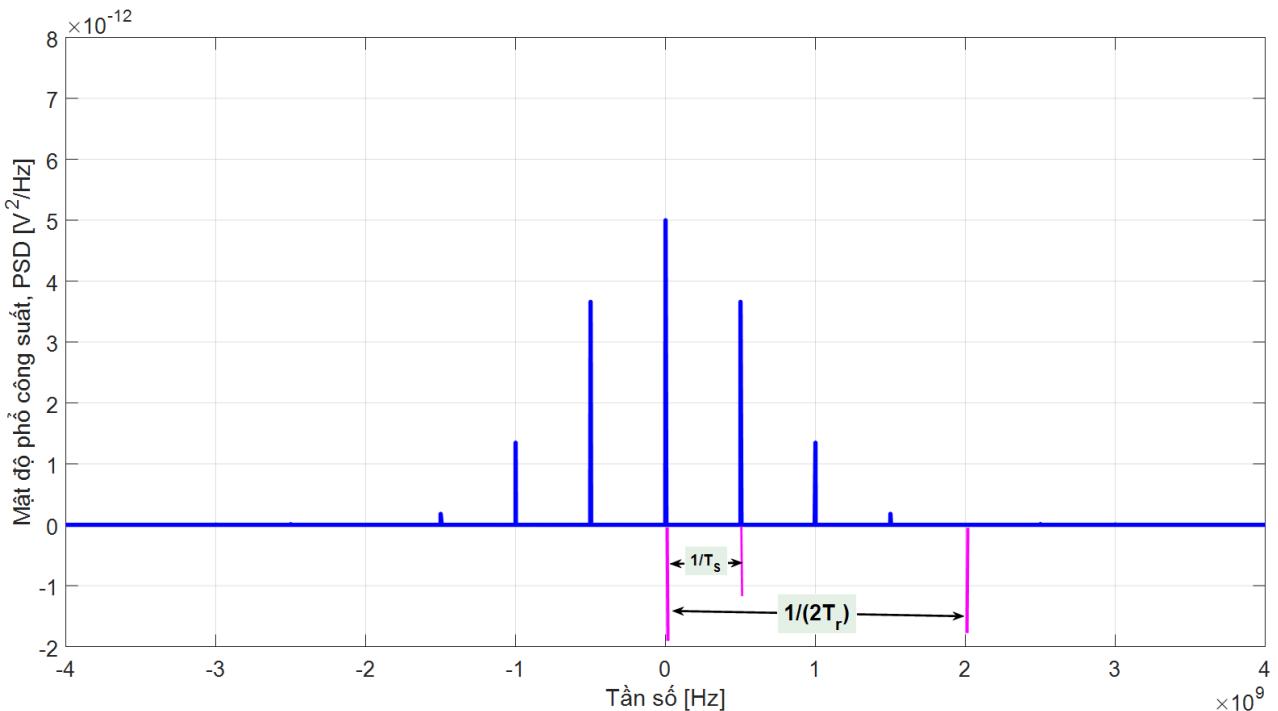
Việc ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu  $S_1$  bởi chương trình **Prog 3.02**:

$$[PSD1, df] = \text{uwb30102\_PSD}(S1, f_c);$$

Kết quả là, ta có được PSD của tín hiệu  $S_1$  và được biểu diễn trên hình 3.1 và hình 3.2.



**Hình 3.1** PSD của chuỗi xung chữ nhật cách đều nhau (tín hiệu S1) khi không điều chế



**Hình 3.2** Chi tiết hóa hình 3.1 (PSD của chuỗi xung chữ nhật cách đều nhau, tín hiệu S1, khi không điều chế)

Như kỳ vọng, PSD của tín hiệu S1 được đặc trưng bởi các vạch phô cách đều nhau. Sở dĩ như vậy, là do chưa điều chế tín hiệu trong miền thời gian. Khi này, đầu ra máy phát là tín hiệu tuần hoàn có chu kỳ là chu kỳ lặp xung  $T_s$ . Kết quả là, biến đổi Fourier lên tín hiệu S1 (phô tín hiệu S1) chỉ khác không tại các tần số là bội số nguyên lần tần số lặp của xung  $f_s = 1/T_s = 500 \text{ MHz}$  (xem hình 3.2). Đường bao của PSD trong các hình 3.1 và hình 3.2 có dạng  $\sin(x)/x$  (là biến đổi Fourier lên xung chữ nhật). Như được thấy ở hình 3.2, PSD bằng không tại tất cả các tần số là bội số nguyên lần của  $1/(2T_r) = 2 \text{ GHz}$ , trong đó  $T_r$  là khoảng thời gian của xung chữ nhật.

Ta rút ra việc phân tích tín hiệu  $S1$  bằng việc xác minh lượng công suất phát.

+ Khi xét tín hiệu  $S1$  trong miền thời gian, ta có:

$$P_{\text{time}} = (\text{fc}/\text{length}(\text{s1})) * \text{sum}(\text{s1}.^2) * (1/\text{fc});$$

$$\Rightarrow P_{\text{time}} = 1.000\text{e-}006$$

trong đó ( $f_c/\text{length}(s1)$ ) là nghịch đảo của khoảng thời gian của tín hiệu.

+ Khi xét tín hiệu  $S1$  trong miền tần số, ta có

$$P_{\text{freq}} = \text{sum}(\text{PSD1}.*\text{df});$$

$$\Rightarrow P_{\text{freq}} = 1.000\text{e-}006$$

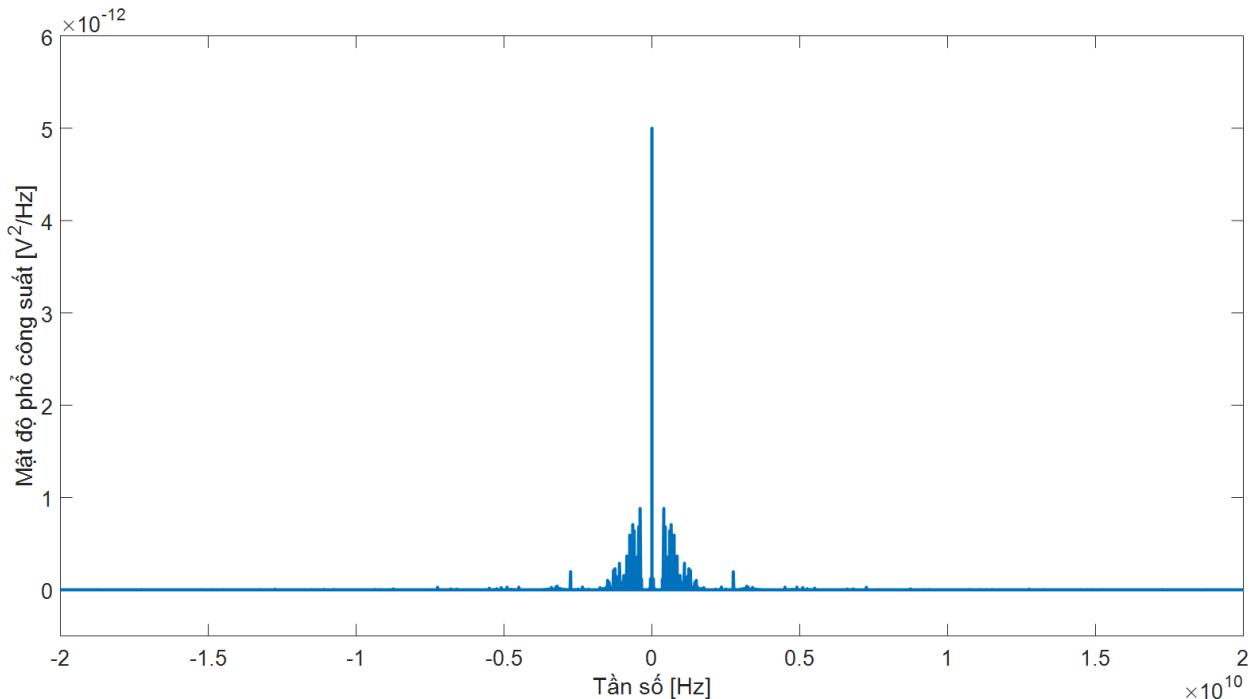
Như kỳ vọng, công suất của tín hiệu trong miền thời gian và trong miền tần số là bằng nhau,  $P_{\text{freq}} = P_{\text{time}}$ . Hơn nữa, các giá trị này xác nhận tham số đầu vào  $pow$  trong chương trình **Prog 3.01**, nó được thiết lập là -30 dBm.

Việc phân tích phổ của tín hiệu  $S2$  tương tự như trường hợp của tín hiệu  $S1$ .

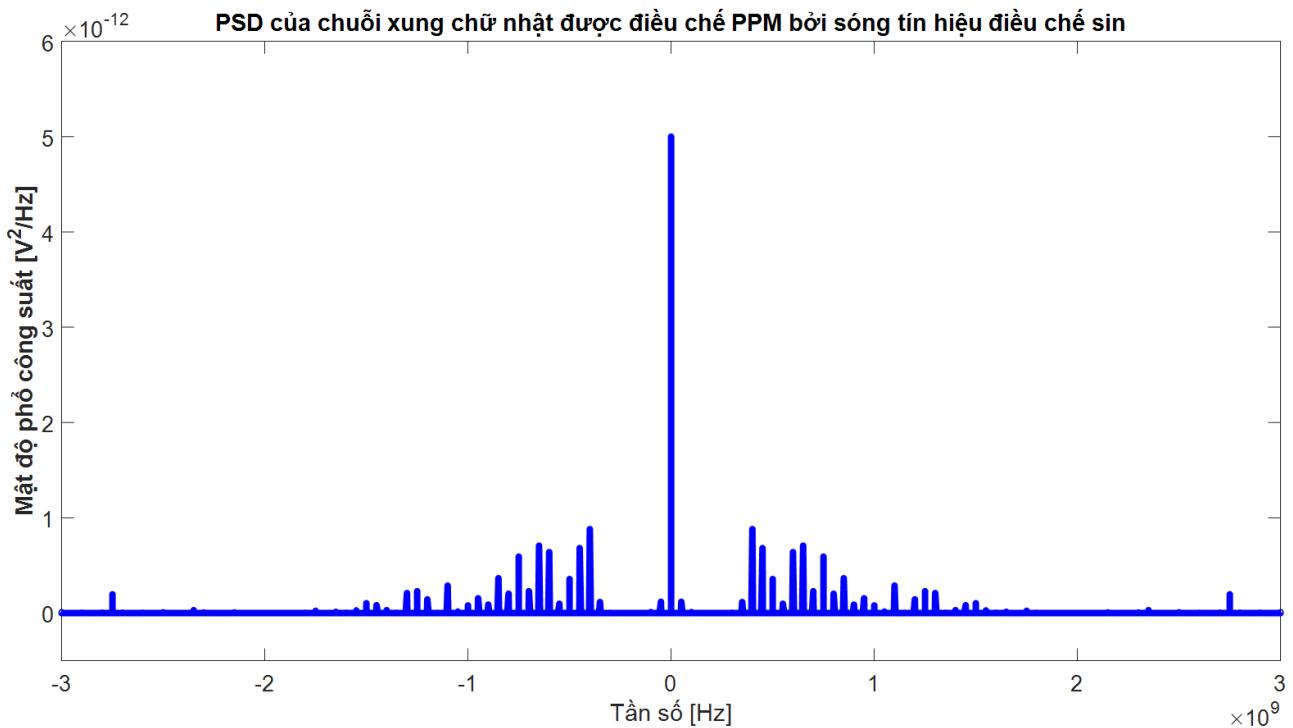
Mô phỏng ước lượng lượng đánh giá PSD của tín hiệu  $S2$  bởi **Prog 3.02** là:

$$[\text{PSD2}, df] = \text{uwb30102\_PSD} (S2, fc);$$

Kết quả là, ta nhận được PSD của tín hiệu  $S2$  và được biểu diễn trên hình 3.3 và hình 3.4.



**Hình 3.3** PSD của chuỗi xung chữ nhật được điều chế PPM bởi sóng tín hiệu điều chế hình sin (tín hiệu  $S2$ )

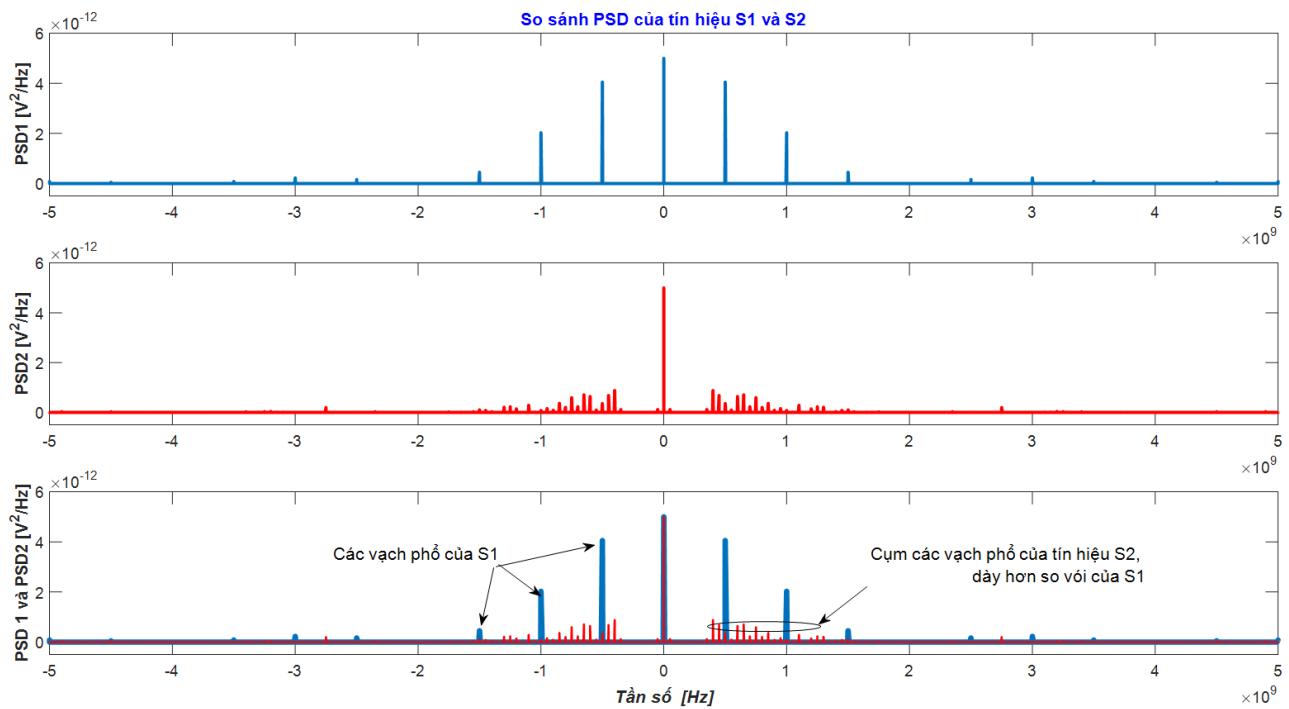


**Hình 3.4** Chi tiết hóa hình 3.3, PSD của chuỗi xung chữ nhật được điều chế PPM bởi sóng tín hiệu điều chế sin (tín hiệu S2)

Các hình 3.3 và hình 3.4 biểu diễn PSD của tín hiệu S2 trên cùng dải tần của hình 3.1 và hình 3.2. Ta thấy rằng, sự hiện hữu của tín hiệu điều chế hình sin làm thay đổi dạng  $\sin(x)/x$  của phổ tín hiệu. Ngoài ra, xuất hiện nhiều vạch phổ hơn so với trường hợp của tín hiệu S1. Theo phương trình (3.8), các vạch phổ mới được định vị tại các tần số  $f(m, n) = (m/T_s + nf_0)$ , nghĩa là, tại tổng và hiệu các tần số của tần số tín hiệu điều chế  $f_0$  và các tần số lặp xung  $1/T_s$  và các hài của nó. Biên độ của các vạch phổ tại tần số  $f(m, n)$  phụ thuộc vào hai thành phần: *modulus* của biến đổi Fourier lên xung chữ nhật được ước lượng trong  $f(m, n)$ ; và *modulus* của hàm Bessel  $J_n(x)$  bậc  $n$  và *argument*,  $x = (2\pi A f(m, n))$ . Trong trường hợp cụ thể này, nghĩa là,  $A = T_s/2$  và  $f_0 = 1/(10T_s)$ , các vạch phổ cách đều nhau với khoảng cách là  $df = 0,1/T_s$ . Nói cách khác, mức độ dày đặc về phổ, các vạch phổ của PSD2 là xít (dày) gấp 10 lần so với PSD của tín hiệu S1. Biên độ của mỗi vạch phổ phụ thuộc vào biến đổi Fourier lên sóng xung và phụ thuộc vào *modul* của hàm sau:

$$J_n\left(2\pi \frac{T_s}{2} \left(\frac{m}{T_s} + \frac{n}{10T_s}\right)\right) = J_n\left(m\pi + \frac{n\pi}{10}\right) \quad (3.13)$$

Theo phương trình (3.7), biên độ của hàm Bessel bậc  $n$  và *argument*  $x$  tiến đến 0 khi  $|n| > |x|$ . Kết quả là, ta rút ra được PSD của tín hiệu S2 từ (3.13) bao gồm “các cụm” các vạch phổ, mỗi cụm được định vị tại bội số của tần số lặp xung trung bình  $f_s = 1/T_s$ . Kết quả này được cho ở hình 3.5, trong đó ta so sánh PSD của tín hiệu S1 và S2.



**Hình 3.5** So sánh PSD của tín hiệu S1 (các vạch đậm) và S2 (các vạch mảnh)

Việc phân tích từng cụm các vạch phổ có thể được thực hiện bởi hàm Matlab, *besselj(nu, z)*, hàm này tính giá trị của hàm Bessel loại 1 với bậc *nu* và argument *z*.

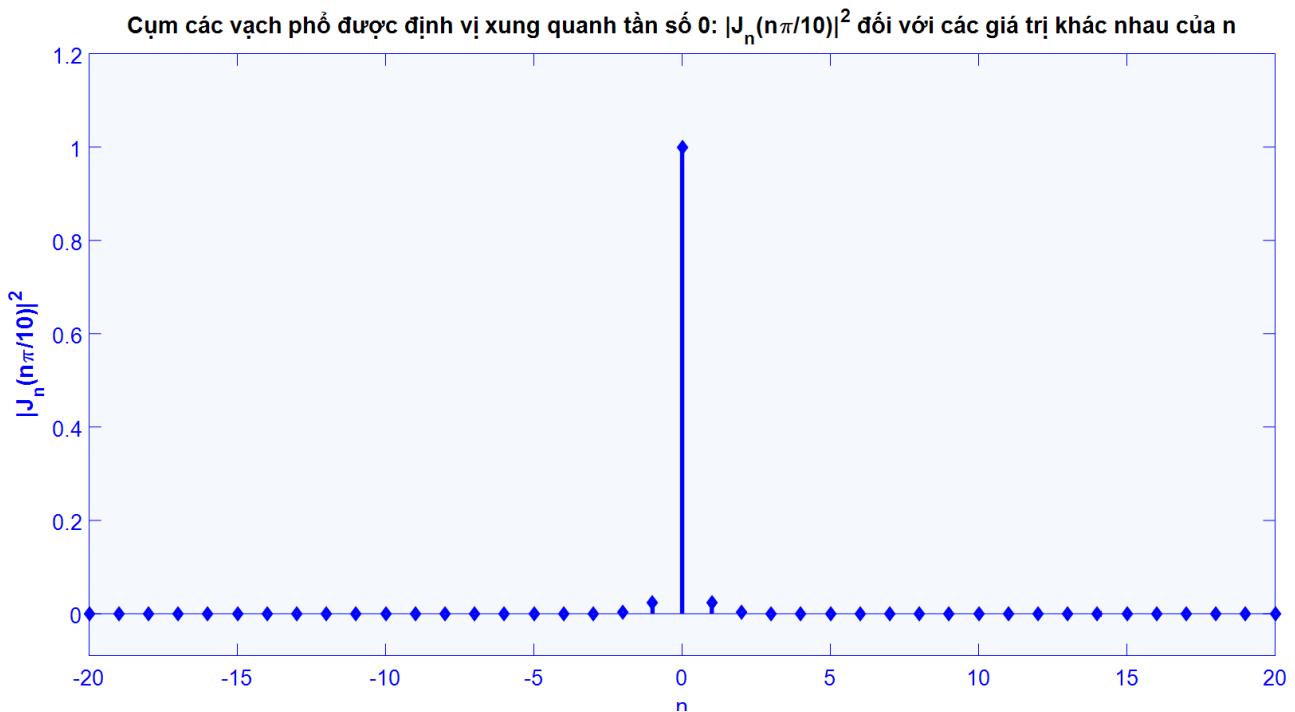
Ta bắt đầu bằng cách xem xét cụm các vạch phổ được định vị xung quanh tần số 0. Theo các biểu thức (3.8) và (3.13), cụm này bao gồm các vạch phổ tại các tần số  $f(n)=n/(10Ts)$ . Với một cụm đơn lẻ, ta bỏ qua ảnh hưởng định dạng của phép biến đổi Fourier của sóng xung. Vì vậy, biên độ của vạch phổ tại tần số  $f(n)$  tỷ lệ với:

$$A_0(n) = \left| J_n \left( \frac{n\pi}{10} \right) \right|^2 \quad (3.14)$$

Biểu thức (3.14) có thể được hình dung bằng đoạn code Matlab sau:

```
n      = -20:1:20;
A0    = abs(besselj(n, (pi/10).*n)).^2;
Figure(36)
stem(n, A0);
```

Kết quả được biểu diễn trên hình 3.6, trong đó ta có thể nhận ra cụm các vạch phổ được định vị tại trung tâm của PSD của hình 3.5.



**Hình 3.6** Cụm các vạch phổ định vị quanh tần số 0  $|J_n(n\pi/10)|^2$  đối với các giá trị khác nhau của  $n$ .

Cặp các cụm được định vị quanh tần số  $\pm 1/T_s = \pm 500$  MHz cho ta:

$$A_{+l}(n) = \left| J_n \left( \pi + \frac{n\pi}{10} \right) \right|^2 \quad (3.15)$$

$$A_{-l}(n) = \left| J_n \left( -\pi + \frac{n\pi}{10} \right) \right|^2 \quad (3.16)$$

trong đó  $A_{+l}(n)$  và  $A_{-l}(n)$  biểu trưng cho các giá trị biên độ của các vạch phổ được xấp xỉ hóa quanh tần số  $\pm 1/T_s$ .

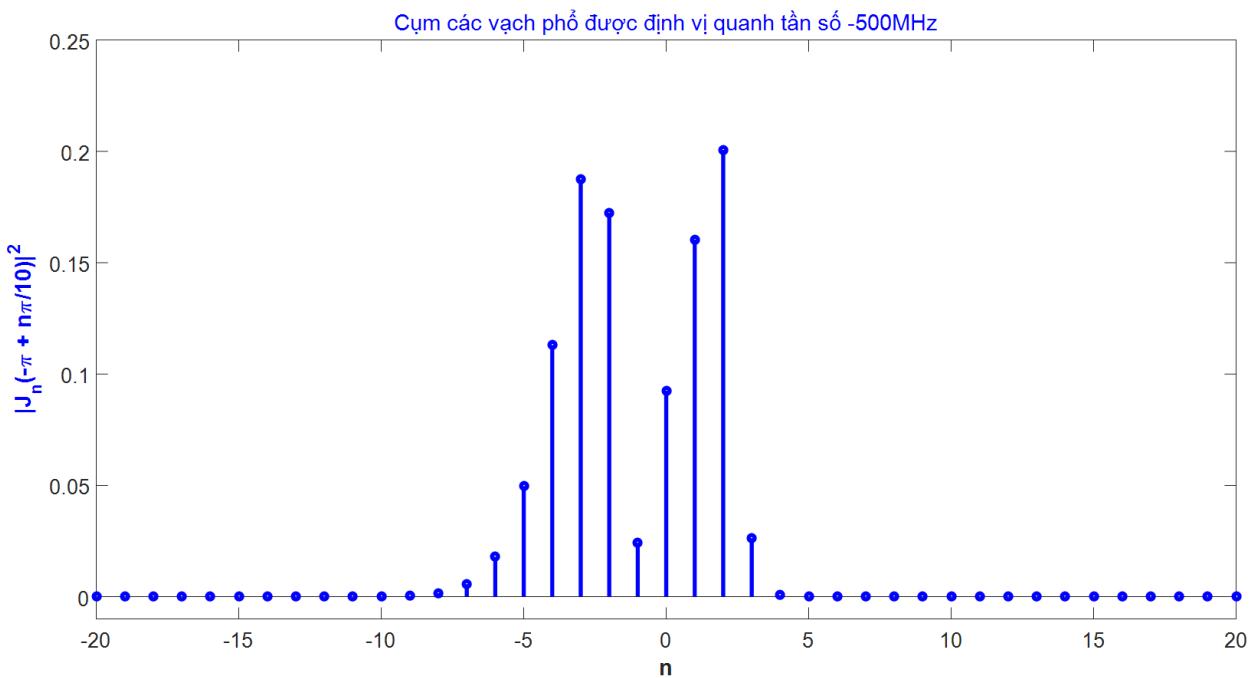
Mã chương trình Matlab thực hiện ước lượng các biểu thức trong (3.15) và (3.16) là:

```

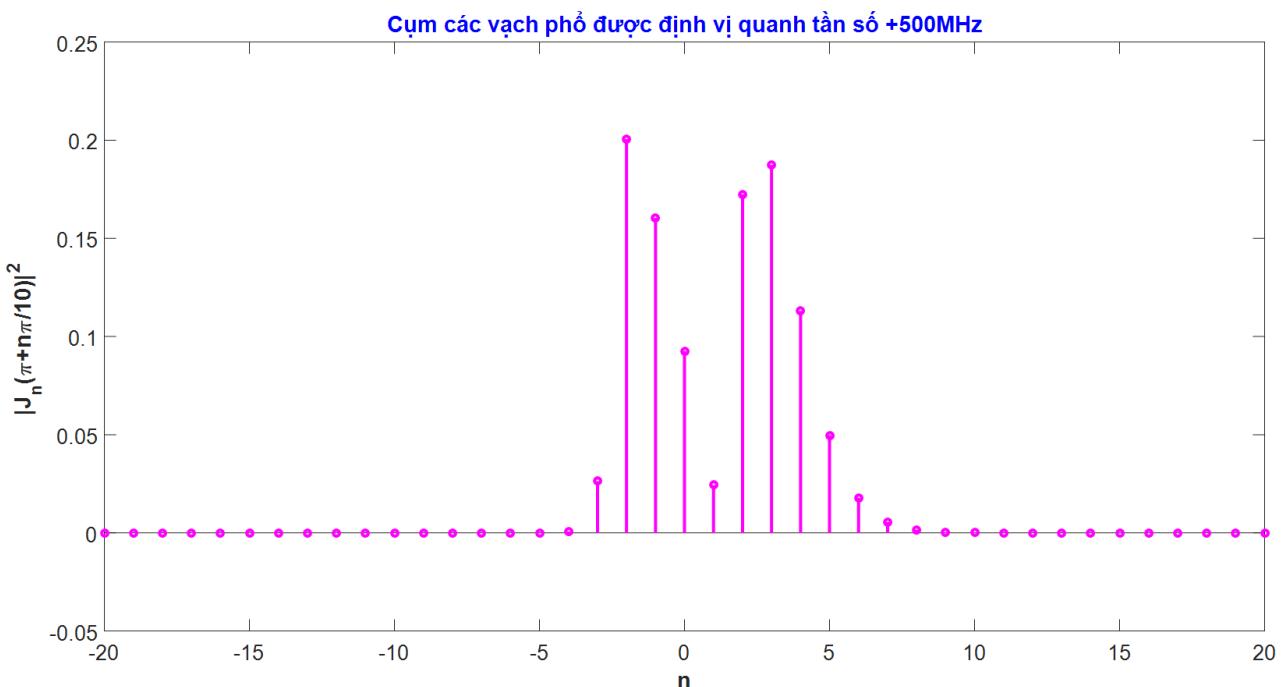
n      = -20:1:20;
Ap1   = abs(besselj(n, pi+(pi/10).*n)).^2;
Am1   = abs(besselj(n, (pi/10).*n)-pi).^2;
figure(37)
stem(n, Ap1);
figure(38)
stem(n, Am1);

```

Kết quả được biểu diễn trên các hình 3.7 và hình 3.8.



**Hình 3.7** Cụm các vạch phổ được định vị quanh tần số  $-500 \text{ MHz}$ ,  $|J_n(-\pi + n\pi/10)|^2$  đổi với các giá trị khác nhau của  $n$ .



**Hình 3.8** Cụm các vạch phổ được định vị quanh tần số  $+500 \text{ MHz}$ ,  $|J_n(\pi + n\pi/10)|^2$  đổi với các giá trị khác nhau của  $n$ .

Hình 3.7 miêu tả cụm các vạch phổ được định vị quanh tần số  $-1/T_s = -500 \text{ MHz}$ , trong khi đó hình 3.8 miêu tả cụm các vạch phổ được định vị quanh tần số  $1/T_s = 500 \text{ MHz}$ . Khi so sánh hình 3.7 và 3.8 với PSD trong hình 3.5, ta dễ thấy, sự phù hợp giữa phân tích lý thuyết và các kết quả mô phỏng. Hơn nữa, nếu ta so sánh các biểu đồ hình 3.7 và hình 3.8 với hình 3.6, ta thấy rằng, các cụm tại  $\pm 1/T_s$  bao gồm nhiều vạch phổ hơn so với các cụm tại tâm của PSD. Cùng một kết quả được xác nhận khi phân tích cặp các cụm định vị tại  $\pm 2/T_s = \pm 1 \text{ GHz}$ . Trong trường hợp này, ta phải xét các biểu thức sau:

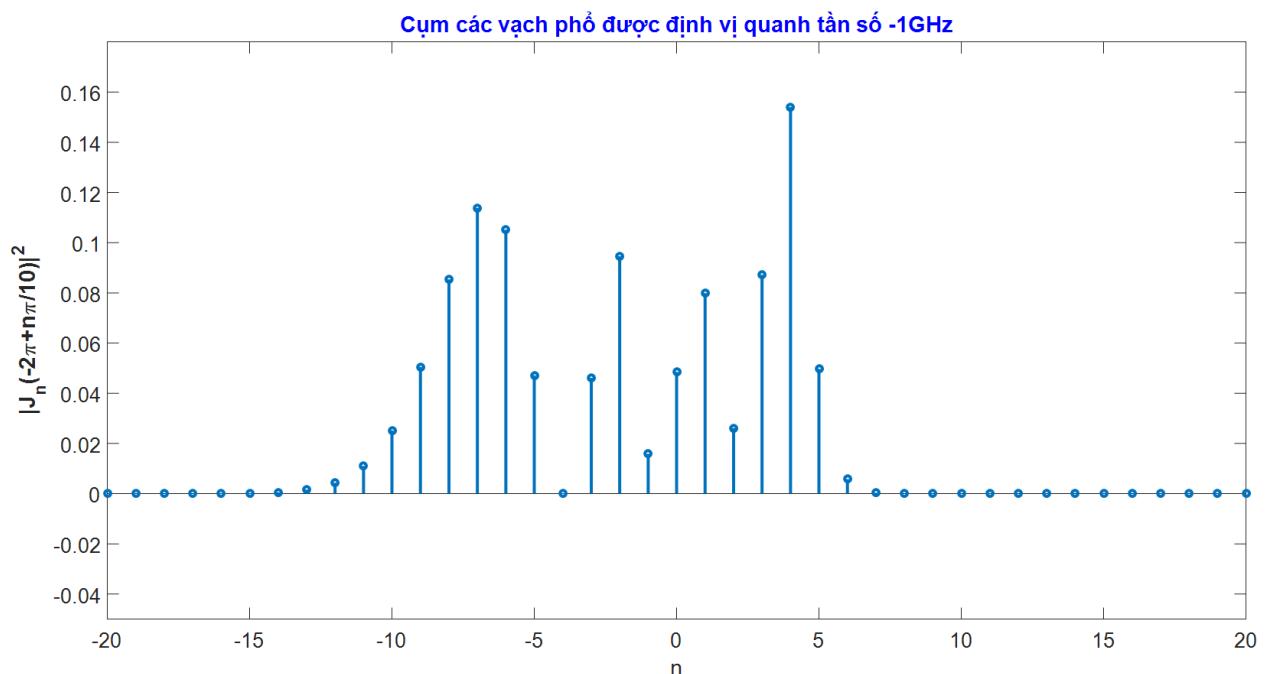
$$A_{+2}(n) = \left| J_n \left( 2\pi + \frac{n\pi}{10} \right) \right|^2 \quad (3.17)$$

$$A_{-2}(n) = \left| J_n \left( -2\pi + \frac{n\pi}{10} \right) \right|^2 \quad (3.18)$$

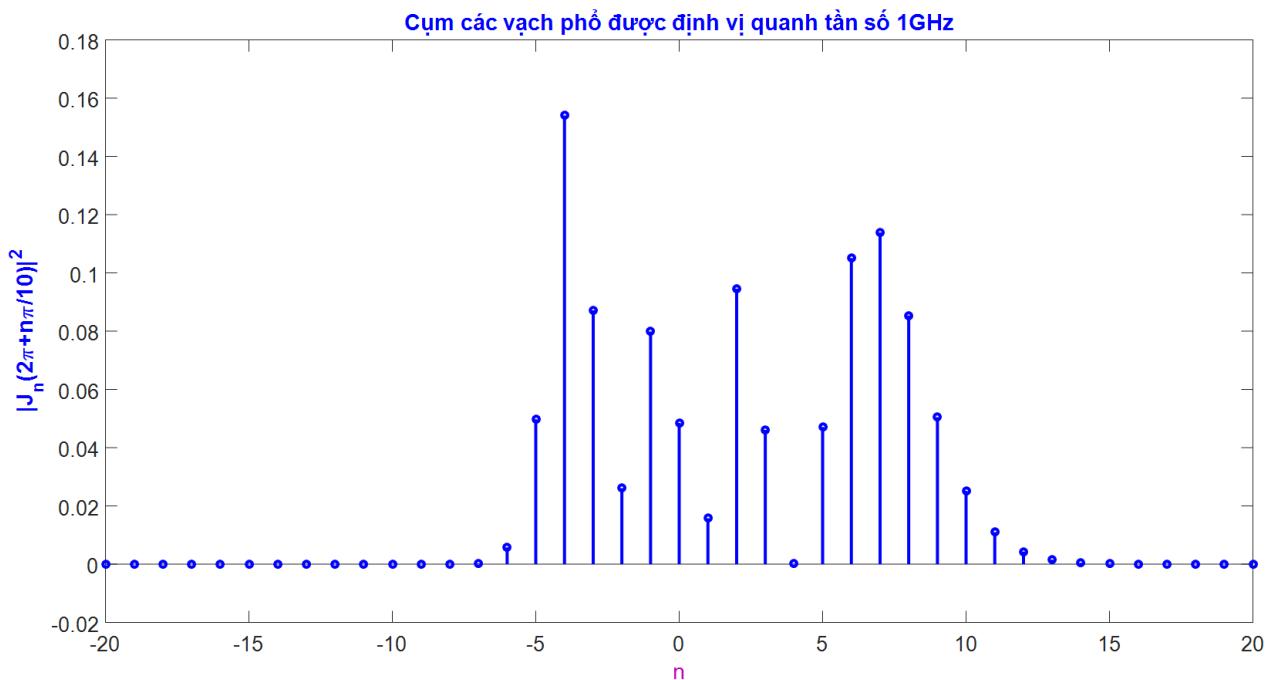
Được ước lượng bởi đoạn mã Matlab sau:

```
n      = -20:1:20;
Ap2    = abs(besselj(n, 2*pi+(pi/10).*n)).^2;
Am2    = abs(besselj(n, (pi/10).*n)-2*pi).^2;
Figure(4)
stem(n, Ap2);
Figure(5)
stem(n, Am2);
```

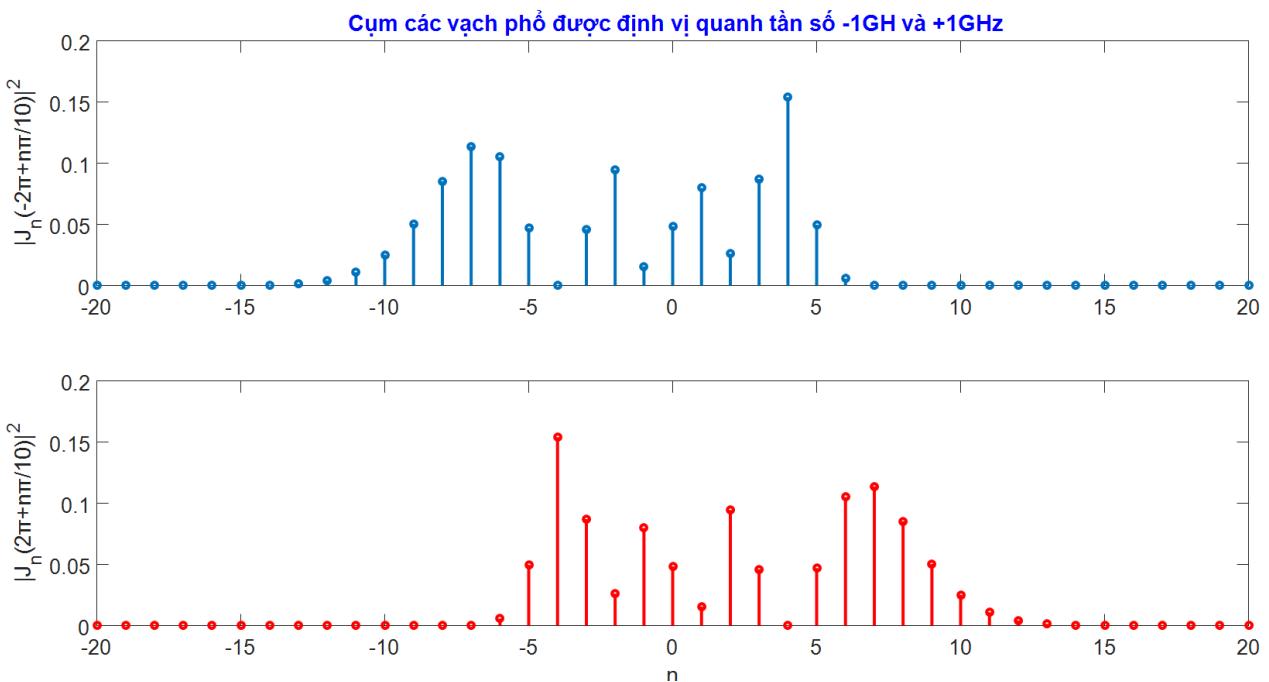
Kết quả được biểu diễn trên các hình 3.9 và hình 3.10.



**Hình 3.9** Cụm các vạch phổ được định vị quanh tần số -1GHz,  $|J_n(-2\pi + n\pi/10)|^2$  đổi với các giá trị khác nhau của  $n$ .



**Hình 3.10** Cụm các vạch phô được định vị quanh tần số 1GHz,  $|J_n(2\pi+n\pi/10)|^2$  đối với các giá trị khác nhau của  $n$ .



**Hình 3.11** Minh họa so sánh cụm các vạch phô được định vị quanh tần số  $\pm 1$  GHz theo các giá trị của  $n$

Hình 3.9 mô tả cụm các vạch phô được định vị quanh tần số  $-2/T_s = -1$  GHz, trong khi đó hình 3.10 biểu diễn cụm các vạch phô quanh tần số  $2/T_s = 1$  GHz. Hình 3.11 so sánh định vị các cụm vạch phô quanh tần số  $\pm 1$  GHz. Ta lại thấy rằng, số lượng các vạch phô hình thành các cụm này được gia tăng theo các trường hợp trước, nghĩa là, số lượng vạch phô tạo thành một cụm tăng khi tần số trung tâm của cụm tăng.

### 3.2.1.2 Mật độ phô công suất của tín hiệu điều chế tuần hoàn

Khi  $m(t)$  là tín hiệu tuần hoàn chu kỳ  $T_p$ , nghĩa là  $m(t) = m(t + T_p)$  với mọi  $t$ , ta có biểu diễn tín hiệu  $m(t)$  ở dạng chuỗi Fourier sau:

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} m_n e^{jn2\pi t/T_p} \quad (3.19)$$

trong đó  $m_n$  là hệ số Fourier thứ  $n$  được cho bởi:

$$m_n = \frac{1}{T_p} \int_{-\infty}^{\alpha+T_p} m(t) e^{-jn2\pi t/T_p} dt \quad (3.20)$$

Nếu  $m(t)$  là tín hiệu thực, thì:

$$m_n = m_{-n}^* \quad (3.21)$$

Việc khai triển chuỗi Fourier cho thấy rằng một tín hiệu tuần hoàn  $m(t)$  được biểu diễn ở mọi thời điểm  $t$  là một tổng vô hạn của các thành phần tần số khác nhau (tổng vô hạn các hàm hài), tất cả bội số của tần số cơ bản  $1/T_p$ . Thành phần thứ  $n$  trong phép tổng ứng với tần số  $n/T_p$ .

Việc phân tích sóng điều chế sin được mở rộng cho các tín hiệu điều chế tuần hoàn bằng cách quan sát nó trong trường hợp cuối cùng này, tín hiệu điều chế được bao gồm tổng các sóng sin tại các tần số là bội số của tần số cơ bản. Lưu ý rằng trong trường hợp này, điều kiện  $A < T_s/2$  trở thành:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} m_n < \frac{T_s}{2} \quad (3.22)$$

Ta đặt:

$$M = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} m_n \quad (3.23)$$

Bằng cách áp dụng phương pháp đa chuỗi Fourier (được đề xuất bởi Bennett, 1933, 1944, và 1947, và bởi Rowe, 1965), ta được:

$$\begin{aligned} x_{PPM}(t) = & \frac{1}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} (-j)^n J_n \left( 2\pi M \left( m \frac{1}{T_s} + n\ell \frac{1}{T_p} \right) \right) \\ & \times P \left( m \frac{1}{T_s} + n\ell \frac{1}{T_p} \right) e^{j2\pi \left( m \frac{1}{T_s} + n\ell \frac{1}{T_p} \right) t} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Từ (3.24) rút ra PSD của tín hiệu PPM điều chế tuần hoàn,  $x_{PPM}(t)$ :

$$\begin{aligned} P_{x_{PPM}}(f) = & \frac{1}{T_s^2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{\ell=-\infty}^{+\infty} \left| J_n \left( 2\pi M \left( m \frac{1}{T_s} + n\ell \frac{1}{T_p} \right) \right) \right|^2 \\ & \times \left| P \left( m \frac{1}{T_s} + n\ell \frac{1}{T_p} \right) \right|^2 \times \delta \left( f - \left( m \frac{1}{T_s} + n\ell \frac{1}{T_p} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Tương tự như trường hợp sin, khi tín hiệu điều chế là dạng sóng tuần hoàn, tín hiệu PPM gồm các thành phần tần số rời rạc tại tần số lặp xung, tần số cơ bản, các tần số hài của chúng, cũng như

tại tổng và các tần số khác của tín hiệu điều chế và tần số lặp xung và các. Biên độ của xung trong miền tần số được chi phối bởi  $P(f)$  và  $J_n(x)$ . Việc phân tích ảnh hưởng của hai thành phần này là tương tự như trường hợp tín hiệu điều chế sin.

## Sim\_UWB 3.02

Trong phần này, ta mô phỏng để phân tích sự chiếm dụng phổ tần của tín hiệu UWB thực hiện điều chế PPM trong trường hợp tín hiệu điều chế tuần hoàn. Tín hiệu điều chế  $m(t)$  được chọn có phân rã biên độ theo mũ âm với chu kỳ  $T_p$ .

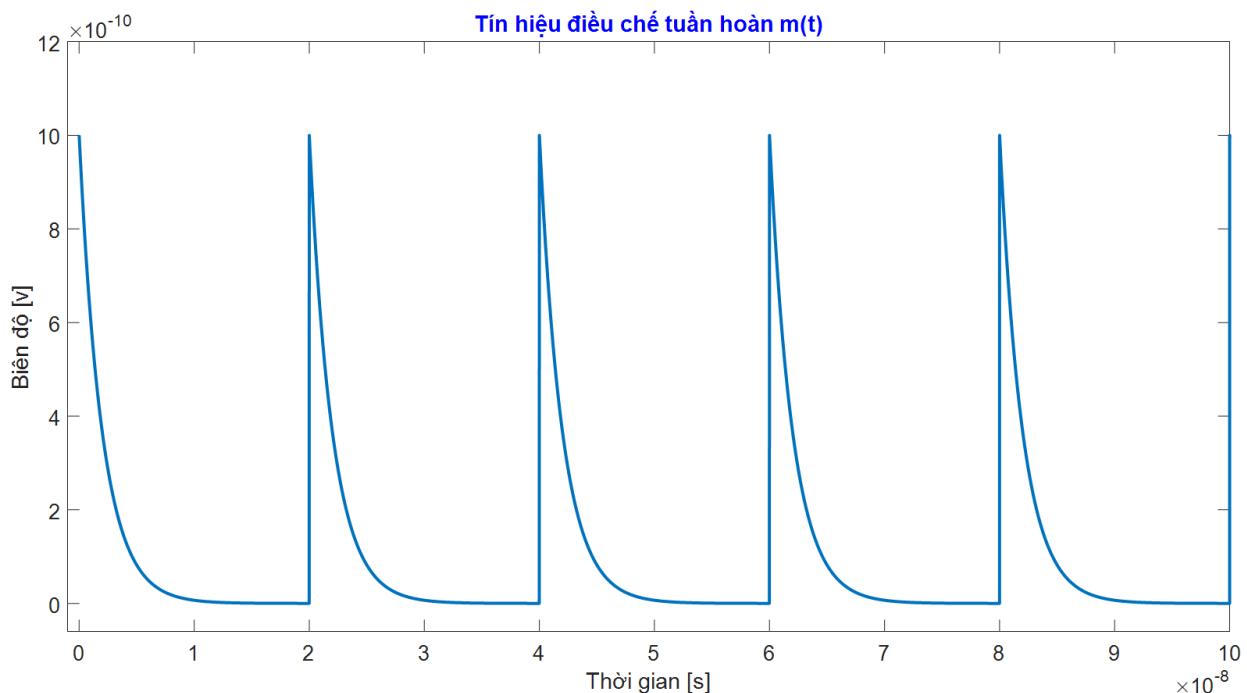
$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A e^{B(kT_p - t)} \text{rect}_{T_p} \left( t - \frac{3}{2} kT_p \right) \quad (3.26)$$

trong đó, A và B là hai hằng số thực.

Chẳng hạn,  $T_p=20$  ns;  $A=1\times 10^{-9}$  v;  $B = 10$ . Ta tạo tín hiệu (3.26) bởi đoạn mã Matlab sau:

```
A = 1e-9; B = 10; Tp = 20e-9; fc = 1e11; dt = 1/fc; T = 1e-6; time = 0:dt:T;
m=A.*exp(-(B/Tp).*mod(time, Tp));
Plot(time, m);
```

Kết quả thực hiện đoạn mã chương trình trên được cho ở hình 3.12, miêu tả tín hiệu  $m(t)$  trong miền thời gian.



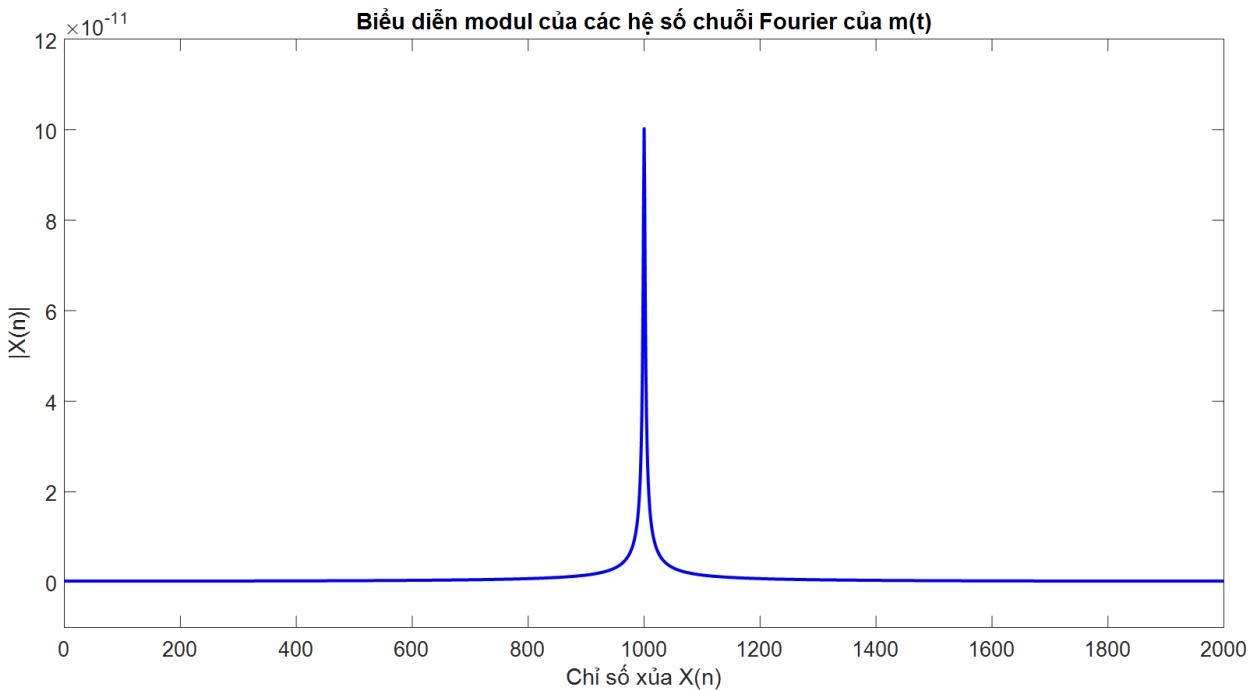
**Hình 3.12** Tín hiệu điều chế tuần hoàn  $m(t)$

Với vector tín hiệu điều chế  $\mathbf{m}$ , ta có thể tách ra một chu kỳ của tín hiệu tuần hoàn bằng cách thực hiện dòng mã Matlab sau, dòng mã Matlab này lấy ra chu kỳ đầu tiên của tín hiệu tuần hoàn  $m(t)$  và lưu vào vector x như sau:

```
x=m(1:floor(Tp/dt));
```

Từ vector  $x$ , ta có thể dùng hàm Matlab, **fft**( $x$ ) để ước lượng các hệ số của chuỗi Fourier biều trưng cho tín hiệu tuần hoàn  $m(t)$ :

$$X = \text{fftshift}((1/\text{length}(x)).*\text{fft}(x));$$



**Hình 3.13** Biểu diễn modul của các hệ số chuỗi Fourier của  $m(t)$ .

Cuối cùng, ta ước lượng giá trị trong biểu thức (3.23) như sau:

$$\begin{aligned} M &= \text{real}(\text{sum}(X)); \\ \Rightarrow M &= 1.0000e-09 \end{aligned}$$

Trong dòng lệnh trên, dùng hàm Matlab **real**( $x$ ) là cần thiết để xét các lỗi lấy gần đúng (lỗi do xấp xỉ hóa) do việc lấy mẫu sóng ban đầu  $m(t)$ . Trong trường hợp lỗi xấp xỉ, phép lấy tổng trong (3.23) luôn là số thực nếu  $m(t)$  là giá trị thực.

Để phân tích các đặc tính phổ của tín hiệu PPM-UWB với các tín hiệu điều chế tuần hoàn, ta phải dùng chương trình **Prog 3.03**.

**Prog 3.03** Chương trình tạo chuỗi xung chữ nhật được điều chế vị trí bởi tín hiệu  $m(t)$  trong theo biểu thức (3.26), trong chương trình này ta phải thiết trị cho 08 tham số sau: công suất phát trung bình,  $pow$ ; tần số lấy mẫu,  $fc$ ; số lượng xung được tạo ra,  $np$ ; thời gian của từng xung chữ nhật,  $Tr$ ; chu kỳ lặp xung trung bình,  $Ts$ ; các tham số  $A$ ,  $B$  và  $Tp$  đặc trưng cho tín hiệu điều chế. Hai đầu ra của chương trình **Prog 3.03** là: (1) chuỗi xung tín hiệu PPM-UWB,  $Stx$ ; (2) tần số lấy mẫu,  $fc$ .

Mô phỏng tạo chuỗi tín hiệu UWB khi này được thực hiện bởi **Prog 3.03** là:

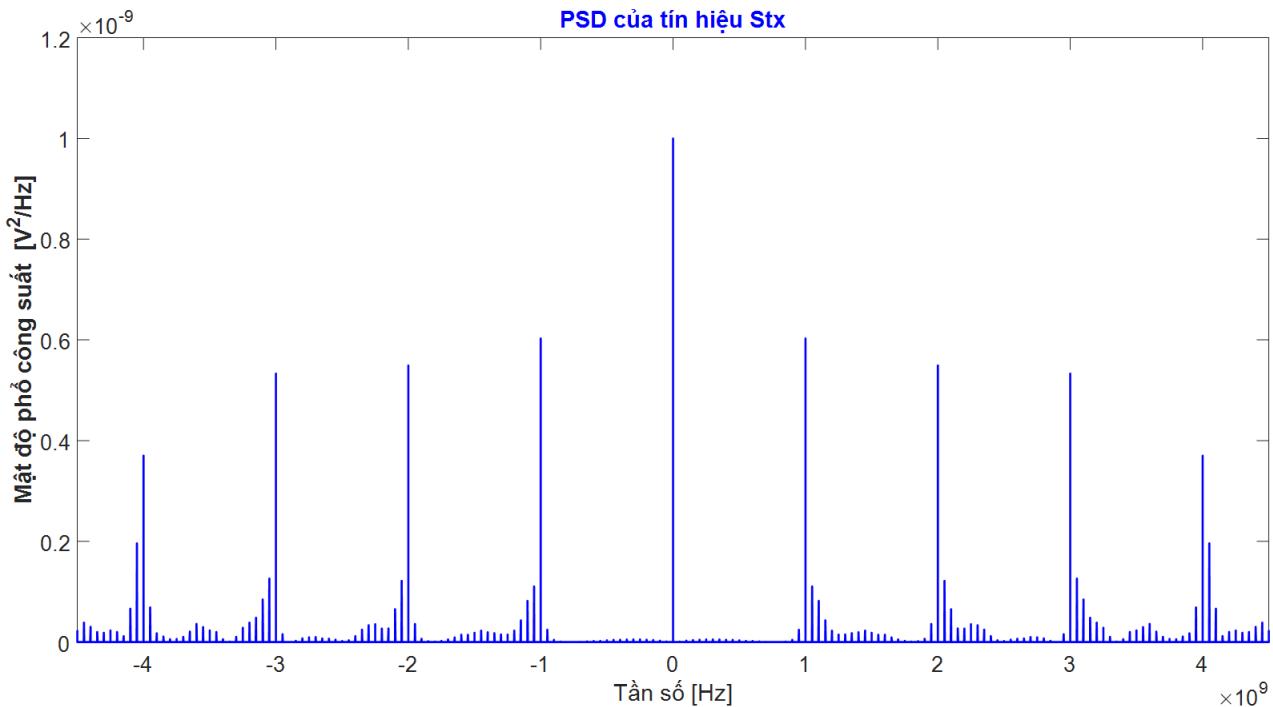
$$[Stx, fc] = \text{uwb30201\_PPM\_periodic}(pow, fc, np, Tr, Ts, A, B, Tp);$$

Ta dùng **Prog 3.03** để tạo tín hiệu UWB với tín hiệu điều chế tuần hoàn  $m(t)$  (như ở hình 3.12). Các tham số sau đây được thiết trị trong **Prog** này là:  $Pow = -30$ ;  $fc = 1e11$ ;  $np = 10000$ ;  $Tr = 0.5e-9$ ;  $Ts = 2e-9$ ;  $A = 1e-9$ ;  $B = 10$ ;  $Tp = 20e-9$ ;

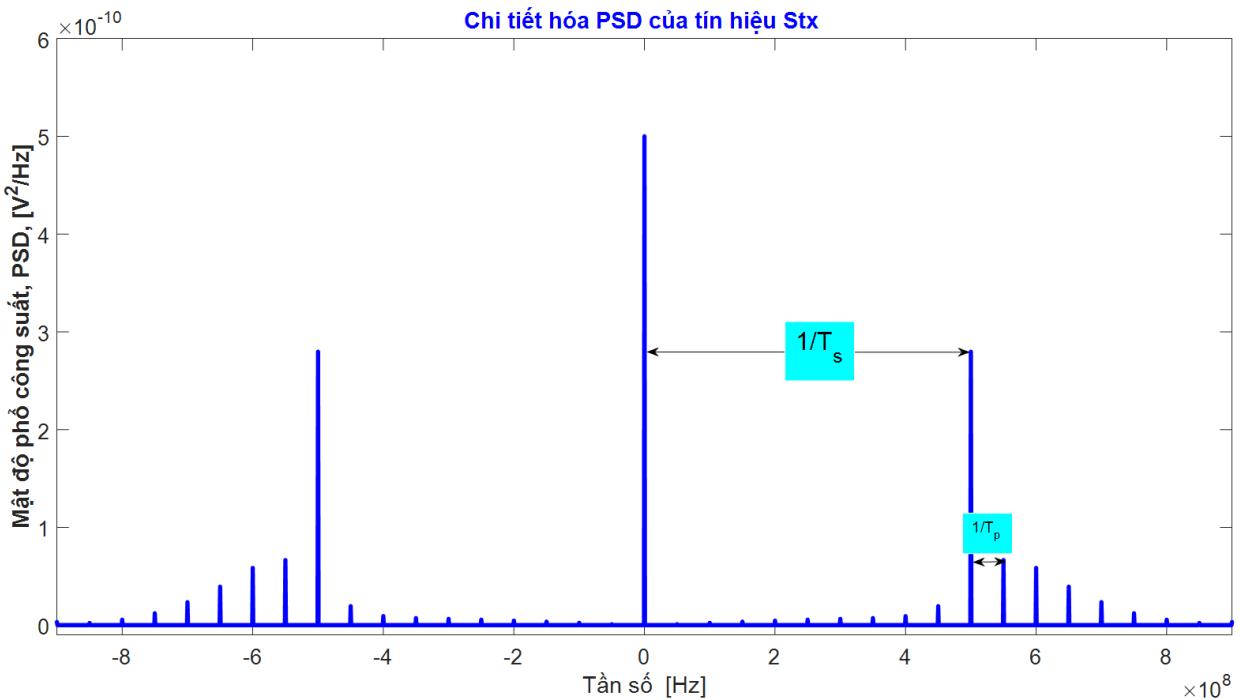
Việc phân tích phổ của tín hiệu  $Stx$  được thực hiện bởi **Prog 3.02** như sau:

$[PSD, df] = \text{uwb30102\_PSD}(Stx, fc);$

Lưu vector PSD của tín hiệu  $Stx$ , PSD và được mô tả ở hình 3.14 và hình 3.15.



Hình 3.14 PSD của tín hiệu  $Stx$



Hình 3.15 Chi tiết hóa hình 3.14

Từ hình 3.14 và hình 3.15 cho thấy, PSD của tín hiệu  $Stx$  bao gồm các vạch phổ tại từng bội số nguyên lần của tần số lặp xung  $1/T_s$ , và mọi tổng và hiệu các tần số của tần số tín hiệu điều chế  $1/T_p$  và tần số lặp xung  $1/T_s$ . Theo biểu thức (3.25), biên độ của vạch phổ tại tần số  $f_x = (m/T_s + n/T_p)$  phụ thuộc vào giá trị trong  $f_x$  của biến đổi Fourier lên xung chữ nhật và giá trị của hàm Bessel,

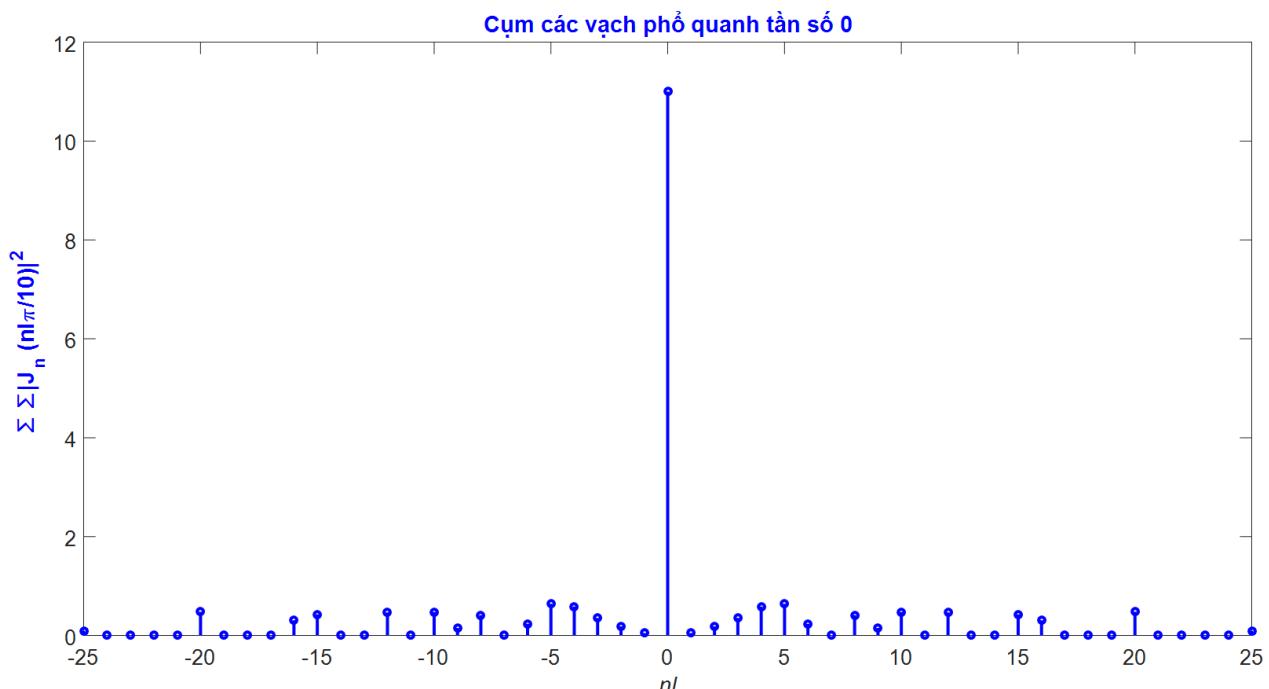
$J_n(2\pi Mf_x)$ , với  $M$  là thành phần hằng số trong (3.23). Trong trường hợp kiểm tra, ta đã thấy rằng,  $M=1 \times 10^{-9} = T_s/2$ . Hơn nữa, do  $T_p=10T_s$ , nên ta có thể đơn giản hóa argument của hàm Bessel như sau:

$$J_n\left(2\pi \frac{T_s}{2}\left(\frac{m}{T_s} + \frac{n\ell}{10T_s}\right)\right) = J_n\left(m\pi + \frac{n\ell\pi}{10}\right) \quad (3.27)$$

Như đã được thấy trong **Sim\_UWB 3.01**, ta có thể dùng hàm, **besselj(nu, z)** để phân tích từng cụm các vạch phổ một cách riêng biệt, ví dụ như:

```
Jm0=zeros(1, 51);
for n=-5:5
    for l=-5:5
        i=n*l;
        index = i+26
        Jm0(index) = Jm0(index) + abs(besselj(n, n*l*pi/10)).^2;
    end
end
abscissa = -25:1:25;
figure(1)
stem(abscissa, Jm0);
```

Kết quả thực hiện chạy đoạn mã chương trình trên ta được vector **Jm0** và được biểu diễn trên hình 3.16.



**Hình 3.16** Cụm các vạch phổ quanh tần số 0.

Hai cụm tại  $\pm 1/T_s$  được tạo ra bởi đoạn mã Matlab sau:

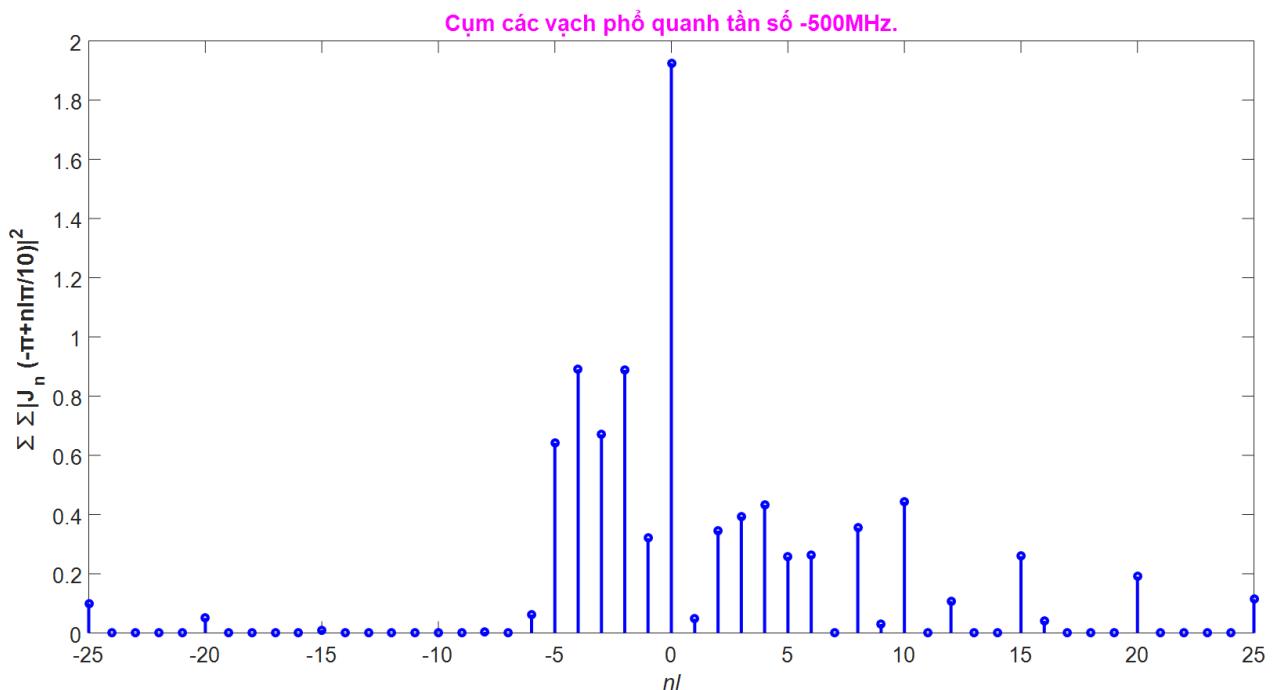
```
Jm1=zeros(1, 51);
Jm2=zeros(1, 51);
for n=-5:5
```

```

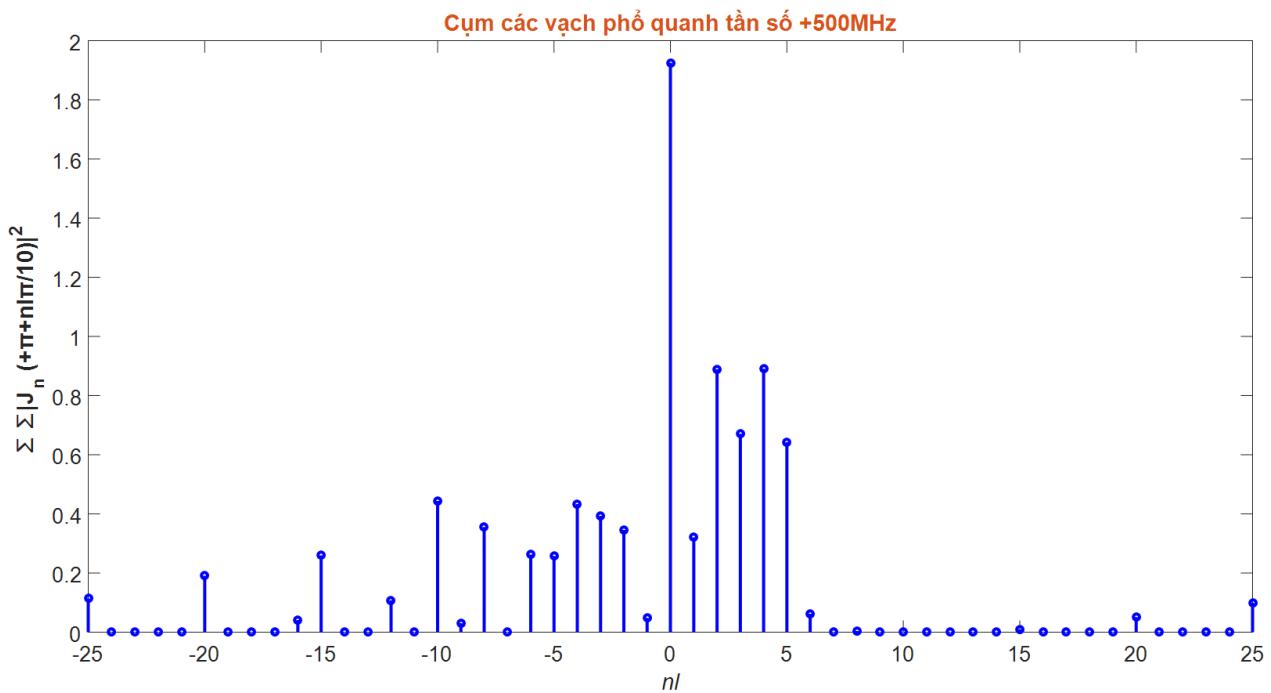
for l=-5:5
    i=n*l;
    index = i+26
    Jm1(index) = Jm1(index)+abs(besselj(n, pi+(n*l*pi/10))).^2;
    Jm2(index) = Jm2(index)+abs(besselj(n, n*l*pi/10-pi)).^2;
end
abscissa = -25:1:25;
figure(2)
stem(abscissa, Jm1);
figure(3)
stem(abscissa, Jm2);
figure(4)
subplot(2, 1, 1)
stem(abscissa, Jm1);
subplot(2, 1, 2)
stem(abscissa, Jm2);

```

Kết quả thực hiện chạy đoạn mã chương trình trên ta được vector  $Jm1$  và  $Jm2$  và được biểu diễn trên hình 3.17 và hình 3.18



Hình 3.17 Cụm các vạch phổ quanh tần số -500MHz

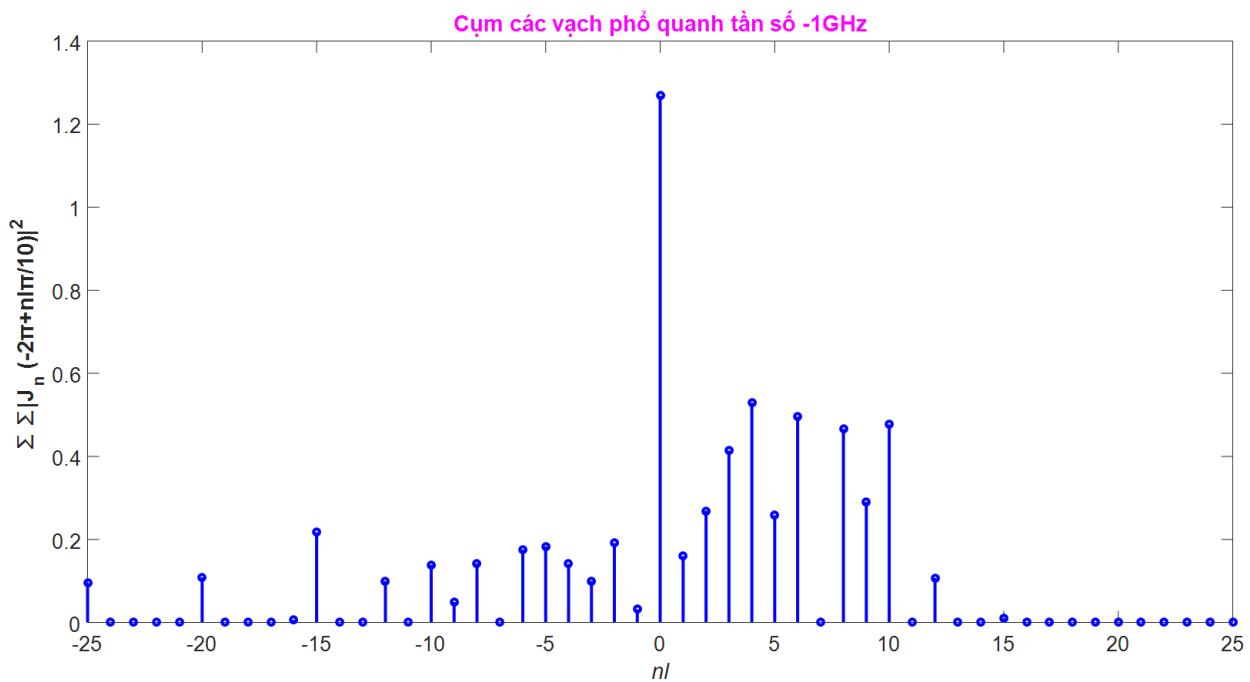


**Hình 3.18** Cụm các vạch phổ quanh tần số  $+500MHz$

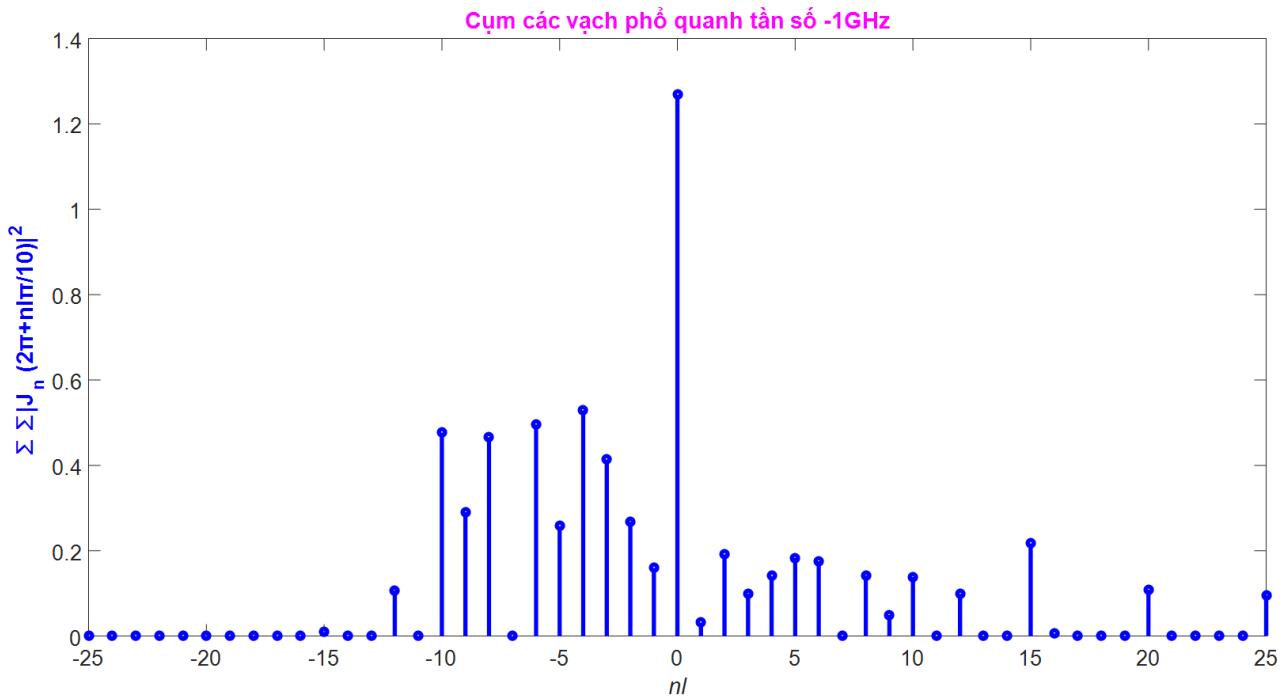
Cuối cùng, ta có thể tạo các cụm tại  $\pm 2/T_s$  bằng đoạn chương trình Matlab sau:

```
Jm8 = zeros(1, 51);
Jm9 = zeros(1, 51);
for n=-5:5
    for l=-5:5
        i=n*l;
        index = i+26
        Jm8(index) = Jm8(index) + abs(besselj(n, 2*pi + (n*l*pi/10)))^2;
        Jm9(index) = Jm9(index) + abs(besselj(n, n*l*pi/10-2*pi))^2;
    end
end
abscissa = -25:1:25;
figure(319)
stem(abscissa, Jm8);
figure(320)
stem(abscissa, Jm9);
figure(321)
subplot(2, 1, 1)
stem(abscissa, Jm8);
subplot(2, 1, 2)
stem(abscissa, Jm9);
```

Kết quả thực hiện chạy đoạn mã chương trình trên ta được vector  $Jm8$  và  $Jm9$  và được biểu diễn trên hình 3.19 và hình 3.20



Hình 3.19 Cụm các vạch phổ quanh tần số -1GHz.



Hình 3.20 Cụm các vạch phổ quanh tần số +1GHz

Cần nhớ lại rằng, các cụm được mô tả trên các hình 3.16 đến hình 3.20 chỉ xét đến các ảnh hưởng lên biên độ của hàm Bessel. Giá trị biên độ chính xác của các vạch phổ cần tính đến ảnh hưởng của phép biến đổi Fourier lên sóng xung chũ nhặt.

### 3.2.1.3 Mật độ phổ công suất của tín hiệu điều chế ngẫu nhiên

Việc rút ra PSD của tín hiệu (3.1) được thực hiện với giả thiết  $m(kT_s)$  là quá trình ngẫu nhiên rời rạc dừng chặt, trong đó  $m(kT_s)$  là các mẫu của quá trình ngẫu nhiên liên tục dừng chặt  $m(t)$ , ta lưu ý rằng các  $m(kT_s)$  khác nhau là độc lập thống kê nhau có một hàm mật độ xác suất chung  $w(m(kT_s))$ .

Do tín hiệu (3.1) không phải là tín hiệu dừng rộng, nên PSD,  $P_{x_{PPM}}(f)$  của tín hiệu này có thể tìm được bằng cách thực hiện các bước sau:

1. *Tính hàm tự tương quan của  $x_{PPM}(t)$  riêng (cụ thể)*
2. *Tính trung bình trên toàn bộ để tìm ra trung bình chung*
3. *Có được  $P_{x_{PPM}}(f)$  bằng cách thực hiện biến đổi Fourier lên trung bình chung*

Được cho bởi (Rowe, 1965),  $P_{x_{PPM}}(f)$  được biểu diễn như sau:

$$P_{x_{PPM}}(f) = \frac{|P(f)|^2}{T_s} \left[ 1 - |W(f)|^2 + \frac{|W(f)|^2}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T_s}\right) \right] \quad (3.28)$$

trong đó  $W(f)$  là biến đổi Fourier của mật độ xác suất  $w$  và trùng với hàm đặc tính của  $w$  tính trong  $-2\pi f$

$$W(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(s) e^{-j2\pi fs} ds = \langle e^{-j2\pi fs} \rangle = C(-2\pi f) \quad (3.29)$$

Từ phương trình (3.28) cho thấy, phổ của tín hiệu PPM điều chế ngẫu nhiên gồm hai thành phần: thành phần liên tục, được điều khiển bởi  $1 - |W(f)|^2$ ; thành phần rời rạc, được cấu thành bởi các vạch phổ tại  $1/T_s$ , đó là tần số lặp xung và các hài. Thành phần rời rạc ứng với một thành phần tuần hoàn của tín hiệu PPM trong biểu thức (3.1).

Do  $W(f)$  là biến đổi Fourier của một hàm phân bố xác suất, nên  $W(0) = 1$ ; vì vậy, thành phần liên tục của phổ bằng 0 tại tần số 0 ( $f=0$ ) và nó cần tăng ở các tần số cao hơn. Các thành phần rời rạc được trọng số hóa bởi  $|W(f)|^2$  có giá trị lớn ở vùng tần số thấp và giải ở vùng tần số cao. Sự vượt trội của thành phần liên tục so với phần rời rạc phụ thuộc vào các giá trị của  $m(kT_s)$ . Nếu chúng nhỏ, thì tín hiệu PPM (3.1) giống với tín hiệu tuần hoàn và phần rời rạc trội lên vùng tần số thấp. Tuy nhiên, nếu giá trị  $m(kT_s)$  là lớn, thì tín hiệu PPM (3.1) mất đi sự tương đồng với tín hiệu tuần hoàn và phần liên tục trội lên ở vùng tần số thấp cũng như tần số cao.

Cuối cùng, như trong trường hợp tín hiệu điều chế sin, thành phần  $|P(f)|^2$  định dạng toàn bộ phổ tần và hạn chế sự chiếm giữ băng thông tới giá trị hữu hạn.

Khi các  $m(kT_s)$  không độc lập, PSD theo Rowe, 1965:

$$P_{x_{PPM}}(f) = \frac{|P(f)|^2}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\langle e^{-j2\pi f(m((\ell+n)T_s) - m(\ell T_s))} \right\rangle e^{-j2\pi fnT_s} \quad (3.30)$$

## **Sim\_UWB 3.03**

Trong phần này, ta mô phỏng để phân tích phổ của tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp sự hiện hữu của tín hiệu điều chế ngẫu nhiên. Cụ thể là, ta giả thiết các mẫu  $m(kT_s)$  là các biến ngẫu nhiên phân bố Gausor và độc lập thống kê. Tín hiệu UWB phát được đặc trưng bởi các xung chữ nhật có độ rộng  $T_r$  và chu kỳ lặp xung trung bình  $T_s$ . Để mô phỏng quá trình tạo tín hiệu UWB trong điều kiện kiểm tra, ta xét **Prog 3.04**.

**Prog 3.04** Chương trình tạo tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp tín hiệu điều chế ngẫu nhiên, trong chương trình này ta phải thiết lập giá trị cho 06 tham số đặc trưng cho tín hiệu PPM-UWB: công suất phát trung bình,  $pow$ ; tần số lấy mẫu,  $fc$ ; số lượng xung được tạo ra,  $np$ ; thời gian của từng xung chữ nhật,  $Tr$ ; chu kỳ lặp xung trung bình,  $T_s$ ; độ lệch chuẩn của tín hiệu

điều chế phân bố Gausor, *sigma*. **Prog 3.04** cho ra 3 đầu ra: chuỗi xung được tạo ra, *Stx*; tần số lấy mẫu, *fc*; vector chứa tất cả các dịch thời đặt vào xung phát do sự hiện hữu của tín hiệu điều chế, *M0*.

Mô phỏng tạo tín hiệu PPM-UWB được thực hiện bởi **Prog 3.04** là:

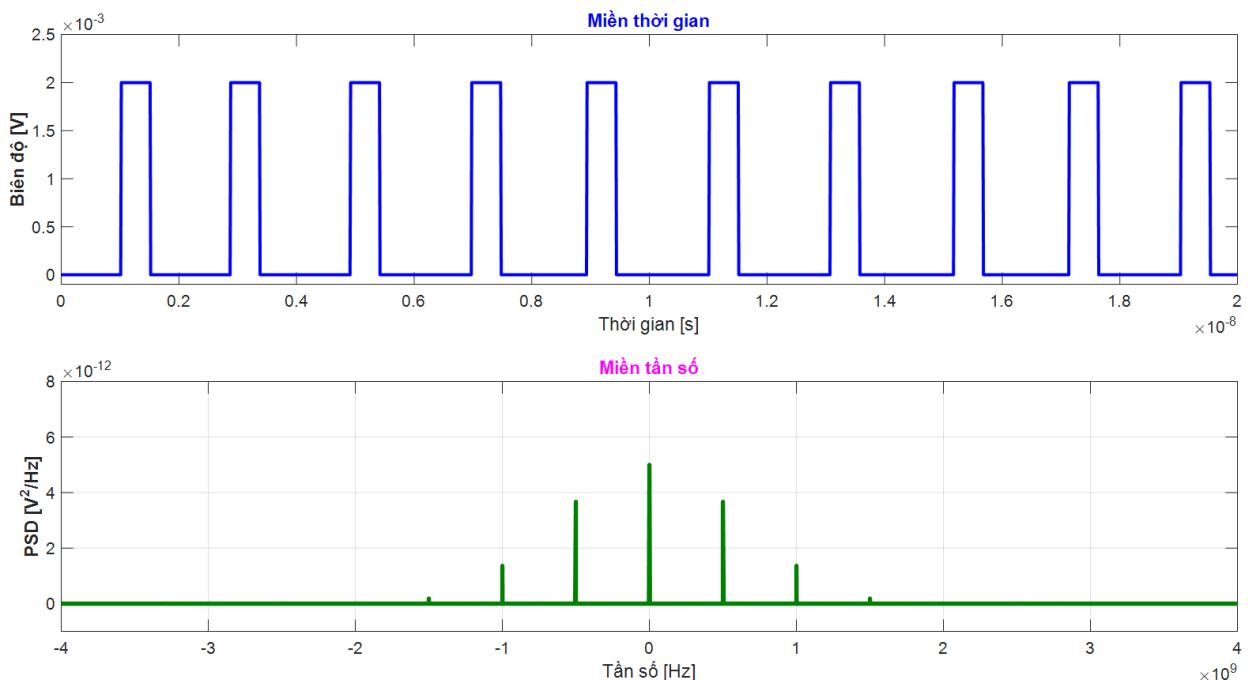
$$[Stx, fc, M0] = \text{uwb30301\_PPM\_random}(pow, fc, np, Tr, Ts, sigma);$$

Ta dùng **Prog 3.04** để tạo tín hiệu UWB, *RS0*, nó được trưng bởi các tham số sau: *pow=-30*; *fc=1e11*; *np=10000*; *Tr=0.5e-9*; *Ts=2e-9*; *sigma=0.1e-9*.

Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu *RS0* là:

$$[RS0, fc, M] = \text{uwb30301\_PPM\_random}(pow, fc, np, Tr, Ts, sigma);$$

Hình 3.21 biểu diễn một đoạn tín hiệu *RS0* trong miền thời gian (hình trên) và phổ của tín hiệu *RS0* (hình dưới).

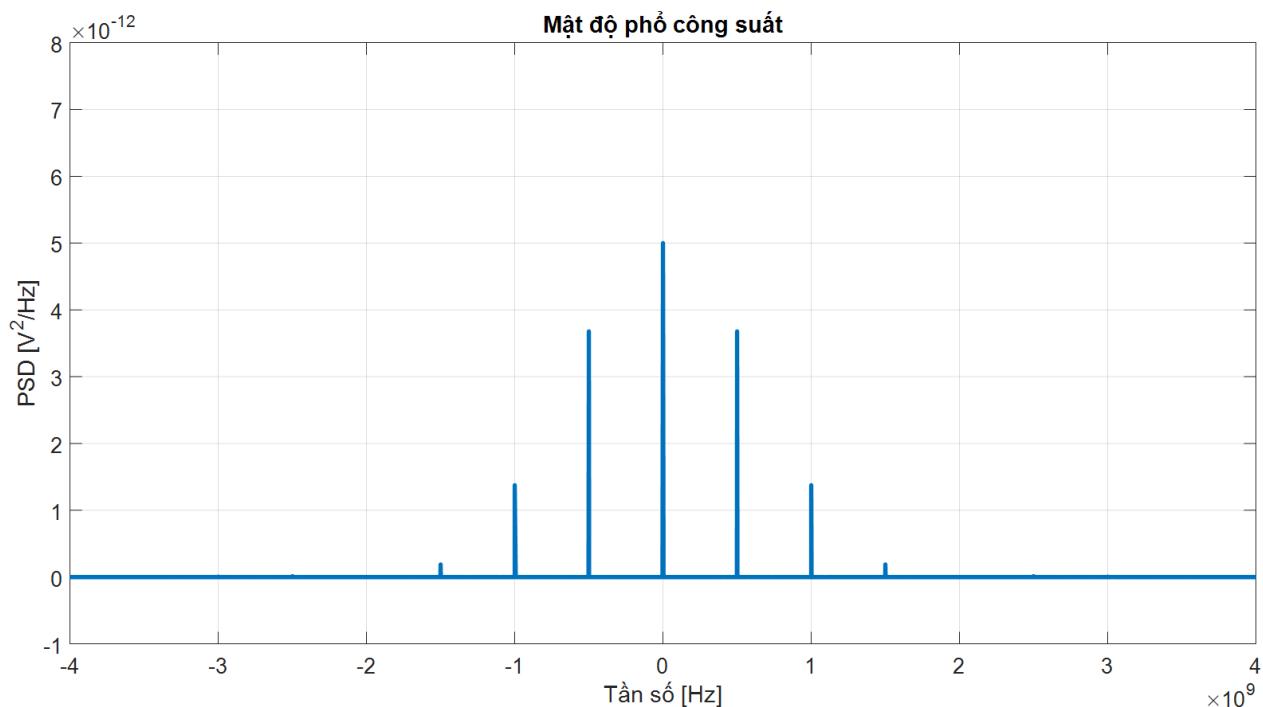


**Hình 3.21** Tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp tín hiệu điều chế ngẫu nhiên, tín hiệu *RS0* trong miền thời gian và miền tần số

Từ hình 3.21 cho thấy, ảnh hưởng của PPM lên vị trí xung của các xung phát là không đủ rõ, do chọn giá trị nhỏ đối với độ lệch chuẩn, *sigma* = *0.1e-9*. Ta có thể phân tích các đặc tính phổ của tín hiệu *RS0* bằng cách dùng **Prog 3.02**, nghĩa là:

$$[PSD0, df] = \text{uwb30102\_PSD}(RS0, fc);$$

Kết quả ta được PSD của tín hiệu *RS0* được biểu diễn trong hình 3.22, cũng là phía dưới của hình 3.21.

**Hình 3.22** PSD của tín hiệu RSO (xem hình 3.21 phía trên).

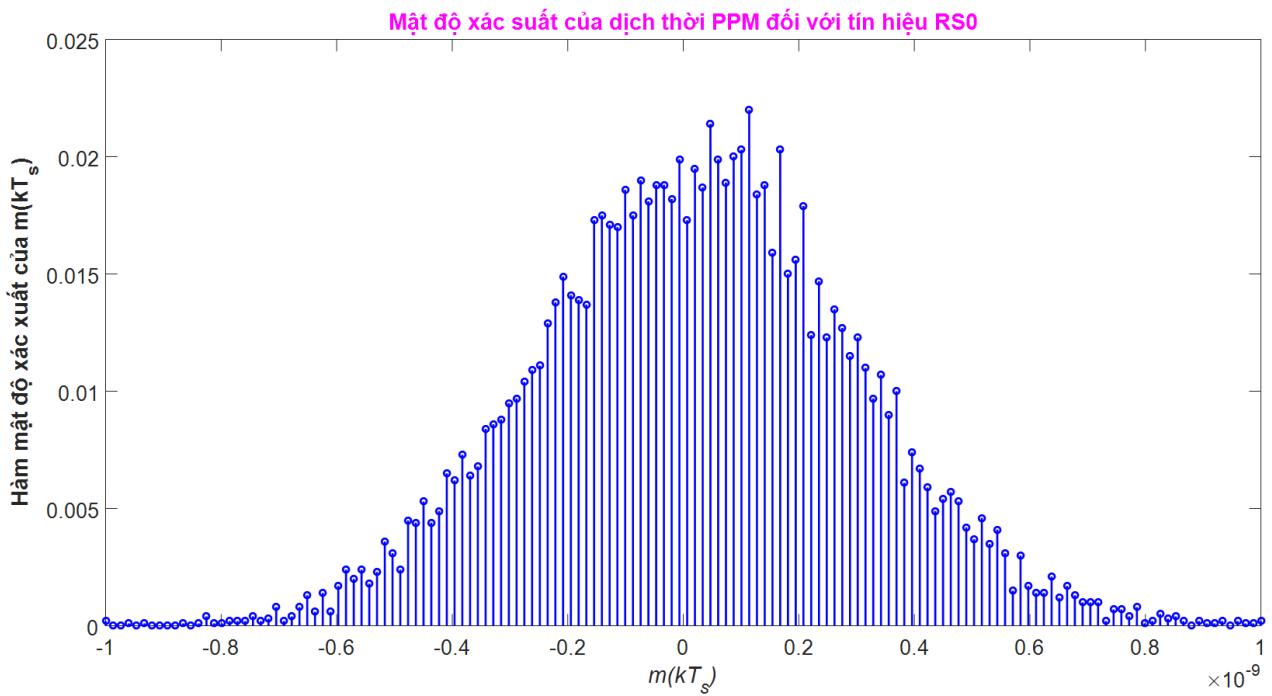
PSD trong hình 3.22 chỉ bao gồm các thành phần rời rạc (phổ vạch). Vì vậy các thành phần rời rạc trong biểu thức (3.28) trội hơn so với thành phần liên tục. Kết quả này là do giá trị rất nhỏ đối với các dịch thời ngẫu nhiên của PPM. Ta cũng thấy rằng đường bao của PSD khá khác với dạng  $\sin(x)/x$  vì không thấy búp phổ phụ ở trong hình 3.22. Kết quả này được phân tích bằng cách tính đến các đặc tính thống kê của tín hiệu điều chế. Với vector M0 từ việc thực hiện mô phỏng bởi chương trình **Prog 3.04** ta có thể ước lượng được **hàm mật độ xác suất** của dịch thời, đưa vào tín hiệu bằng cách thực hiện đoạn mã chương trình sau:

```

dt      = 1/fc;
NI      = ((2e-9)-(0.5e-9))/dt;
h       = hist(M0, NI);
h0     = (1/(sum(h))).*h;
time   = linspace(0, 2e-9, length(h))-(2e-9/2);
figure(4)
stem(time, h0);

```

Đoạn mã chương trình trên, ta dùng hàm Matlab, H=hist(Y, N) để thực hiện nhóm các phần tử của vector Y thành N *container* cách nhau và trả về vector H chứa số phần tử trong mỗi *container*. Đoạn mã trên cũng tạo ra hình 3.23 mô tả hàm mật độ xác xuất của các dịch thời đối với tín hiệu RSO. Hình dạng của hàm này giống với dạng phân bố Gausso.

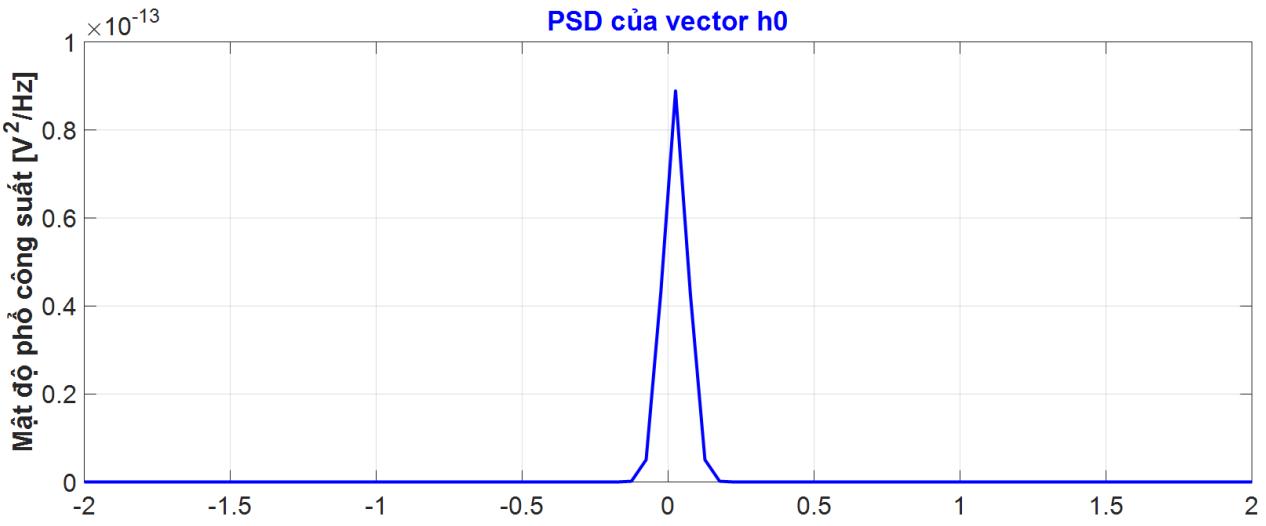


**Hình 3.23** Hàm mật độ xác suất của dịch thời PPM đổi với tín hiệu RS0

Tại đây ta dùng **Prog 3.02** đổi với vector  $h0$ :

$$\begin{aligned} fcx &= 1/((2e-9)/\text{length}(h)); \\ [W, df] &= \text{uwb30102\_PSD}(h0, fcx); \end{aligned}$$

Các dòng lệnh trên lưu vector  $W$ , trình bày hàm trong miền tần số nó tỷ lệ với thành phần  $|W(f)|^2$  của biểu thức (3.28). Kết quả được cho ở hình 3.24.



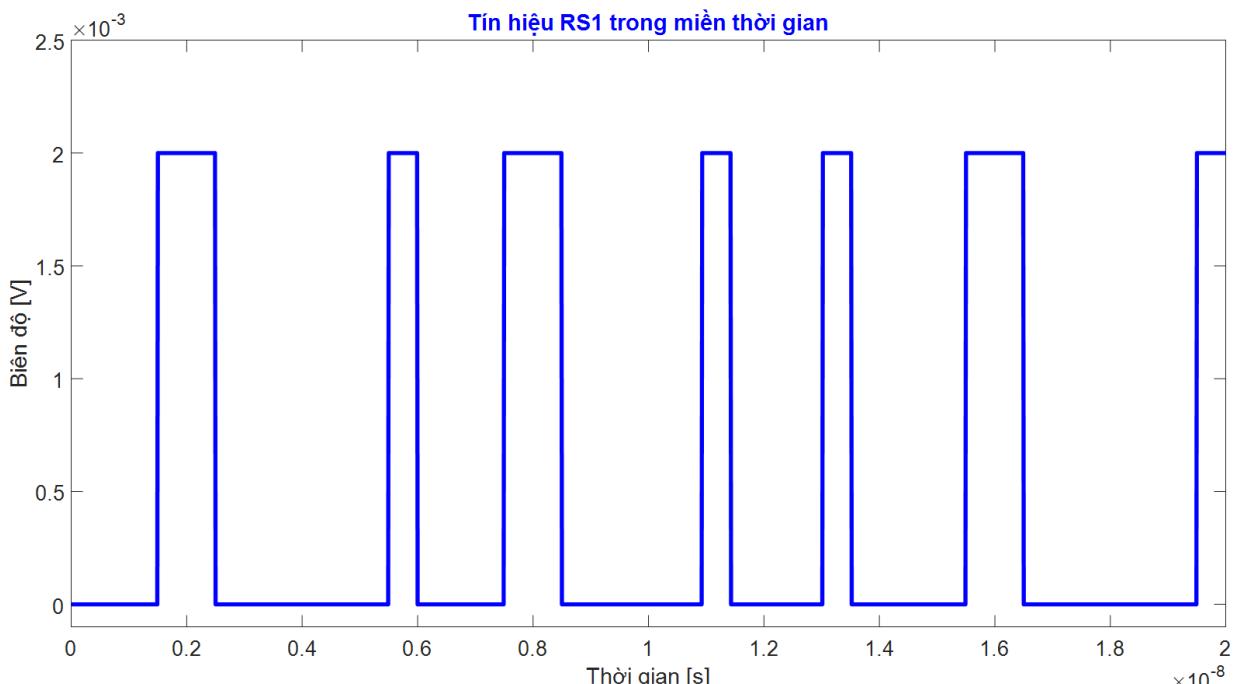
**Hình 3.24** PSD của vector  $h0$ , là bình phương modul của biến đổi Fourier lên hàm mật độ xác suất của dịch thời PPM

Từ kết quả hình 3.24 cho thấy, ta thừa nhận ảnh hưởng của biến đổi Fourier  $W(f)$  lên PSD của tín hiệu UWB. Khi so sánh các hình 3.24 và hình 3.22, ta kết luận: độ rộng băng tần của tín hiệu phát bị giới hạn bởi biến đổi Fourier lên hàm mật độ xác suất của dịch thời PPM,  $W(f)$ , chứ không bị giới hạn bởi biến đổi Fourier lên sóng xung  $P(f)$ .

Để kiểm tra sự hiện hữu của thành phần liên tục trong PSD của các tín hiệu PPM-UWB được điều chế với tín hiệu ngẫu nhiên, ta xét trường hợp tín hiệu  $S1$  với việc tăng tính biến thiên trong các dịch thời PPM. Để khai thác triệt để tính biến thiên của dịch thời PPM, ta chọn giá trị của độ lệch chuẩn lớn,  $\sigma$  và chu kỳ lặp trung bình xung,  $T_s$ . Ta thiết trị các tham số sau cho **Prog 3.04**:  $Pow = -30$ ;  $fc = 1e11$ ;  $np = 10000$ ;  $Tr = 0.5e-9$ ;  $Ts = 2e-9$ ;  $\sigma = 4e-9$ . Tạo tín hiệu RS1 bằng cách thực hiện dòng lệnh:

$[RS1, fc, M1] = \text{uwb30301\_PPM\_random}(pow, fc, np, Tr, Ts, \sigma);$

Kết quả ta được hình 3.25 biểu diễn một đoạn tín hiệu RS1 trong miền thời gian.

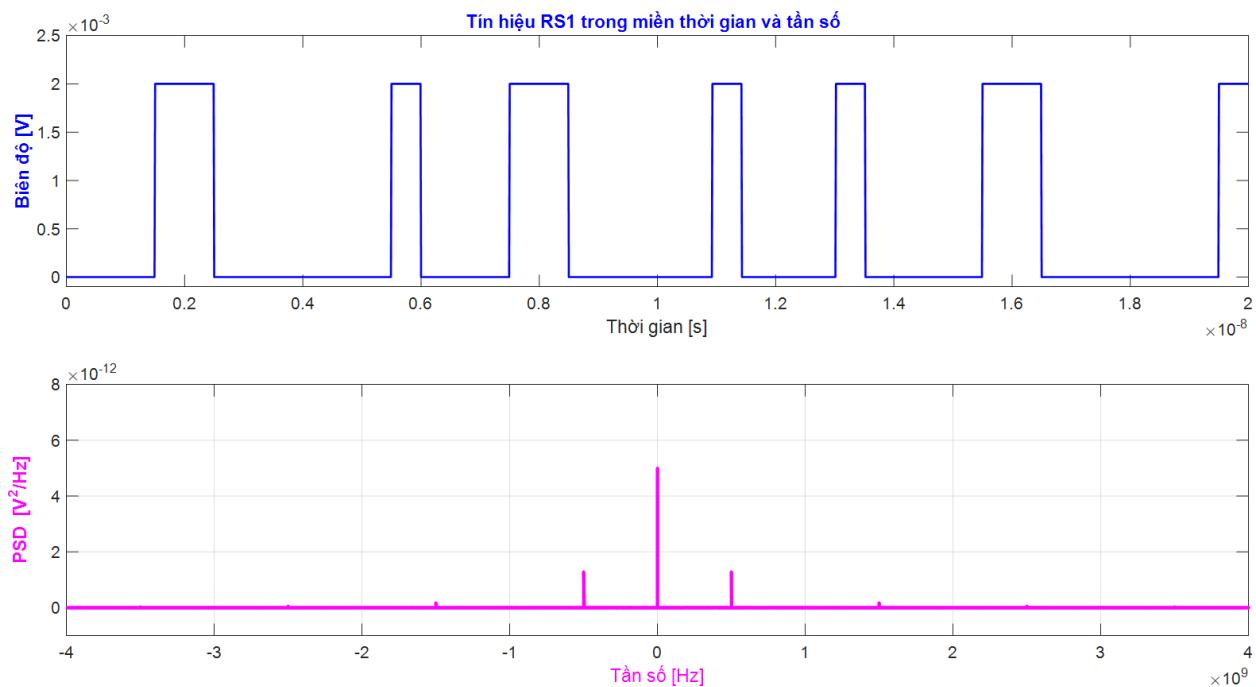


**Hình 3.25** Tín hiệu RS1 trong miền thời gian

Hình 3.25 cho thấy, ảnh hưởng của PPM là đáng kể trong trường hợp tín hiệu RS1. Ta phân tích các đặc tính phổ của tín hiệu RS1 bằng cách thực hiện dòng lệnh sau:

$[PSD1, df] = \text{uwb30102\_PSD}(RS1, fc);$

Kết quả là, PSD của tín hiệu RS1 được cho ở phía dưới của hình 3.26, trong đó thành phần nỗi trội tại tần số không. Ta cũng thấy rằng, PSD không chỉ chứa các vạch phổ rời rạc, mà còn có các thành phần giả giữa các vạch phổ.



**Hình 3.26** Biểu diễn tín hiệu RS1 trong miền thời gian và trong miền tần số

Trong trường hợp tín hiệu S1, ta nhận thấy phần liên tục trong PSD, nó được điều khiển bởi hàm  $W(f)$ . Lưu ý rằng, nếu chi tiết hóa hình 3.22 ta không thấy ảnh hưởng trên.

### 3.2.2 Mật độ phổ công suất của tín hiệu PPM-TH-UWB

Tại đây ta trở lại tín hiệu PPM-TH-UWB mà đã được biểu diễn trong miền thời gian bởi phương trình (2.4) trong chương 2, và ta thiết lập một sự tương ứng với tín hiệu PPM trong (3.1), nghĩa là, giữa quá trình  $m(kT_s)$  và quá trình rung thời gian  $\theta$ , như đã được định nghĩa, sự kết hợp chặt chẽ giữa dịch thời  $\eta$  do mã TH và dịch thời  $\epsilon$  do điều chế PPM.

Do  $\epsilon$  rất nhỏ so với  $\eta$  ( $\epsilon \ll \eta$ ), nên  $\theta$  tựa tuần hoàn và theo sát với chu kỳ của mã TH. Như là phép xấp xỉ đầu tiên, ta có, thực hiện giả thuyết rằng, ảnh hưởng dịch thời  $\epsilon$  lên PSD là không đáng kể so với ảnh hưởng của  $\eta$  lên PSD. Do đó, tín hiệu (2.4) được điều chế bởi tín hiệu tuần hoàn và PSD của nó theo biểu thức (3.25). Nói cách khác, PSD là rời rạc và chứa các thành phần tần số rời rạc tại tần số cơ bản. Ngoài ra, nó cũng chứa các thành phần tại các tần số lặp xung và các hài của chúng, và tại các kết hợp tuyến tính. Trong trường hợp hiện tại, chu kỳ của dạng sóng điều chế tuần hoàn tương ứng với chu kỳ của mã  $N_p$  được nhân với khoảng thời gian xung  $T_s$ , nghĩa là,  $T_p = N_p T_s$ . Vì vậy, tần số cơ bản của sóng điều chế là:  $f_p = 1/T_p$ .

Lưu ý rằng, tần số lặp xung  $1/T_s = N_p/T_p$  là bội số của tần số cơ bản của sóng tuần hoàn. Vì vậy, PSD chứa các vạch phổ tại  $1/T_p$  và các hài của nó (xem **Sim\_UWB 3.02**).

Trường hợp  $N_p=1$ , là trường hợp không mã hóa và tín hiệu được tạo ra có PSD chứa các vạch phổ tại  $1/T_s$  và các hài. Công suất tập trung tại các vạch phổ có ảnh hưởng không mong muốn thể hiện các đỉnh của vạch phổ. Điều này không lấy làm ngạc nhiên, bởi lẽ ta đã bỏ qua ảnh hưởng của  $\epsilon$ , tín hiệu (2.4) tạo ra chuỗi xung tuần hoàn xuất hiện tại bội số của  $T_s$ .

Nhìn chung trên thực tế thường đặt  $N_p = N_s$ , nghĩa là, chu kỳ của mã trùng khớp với số xung trên một bit, các vạch phổ xuất hiện tại  $1/T_b$  và các hài của nó, trong đó  $T_b = N_s T_s = N_p T_s$  là

khoảng thời gian bit. Mặc dù phô vẫn là rác (phô vạch), nhưng các vạch phô xuất hiện ở trên nhiều tần số hơn so với trường hợp trước trên cùng độ rộng băng tần bởi vì  $1/T_b < 1/T_s$ . Có thể cảm nhận ảnh hưởng trăng hóa (đặc hóa phô, phô đặc hơn) của mã khi quan sát sự phân bố các vạch phô (quan sát mật độ cách quãng giữa các vạch phô, số lượng vạch phô, độ lớn của các vạch phô).

Khi ta cho  $N_p > N_s$ , các ảnh hưởng trên là dễ thấy hơn, và nếu  $N_p$  không phải là bội số của  $N_s$ , thì một số vạch phô được tạo ra bởi sự kết hợp tuyển tính của  $1/T_p$  và  $1/T_s$  làm đầy phô công suất có tác dụng làm mịn phô.

Trường hợp  $N_p \rightarrow \infty$  ứng với tín hiệu (2.4) không tuần hoàn. Trường hợp này, quá trình rung thời gian có thể được đồng hóa thành tín hiệu điều chế ngẫu nhiên  $m(kT_s)$  và phô của nó được cho bởi (3.28). Tất cả các nhận xét về (3.28) đều có giá trị ở đây, nghĩa là, phô gồm hai thành phần, rời rạc và liên tục. Thành phần rời rạc ứng với phần tuần hoàn của tín hiệu, nó giảm khi phương sai tăng ở vị trí của xung. Hơn nữa, ta lưu ý rằng trong trường hợp hiện tại, mã TH tạo ra sự dịch thời mà trải rộng trong toàn bộ  $T_s$ . Vì vậy, không thể coi giá trị  $\theta$  là nhỏ, và ta có thể kỳ vọng việc giảm thành phần tuần hoàn trong tín hiệu, nghĩa là, giảm phần phô vạch.

Khi xuất hiện nhiều tín hiệu này (hay trong hệ thống nhiều người dùng), ta có thể hy vọng rằng, tín hiệu có tính tuần hoàn thấp (phô đặc hơn), và áp dụng tương ứng với trường hợp điều chế ngẫu nhiên.

Trường hợp hệ thống ít người dùng, và họ đều dùng chung giá trị  $N_p$ , ta có thể coi như loại tuần hoàn, với tín hiệu tích lũy có phô rời rạc nếu tất cả người dùng được đồng bộ. Nhưng lưu ý rằng, với giả thiết thực tế về sự không đồng bộ của các người dùng, ta có thể cho coi là trường hợp có ít người dùng, tín hiệu đa người dùng đánh mất tính tuần hoàn của nó và phô của nó được biểu diễn bởi (3.28).

Việc phân tích chi tiết cần phải nói lỏng giả thiết về ảnh hưởng không quan trọng của của dịch thời  $\epsilon$  PPM. Cách giải quyết dễ hiểu cho vấn đề này là, trường hợp phô biến  $N_p = N_s$ , ta xét phương trình (2.4) trong đó bỏ qua ảnh hưởng của  $\epsilon$ , nghĩa là, ta định nghĩa một tín hiệu  $v(t)$  được cho bởi:

$$v(t) = \sum_{j=1}^{N_s} p(t - jT_s - \eta_j) \quad (3.31)$$

Biến đổi Fourier lên tín hiệu (3.31) là:

$$P_v(f) = p(f) \sum_{m=1}^{N_s} e^{-j(2\pi f(mT_s + \eta_m))} \quad (3.32)$$

Nếu ta coi  $v(t)$  là đa xung cơ bản được dùng để truyền dẫn tín hiệu và đưa dịch thời  $\epsilon$  của PPM vào, ta có được biểu diễn cho tín hiệu phát là:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} v(t - jT_b - \epsilon b_j) \quad (3.33)$$

đó là dạng sóng điều chế PPM, trong đó dịch thời  $\epsilon$  được chi phối bởi chuỗi ký hiệu dữ liệu mang tin  $\mathbf{b}$ , nghĩa là, quá trình  $\mathbf{b}$  được tạo ra bởi nguồn thông tin (dữ liệu mang tin). Ta lưu ý rằng, tại đây mã lặp được kết nạp trong đa xung. Nếu ta giả sử rằng,  $\mathbf{b}$  là một quá trình ngẫu nhiên rời rạc

dùng chặt, và các biến ngẫu nhiên  $b_k$  được trích ra từ quá trình ngẫu nhiên này là độc lập thống kê nhau có chung hàm mật độ xác suất  $w$ , thì tín hiệu (3.33) có PSD theo phương trình (3.28) trong đó biến đổi Fourier lên dạng sóng xung,  $P(f)$ , được thay bởi PSD của đa xung được cho bởi (3.32).

Với tỷ lệ lặp đa xung là  $T_b$ , thì phổ của tín hiệu PPM-TH-UWB như sau:

$$P_s(f) = \frac{|\mathbf{P}_v(f)|^2}{T_b} \left[ 1 - |W(f)|^2 + \frac{|W(f)|^2}{T_b} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T_b}\right) \right] \quad (3.34)$$

Từ phương trình (3.34) cho thấy, xuất hiện ảnh hưởng kép lên phổ của tín hiệu PPM-TH-UWB: ảnh hưởng của mã TH qua  $P_v(f)$ , và ảnh hưởng của dịch thời do điều chế PPM mà nó có các đặc tính theo đặc tính thống kê của nguồn. Lưu ý rằng, thành phần rời rạc của phổ xuất hiện tại  $1/T_b$ . Biên độ của các vạch phổ được trọng số hóa bởi các đặc tính thống kê của nguồn dữ liệu được biểu trưng bởi  $|W(f)|^2$ . Nếu  $p$  là xác suất phát bit 0 (không dịch thời) và  $1-p$  là xác suất phát bit 1 (dịch thời một lượng  $\varepsilon$ ), thì:

$$|W(f)|^2 = 1 + 2p^2(1 - \cos(2\pi f \varepsilon)) - 2p(1 - \cos(2\pi f \varepsilon)) \quad (3.35)$$

Nếu nguồn phát ra các ký hiệu 0 và 1 có cùng xác suất, thì (3.35) được viết:

$$|W(f)|^2 = \frac{1}{2}(1 + \cos(2\pi f \varepsilon)) \quad (3.36)$$

Lưu ý rằng, ở đây dịch thời là nhỏ, và do đó thành phần rời rạc có ảnh hưởng lớn lên phổ của tín hiệu PPM-TH-UWB. Giả thiết đơn giản hóa ở phần đầu là ta đã bỏ qua  $\varepsilon$ , tín hiệu (3.34) hoàn toàn. Lưu ý rằng, (3.34) có thể cũng được áp dụng cho mọi loại nguồn dữ liệu, không nhất thiết là dữ liệu nhị phân.

## Sim\_UWB 3.04

Phần này, ta thực hiện mô phỏng để làm sáng tỏ sự chiêm phổ của tín hiệu PPM-TH-UWB bởi các chương trình Matlab trong các **Sim\_UWB** trước: **Prog 2.10** trong Sim\_UWB 2.03 để tạo tín hiệu PPM-TH-UWB và **Prog 3.02** trong Sim\_UWB 3.01 để biểu diễn PSD. Ta thực hiện các mô phỏng khác (các giá trị khác của tập các tham số đặc trưng của tín hiệu PPM-TH-UWB) để phân tích ảnh hưởng của các tham số chính của tín hiệu UWB trong miền tần số.

### ✓ Mô phỏng đầu thứ nhất, tín hiệu **u0**

Ta xét trường hợp tín hiệu UWB không điều chế PPM và không mã hóa TH, được ký hiệu là **u0**. Để tạo tín hiệu **u0**, ta thực hiện mô phỏng bởi chương trình **Prog 2.10** với việc thiết trị cho tập các tham số đặc trưng của tín hiệu **u0** như sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbit=1000$ ;  $Ts=10e-9$ ;  $Ns=5$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=10$ ;  $Np=1$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $dPPM=0$ ;  $G=0$ .

Mô phỏng để tạo tín hiệu **u0** được thực hiện bởi **Prog 2.10** là:

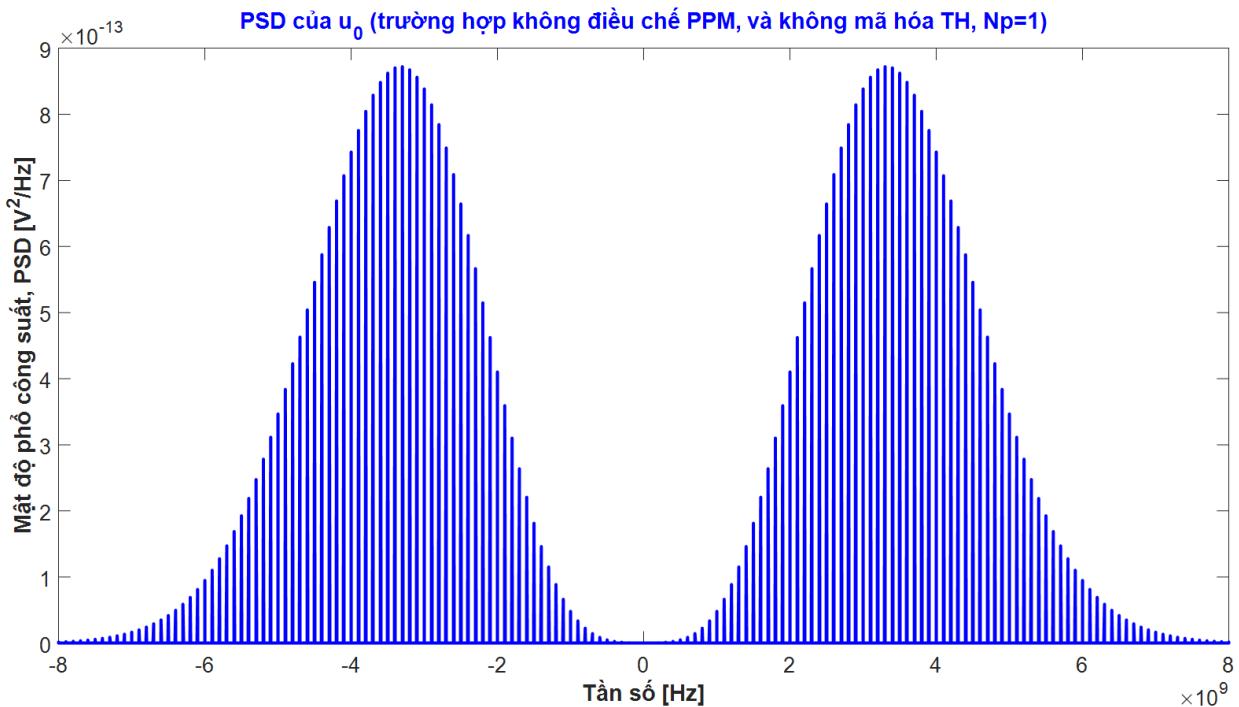
```
[bits, THcode, u0, ref]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)
```

Lưu kết quả là, **u0** biểu trưng cho tín hiệu được xét. Tín hiệu này được đặc trưng bởi truyền dẫn 5 xung trên một bit. Tất cả các xung được cách đều về thời gian với chu kỳ lặp  $Ts$ . Do ta thiết trị  $Nh=1$ , nên tất cả các xung chiếm cùng vị trí trong từng khoảng thời gian  $T_s$ . Mỗi xung là sóng đạo hàm bậc hai của xung Gauso với độ dài tối đa là 0,5 ns.

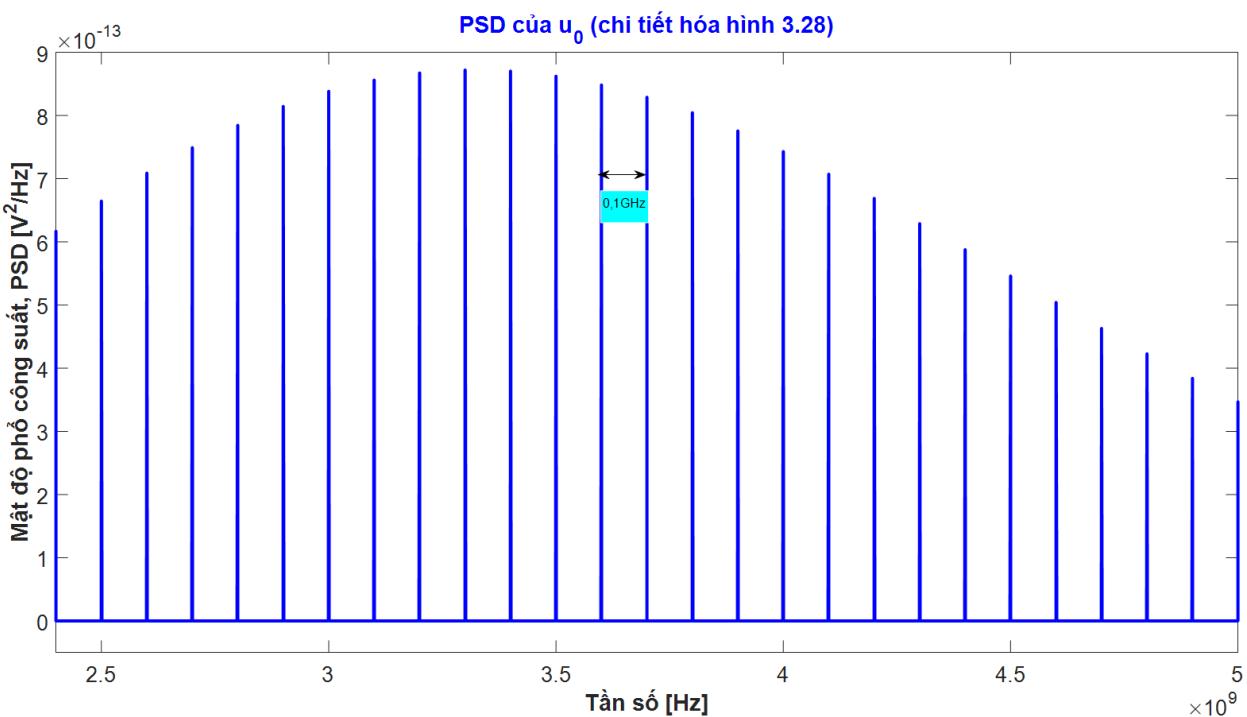
Sau khi tín hiệu  $u0$  được tạo ra bởi **Prog 2.10**, ta phân tích tín hiệu  $u0$  trong miền tần số bằng cách thực hiện mô phỏng bởi **Prog 3.02** sau:

$$[PSDu0, df] = \text{uwb30102\_PSD}(u0, 50e9);$$

Kết quả là, **Prog 3.02** tạo và biểu diễn PSD của tín hiệu  $u0$  được cho ở hình 3.28. và được chi tiết hóa ở hình 3.29.



**Hình 3.28:** PSD của  $u0$  (trường hợp không điều chế PPM, và không mã hóa TH,  $Np=1$ )



**Hình 3.29:** Chi tiết hóa hình 3.28 - PSD của  $u0$

Như kỳ mong đợi, từ các hình 3.28 và hình 3.29 cho thấy PSD của tín hiệu  $u0$  bao gồm các vạch phổ được chiếm hữu tại  $1/T_s = 0,1$  GHz và các hài, nghĩa là, công suất phát được tập trung ở bội số của tần số lặp xung. Đường bao phổ có dạng biến đổi Fourier lên sóng đạo hàm bậc hai của xung Gauso.

#### ✓ Mô phỏng thứ hai, tín hiệu $u1$

Ta xét *cùng* các tham số đặc trưng như của  $u0$ , nhưng tăng giá trị  $Np$  của mã TH. Cụ thể là, ta thiết trị  $Np=Ns$ , nghĩa là  $Np=5$ . Vì vậy tín hiệu  $u1$  được tạo như sau:

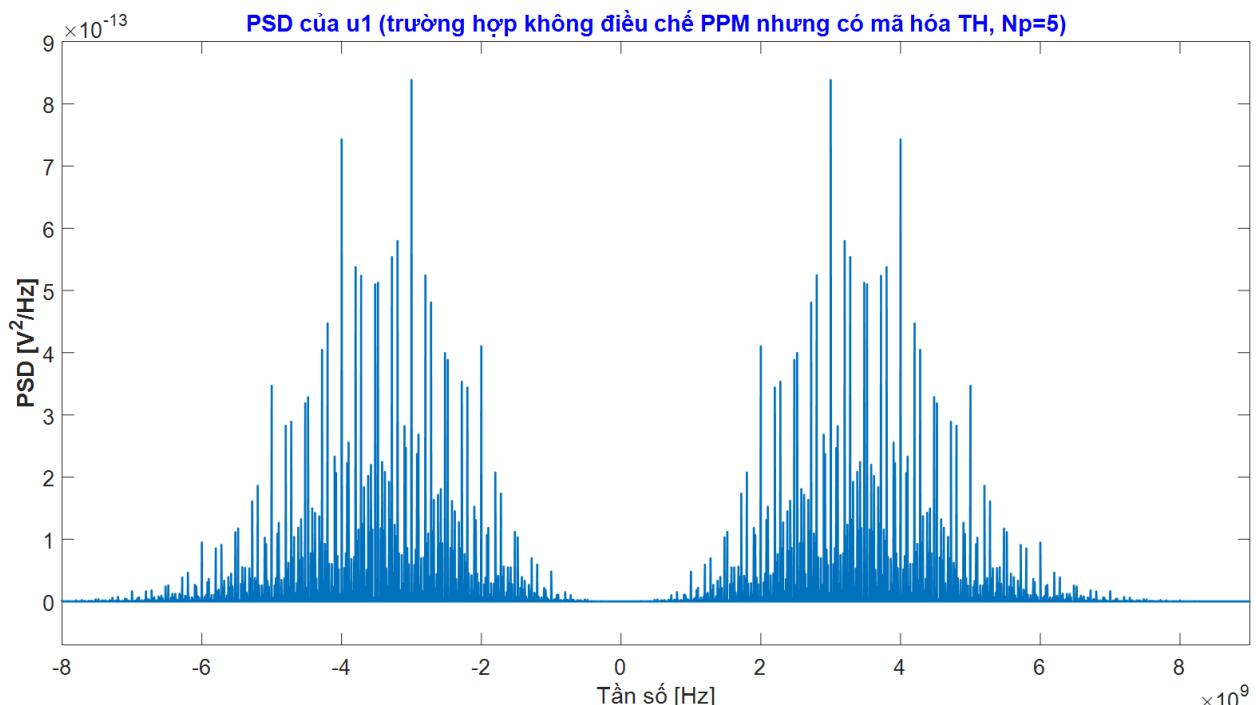
```
[bits, THcode, u1, ref]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM);
```

Kết quả là,  $u1$  được tạo và biểu trưng cho tín hiệu PPM-TH-UWB, được đặc trưng bởi truyền dẫn 5 xung trên một bit. Vị trí của xung trong mỗi khoảng thời gian  $Ts$  phụ thuộc vào hệ số của mã TH.

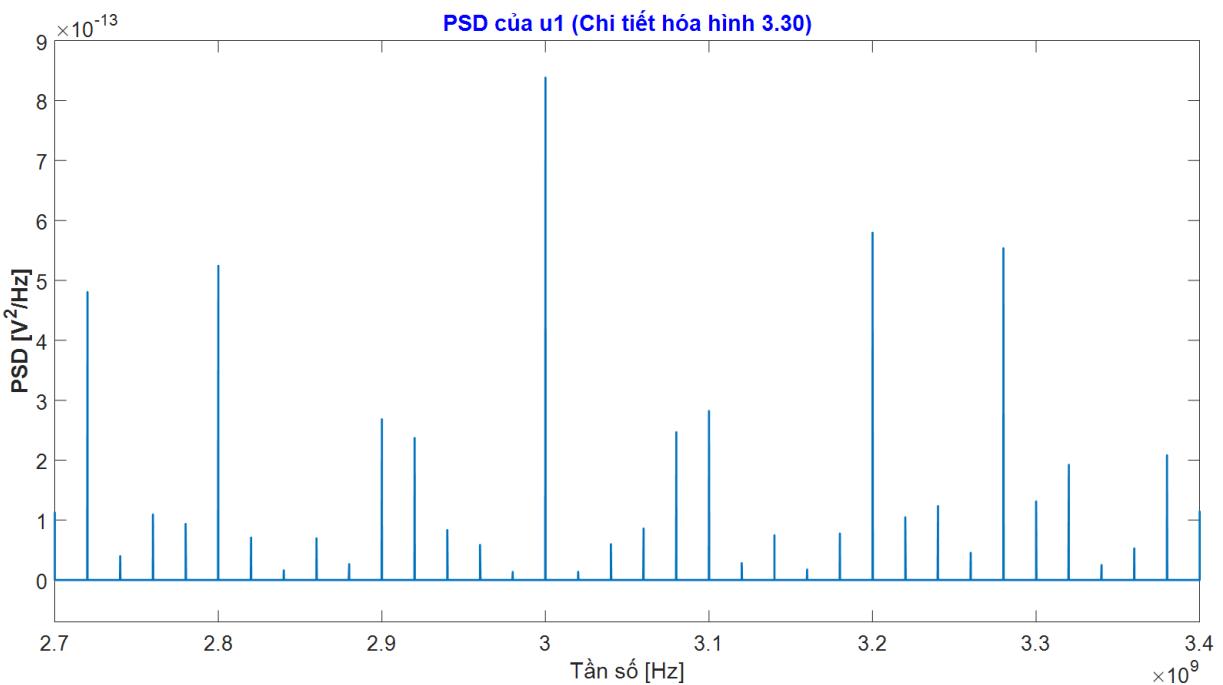
Ta phân tích tín hiệu  $u1$  trong miền tần số bằng cách thực hiện mô phỏng bởi **Prog 3.02**:

```
[PSDu1, df]= uwb30102_PSD(u1, 50e9);
```

Kết quả là, tạo và biểu diễn PSD của tín hiệu  $u1$  được cho ở hình 3.30 (được chi tiết hóa ở hình 3.31).



**Hình 3.30** PSD của  $u1$  (trường hợp không điều chế PPM nhưng có mã hóa TH,  $Np=5$ )

**Hình 3.31** Chi tiết hóa hình 3.30 - PSD của **u1**

Từ các hình 3.30 và hình 3.31 cho thấy, PSD của tín hiệu **u1** bao gồm các vạch phổ chiếm hữu tại các khoảng cách  $1/(NsTs) = 20$  MHz, nghĩa là, công suất phát được tập trung tại bội số của tần số lặp **bit** (tốc độ bit). Kết quả này được điều chỉnh bởi chu kỳ của mã TH, nó bằng với  $Ns$ . Tín hiệu **u1** là tuần hoàn với chu kỳ bằng thời gian bit. Đường bao của PSD vẫn giống với biến đổi Fourier lên sóng đạo hàm bậc hai của xung Gaus. Khi so sánh PSD của tín hiệu **u1** với PSD của tín hiệu **u0**, ta nhận thấy mã TH làm giảm số lượng các đỉnh có công suất lớn nhất vì cùng công suất của tín hiệu được phân bố trên nhiều vạch phổ hơn. Ảnh hưởng này được thấy rõ hơn khi ta tăng giá trị của  $Np$ . Phân tích này được thực hiện bằng cách tạo tín hiệu mới **u2**, với  $Np$  bằng tổng số xung phát. Muốn vậy, ta thực hiện mô phỏng để tạo tín hiệu **u2** bởi chương trình **Prog 2.10** với việc thiết trị cho tập các tham số có giá trị như của của tín hiệu **u1** nhưng thiết trị  $Np=5000$ . Cụ thể là:

### ✓ Mô phỏng thứ ba, tín hiệu **u2**

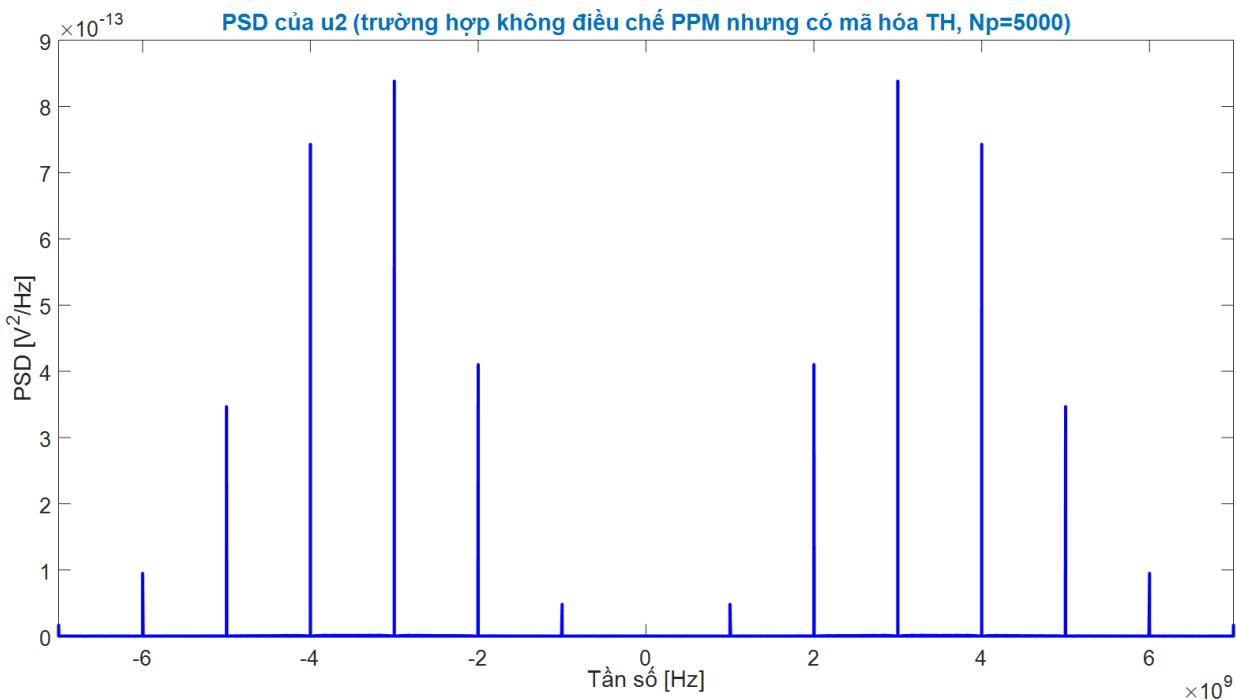
Chương trình tạo tín hiệu **u2** bởi **Prog 2.10** là:

```
[bits, Thcode, u2, ref]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM);
```

Kết quả là, tín hiệu **u2** vẫn được đặc trưng bởi 5 xung trên bit. Tuy nhiên, mỗi xung chiếm đóng tại vị trí được cho bởi biến ngẫu nhiên rời rạc phân bố đều giữa 0 và  $Nh-1$ . Để phân tích tín hiệu **u2** trong miền tần số bằng cách thực hiện đưa **u2** vào chương trình **Prog 3.02** để được PSD của nó:

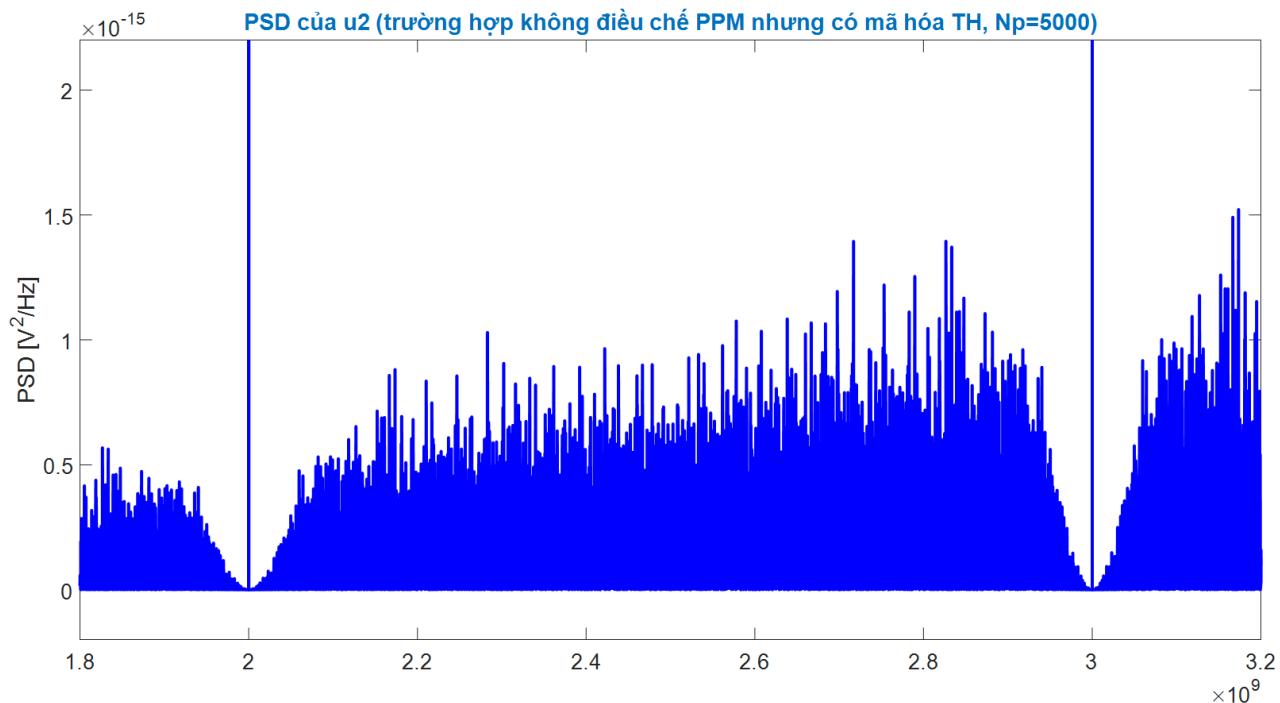
```
[PSDu2, df]=uwb30102_PSD(u2, 50e9);
```

Kết quả là, tạo và biểu diễn PSD của **u2** được cho ở hình 3.32.



**Hình 3.32 PSD của  $u2$  (trường hợp không điều chế PPM nhưng có mã hóa TH,  $N_p=5000$ )**

Hình 3.32 cho thấy, PSD vẫn bao gồm các vạch phổ rời rạc. Tuy nhiên, số lượng đỉnh là ít hơn so với PSD của  $u1$  và  $u0$ . Các đỉnh này xuất hiện tại bội số của  $1/T_c = 1$  GHz. Mặc dù mã TH là không tuần hoàn, vị trí của các xung trong mỗi khoảng thời gian  $T_s$  là không ngẫu nhiên. Mỗi khoảng thời gian  $T_s$  được phân chia thành  $N_h$  khe với độ dài là  $T_c$ , và các xung được ép vào các vị trí bắt đầu của các khoảng này. Trong trường hợp của ta,  $N_h = 10$ , chỉ có 10 vị trí xung đối với mỗi xung trong một khoảng thời gian  $T_s$ . Vì vậy, ta có thể kết luận rằng, mặc dù có làm mất tính tuần hoàn của mã TH, không đảm bảo được khả năng khử được tất cả các đỉnh trong PSD của nó. Tuy nhiên, giảm được số lượng các đỉnh. Hình 3.33 biểu diễn chi tiết về PSD của tín hiệu  $u2$  trong dải tần 2 đến 3 GHz. Ta có thể xác nhận phần liên tục với các đỉnh nhỏ tại các khoảng cách  $1/(N_s T_s) = 20$  MHz.



**Hình 3.33** Chi tiết hóa hình 3.32, PSD của tín hiệu **u2** (trường hợp không điều chế PPM nhưng có mã hóa TH,  $N_p=5000$ )

Từ việc phân tích phổ của tín hiệu **u2** cho thấy, ta không thể khử tất cả các đỉnh của PSD chỉ bằng cách tăng tính tuần hoàn của mã TH. Để giảm các đỉnh ta nên cho phép mỗi xung có vị trí ngẫu nhiên trong từng khoảng thời gian  $T_s$  (ngẫu nhiên hóa vị trí của xung trong từng khoảng thời gian  $T_s$ ). Muốn vậy, trong mô phỏng sau đây, ta tạo tín hiệu UWB có các tham số như của **u2** nhưng tăng nhân số của mã TH, ta gọi là tín hiệu **u3**, nghĩa là, ta chia khoảng thời gian  $T_s$  thành nhiều khoảng thời gian  $T_c$ . Cụ thể là:

#### ✓ Mô phỏng thứ tư, tín hiệu **u3**

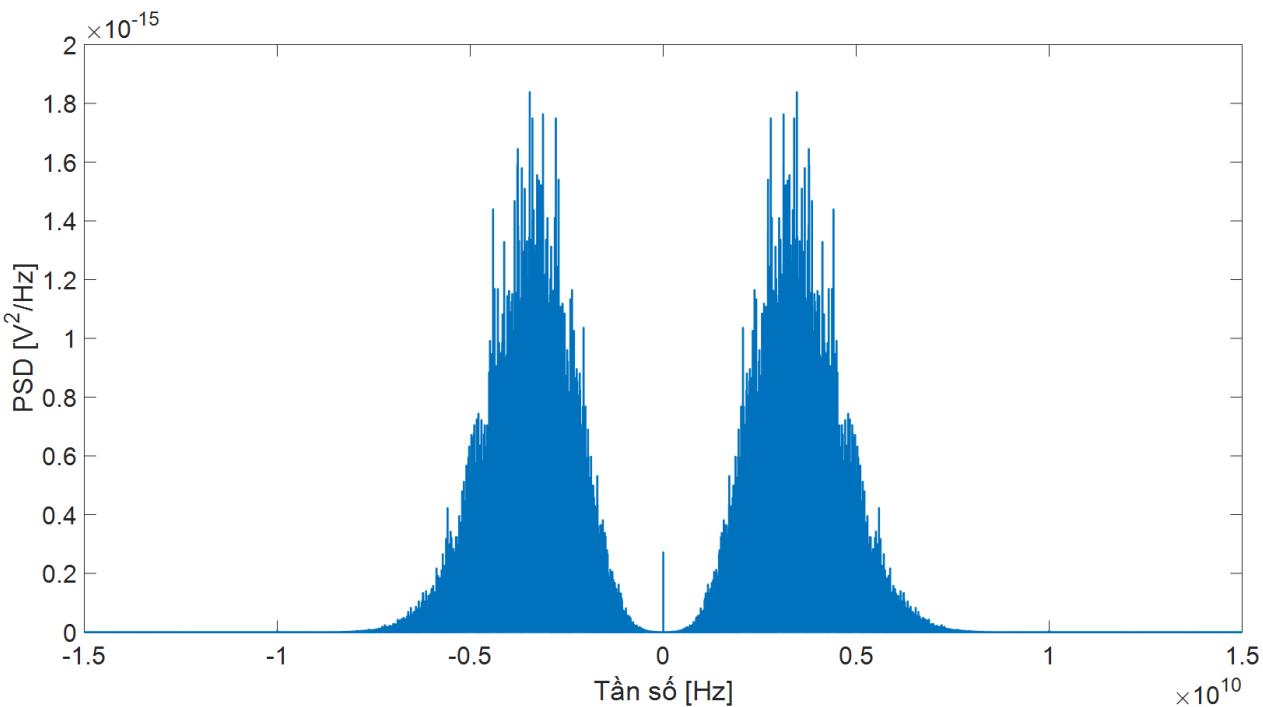
Theo đó, ta thiết trị cho các tham số sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=1000$ ;  $Ts=10e-9$ ;  $Ns=5$ ;  $Tc=0.1e-9$ ;  $Nh=100$ ;  $Np=5000$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $dPPM=0$ ;  $G=0$ . Số khe trong khung tăng lên gấp 10 lần ( $Nh=100$ ) với phương sai lớn trong vị trí của các xung. Ta tạo tín hiệu này, gọi là **u3** được thực hiện bởi **Prog 2.10**:

```
[bits, THcode, u3, ref]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM);
```

Kết quả là, tạo tín hiệu **u3** như được giải thích ở trên. PSD của **u3** được cho bởi:

```
[PSDu3, df]=uwb30102_PSD(u3, 50e9);
```

Kết quả là, tạo và biểu diễn PSD của **u3** được cho ở hình 3.34.



**Hình 3.34** PSD của tín hiệu **u3** (trường hợp không điều chế PPM nhưng có mã hóa TH, ảnh hưởng của việc tăng nhân tố của TH,  $Nh=100$ )

Khi so sánh PSD trong hình 3.34 với PSD trong hình 3.32, ta kết luận rằng, tăng giá trị  $Nh$  sẽ khử được các đỉnh mạnh trong PSD.

#### ✓ Mô phỏng thứ năm, tín hiệu **u4**

Ta xét ảnh hưởng của điều chế PPM lên PSD của tín hiệu PPM-TH-UWB. Muốn vậy, ta thiết trị cho tập các tham số (11 tham số) trong **Prog 2.10** như sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=1000$ ;  $Ts=10e-9$ ;  $Ns=5$ ;  $Tc=0.1e-9$ ;  $Nh=100$ ;  $Np=5000$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $dPPM=0.25e-9$ ;  $G=0$ .

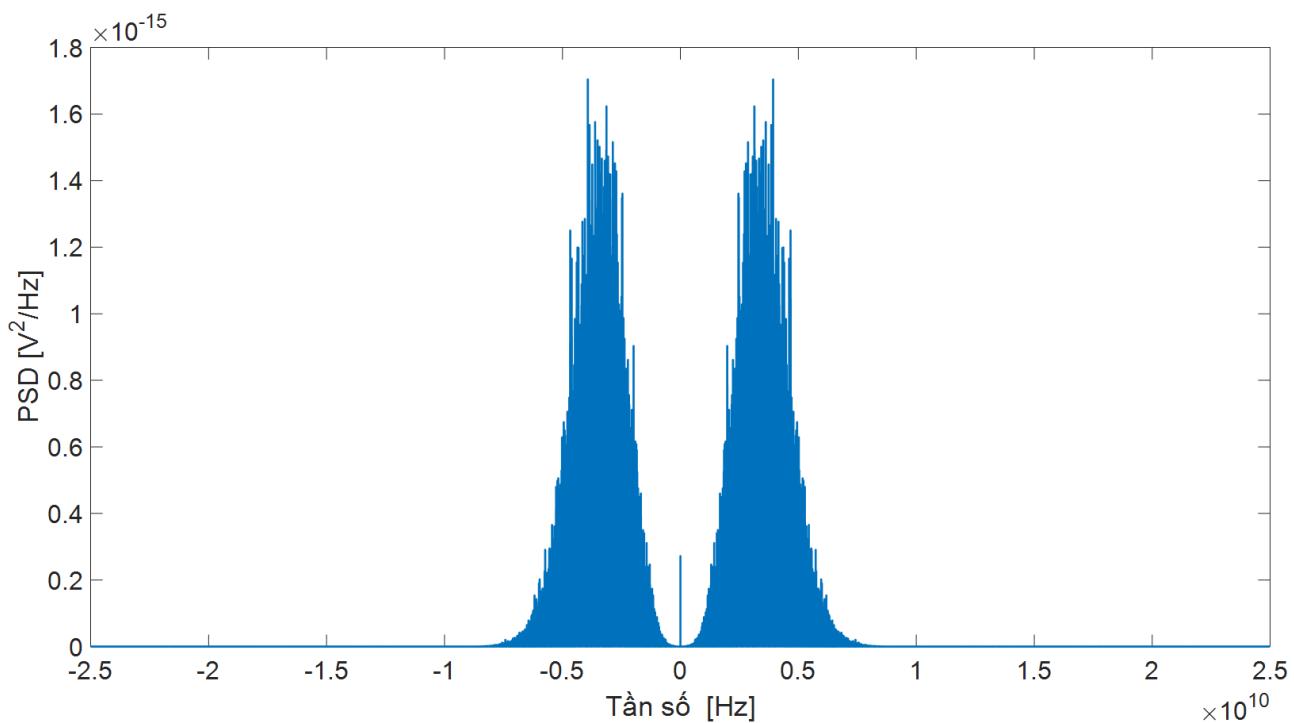
Tạo tín hiệu **u4** bởi **Prog 2.10** như sau:

```
[bits, THcode, u4, ref]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM);
```

Kết quả là, tín hiệu **u4** được tạo ra, trong đó khói điều chế vị trí xung PPM được đưa vào trong chuỗi truyền dẫn (xem hình 2.15 và hình 2.16 chương 2) với tham số dịch thời vị trí xung của điều chế PPM là 0,25 ns (nghĩa là,  $\varepsilon = dPPM = 0.25e-9 = 0.25$  ns) để biểu trưng cho 1 bit. PSD của tín hiệu **u4** được cho bởi:

```
[PSDu4, df]=uwb30102_PSD(u4, 50e9);
```

Kết quả là, tạo và biểu diễn PSD của tín hiệu PPM-TH-UWB (đầy đủ các khói chức năng của sơ đồ truyền dẫn tín hiệu PPM-TH-UWB **hình 2.15**), **u4**, được cho ở hình 3.35. PSD này bao gồm phần phổ liên tục và phần phổ rời rạc (các vạch phổ) được định vị tại các bội số của  $1/T_b$ .



**Hình 3.35 PSD của tín hiệu  $u4$  (trường hợp điều chế PPM và mã hóa TH)**

Kết thúc phần mô phỏng và biểu diễn quá trình hình thành PSD của tín hiệu PPM-TH-UWB, mức độ ảnh hưởng của tập các tham số đặc trưng của tín hiệu PPM-TH-UWB lên PSD của nó, ta tổng hợp quá trình thiết trị tập các tham số của tín hiệu  $u0$  đến  $u4$  và so sánh các PSD của nó trong các hình 3.28 đến 3.35. Muốn vậy, ta tổng kết bởi bảng 3.1 sau:

**Bảng 3.1 Thiết trị tập các tham số (11 tham số) đặc trưng của tín hiệu PPM-TH-UWB: {Pow; fc; numbits; Ts; Ns; Tc; Nh; Np; Tm; tau; dPPM}**

Tín hiệu	Pow	fc	numbits	Ts	Ns	Tc	Nh	Np	Tm	tau	dPPM
$u0$	-30	50e9	1000	10e-9	5	1e-9	10	1	0.5e-9	0.25e-9	0
Mật độ phổ công suất PSD của $u0$ được cho ở hình 3.28 và hình 3.29 (không mã hóa TH và không điều chế PPM)											
$u1$	-30	50e9	1000	10e-9	5	1e-9	10	5	0.5e-9	0.25e-9	0
Mật độ phổ công suất PSD của $u1$ được cho ở hình 3.30 và hình 3.31 (có mã hóa TH và không điều chế PPM)											
$u2$	-30	50e9	1000	10e-9	5	1e-9	10	5000	0.5e-9	0.25e-9	0
Mật độ phổ công suất PSD của $u2$ được cho ở hình 3.32 và hình 3.33 (có mã hóa TH và không điều chế PPM)											
$u3$	-30	50e9	1000	10e-9	5	0.1e-9	100	5000	0.5e-9	0.25e-9	0
Mật độ phổ công suất PSD của $u3$ được cho ở hình 3.34 (có mã hóa TH và không điều chế PPM)											
$u4$	-30	50e9	1000	10e-9	5	0.1e-9	100	5000	0.5e-9	0.25e-9	0.25e-9
Mật độ phổ công suất PSD của $u4$ được cho ở hình 3.35 (có mã hóa TH và có điều chế PPM)											

### 3.3 Mật độ phổ công suất của tín hiệu DS-UWB

### 3.3.1 Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu DS-UWB

Như đã biết tín hiệu (2.6) trong chương 2, không phải là tín hiệu dừng rộng, nhưng ta đưa pha  $\Theta$  ngẫu nhiên phân bố đều trên  $[0, T_s]$  và tính chất độc lập của  $\mathbf{d}$ , và phản ảnh sự dao động về pha của tín hiệu. Quá trình ngẫu nhiên DS-UWB điều chỉnh thành:

$$s(t + \Theta) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} d_j p(t - jT_s + \Theta) \quad (3.37)$$

PSD của tín hiệu (3.37) được xác định bằng cách: trước hết tính toán hàm tự tương quan của  $s(t)$ ; sau đó thực hiện biến đổi Fourier lên hàm tự tương quan.

Hàm tự tương quan của tín hiệu (3.37) được cho bởi:

$$\langle s(t + \Theta + \tau) s^*(t + \Theta) \rangle = \left\langle \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{h=-\infty}^{+\infty} d_k d_h^* p(t - kT_s + \Theta + \tau) p^*(t - hT_s + \Theta) \right\rangle \quad (3.38)$$

Vì  $\Theta$  độc lập với  $\mathbf{d}$ , ta có

$$\langle s(t + \Theta + \tau) s^*(t + \Theta) \rangle = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle d_k d_{k+m}^* \rangle \sum_{h=-\infty}^{+\infty} p(t - kT_s + \Theta + \tau) p^*(t - hT_s + \Theta) \quad (3.39)$$

trong đó: giá trị được mong muốn đầu tiên là tự tương quan của chuỗi  $\mathbf{d}$ ,  $R_d(m)$ , trong khi đó tổng thứ hai, do  $\Theta$  được phân bố đều, là:

$$\begin{aligned} & \sum_{k=-\infty}^{+\infty} p(t - kT_s + \Theta + \tau) p^*(t - kT_s - mT_s + \Theta) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p(t - kT_s + \Theta + \tau) p^*(t - kT_s + \Theta) d\Theta \\ &= \sum_{h=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T_s} \int_{t+hT_s}^{t+(h+1)T_s} p(\xi + \tau) p^*(\xi - mT_s) d\xi \\ &= \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} p(\xi + \tau) p^*(\xi - mT_s) d\xi \end{aligned} \quad (3.40)$$

Do đó (3.39) trở thành:

$$\langle s(t + \Theta + \tau) s^*(t + \Theta) \rangle = \frac{1}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_d(m) \int_{-\infty}^{+\infty} p(\xi + \tau) p^*(\xi - mT_s) d\xi \quad (3.41)$$

trong đó thành phần cuối chỉ là tự tương quan của  $p(t)$ . Lưu ý là biểu thức (3.41) là độc lập với  $t$  (không phụ thuộc vào  $t$ ), vì tín hiệu (3.37) là tín hiệu dừng rộng. PSD đạt được bằng cách lấy biến đổi Fourier lên biểu thức (3.41), và vì biến đổi Fourier của hàm tự tương quan của  $p(t)$  là  $|P(f)|^2$ , nên ta có:

$$\begin{aligned} P_{xDS}(f) &= \frac{|P(f)|^2}{T_s} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_d(m) e^{-j2\pi fmT_s} \\ &= \frac{|P(f)|^2}{T_s} P_c(f) \end{aligned} \quad (3.42)$$

trong đó  $P_c(f)$  được gọi là phổ mã và là biến đổi Fourier thời gian rời rạc lén hàm tự tương quan của  $\mathbf{d}$ . Do  $R_d(m)$  là hàm chẵn, nên ta viết lại như sau:

$$\begin{aligned}
 P_c(f) &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_d(m) e^{-j2\pi fmT_s} \\
 &= R_d(0) + 2 \sum_{m=1}^{+\infty} R_d(m) \cos 2\pi fmT_s
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

Từ (3.42) cho thấy, phô của tín hiệu DS-UWB bị chi phối bởi hai thành phần: hàm truyền đạt của bộ định dạng xung  $P(f)$ , giống như trong trường hợp của tín hiệu TH-UWB; và phô mã  $P_c(f)$ . Lưu ý rằng, nếu chuỗi  $\mathbf{d}$  bao gồm các ký hiệu độc lập, thì  $R_d(m)$  chỉ khác 0 khi  $m = 0$ , và do đó,  $P_c(f)$  có thể độc lập với  $f$ . Trong trường hợp này, phô của tín hiệu DS có thể bị chi phối toàn bộ bởi các đặc tính của xung  $p(t)$ .

## Sim\_UWB 3.05

Trong phần này, ta mô phỏng để ước lượng PSD của tín hiệu DS-UWB. Các chương trình Matlab cho mục đích này được xét ở các chương 2, cụ thể là: chương trình **Prog 2.13** trong **Sim\_UWB 2.04** để tạo tín hiệu DS-UWB và chương trình **Prog 3.02** trong **Sim\_UWB 3.01** để ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu DS-UWB.

### ✓ Mô phỏng 1, tín hiệu $u0$

Ta tạo tín hiệu  $u0$  bằng cách dùng **Prog 2.13** với việc thiết trị cho 08 tham số đặc trưng của tín hiệu DS-UWB như sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbit=5000$ ;  $Ts=2e-9$ ;  $Ns=10$ ;  $Np=10$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ .

Tín hiệu  $u0$  bởi **Prog 2.13** là:

$$\begin{aligned}
 [bits, DScode, u0, ref] &= \text{uwb20403_transmitter_2PAM_DS}(Pow, fc, \dots \\
 &\quad numbits, Ts, Ns, Np, Tm, tau);
 \end{aligned}$$

Kết quả là, tạo tín hiệu  $u0$  được đặc trưng bởi  $Np=Ns=10$  xung trong một bit. Tất cả các xung được cách đều nhau với chu kỳ lặp xung  $Ts=2 ns$ . Mỗi xung đều là sóng đạo hàm bậc hai của xung Gauso với độ dài tối đa là  $0.5ns$ . PSD của  $u0$  được cho bởi:

$$[PSDu0, df] = \text{uwb30102_PSD}(u0, 50e9);$$

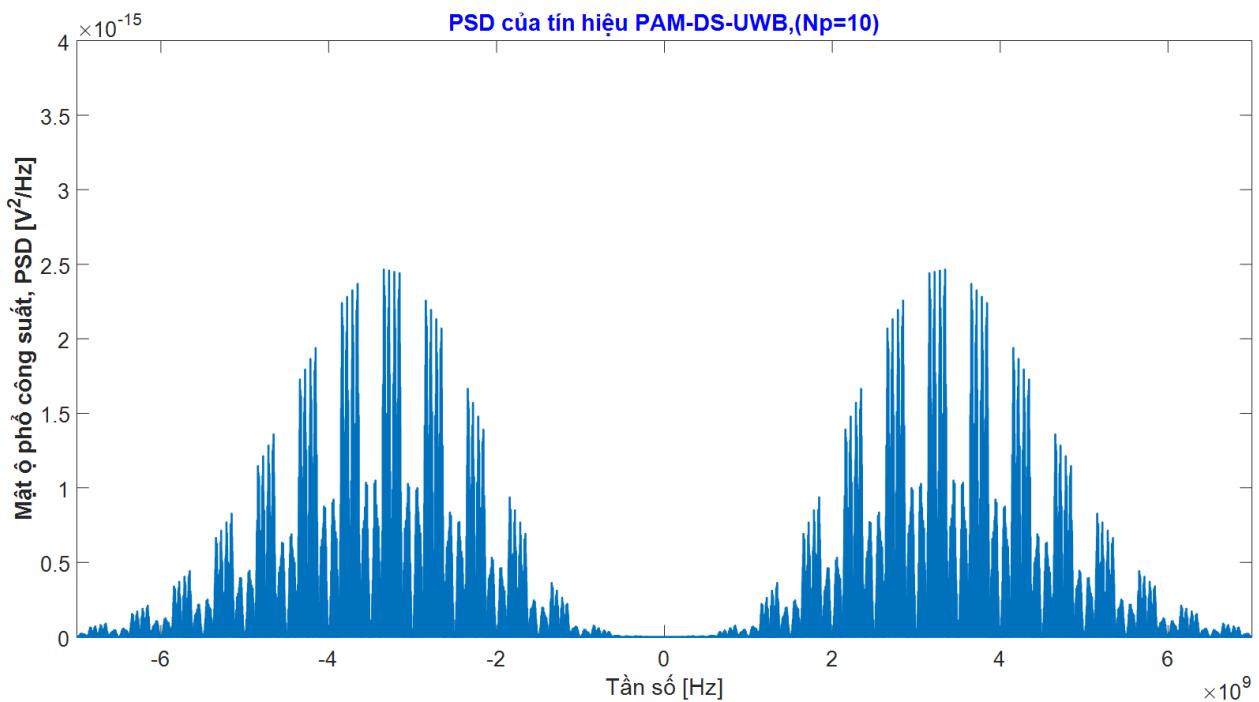
*Kết quả là*, tạo và biểu diễn PSD của tín hiệu PAM-DS-UWB,  $u0$ , được cho ở hình 3.37.

Hình 3.37 cho thấy PSD của tín hiệu  $u0$ . Trước hết ta thấy, đường bao của PSD có dạng Gauso là biến đổi Fourier lên xung cơ bản. Hơn nữa, ta lưu ý đến công suất phát của tín hiệu tập trung trên các đỉnh tại bội số của  $1/Ts = 500 MHz$ , là do ảnh hưởng của phô mã,  $P_c(f)$ , được xác định trong biểu thức (3.43). Phô mã được chia bởi sự xếp chồng một số sóng sin trong miền tần số, và chu kỳ của sóng sin với biên độ lớn nhất là  $1/Ts$ . Ta phân tích chi tiết hình dạng PSD bằng cách tái tạo  $P_c(f)$ . Theo biểu thức (3.43),  $P_c(f)$  hoàn toàn được xác định một khi ta có hàm tự tương quan  $R_d(m)$  của chuỗi  $\mathbf{d}$ , nó chứa tất cả các giá trị nhị phân đối cực điều chế các xung. Ta có thể ước lượng  $R_d(m)$ , vì **Prog 2.13** trả về chuỗi các bit phát và mã được dùng để tạo  $u0$ . Trước hết ta tái tạo chuỗi  $\mathbf{d}$  như sau:

```

for nb = 1:5000
    d(1+(nb-1)*10:10 + (nb-1)*10)=bits(nb).*DScode;
end

```



**Hình 3.37 PSD của tín hiệu PAM-DS-UWB, u0 ( $N_p=10$ )**

Đoạn mã chương trình trên tạo ra vector **d** biểu trưng cho chuỗi giá trị nhị phân để điều chế các xung. Từ chuỗi **d**, ta ước lượng hàm tự tương quan chuẩn hóa,  $Rd0$ :

$$\begin{aligned} Rd &= \text{xcorr}(d); \\ Rd0 &= Rd/\max(Rd); \end{aligned}$$

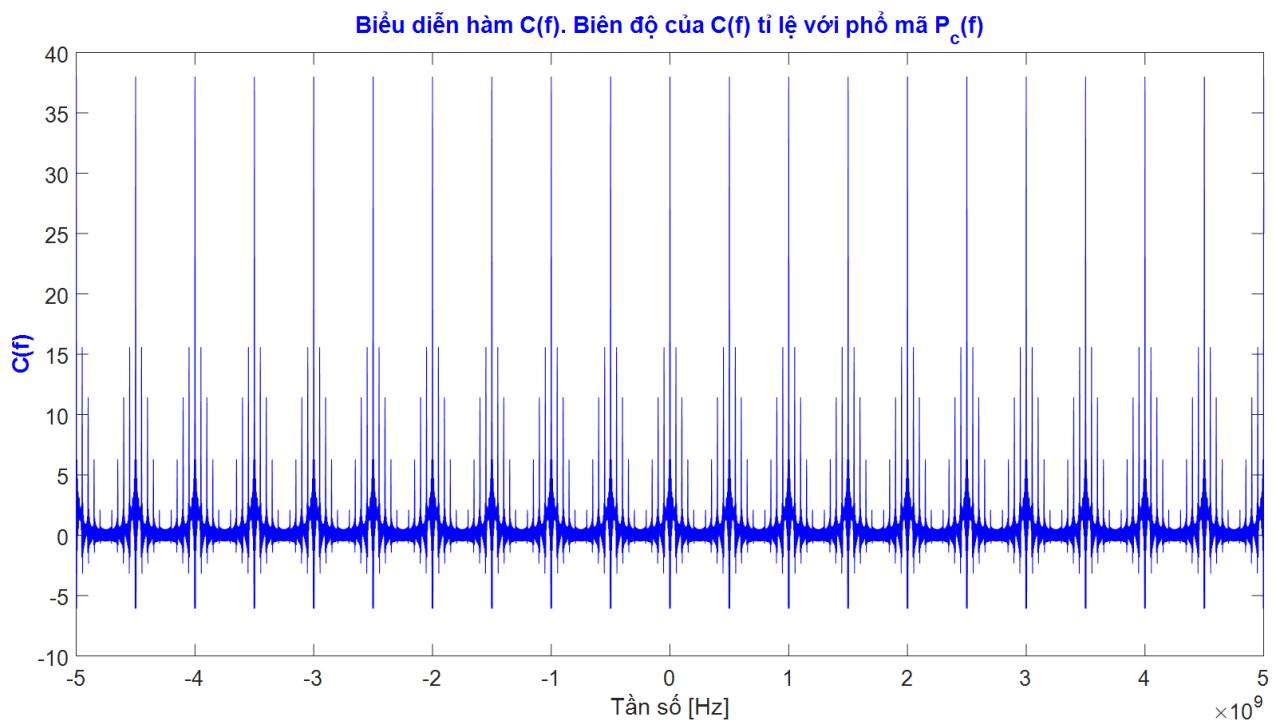
Ta lưu ý rằng, việc ước lượng hàm tự tương quan bằng hàm Matlab: **xcorr(a)**, tính toán chuỗi tự tương quan của vector **a**. Từ  $Rd0$ , ta có được hàm  $C(f)$  có biên độ tỷ lệ với  $Pc(f)$ .  $C(f)$  được ước lượng bằng đoạn mã sau:

```

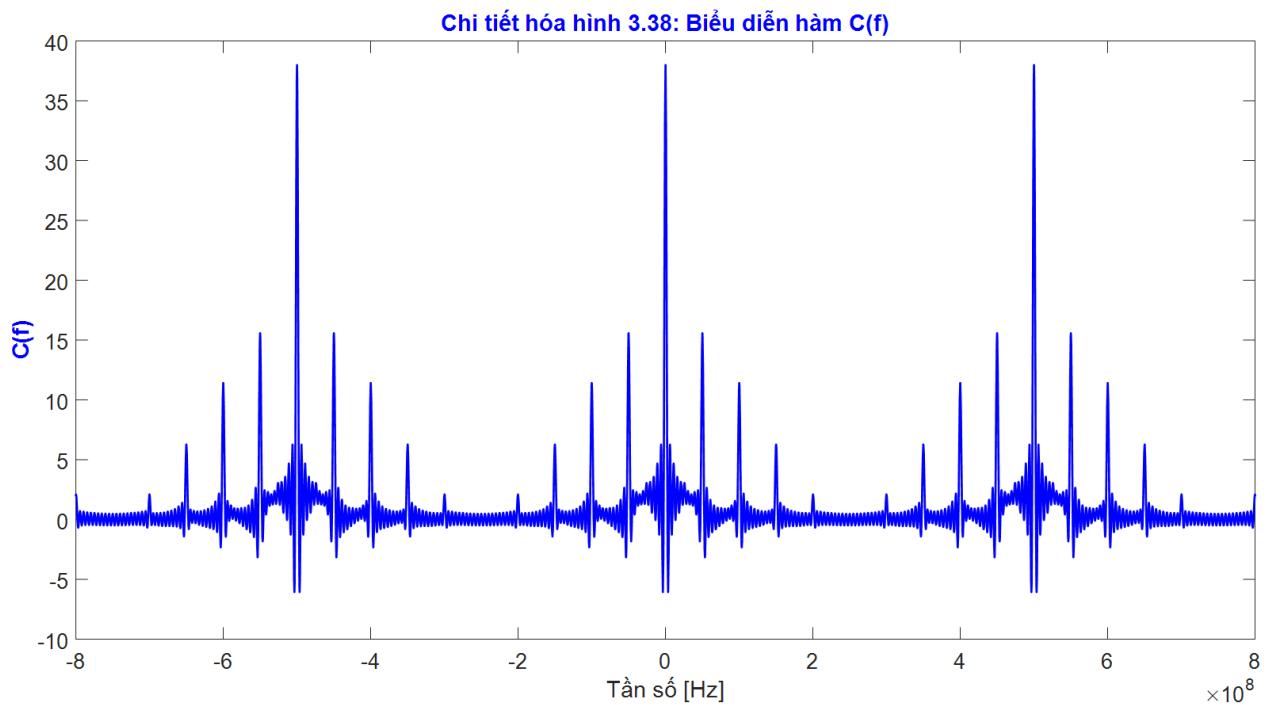
freq = linspace(-25e9, 25e9, length(DS0));
[m, i] = max(Rd0);
C = Rd0(i).*ones(1, length(freq));
for j=1:100
    C = C+ (2*Rd0(i+j)).*cos((j*2pi*2e-9).*freq);
end
plot(freq, C);

```

Kết quả là, tạo và biểu diễn hàm  $C(f)$ . Lưu ý rằng, vector **C** được ước lượng bằng cách chỉ tính đến 100 phần tử đầu tiên của tổng trong biểu thức (3.43). Việc lấy xấp xỉ này là đủ tin cậy đối với việc ước lượng hàm  $C(f)$  đồng thời biểu diễn kết quả được cho ở hình 3.38 và hình 3.39



**Hình 3.38** Biểu diễn hàm  $C(f)$ , biên độ của  $C(f)$  tỷ lệ với phô mã  $P_c(f)$



**Hình 3.39** Chi tiết hóa hình 3.38, biểu diễn chi tiết hàm  $C(f)$

Từ hình 3.39 cho thấy, phô mã  $P_c(f)$  gây ra các đỉnh công suất trong PSD của tín hiệu  $u0$ . Cụ thể là, ta thấy  $P_c(f)$  thể hiện các mẫu đều nhau trong miền tần số, với cặp các đỉnh tại từng bội số của  $1/T_s = 0,5$  GHz.

#### ✓ Mô phỏng 2, tín hiệu $u1$

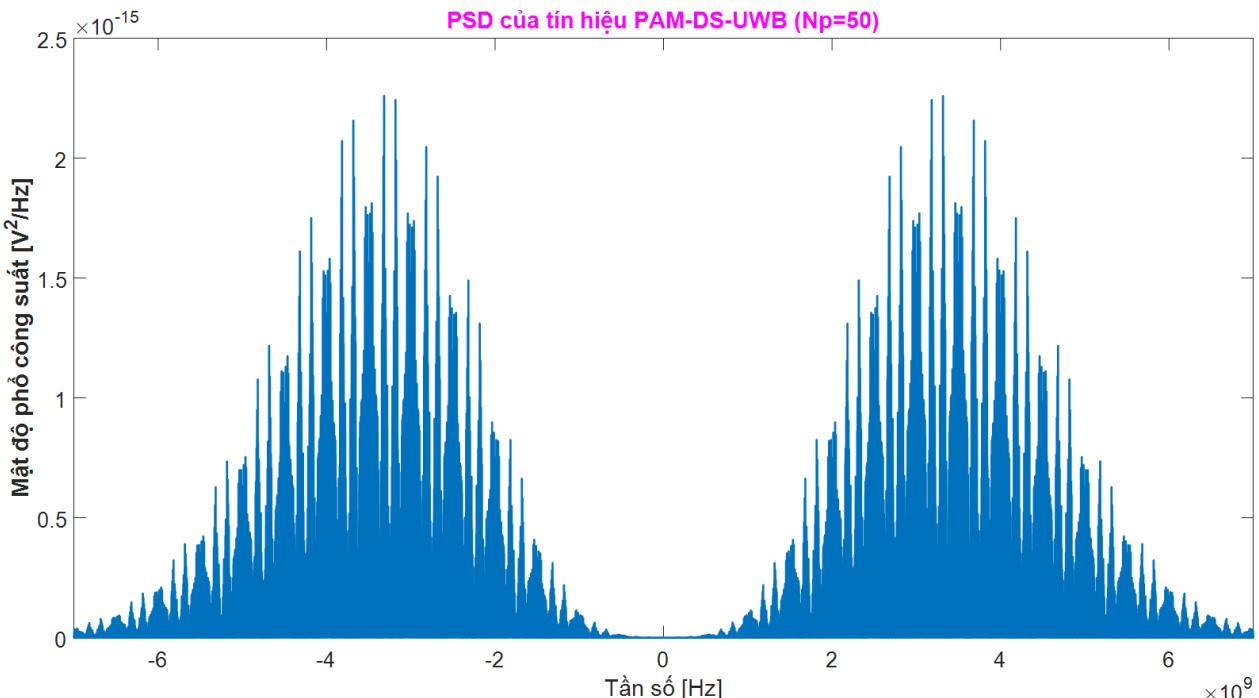
Để giảm ảnh hưởng của đỉnh phô trong hình 3.39, ta có thể tiến hành giải pháp như đã trình bày ở trên đối với trường hợp tín hiệu PPM-TH-UWB (xem **Sim\_UWB 3.04**), nghĩa là, ta có thể giảm công suất tại các đỉnh bằng cách làm dãn chu kỳ mã. Để xác nhận ảnh hưởng của tính tuần

hoàn của mã lên các đặc tính phổ của tín hiệu phát, ta thực hiện mô phỏng lần hai với cùng các tham số của tín hiệu  $u0$  nhưng tăng giá trị của  $Np$ , nghĩa là,  $Np=50$  thay vì  $Np=10$ . Vì vậy, ta tạo tín hiệu  $u1$  và biểu diễn PSD của nó bằng đoạn mã:

```
[bits, DScode, u1, ref] = uwb20403_transmitter_2PAM_DS (Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Np, Tm, tau);
```

```
[PSDu1, df] = uwb30102_PSD(u1, 50e9);
```

Kết quả là, tạo và biểu diễn tín hiệu  $u1$ , PSD của  $u1$  được cho trên hình 3.41.



**Hình 3.41** PSD của tín hiệu PAM-DS-UWB,  $u1$  ( $Np=50$ )

Tín hiệu  $u1$  có cùng công suất như tín hiệu  $u0$  và chiếm cùng băng thông. tuy nhiên, công suất của tín hiệu  $u1$  có tính phân bố hơn (ít tập trung) trên phổ của nó, nghĩa là, biên độ của các đỉnh trong PSD của tín hiệu  $u1$  giảm so với của  $u0$ . Ảnh hưởng hiển hàu như rõ ràng nhất khi giá trị của  $Np$  tăng.

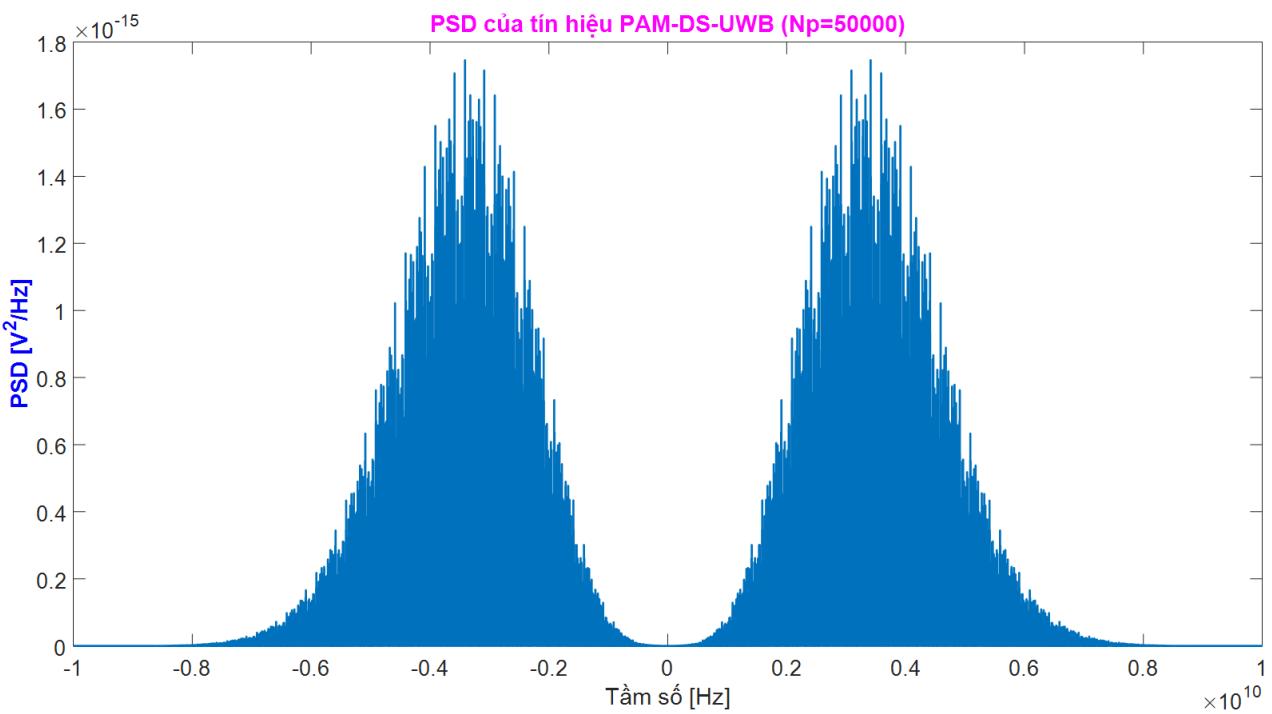
### ✓ Mô phỏng 3, tín hiệu $u2$

Được thực hiện với  $Np = 50000$ , nghĩa là, khi chu kỳ mã bằng số bit phát:

```
[bits, DScode, u2, ref] = uwb20403_transmitter_2PAM_DS (Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Np, Tm, tau);
```

```
[PSDu2, df] = uwb30102_PSD(u2, 50e9);
```

Kết quả là, tạo tín hiệu  $u2$ , ước lượng và biểu diễn PSD của  $u2$  được cho ở hình 3.42.



**Hình 3.42 PSD của tín hiệu PAM-DS-UWB, u2 ( $N_p=50000$ )**

Hình 3.42 cho thấy PSD của tín hiệu u2. Tại đây, ta thấy PSD có tính đến hình dạng Gauss của biến đổi Fourier lên xung cơ bản. Trường hợp này, chuỗi mã bao gồm các ký hiệu độc lập, và tự tương quan  $R_d(m)$  trong biểu thức (3.43) chỉ bao gồm thành phần  $R_d(0)$

### 3.3.2 Mật độ phổ công suất của tín hiệu PAM-TH-UWB

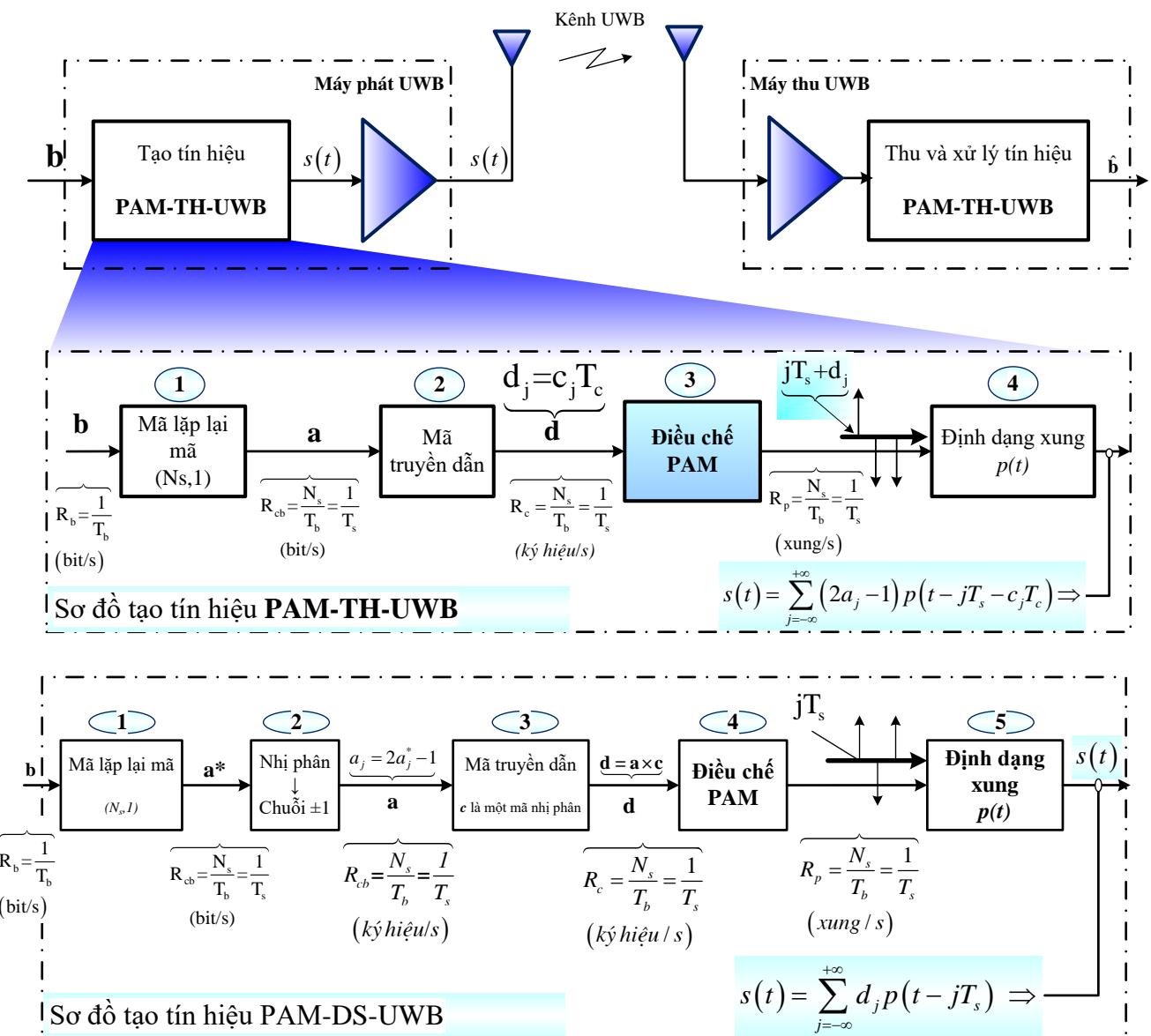
Xét thêm trường hợp, chuỗi gồm các giá trị  $\pm 1$  mà biên độ của nó điều chế chuỗi xung TH. Tín hiệu được tạo ra là tín hiệu PAM-TH-UWB được cho bởi:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j p(t - jT_s - c_j T_c) \quad (3.44)$$

Biểu thức (3.44) là biểu thức (2.5) trong trường hợp truyền cự thê của  $p(t)$ :  $p(t)$  ứng với ‘1’ và  $-p(t)$  ứng với ‘-1’. Sơ đồ tạo tín hiệu PAM-TH-UWB được cho ở hình 3.43. Ta cần lưu ý sự khác nhau giữa tín hiệu PAM-DS-UWB và tín hiệu PAM-TH-UWB (xem hình bên trên và bên dưới). Hơn nữa, ta cũng cần lưu ý rằng, tại đây ta xét dạng sóng đa xung cơ bản  $v(t)$  đối với trường hợp chung  $N_p = N_s$  như trong (3.31), đó là biên độ được điều chế bởi nguồn (nguồn tạo ra chuỗi  $\pm 1$ ). Vì vậy, (3.44) trở thành:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} b_j v(t - jT_b) \quad (3.45)$$

Biểu thức (3.45) là dạng đóng PAM với đa xung cơ bản  $v(t)$  có biến đổi Fourier được cho bởi (3.32). Với dạng sóng này, ta tìm được PSD của nó (Proakis, 1995).



Hình 3.43 Sơ đồ tạo tín hiệu PAM-TH-UWB (hình bên dưới là trường hợp PAM-DS-UWB)

### Sim\_UWB 3.06

Trong phần này, ta mô phỏng để tạo tín hiệu PAM-TH-UWB và phân tích các đặc tính cơ bản của PSD. Để tạo tín hiệu PAM-TH-UWB ta kết hợp các chương trình Matlab đã được trình bày ở chương 2. Ta bắt đầu bằng cách xét mô hình trong **Sim\_UWB 2.04** để mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu PAM-DS-UWB (xem hình 2.22). Thực tế, ta thấy rằng, tạo tín hiệu PAM-TH-UWB bằng cách chỉ cần thay đổi phần thực hiện bộ mã hóa truyền dẫn. Theo đó, Matlab hóa cho phần thay đổi này bởi hai chương trình mới là: **Prog 3.05** và **Prog 3.06** và được tóm tắt dưới đây:

**Prog 3.05** Tạo tín hiệu PAM-TH-UWB dựa trên thuật toán trong chương trình **Prog 2.12**, nhưng thay vì thực hiện mã hóa DS, ở đây **Prog 3.05** dùng tập các lệnh thực hiện TH trong chương trình **Prog 2.08**. Mã hóa TH bởi THcode và thực hiện điều chế vị trí xung hai trạng thái 2-PAM. Thực hiện mô phỏng để tạo tín hiệu PAM-TH-UWB bởi **Prog 3.05** bằng cách:

[PAMTHseq, THseq]=uwb30601\_2PAM\_TH(seq, fc, Tc, Ts, THcode);

Năm đầu vào của chương trình này là: (1) chuỗi nhị phân đầu vào,  $seq$ ; (2) tần số lấy mẫu đối với tín hiệu được tạo ra,  $fc$ ; (3) thời gian của chip,  $Tc$ ; (4) chu kỳ lặp xung trung bình,  $Ts$ ; (5) mã TH,  $THcode$ .

Chương trình trả về 02 đầu ra: (1) tín hiệu PAM-TH-UWB (tín hiệu bao gồm cả mã hóa TH và điều chế PAM),  $PAMTHseq$ ; (2) tín hiệu đầu vào chỉ được mã hóa TH mà không được điều chế PAM,  $THseq$ .

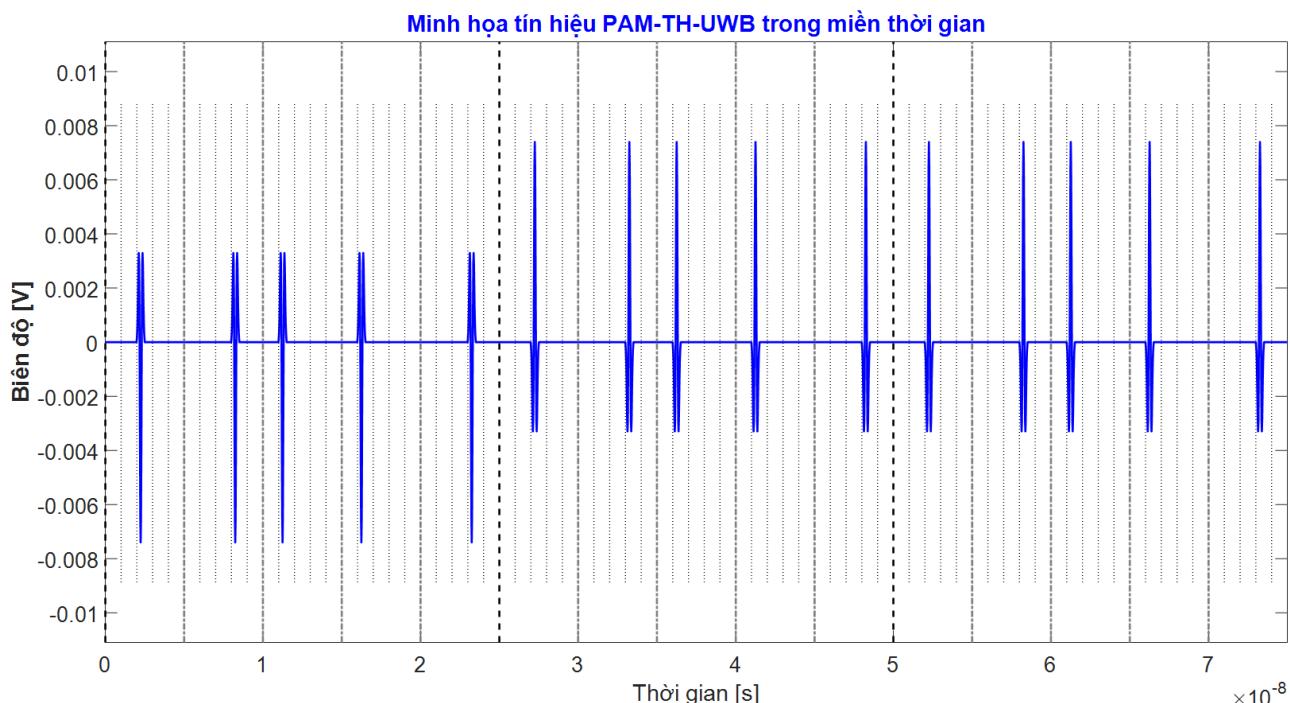
**Prog 3.06** Mô phỏng toàn bộ quá trình tạo và phát tín hiệu PAM-TH-UWB. Ta phải thiết trị 11 tham số đầu vào (tham số đặc trưng cho tín hiệu PAM-TH-UWB và tham số đặc trưng cho kỹ thuật mô phỏng) là: (1) công suất trung bình,  $pow$ ; (2) tần số lấy mẫu,  $fc$ ; (3) số lượng bit,  $numbits$ ; (4) chu kỳ lặp xung trung bình,  $Ts$ ; (5) số xung trong một bit,  $Ns$ ; (6) thời gian chip,  $Tc$ ; (7) nhân tố của mã TH,  $Nh$ ; (8) số chu kỳ của mã TH,  $Np$ ; (9) thời gian của xung,  $Tm$ ; (10) hệ số định dạng xung,  $tau$ ; (11) cờ để cho phép hoặc không cho phép vẽ biểu diễn,  $G$ . Ta lưu ý rằng, trong trường hợp số lượng đầu vào của chương trình lớn, ta có thể tạo thiết trị tham số *file.m* chứa tập tham số được thiết trị sẵn phù hợp với cấu hình và kịch bản mô phỏng một cách linh hoạt và tùy biến.

Bốn đầu ra của chương trình là: (1) chuỗi bit được tạo ra,  $bits$ ; (2) chuỗi mã TH được dùng bởi bộ mã hóa TH,  $THcode$ ; (3) tín hiệu phát,  $Stx$ ; (4) tín hiệu tham chuẩn (tín hiệu chưa được điều chế PAM),  $ref$ .

Tạo tín hiệu PAM-TH-UWB bởi chương trình **Prog 3.06** bằng cách:

$$[bits, THcode, Stx, ref] = \text{uwb30602\_transmitter\_2PAM\_TH}(pow, fc, \dots \\ numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, G);$$

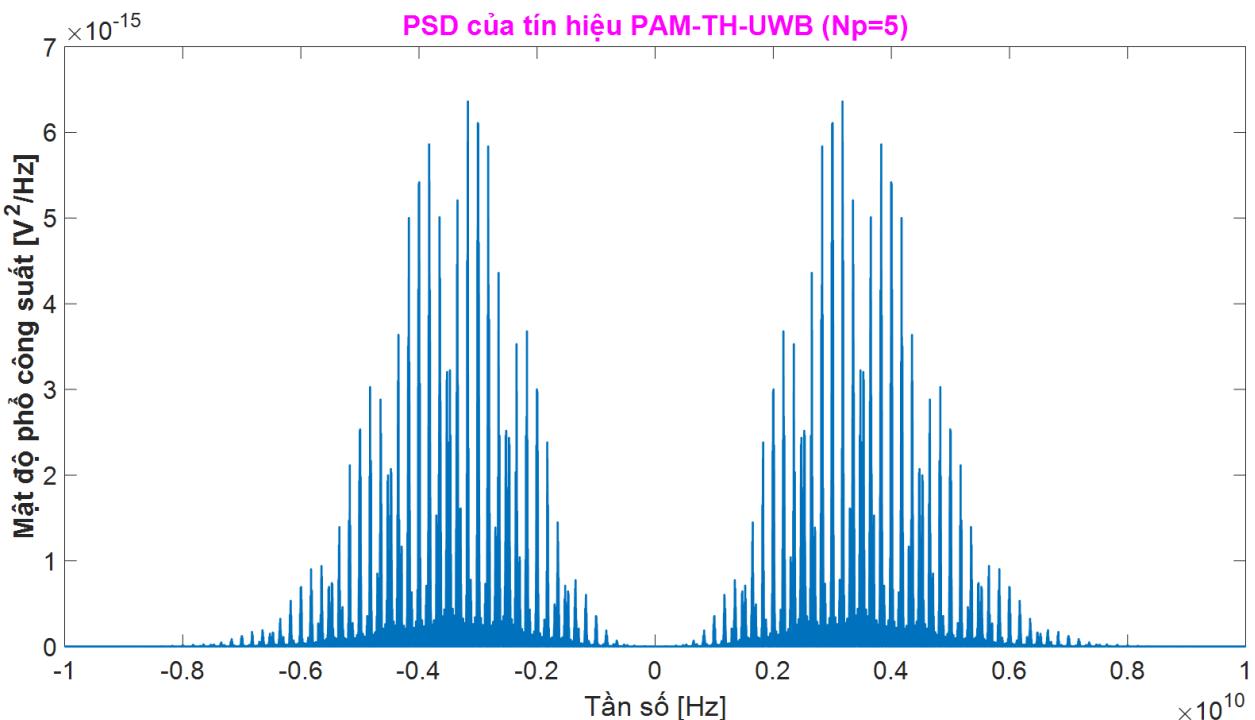
Kết quả là, ta có được các đầu ra:  $bits$ ,  $THcode$ ,  $Stx$ ,  $ref$  và biểu diễn tín hiệu PAM-TH-UWB trên hình 3.45 khi thiết trị các tham số trong **Prog 3.06** này là:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=3$ ;  $Ts=5e-9$ ;  $Ns=5$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=5$ ;  $Np=5$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $G=1$ . Ở đây ta thừa nhận, truyền chuỗi nhị phân [0 1 1] và sự hiện diện mã TH [2 3 1 1 3].



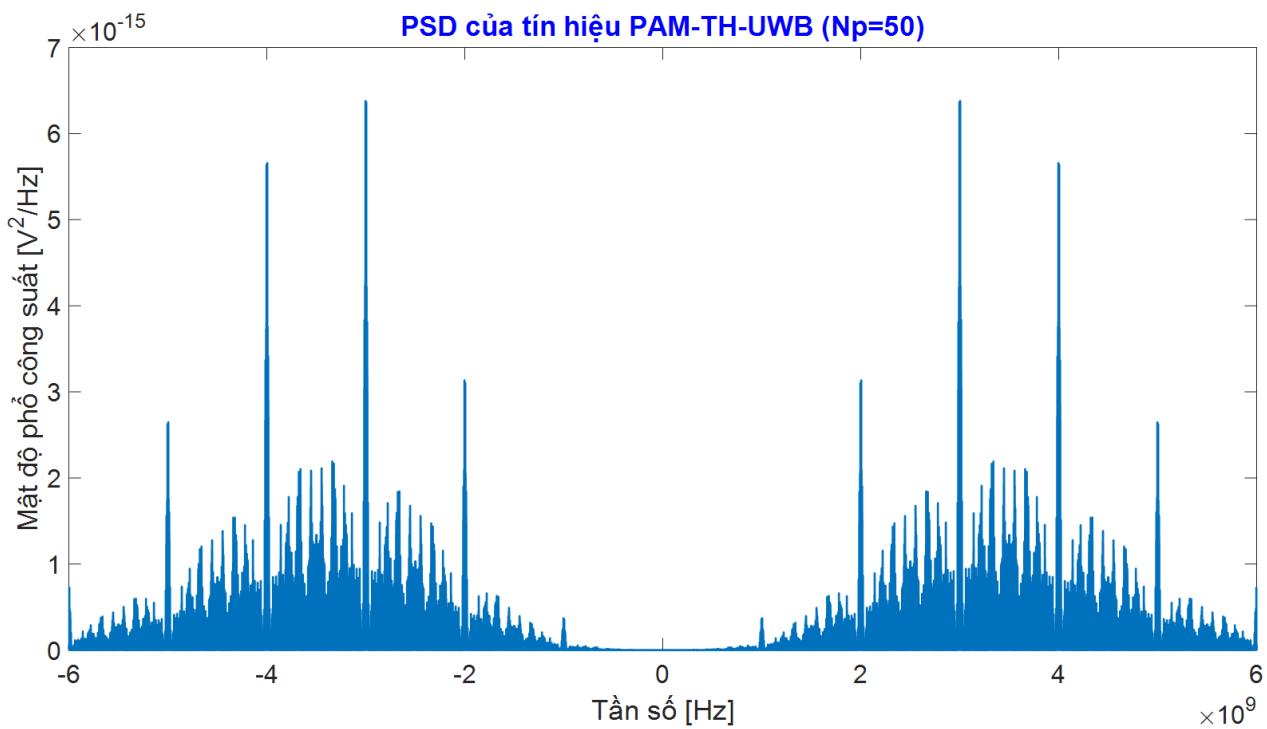
**Hình 3.45** Minh họa tín hiệu PAM-TH-UWB tại giá trị của các tham số ( $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=3$ ;  $Ts=5e-9$ ;  $Ns=5$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=5$ ;  $Np=5$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $G=1$ )

Để được tường minh về phổ và đặc tính phổ của tín hiệu PAM-TH-UWB. Trước hết, ta dùng chương trình mô phỏng **Prog 3.06** để tạo tín hiệu PAM-TH-UWB ứng với tập các giá trị của 11 tham số đặc trưng của tín hiệu và tham số mô phỏng (thiết lập hay giả lập cho nhiều giá trị của 11 tham số đầu vào của **Prog 3.06**). Sau đó ta dùng chương trình **Prog 3.02** để ước lượng và biểu diễn PSD của từng tín hiệu PAM-TH-UWB mà được tạo ra bởi **Prog 3.06**. Cuối cùng là ta nên so sánh phân tích các PSD của chúng để thấy rõ sự ảnh hưởng của các tham số lên PSD của nó. **Ví dụ:** ta thực hiện tạo 03 tín hiệu PAM-TH-UWB khác nhau là  $v0$ ,  $v1$ ,  $v2$ . Cụ thể là, ta dùng **Prog 3.06** để tạo các tín hiệu PAM-TH-UWB khác nhau ( $v0$ ,  $v1$ ,  $v2$ ) bằng việc tăng giá trị của tham số  $Np$ . Tín hiệu PAM-TH-UWB đầu tiên,  $v0$ , được đặc tính hóa bởi 11 tham số với các giá trị được thiết lập như sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=5000$ ;  $Ts=5e-9$ ;  $Ns=5$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=5$ ;  $Np=5$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $G=1$ . Tín hiệu PAM-TH-UWB thứ hai,  $v1$ , được đặc tính hóa bởi 11 tham số như  $v0$  nhưng tăng giá trị của  $Np$ ,  $Np=50$ . Cuối cùng ta tạo tín hiệu PAM-TH-UWB thứ ba,  $v2$ , với  $Np=25000$ . PSD của các tín hiệu PAM-TH-UWB này được ước lượng và được biểu diễn bởi chương trình **Prog 3.02**, các kết quả được biểu diễn trên các hình 3.46, hình 3.47, và hình 3.48.

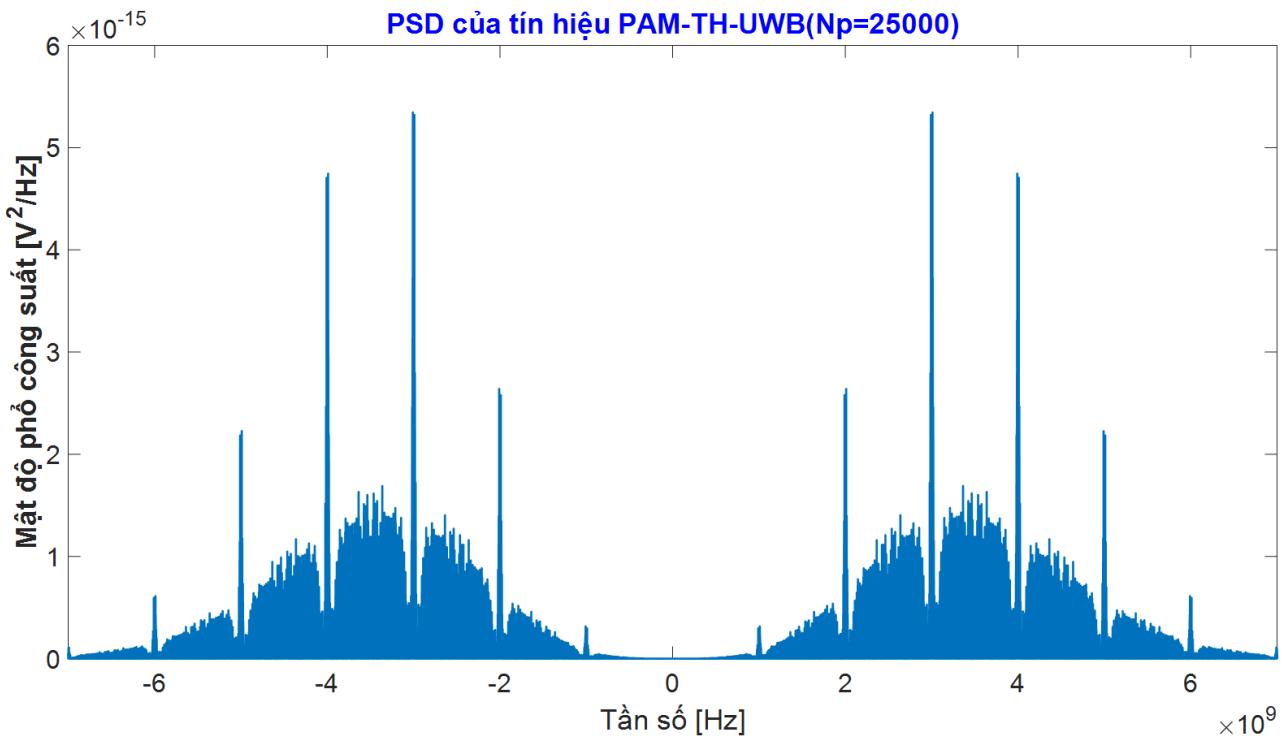
Ta lưu ý rằng, để có được sự nhận biết sâu sắc về sự ảnh hưởng của 11 tham số đặc trưng lên PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB, ta nên giả lập và thiết lập nhiều giá trị khác nhau của 11 tham số này và thực hiện mô phỏng nhiều lần (mỗi một lần mô phỏng là một kịch bản mô phỏng ứng với một tập giá trị cụ thể của 11 tham số này).



**Hình 3.46** PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB,  $v0$  ( $Np=5$ )



**Hình 3.47** PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB, v1 ( $N_p=50$ )



**Hình 3.48** PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB, v2 ( $N_p=25000$ )

Từ các hình 3.46, hình 3.47, hình 3.48 cho ta thấy, PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB được đặc trưng bởi các vạch phổ tại bội số của tần số lặp xung trung bình,  $1/T_s$  và tại bội số của  $1/T_c$ . Các vạch phổ định vị tại bội số của  $1/T_s$  được giảm mạnh khi tăng giá trị của  $N_p$ . Các vạch phổ tại bội số của  $1/T_c$  vẫn giữ tập trung công suất lớn mặc dù  $N_p$  tiến đến tổng số xung phát (xem hình 3.48). Tương tự như trường hợp của hệ thống PPM-TH-UWB, các vạch phổ này chỉ được loại bỏ bằng cách giảm thời gian chip,  $T_c$ , nghĩa là, bằng cách tăng các nhân tố của mã TH.

### 3.4 Mật độ phổ công suất của tín hiệu MB-UWB

Trong giải pháp đa băng MB, toàn bộ băng tần được chia thành nhiều băng tần nhỏ có độ rộng ít nhất là 500MHz (theo FCC). Việc truyền dẫn dữ liệu của người sử dụng được thực hiện trên các băng con khác nhau, sử dụng OFDM và hệ thống có thể tránh được xuyên nhiễu giữa các băng mà không cần các bộ lọc RF. Trong phần này, các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM sẽ được khảo sát với mục đích phân tích rõ hơn về đề xuất đa băng MB của nhóm công tác IEEE 802.15.TG3a.

#### 3.4.1 Các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM

Như đã xét trong mục 2.3.4, cách tiếp cận MB khác hẳn với nguyên lý vô tuyến xung kim IR và các đề xuất về MB của nhóm IEEE 802.15.TG3a là dựa trên khái niệm OFDM (Hanzo et al., 2003). **Sim\_UWB 2.05** phân tích đề xuất của (Batra et al., 2003), và được cung cấp bởi các công cụ tạo tín hiệu OFDM có đặc tính cụ thể liên quan với các đặc tả của hệ thống.

Trong phần này, ta hoàn thiện việc phân tích tín hiệu OFDM bằng cách trình lọc PSD và đặc tính phổ của tín hiệu OFDM. Việc đặc tính hóa phổ của tín hiệu OFDM được mô tả phổ biến trong các tài liệu liên quan (Hanzo et al., 2003). Tại đây ta trình lọc các thuộc tính cơ bản về phổ tín hiệu OFDM.

Ta trở lại mục 2.3.4, một ký hiệu OFDM bao gồm nhiều tín hiệu được truyền song song (N tín hiệu) và điều chế tại các tần số sóng mang con khác nhau cách đều nhau một khoảng  $\Delta f$ . Chuỗi bit nhị phân ban đầu được chia thành các nhóm  $K$  bit, được dùng để tạo thành các khôi  $N$  ký hiệu được định nghĩa trên tập  $L$ , với  $K = M \log_2 L$ . Mỗi ký hiệu này điều chế một sóng mang con. Để phân biệt và tách  $N$  tín hiệu trong ký hiệu OFDM tại phía thu, các tín hiệu này phải trực giao nhau. Nếu  $T_0$  là thời gian được dùng để truyền dẫn mỗi tín hiệu trên sóng mang con tương ứng, thì tính chất trực giao giữa các truyền dẫn khác nhau được đảm bảo khi  $\Delta f = 1/T_0$ . Hơn nữa, một khoảng bảo vệ  $T_G$  được chèn vào giữa các khôi ký hiệu OFDM để tránh nhiễu xuyên ký tự ISI. Tổng thời gian của một ký hiệu OFDM là  $T = T_0 + T_G$ . Độ dài của khoảng thời gian bảo vệ thường được chọn khoảng 20-30% tổng độ dài của một ký hiệu OFDM,  $T$ . Thông thường, khoảng thời gian bảo vệ được chèn bằng cách sao phán cuối cùng trong ký hiệu OFDM và chèn vào phần đầu của ký hiệu OFDM tiếp theo, được gọi là tiền tố vòng (*cyclic prefix*), và được đưa vào để duy trì đồng bộ sóng mang tại máy thu trong môi trường kênh tán thời. Phía thu thực hiện loại bỏ  $T_G$ .

Như đã được xét trong phần 2.3.4, ta có được phiên bản lấy mẫu của đường bao phức tín hiệu OFDM,  $\underline{x}_k(t)$  tương ứng với ký hiệu OFDM thứ  $k$  bằng cách thực hiện IDFT lên chuỗi ký hiệu phức  $\{c_0, \dots, c_j, \dots, c_{N-1}\}$ , nó điều chế các sóng mang đồng pha và vuông pha. Ta có thể tính được phần tử thứ  $n$  là  $C_n$  của vector  $C$  là IDFT của chuỗi  $\{c_0, \dots, c_j, \dots, c_{N-1}\}$  được dùng để tạo ra mẫu thứ  $n$  của  $\underline{x}_k(t)$  (xem phương trình (2.15)). Hệ số  $C_n$  được biểu diễn như sau:

$$C_n \equiv \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j \frac{2\pi n}{N} m} \quad (3.46)$$

Do đó, đường bao phức của tín hiệu tương ứng với tập các ký hiệu OFDM được biểu diễn như sau:

$$\underline{s}(t) \equiv \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{x}_n(t-nT) \quad (3.47)$$

Trước hết, ta tính công suất tổng  $P_{\underline{s}}$  của đường bao phức  $\underline{s}(t)$  trong biểu thức (3.47). Từ (3.46) và sử dụng lý thuyết giới hạn trung tâm, ta có thể coi các đại lượng  $C_n$  có phân bố Gausô phức khi số lượng sóng mang con  $N$  đủ lớn. Ta có thể giả sử thêm rằng, giá trị kỳ vọng của từng  $C_n$  bằng 0,  $E[C_n] = 0$ ; tất cả các  $C_n$  là không tương quan nhau, và do chúng có phân bố Gausô, nên chúng cũng độc lập nhau; và tất cả các  $C_n$  đều có cùng phương sai  $\sigma_C^2$ . Từ biểu thức (2.15), ta có thể viết:

$$P_{\underline{s}} = \sigma_C^2 = \sum_{m=0}^{N-1} \sigma_{c_m}^2 \quad (3.48)$$

Ta có được PSD của tín hiệu OFDM (3.47) bằng cách đưa thêm pha ngẫu nhiên  $\Theta$  phân bố đều trong khoảng  $[0, T]$ . Biểu thức (3.47) trở thành:

$$\underline{s}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \underline{x}_n(t-nT + \Theta) \quad (3.49)$$

PSD của tín hiệu (3.49) được xác định bằng cách: tính hàm tự tương quan của  $\underline{s}(t)$  sau đó thực hiện biến đổi Fourier lên hàm tự tương quan này. Tuy nhiên, trong mỗi ký hiệu, ta có thể giả thiết các giá trị phức  $c_m$  điều chế các sóng mang con là độc lập thống kê nhau, và hơn nữa, các giá trị điều chế sóng mang con trong các chu kỳ ký hiệu khác nhau cũng được coi là độc lập thống kê nhau. Vì vậy, ta tìm được PSD của tín hiệu (3.49) bằng cách cộng tất cả các PSD của các sóng mang con riêng đối với ký hiệu OFDM tổng quát  $\underline{x}_k(t) = \underline{x}(t)$ .

Đường bao phức của một ký hiệu OFDM như được định nghĩa bởi (2.11) trong chương 2 được viết lại ở đây bằng cách đưa vào một của số chữ nhật có độ rộng  $T$ , với  $T$  là độ dài của một ký hiệu OFDM:

$$\underline{x}(t) = rect\left(\frac{t}{T}\right) \sum_{m=0}^{N-1} c_m e^{j2\pi f_m t} \quad (3.50)$$

Từ (3.50) cho thấy, phô của một ký hiệu OFDM có dạng hàm  $\text{SinC}(x) = \sin \pi x / \pi x$  tương ứng với biến đổi Fourier lên xung cửa sổ chữ nhật, chưa đựng một chuỗi xung Dirac được định sẵn tại các sóng mang con  $f_m$ . Sau khi loại bỏ tiền tố vòng tại máy thu, phô được trung tâm trên sóng mang con thứ  $m$ ,  $f_m$  được viết như sau:

$$\begin{aligned}
 P_{f_m}(f) &= \frac{\sin(\pi T_0(f - f_m))}{\pi T_0(f - f_m)} \\
 &= \frac{\sin\left(\frac{\pi(f - f_m)}{\Delta f}\right)}{\frac{\pi(f - f_m)}{\Delta f}} \\
 &= \text{Sin } C\left(\frac{\pi(f - f_m)}{\Delta f}\right)
 \end{aligned} \tag{3.51}$$

Vì vậy, phổ của một ký hiệu OFDM, và sự mở rộng của (3.49) là:

$$\begin{aligned}
 P_s(f) &= P_s \sum_{m=0}^{N-1} \frac{\sin\left(\frac{\pi(f - f_m)}{\Delta f}\right)}{\frac{\pi(f - f_m)}{\Delta f}} \\
 &= P_s \sum_{m=0}^{N-1} \text{Sin } C\left(\frac{\pi(f - f_m)}{\Delta f}\right)
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

### 3.4.2 Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu MB-UWB theo IEEE 802.15.TG3a

Như đã được dự đoán ở chương 2, **Sim\_UWB 2.05**, sơ đồ OFDM trong đó tín hiệu OFDM tuân theo các quy tắc của FCC cho UWB đã được gợi ý cho nhóm công tác 3a của IEEE 802.15, là một ứng cử tiêu chuẩn cho lớp vật lý của mạng WPAN tốc độ cao. Cách tiếp cận này được phát triển với tên đa băng tần (MB).

Sơ đồ được đề xuất dựa trên ý tưởng chia băng tần khả dụng, thường được xét trong khoảng dài 3,1 GHz đến 10,6 GHz thành nhiều băng nhỏ, được đặc trưng bởi độ rộng lớn hơn giới hạn của FCC là 500MHz. Bảng 2.2 là các thông số của đề xuất này.

## Sim\_UWB 3.07

Trong phần này, ta mô phỏng để ước lượng, đánh giá các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM. Các chương trình Matlab được dùng cho mục đích này gồm: **Prog 2.15** đã được xét trong chương 2 để tạo tín hiệu OFDM trong miền thời gian; **Prog 3.02** được xét ở trên, để ước lượng và biểu diễn PSD.

### ❖ Trường hợp thứ nhất

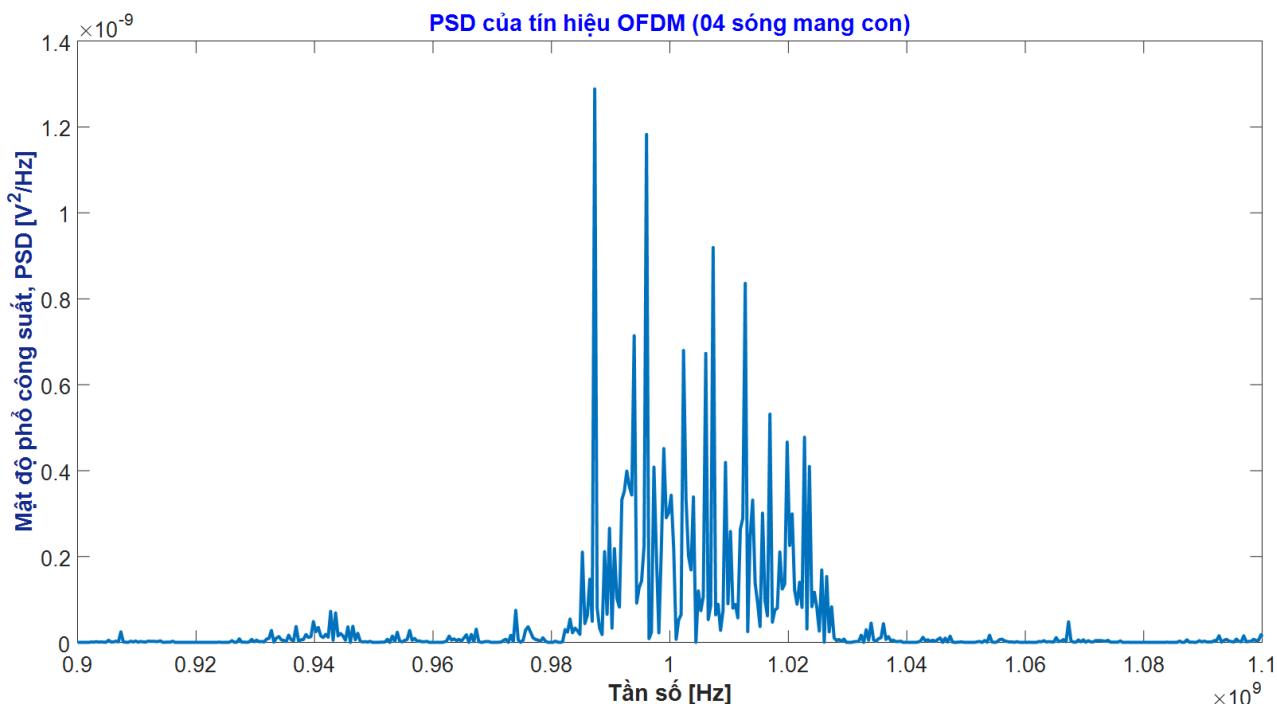
Ta tạo tín hiệu OFDM, ***ofdm01***, được đặc trưng bởi 4 sóng mang con và khoảng thời gian  $T_0 = 100$  ns. PSD của tín hiệu này được đặc trưng bởi sự xếp chồng của 4 phổ khác nhau tương ứng với 4 sóng mang con. Khoảng cách giữa các sóng mang con lân cận là  $1/T_0 = 10$  MHz, chiếm hữu tổng băng thông khoảng 40MHz quanh tần số trung tâm (cùng với 40 MHz tại vùng tần số âm). Các tham số để tạo tín hiệu ***ofdm01*** bởi chương trình **Prog 2.15** được thiết trị như sau: *numbits*=128; *fp*=1e9; *fc*=50e9; *T0*=10e-9; *TP*=0; *TG*=50e-9; *A*=1; *N*=4;

Tín hiệu bao gồm 16 ký hiệu OFDM khoảng thời gian 100 ns, được phân tách bởi thời gian bảo vệ 50 ns, không đưa tiền tố tuần hoàn vào ký hiệu OFDM. Các ký hiệu phức từ IFFT điều chế các thành phần đồng pha và vuông pha của sóng mang tại tần số 1 GHz.

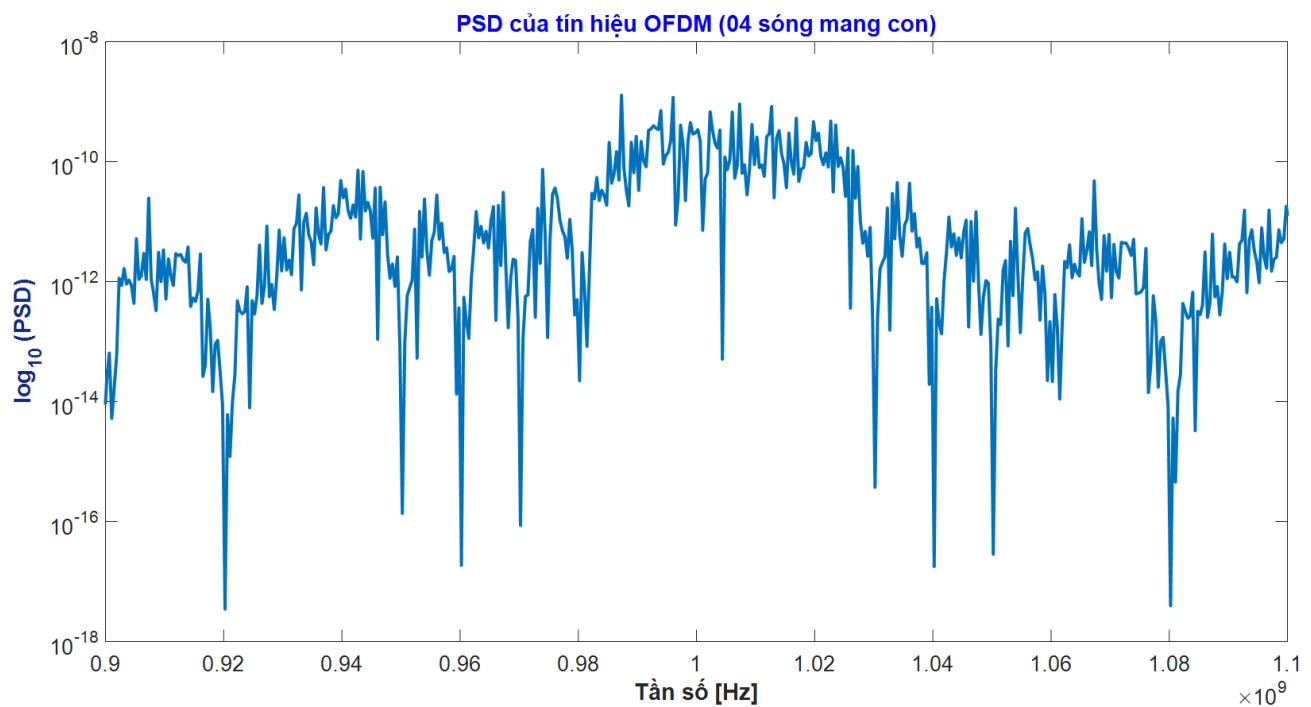
Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu *ofdm01*, ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu *ofdm01* bởi các dòng lệnh gọi các chương trình tạo tín hiệu OFDM **Prog 2.15**, và chương trình thực hiện ước tính biểu diễn PSD của tín hiệu OFDM **Prog 3.02** như sau:

```
[bits, S, SI, SQ, ofdm01, fc, fp, T0, TP, TG, N]=uwb20502_OFDM_qpsk(numbits,...  
fp,fc,T0,TP,TG,A,N);  
  
[DSD01, df]  
= uwb30102_PSD(ofdm01,fc);
```

Kết quả là, PSD của tín hiệu *ofdm01* được biểu diễn ở hình 4.49, và PSD của *ofdm01* biểu diễn theo tỷ lệ logarit theo hình 3.50. Khi quan sát các hình này, ta có thể xác nhận PSD của tín hiệu *ofdm01* chiếm khoảng 40 MHz quanh tần số 1GHz.



**Hình 3.49:** PSD của tín hiệu OFDM, *ofdm01* (04 sóng mang con)



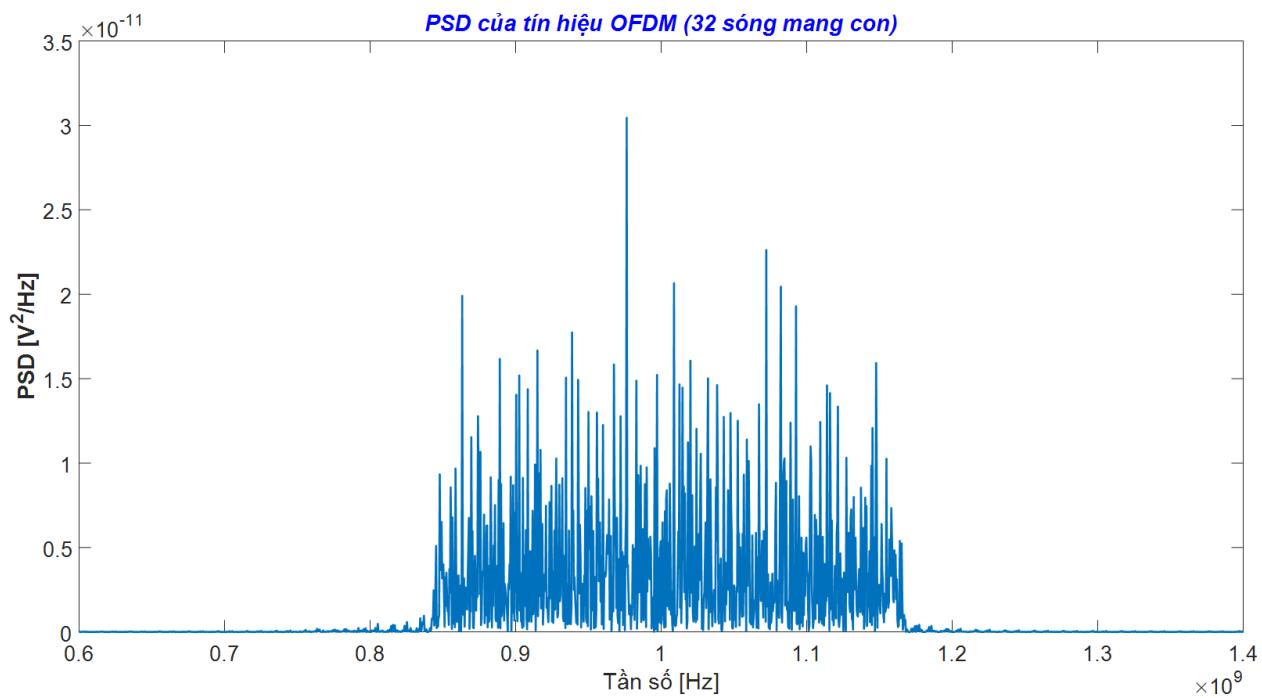
**Hình 3.50:** PSD của tín hiệu OFDM, *ofdm01* (04 sóng mang con) theo đơn vị logarit

#### ❖ Trường hợp thứ hai

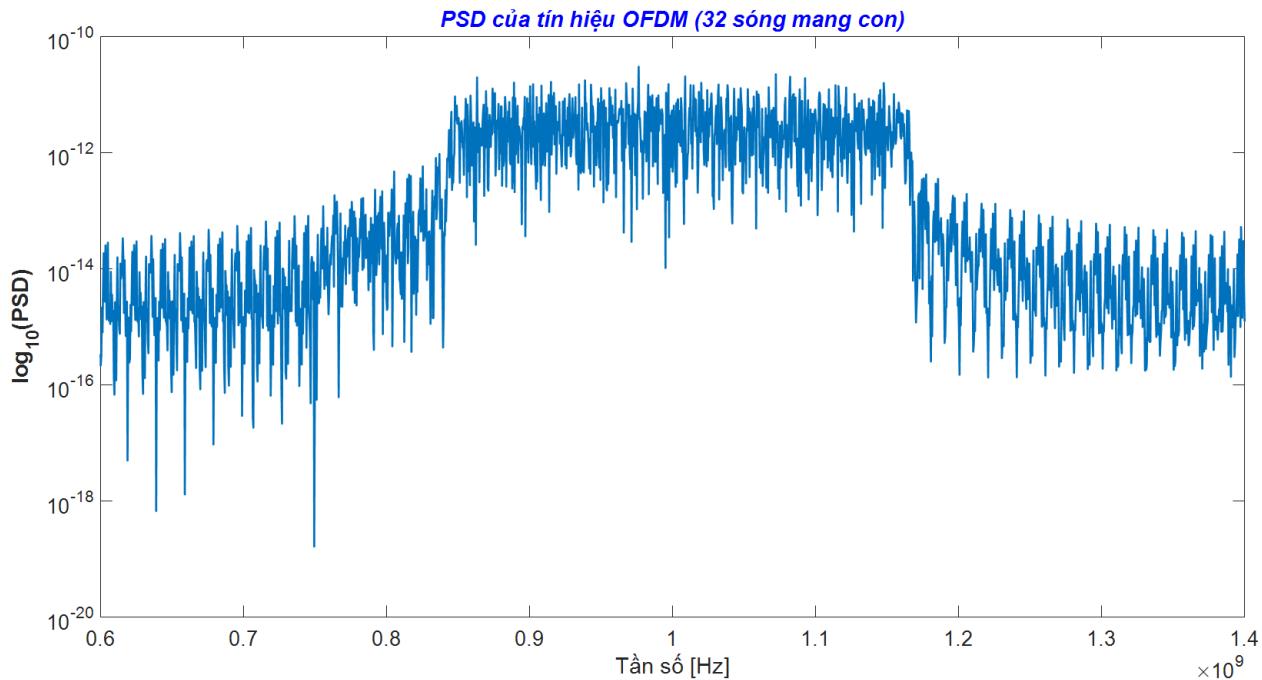
Phân tích tương tự đối tín hiệu thứ hai, *ofdm02*, được đặc trưng bởi tập các tham số như ở tín hiệu *ofdm01*, nhưng số lượng sóng mang con khi này  $N=32$ , và tăng số lượng bit phát *numbits* =1024. Lưu ý rằng, ta tăng số sóng mang con nhưng ta không thay đổi khoảng thời gian của ký hiệu. Nói cách khác, nhiều ký hiệu được phát trong cùng khoảng thời gian, dẫn đến tăng băng thông. Cụ thể là, PSD của tín hiệu *ofdm02* gồm sự xếp chồng phổ 32 sóng mang con (băng con), với chiếm dụng tổng băng thông là 320 MHz (đối với tần số dương). Mô phỏng để tạo tín hiệu *ofdm02* và ước lượng đánh giá PSD của *ofdm02* bởi đoạn mã:

```
[bits, S, SI, SQ, ofdm02, fc, fp, T0, TP, TG, N]=uwb20502_OFDM_qpsk(numbits, ...
fp, fc, T0, TP, TG, A, N);
[DSD01, df] = uwb30102_PSD(ofdm02, fc);
```

Kết quả là, PSD của tín hiệu *ofdm02* được biểu diễn ở hình 3.51 và PSD của *ofdm02* biểu diễn theo tỷ lệ logarit ở hình 3.52. Trong đó ta xác nhận sự chiếm dụng băng thông của tín hiệu OFDM khi này là 320 MHz quanh tần số trung tâm 1 GHz.



**Hình 3.51** PSD của tín hiệu OFDM, *ofdm02* (32 sóng mang con)



**Hình 3.52** PSD của tín hiệu OFDM, *ofdm02* (32 sóng mang con) theo đơn vị logarit

### ❖ Trường hợp thứ 3

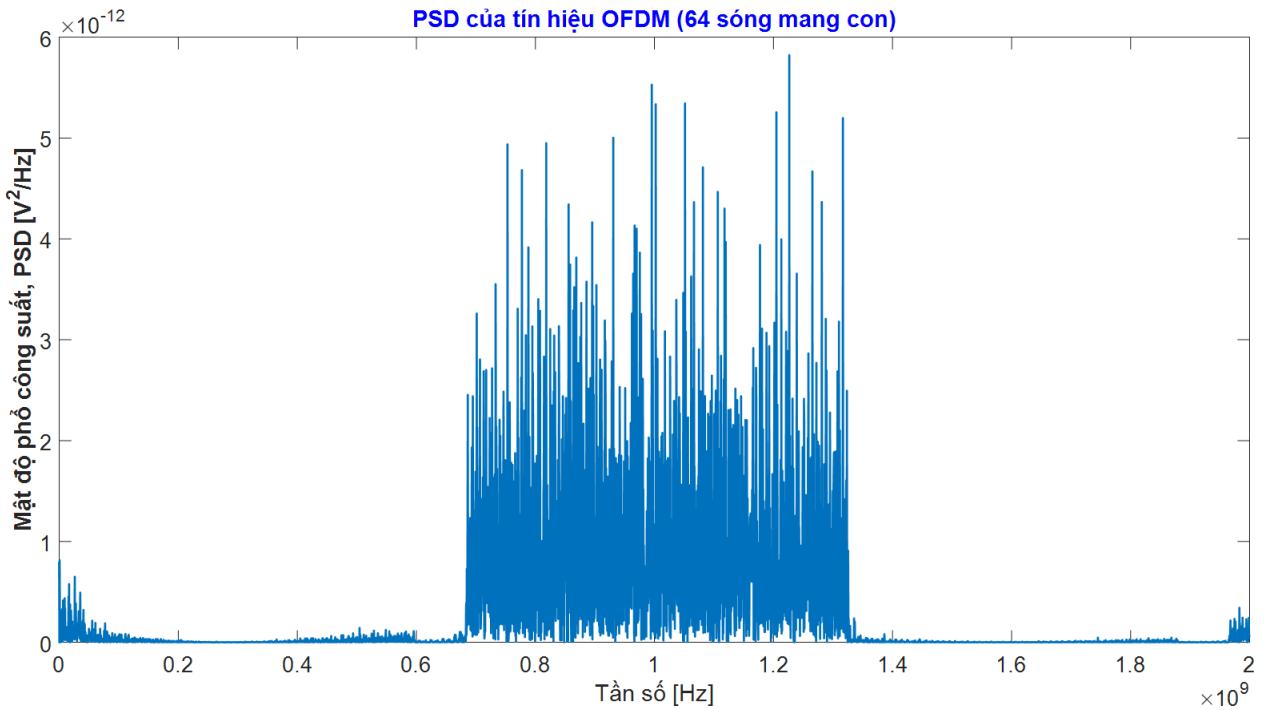
Phân tích tương tự đối tín hiệu OFDM thứ ba, *ofdm03*, được đặc trưng bởi tập các tham số như ở tín hiệu *ofdm01*, và *ofdm02*, nhưng số sóng mang con khi này  $N=64$ , và tăng số lượng bit phát  $numbits = 2048$ . Khi này, PSD của tín hiệu *ofdm03* gồm sự xếp chồng phổ của 64 sóng mang con, với chiếm hữu tổng băng thông là 640 MHz (đối với tần số dương). Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu *ofdm03* và ước lượng đánh giá PSD tương ứng là:

```
[bits, S, SI, SQ, ofdm03, fc, fp, T0, TP, TG, N]=uwb20502_OFDM_qpsk(numbits,...  
fp, fc, T0, TP, TG, A, N);
```

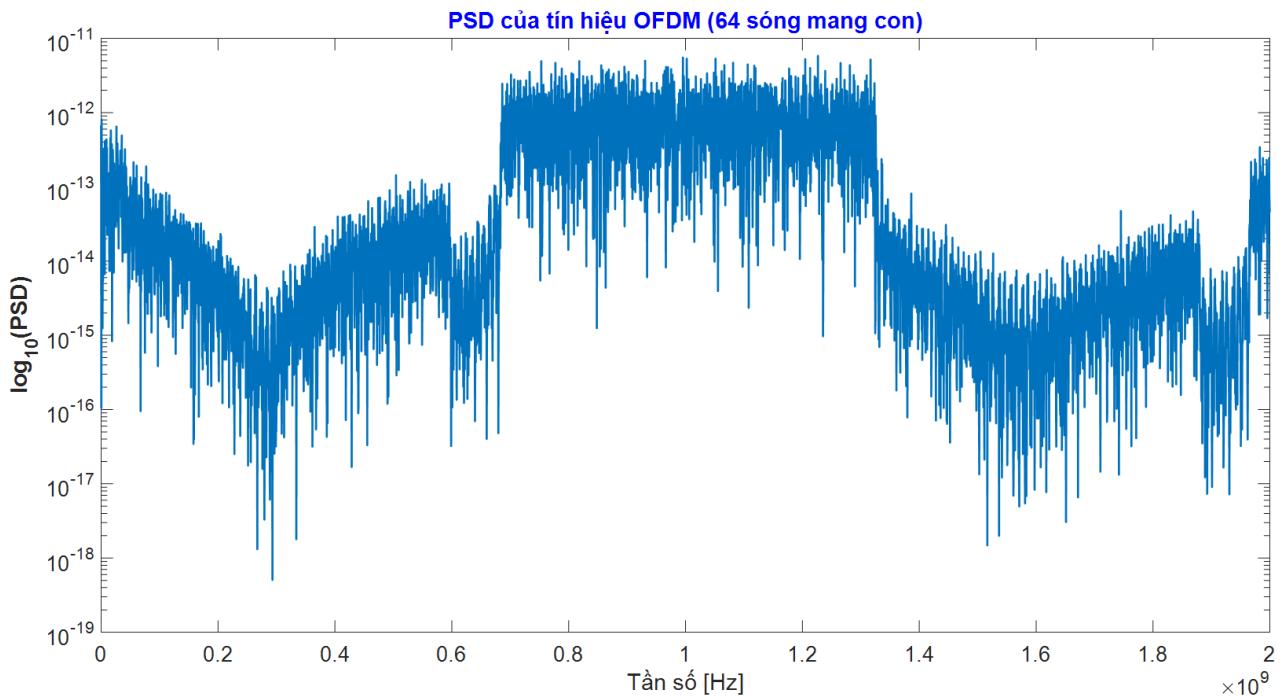
[*DSD03*, df]

= **uwb30102\_PSD(*ofdm03*, *fc*);**

Kết quả là, PSD của tín hiệu *ofdm03* được biểu diễn ở hình 3.53 và PSD của *ofdm03* biểu diễn theo tỷ lệ logarit ở hình 3.54. Trong đó ta xác nhận chiếm dụng băng thông là 640 MHz quanh tần số trung tâm 1 GHz.



**Hình 3.53:** PSD của tín hiệu OFDM, *ofdm03* (64 sóng mang con)



**Hình 3.54:** PSD của tín hiệu OFDM, *ofdm03* (64 sóng mang con) theo đơn vị logarit

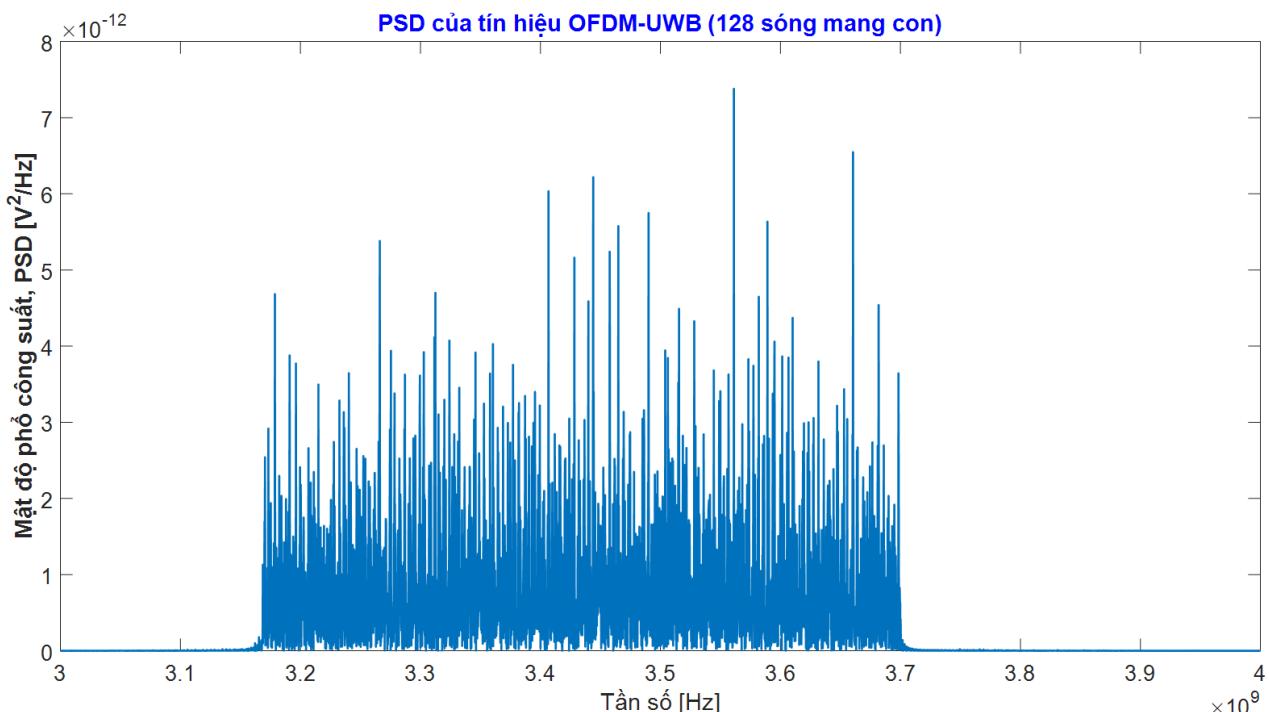
❖ Trường hợp thứ tư

Tại đây ta ước lượng lượng đánh giá các đặc tính phổ của khuôn dạng tín hiệu UWB được đề xuất cho IEEE 802.15.TG3a bởi liên kết MB (xem **Sim\_UWB 2.05**). Ta thiết trị cho các tham số sau của **Prog 2.15**:  $numbits=4096$ ;  $fp=3.432e9$ ;  $fc=50e9$ ;  $T0=242.4e-9$ ;  $TP=60.6e-9$ ;  $TG=70.1e-9$ ;  $A=1$ ;  $N=128$ .

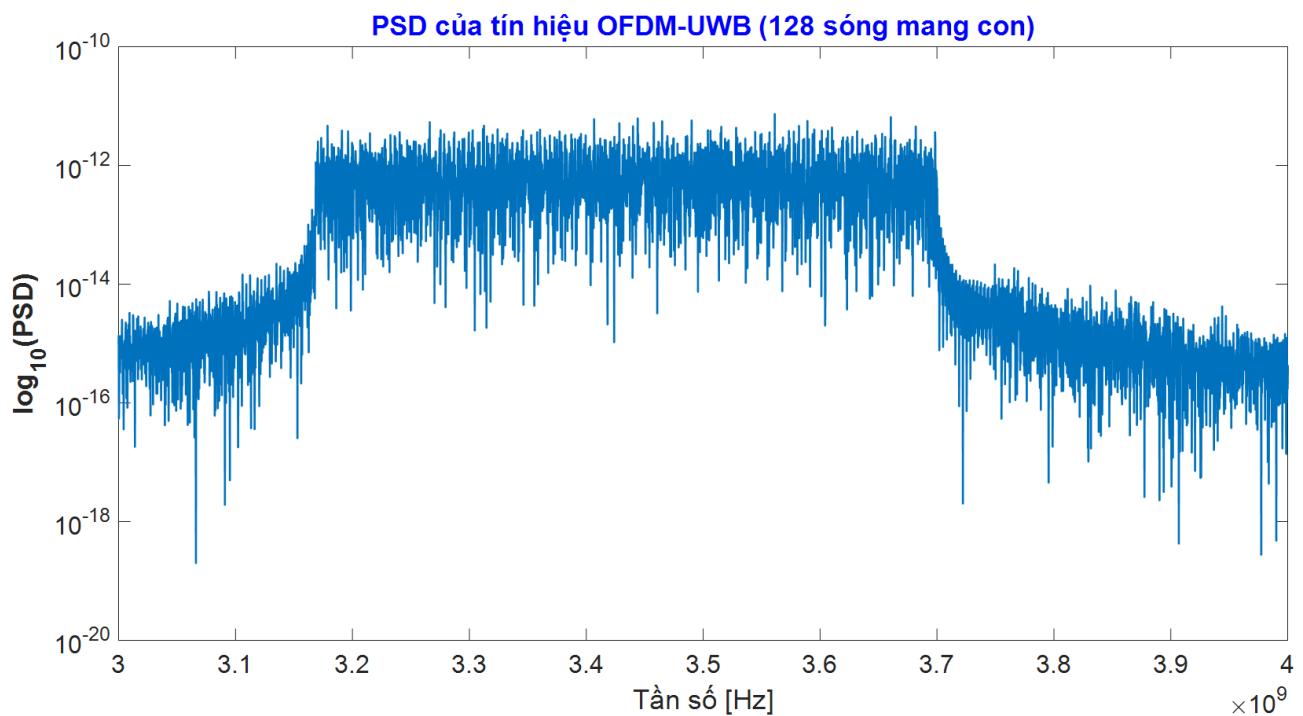
Dạng sóng biểu trưng cho tín hiệu OFDM bao gồm 128 sóng mang con được cách đều nhau 4,1254 MHz. Các sóng mang con này được định vị quanh tần số trung tâm  $f_c = 3,432$  GHz, nghĩa là, trong khe tần thứ nhất của quy hoạch băng tần, nó được mô tả trong đề xuất MB (Batra et al., 2003). Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu OFDM-UWB, **mb04**, và ước lượng PSD tương ứng là:

$$\begin{aligned} [bits, S, SI, SQ, \mathbf{mb04}, fc, fp, T0, TP, TG, N] &= \mathbf{uwb20502\_OFDM\_qpsk}(numbits, \dots \\ &\quad fp, fc, T0, TP, TG, A, N); \\ [DSDmb04, df] &= \mathbf{uwb30102\_PSD}(\mathbf{mb04}, fc); \end{aligned}$$

Kết quả là, PSD của tín hiệu *mb01* được cho ở hình 3.55 và PSD của *mb01* biểu diễn theo tỷ lệ logarit ở hình 3.56. Trong đó ta xác nhận chiếm hữu băng thông là 528 MHz quanh tần số trung tâm 3,432 GHz.



**Hình 3.55** PSD của tín hiệu OFDM-UWB, *mb01* (128 sóng mang con)



**Hình 3.56:** PSD của tín hiệu OFDM-UWB, **mb01** (128 sóng mang con) theo đơn vị logarit

### 3.5 Định dạng xung

Việc chọn đáp ứng xung kim của bộ lọc tạo dạng xung là rất quan trọng vì nó ảnh hưởng tới PSD của tín hiệu phát. Dưới đây, trước hết ta phân tích ảnh hưởng của việc thay đổi độ rộng xung và ảnh hưởng của việc lấy đạo hàm của xung. Sau đó, ta xét chi tiết ảnh hưởng của việc kết hợp các dạng sóng khác nhau để tạo ra xung tuân theo giới hạn công suất như: thiết lập các mặt nạ phát xạ được định nghĩa trong chương 2 và chương 5.

#### 3.5.1 Đáp ứng xung của bộ định dạng tín hiệu

Thường dùng thuật ngữ “đơn chu kỳ” (*monocycle*) thay vì “xung” do sóng hình sin được điều chế xung, và thường được dùng trong radar ở dạng: một chu kỳ của một sóng hình sin, hoặc vài chu kỳ hay đa chu kỳ (*polycycle*).

Mặc dù thường được gọi là xung đơn chu kỳ, xung được chấp nhận trong hệ thống truyền thông UWB hiếm khi là một chu kỳ của sóng hình sin. Thực tế là, khi tạo các xung không phải hình sin là đơn giản, và chi phí thấp hơn so với việc tạo các hình sin được điều chế xung. Việc tạo ra các xung cỡ nano giây ( $ns$ ) bằng công nghệ rẻ tiền (CMOS chip) đã trở nên khả thi sau khi các anten UWB, bức xạ dòng điện lớn LCR (LCR: Large Current Radiator) được giới thiệu bởi Harmuth (1990). Anten LCR được điều khiển bởi dòng điện, anten này phát ra công suất tỷ lệ với bình phương đạo hàm của dòng điện. Ví dụ, khi đưa một dòng điện hàm bước nhảy vào anten, thì một xung được tạo ra có đặc điểm là: dòng điện hàm bước nhảy càng dốc thì xung được tạo ra càng hẹp (Kardo-Sysoev, 2003).

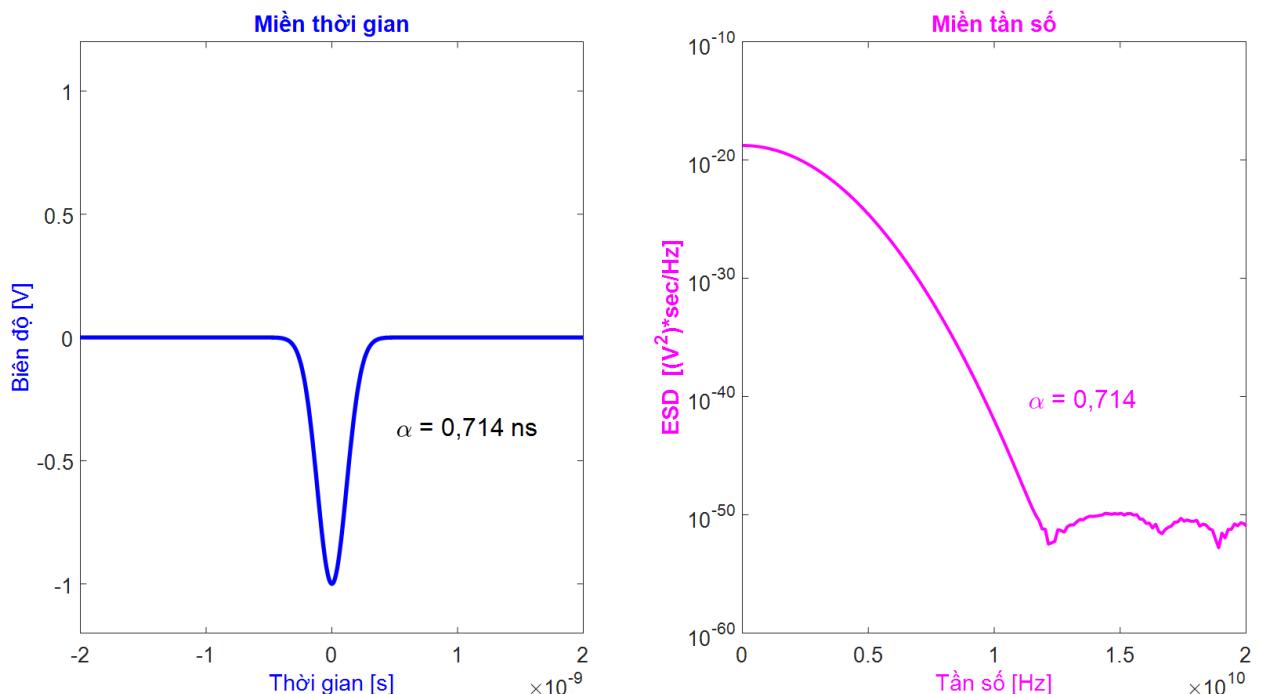
Cách định dạng xung dễ nhất là dùng bộ tạo xung Gausơ, xung Gausơ  $p(t)$  được mô tả bởi:

$$p(t) = \pm \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\left(\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)}$$

$$= \pm \frac{\sqrt{2}}{\alpha} e^{-\frac{2\pi t^2}{\alpha^2}}$$
(3.53)

trong đó  $\alpha^2 = 4\pi\sigma^2$  là hệ số định dạng (*shape factor*) và  $\sigma^2$  là phương sai.

Dạng sóng và mật độ phô năng lượng ESD của xung Gausor ở phương trình (3.53) tại giá trị âm (dấu trừ-) được cho ở hình 3.58.



**Hình 3.58** Minh họa dạng sóng và mật độ phô năng lượng ESD của xung Gausor

Tuy nhiên, để phát xạ được hiệu quả thì xung phải được bù (dịch) một chiều 0 (*zero dc offset*). Một số dạng sóng xung có thể được xem xét, miễn là điều kiện này được xác nhận. Các đạo hàm của xung Gausor là phù hợp. Hiện tại thường chấp nhận dạng xung là đạo hàm bậc hai của hàm Gausor:

$$\frac{d^2 p(t)}{dt^2} = \left(1 - 4\pi \frac{t^2}{\alpha^2}\right) e^{-\frac{2\pi t^2}{\alpha^2}}$$
(3.54)

Lưu ý rằng, xung này có năng lượng là  $3\alpha/8$  [ $V^2 s$ ].

Xung (3.54) thường được coi là xung ở máy thu, nghĩa là sau khi qua máy phát và các anten thu. Lý tưởng, nhận được xung (3.54) ở đầu ra của anten phát nếu đưa vào anten xung là đạo hàm bậc nhất của xung Gausor (3.53) (dòng một chiều được dịch về 0, không có dòng một chiều), xung được phát xạ tỷ lệ với đạo hàm của dòng điện điều khiển trong anten lý tưởng. Cần lưu ý rằng, theo định lý thuận nghịch, tính cách của anten thu không nên được đồng hóa với anten phát.

Các dạng xung khác cũng được đề xuất là Laplacian, sự hợp thành của các xung Gausor có cùng chiều dài và biên độ đảo với một khoảng cách về thời gian cố định giữa các xung, và các xung Hermite.

**Việc định dạng phổ bằng cách thay đổi dạng xung là đặc tính thú vị của vô tuyến xung kim IR. Về cơ bản, có thể định dạng phổ theo 3 cách là: thay đổi độ rộng xung; lấy đạo hàm của xung; và kết hợp các hàm cơ sở.**

Dưới đây, ta tập trung xét xung Gausor, xung Gausor rất phù hợp cho việc phân tích của ta, bởi lẽ ta dễ dàng thay đổi hình dạng của nó bằng cách thay đổi hệ số định dạng  $\alpha$ , và ta sẽ nhận được dạng sóng vô hạn bằng cách lấy đạo hàm xung gốc. Theo đó phần 3.5.2 dưới đây, ta phân tích ảnh hưởng của việc thay đổi độ rộng xung, lấy vi phân lên hàm dạng xung và các đặc tính mật độ phổ năng lượng ESD. Phần 3.5.3, ta phân tích việc kết hợp các dạng sóng Gausor, như lấy đạo hàm và các độ rộng xung khác nhau, với mục đích là đảm bảo mặt nạ phát xạ được xét ở chương 5.

### 3.5.2 Thay đổi độ rộng xung và vi phân hóa xung

Độ rộng xung liên quan mật thiết với hệ số định dạng xung  $\alpha$ . Khi giảm trị số của  $\alpha$  sẽ làm ngắn xung (làm rộng băng thông của tín hiệu phát). Vì vậy, bằng cách điều chỉnh giá trị của  $\alpha$  cho phép cùng một sóng tín hiệu chiếm hữu các độ rộng băng thông khác nhau.

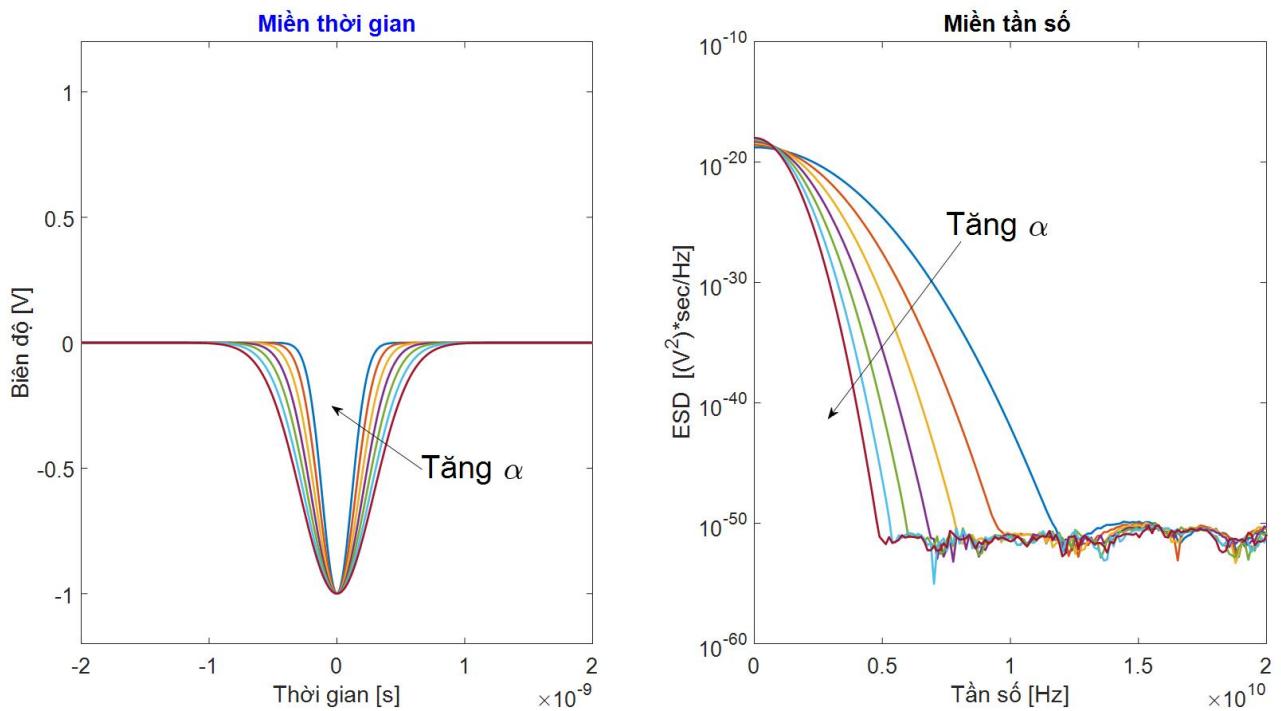
## Sim\_UWB 3.08

Chương trình Matlab để ước lượng đánh giá ảnh hưởng của hệ số định dạng  $\alpha$  lên dạng xung và ESD của nó được thực hiện bởi chương trình **Prog 3.07**.

**Prog 3.07** Tạo ra một vector biểu diễn dạng sóng xung Gausor (3.53) và ước lượng ESD tại các giá trị  $\alpha$  khác nhau. Chương trình nhận 03 đầu vào gồm: (1) giá trị  $\alpha$  nhỏ nhất, *alphamin*; (2) bước gia tăng của  $\alpha$ , *alphastep*; (3) số lượng giá trị của  $\alpha$ , *N\_alphavalues*. Hai tín hiệu đầu ra của **Prog 3.07** là: (1) xung Gausor, *pulse*; (2) ESD của xung Gausor, *Ess*. Thực hiện chương trình **Prog 3.07** bằng cách:

```
[pulse, Ess]=uwb30801_shape_factor_variation(alphamin, alphastep, N_alphavalues);
```

Kết quả là, biểu diễn ảnh hưởng của hệ số định dạng xung  $\alpha$  lên khoảng thời gian của xung và mật độ phổ năng lượng ESD của nó được cho ở hình 3.59 khi ta thiết trị cho các tham số: *alphamin*=0, *414e-9*; *alphastep*=0, *1e-9*; *N\_alphavalues* =7 tương ứng với thay đổi giá trị của  $\alpha$  trong dải 0,414 ns đến 1,014 ns.



**Hình 3.59** Ảnh hưởng của hệ số định dạng  $\alpha$  lên khoảng thời gian của xung và ESD của nó

Ta lưu ý rằng, khi xung Gausor có khoảng thời gian vô hạn thì không thể tránh được sự chồng lấn giữa các xung và nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu ISI. Tuy nhiên, là hợp lý khi ta xét xung Gausor có thời gian được giới hạn trong khoảng  $T_M$  bằng cách chấp nhận cắt bỏ một phần năng lượng dưới một mức ngưỡng tiền định. Theo đó, giới hạn trên cho  $\alpha$  được cho bởi chu kỳ xung  $T_M$ , nó không được lớn hơn chu kỳ chip  $T_c$ , trong khi giới hạn dưới do hạn chế về công nghệ chế tạo xung cực ngắn.

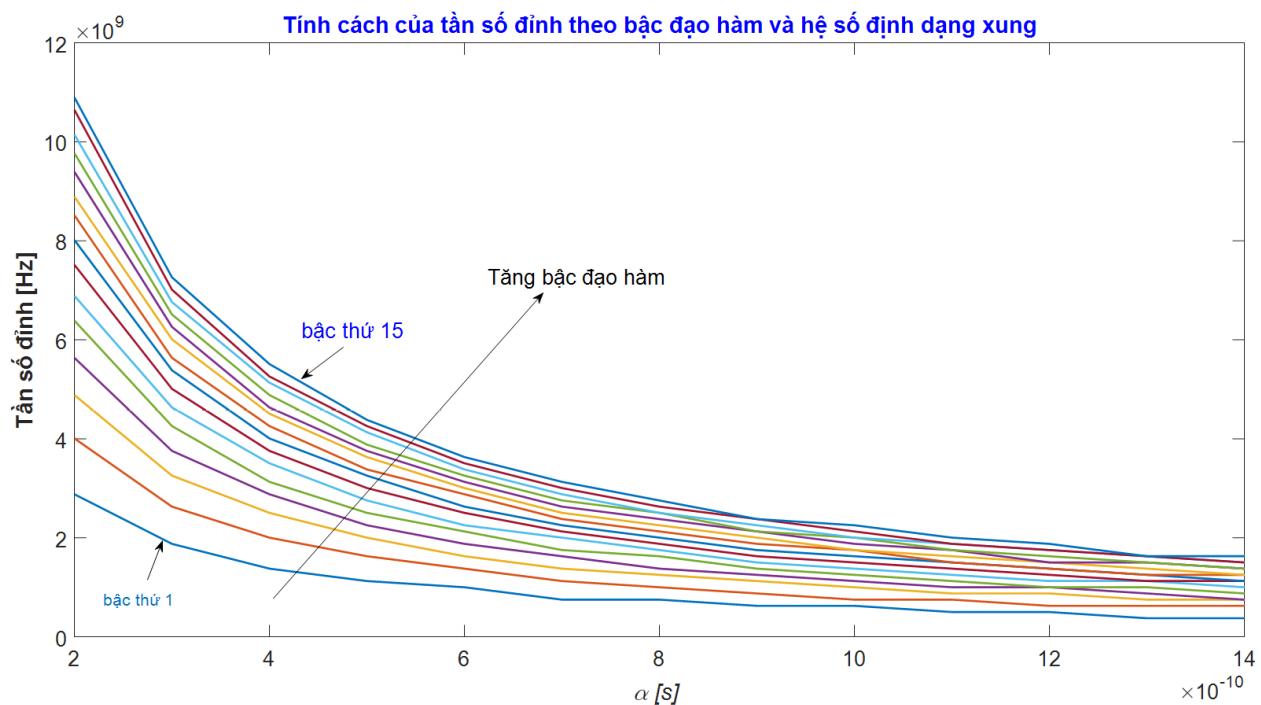
Khi lấy đạo hàm xung Gausor cũng ảnh hưởng lên ESD của nó; cả tần số đỉnh và băng thông của xung đều thay đổi theo bậc đạo hàm. Cụ thể là, ta có thể tìm được mối quan giữa: tần số đỉnh  $f_{peak}$ , bậc của đạo hàm  $k$ , và hệ số định dạng  $\alpha$  bằng cách quan sát biến đổi Fourier lên đạo hàm bậc  $k$  có tính chất sau:

$$X_k(f) \propto f^k e^{-\frac{\pi f^2 \alpha^2}{2}} \quad (3.55)$$

Điều này dẫn tới tần số đỉnh của đạo hàm bậc  $k$ :

$$f_{peak,k} = \sqrt{k} \frac{1}{\alpha \sqrt{\pi}} \quad (3.56)$$

Từ phương trình (3.56) cho ta thấy, tần số đỉnh tăng theo bậc đạo hàm  $k$  và giảm theo trị số của hệ số định dạng xung  $\alpha$ . Do đó, việc lấy đạo hàm là cách để chuyển năng lượng của tín hiệu lên dải tần cao hơn. Hình 3.60 biểu diễn tính cách của tần số đỉnh phụ thuộc vào bậc đạo hàm  $k$  và hệ số định dạng xung  $\alpha$ .



**Hình 3.60** Tính cách của tần số đỉnh theo bậc đạo hàm k và hệ số định dạng xung  $\alpha$  dựa vào phương trình (3.56) đối với xung Gauso (3.53)

### Sim\_UWB 3.09

Trong phần này ta đánh giá ảnh hưởng của đạo hàm lên dạng sóng xung và lên mật độ phô nồng lượng ESD của nó. Ta giới hạn việc phân tích ở 15 bậc đạo hàm đầu tiên.

Việc phân tích ảnh hưởng của đạo hàm trong miền thời gian được thực hiện bởi chương trình **Prog 3.08** tính toán và biểu diễn dạng sóng của xung Gauso và 15 đạo hàm đầu tiên của nó. Chương trình **Prog 3.09** tạo và biểu diễn giải tích của tất cả các dạng sóng được khảo sát.

**Prog 3.08** Thực hiện chuẩn hóa biên độ dạng sóng của xung Gauso; lấy 15 bậc đạo hàm đầu tiên; vẽ biểu diễn sóng xung Gauso và sóng 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso. Năm tham số đầu vào của chương trình **Prog 3.08** là: (1) biên độ của xung Gauso,  $A$ ; (2) số lượng mẫu trên một sóng tín hiệu,  $smp$ ; (3) giới hạn dưới về thời gian của sóng,  $Tmin$ ; (4) giới hạn trên về thời gian của sóng,  $Tmax$ ; (5) hệ số định dạng  $\alpha$ ,  $alpha$ .

Hai đầu ra của **Prog 3.08**: (1) xung Gauso ban đầu được tạo ra,  $pulse$ ; (2) ma trận chứa 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gauso (mỗi hàng là một sóng đạo hàm của xung Gauso tương ứng từ 1 đến 15),  $derivative$ .

Thực hiện chương trình bằng cách:

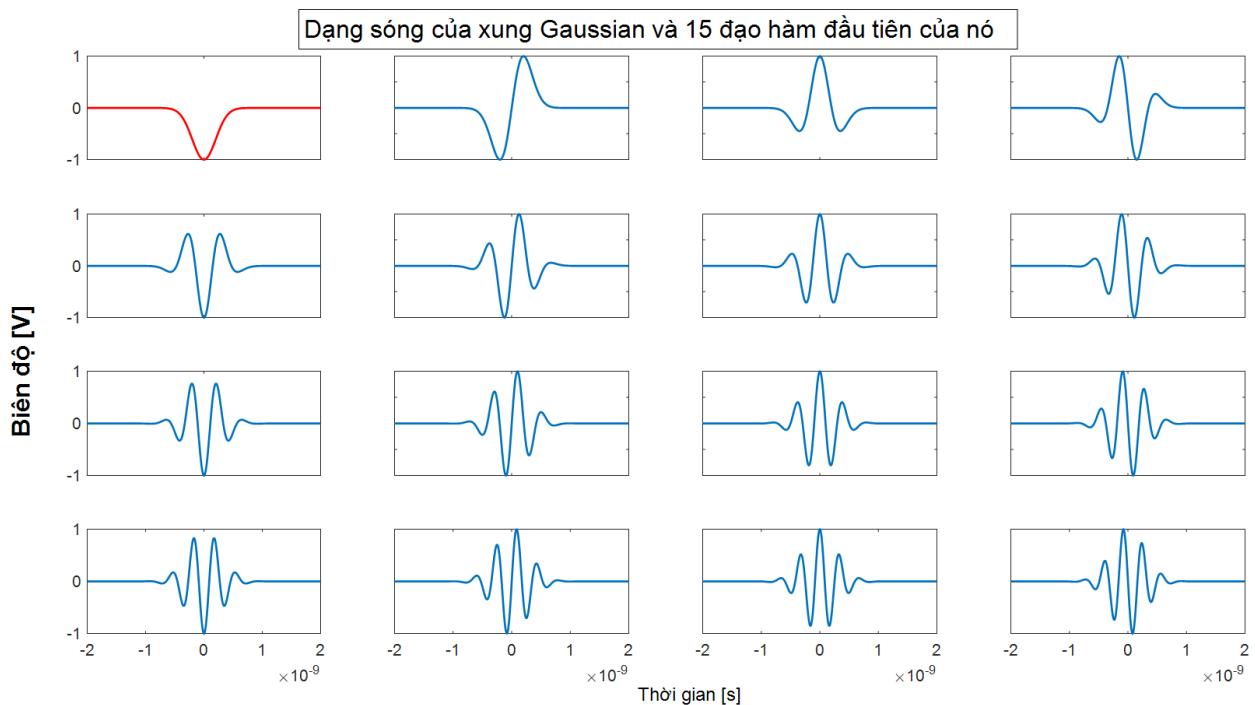
```
[pulse, derivative] = uwb30901_Gaussian_derivatives(A, smp, Tmin, Tmax, alpha);
```

**Prog 3.09** Thực hiện lấy đạo bậc  $k$  của xung Gauso. Ba tham số đầu vào của chương trình là: (1) vector xác định trực thời gian,  $t$ ; (2) đạo hàm bậc  $k$  lên xung Gauso [1, 15]; (3) hệ số định dạng xung,  $alpha$ . Chương trình trả về một vector chứa các giá trị đạo hàm bậc  $k$  của xung Gauso,  $deriv$ .

Thực hiện chương trình Prog3.08 bằng cách:

`[deriv] = uwb30902_analytical_waveforms(t, k, alpha);`

Kết quả được biểu diễn ở hình 3.61 với  $\alpha = 0,714 \text{ ns}$



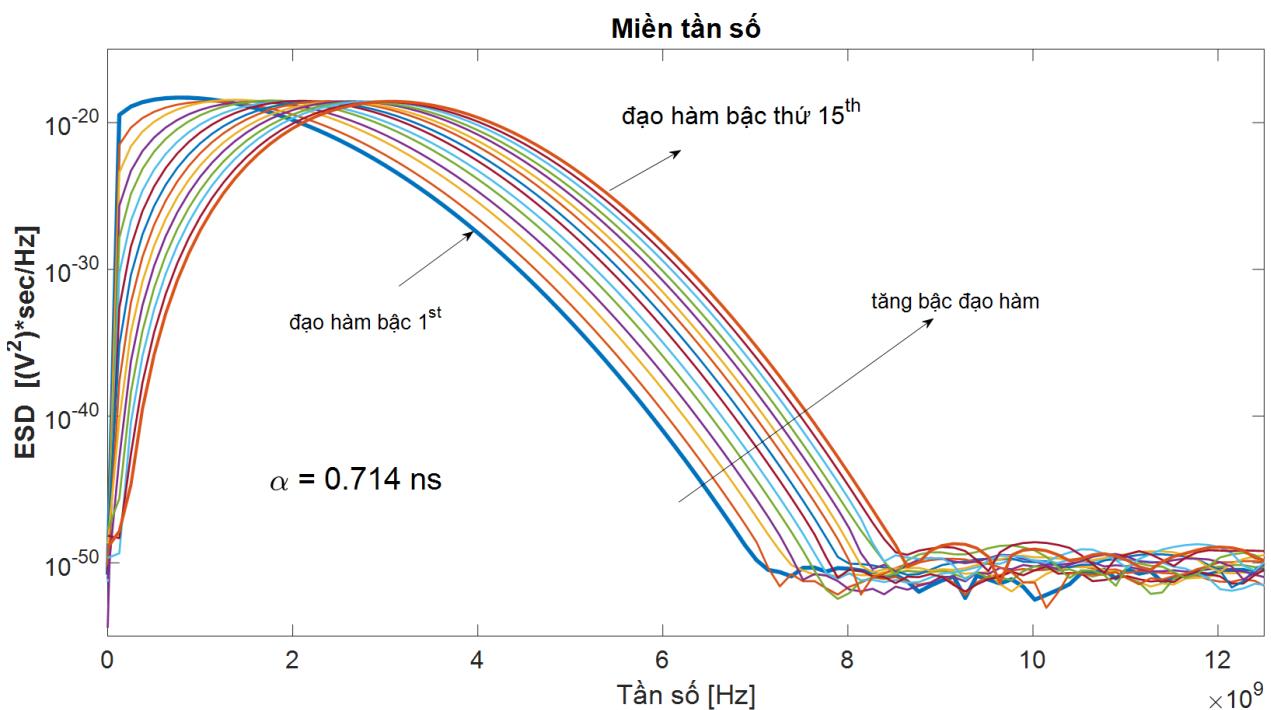
**Hình 3.61** Dạng sóng xung Gausor và 15 đạo hàm đầu tiên của nó

Phân tích ảnh hưởng của đạo hàm lên phô của nó được thực hiện bởi **Prog 3.10**.

**Prog 3.10:** Thực hiện ước lượng và biểu diễn ESD của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gausor. Bốn tham số đầu vào của chương trình là: (1) số lượng mẫu trên một sóng tín hiệu, *smp*; (2) giới hạn dưới về thời gian của sóng, *Tmin*; (3) giới hạn trên về thời gian của sóng, *Tmax*; (4) hệ số định dạng xung  $\alpha$ , *alpha*. Hai đầu ra của **Prog 3.10** là: (1) ma trận chứa 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gausor (mỗi hàng là một sóng đạo hàm của xung Gausor tương ứng từ 1 đến 15), *derivative*; (2) ma trận chứa 15 ESD của 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gausor tương ứng, *Ess*.

`[derivative, Ess]=uwb30903_Gaussian_derivatives_ESD(smp, Tmin, Tmax, alpha);`

Kết quả thực hiện chương trình **Prog 3.10** được biểu diễn ở hình 3.62 tại  $\alpha = 0,714 \text{ ns}$



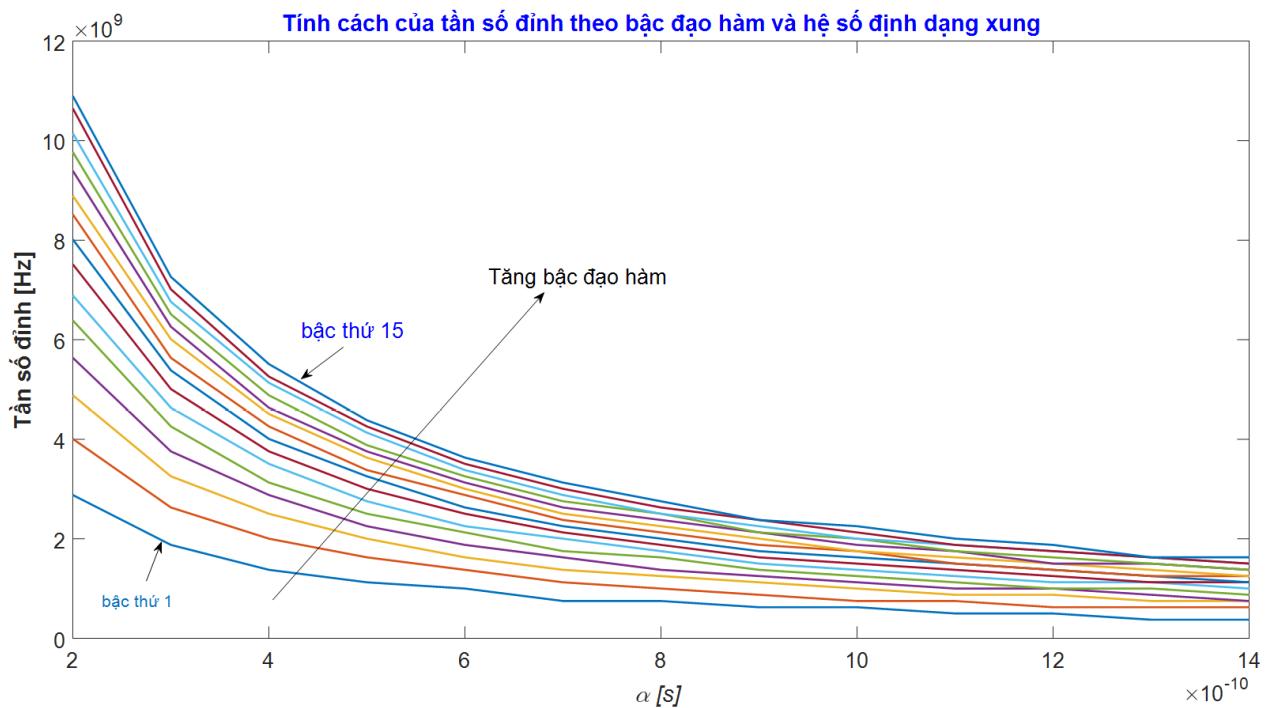
**Hình 3.62** Ảnh hưởng của lấy đạo hàm lên mật độ phổ của nó, ESD của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso

Như dự đoán trong biểu thức (3.56), kết mô phỏng cho thấy khi tăng bậc đạo hàm thì ESD được dịch lên vùng tần số cao.

**Prog 3.11** Thực hiện tính toán tần số đỉnh cho mỗi đạo hàm của xung Gauso theo giá trị của  $\alpha$ . Ba đầu vào của chương trình là: (1) giá trị của  $\alpha$  nhỏ nhất, *alphamin*; (2) giá số của  $\alpha$ , *alphastep*; (3) số lượng giá trị của  $\alpha$ , *N\_alphavalues*. Ngoài ra các tham số: số lượng mẫu trên một sóng tín hiệu, *smp*; giới hạn dưới về thời gian của sóng, *Tmin*; giới hạn trên về thời gian của sóng, *Tmax* được thiết trị sẵn trong thân của chương trình này, và khi cần ta có thể thiết trị lại cho chúng. Đầu ra của chương trình **Prog 3.11** là ma trận chứa 15 tần số đỉnh theo hệ số định dạng  $\alpha$  và biểu diễn chúng trên cùng một hình.

```
[peakfrequency]=uwb30904_Gaussian_derivatives_peak_frequency(alphamin,...  
alphastep, N_alphavalues)
```

Tần số đỉnh cho 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso được thực hiện bởi **Prog 3.11**. Kết quả mô phỏng được cho ở hình 3.63 tại các trị số của  $\alpha$  trong khoảng [0,2 ns đến 1,1 ns], đây cũng là giá trị được dùng cho các kết quả phân tích trong hình 3.60. Ta lưu ý rằng, hình 3.60 và hình 3.63 chỉ ra các tần số đỉnh theo lý thuyết và theo mô phỏng là gần giống nhau.



**Hình 3.63** Sự thay đổi tần số đỉnh theo giá trị của  $\alpha$  đối với 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gauso

Trong chương 2 đã định nghĩa băng thông tại ngưỡng -10 dB cho các tín hiệu UWB. Quan hệ giữa bậc của đạo hàm và băng thông tại ngưỡng -10 dB được phân tích bởi chương trình **Prog 3.12** và chương trình **Prog 3.13** dưới đây.

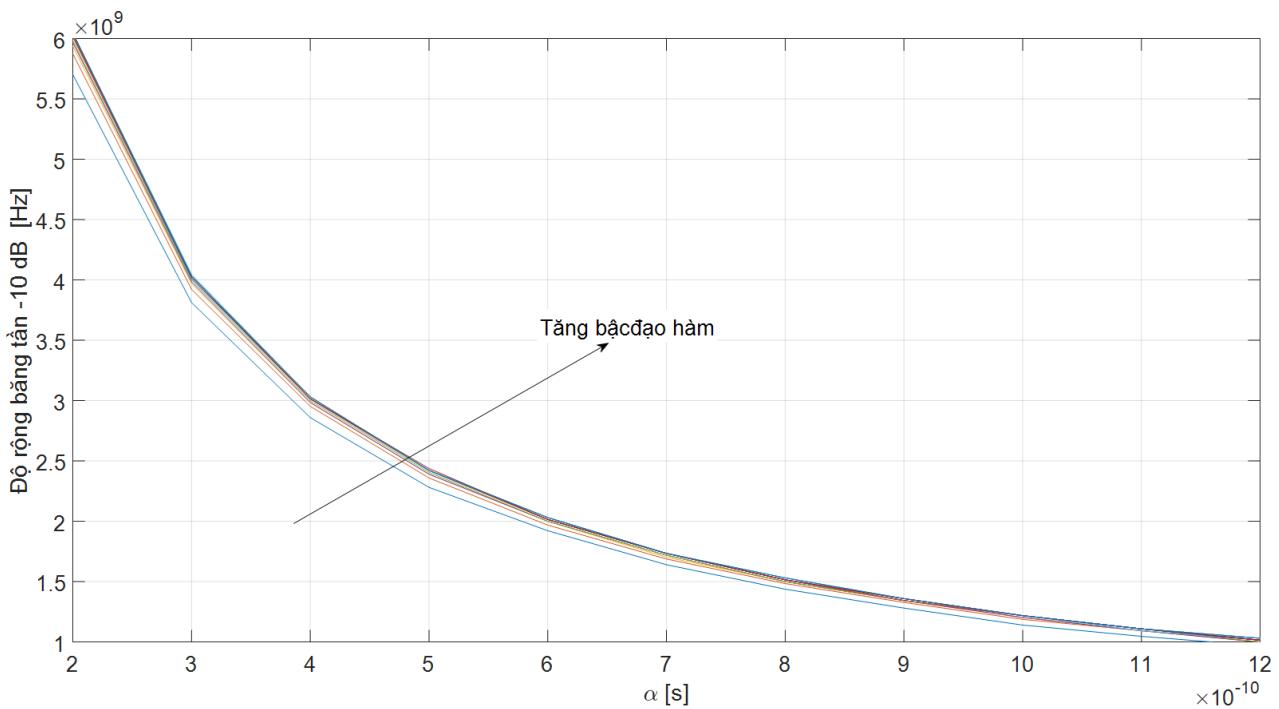
**Prog 3.12** Uớc lượng và biểu diễn băng thông tại ngưỡng -10 dB của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso. Chương trình nhận các tham số đầu vào giống như ở **Prog 3.11**. Đầu ra của **Prog 3.12** là, ma trận chứa băng thông tại ngưỡng -10 dB của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso, *minus10dbBand*. Thực hiện chương trình **Prog 3.12** bằng dòng lệnh:

```
[minus10dbBand]=uwb30905_Gaussian_derivatives_10dB_bandwidth(alphamin, ...
alphastep, N_alphavalues);
```

**Prog 3.13** Uớc lượng băng thông của tín hiệu đầu vào tại ngưỡng tiền định. Chương trình **Prog 3.13** nhận ba đầu vào: (1) vector tín hiệu, *vector signal*; (2) giá trị của chu kỳ lấy mẫu, *dt*; (3) giá trị của mức ngưỡng tính theo dB, *threshold*. Chương trình **Prog 3.13** trả về 4 tín hiệu gồm: (1) ESD một phía, *Ess*; (2) băng thông của tín hiệu, *BW*; (3) giá trị của tần số cao *f\_high*; (4) giá trị của tần số thấp, *f\_low*. Thực hiện chương trình **Prog 3.13** bằng dòng lệnh sau:

```
[Ess,f_high,f_low,BW]=uwb31001_bandwidth(signal, dt, threshold);
```

Hình 3.64 cho thấy sự thay đổi băng thông tại ngưỡng -10 dB theo giá trị của  $\alpha$  đối với 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso



**Hình 3.64** Sự thay đổi băng thông tại ngưỡng -10 dB theo giá trị của  $\alpha$  đối với 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gauso

⚠ **Ta lưu ý rằng:** Ảnh hưởng của đạo hàm lên ESD của tín hiệu là di chuyển năng lượng của tín hiệu lên vùng tần số cao, đồng thời cũng làm tăng độ rộng băng thông của tín hiệu một chút.

### 3.5.3 Đáp ứng mặt nạ phát xạ

Như đã được xét, khi thay đổi bậc đạo hàm và thay đổi độ rộng xung đều ảnh hưởng lên ESD của nó, và ta có thể dùng để định dạng sóng phát. Tuy nhiên, gần như *tính linh hoạt* trong việc định dạng phổ được đảm bảo chỉ bởi một sóng đơn là không thể đáp ứng đầy đủ được.

Việc thiết lập các mặt nạ phát xạ phù hợp bởi cơ quan có thẩm quyền là nhiệm vụ đặc trưng của việc định dạng xung. Đặc biệt là, các phát hành về mặt nạ phát xạ FCC đối với thiết bị UWB được cho trong chương 2, và chương 5 (bảng 5.1 và hình 5.35), nghiên cứu về khả năng thiết kế kỹ thuật định dạng xung sao cho giống các mặt nạ nhất, nghĩa là công suất phát lớn nhất được phép trong các ràng buộc giới hạn FCC.

Tại đây, ta phân tích khả năng điều chỉnh ESD của xung bằng cách kết hợp một số dạng xung tham chiếu, ví như, xung Gauso và các đạo hàm của nó – để điều chỉnh ESD cho các mặt nạ phát xạ. Lưu ý rằng, bằng cách này, ta hoàn toàn có được một dạng sóng mong muốn. Điều này được trình bày trong phần trước: “PSD của tín hiệu TH-UWB”; “PSD của tín hiệu DS-UWB”. Hơn nữa, tính đúng đắn của phương pháp được củng cố bởi các kết quả mô phỏng trên Matlab trong hình 3.35.

(Parr et. al., 2003) đề xuất thuật toán tạo ra một họ các xung đáp ứng các mặt nạ FCC và phù hợp với các kịch bản đa người dùng, nhờ có khoảng thời gian ngắn và thuộc tính trực giao giữa các xung. Hiệu năng của các hệ thống PPM-TH dùng họ xung này được phân tích trong (Bin et al., 2003).

Giải pháp gần đây dựa trên dạng sóng Gauso, (Sheng et al., 2003) đã đề xuất thuật toán lựa chọn bậc đạo hàm và hệ số định dạng xung tốt nhất phù hợp với mặt nạ phát xạ trong dải tần 3,1-

10,6 GHz. Hạn chế của phương pháp này là đảm bảo yêu cầu mặt nạ phát xạ ngoài băng chỉ dùng đạo hàm.

Trong phần này, ta xét khả năng có được dạng sóng tối ưu ở dạng kết hợp các hàm đạo hàm của xung Gausor, để xấp xỉ mặt nạ phát xạ ở tất cả các tần số, bao gồm cả dải tần 0-0,96 GHz.

Giải pháp thực hiện kết hợp tuyển tính của N đạo hàm Gausor, mỗi đạo hàm Gausor này được đặc trưng bởi một giá trị của  $\alpha$  (các đạo hàm khác nhau có thể có các giá trị định dạng xung  $\alpha$  khác nhau), và mỗi đạo hàm Gausor này có thể được coi là hàm cơ sở độc lập (BF) trong không gian N chiều. Việc lựa chọn các *hệ số kết hợp tuyển tính* phải dựa vào mục tiêu thiết kế (như đáp ứng PSD).

Quá trình lựa chọn các *hệ số kết hợp tuyển tính* như sau:

Bước 1: Lựa chọn một tập các hàm cơ sở, BF;

Bước 2: Tạo tập các hệ số ngẫu nhiên, S;

Bước 3: Kiểm tra xem, PSD của việc kết hợp tuyển tính các hàm (hàm đã đạt được theo hệ số S) có thỏa mãn các giới hạn phát xạ không ?

Bước 4: Nếu đáp ứng các giới hạn phát xạ trong bước 3 và đây là tập S đầu tiên xác nhận các giới hạn, thì bắt đầu thủ tục bằng cách cho SB=S. Nếu các giới hạn phát xạ trong bước 3 được đáp ứng và thủ tục thực sự đã được khởi tạo, thì so sánh S với SB; nếu S cho ta một dạng sóng tốt hơn SB theo tham số khoảng cách (sự khác nhau giữ PSD được tạo ra với mặt nạ của FCC), thì đặt SB=S.

Bước 5: Lặp lại các bước 1-3 cho đến khi khoảng cách giữa mặt nạ của FCC và PSD của dạng sóng được tạo dưới mức ngưỡng tiền định.

Ta lưu ý rằng, việc kết hợp N đạo hàm và khả năng chọn các giá trị khác nhau của  $\alpha$  cho từng đạo hàm cho ta *tính linh hoạt cao* trong việc tạo dạng sóng xung. Tuy nhiên, thuật toán cần nhiều bước lặp trước khi hội tụ vào thành quả mà có khả năng đảm bảo khoảng cách cần thiết giữa kết quả tổng hợp và mục tiêu tham chiếu.

## Sim\_UWB 3.10

Trong phần này, ta mô phỏng và phân tích bài toán xấp xỉ hóa mặt nạ phát xạ ở dạng kết hợp các đạo hàm của xung Gausor. Tiến hành kết hợp 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gausor và thực hiện xấp xỉ hóa thông qua 2 cách: (i) tất cả các đạo hàm có cùng hệ số định dạng  $\alpha$ ; (ii) các đạo hàm khác nhau nhận các giá trị khác nhau của  $\alpha$ . Nhờ đó ta xác định được tập các giá trị của  $\alpha$  đối với 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gausor. Để lựa chọn các hệ số kết hợp của các đạo hàm xung Gausor, ta dùng **Prog 3.14**, chương trình này thực hiện lựa chọn hệ số ngẫu nhiên, được mô tả ở trên bằng cách sử dụng 3 chương trình con là: **Prog 3.15**, **Prog 3.16**, và **Prog 3.17**.

**Prog 3.14** Chương trình thực hiện thuật toán được mô tả trong mục 3.5.3 ở dạng đơn giản hóa, nghĩa là, cố định số lần lặp. Giả thiết rằng, sẵn có các vector  $\alpha$  khác nhau cho quá trình lựa chọn. Vector  $\alpha$ , phải được xem xét và cập nhật tại mỗi lần chạy mã chương trình được đặc tả cho đầu vào thông qua tham số  $i$ . Hơn nữa, chương trình nhận giá trị của chu kỳ lặp xung  $T_s$ , và giá trị lớn nhất cho phép số lần lặp lại,  $attempts$ . Chương trình nhận ba các tham số đầu

vào: (1) Vector  $\alpha$  được đặc tả cho đầu vào thông qua tham số trung gian,  $i$ ; (2) giá trị của chu kỳ lặp xung,  $Ts$ ; (3) giá trị lớn nhất cho phép số lần lặp lại,  $attempts$ .

Chương trình trả về 5 đầu ra: (1) tập các hệ số tốt nhất,  $coefficient$ ; (2) các hệ số đối với tập được hình thành bởi từng đạo hàm riêng,  $singlederivativeset$ ; (3) tập các đạo hàm,  $derivative$ , (4) cờ thể hiện tính hợp lệ vector trả về,  $validresult$ ; (5) tần số cơ bản  $df$ .

Chương trình **Prog 3.14** được thực hiện như sau:

```
[coefficients, singlederivativecoeff, derivative, ...
    validresult, df] = uwb31002_random_pulse_combination(i, Ts, attempts)
```

**Prog 3.15** Cung cấp các giá trị  $\alpha$  để tạo ra các đạo hàm trong chương trình **Prog 3.14**. Chương trình nhận chỉ số (thể hiện cho tập các giá trị của  $\alpha$  cần được xét),  $i$ . Tập giá trị này được trả về ở vector đầu ra  $alphavector$ . Chương trình **Prog 3.15** được thực hiện như sau:

```
[alphavector] = uwb31003_get_alpha_value(i)
```

**Prog 3.16** Chương trình tạo mặt nạ phát xạ. Hai tham số đầu vào của chương trình là: (1) số điểm được dùng trong miền tần số để biểu diễn tín hiệu trong khoảng  $[-fs/2, fs/2]$ ,  $N$ ; (2) tần số lấy mẫu,  $fs$ . Chương trình trả về một vector chứa  $N/2$  phần tử biểu trưng cho mặt nạ phát xạ trong dải tần  $[0, fs/2]$ ,  $emissionmask$ .

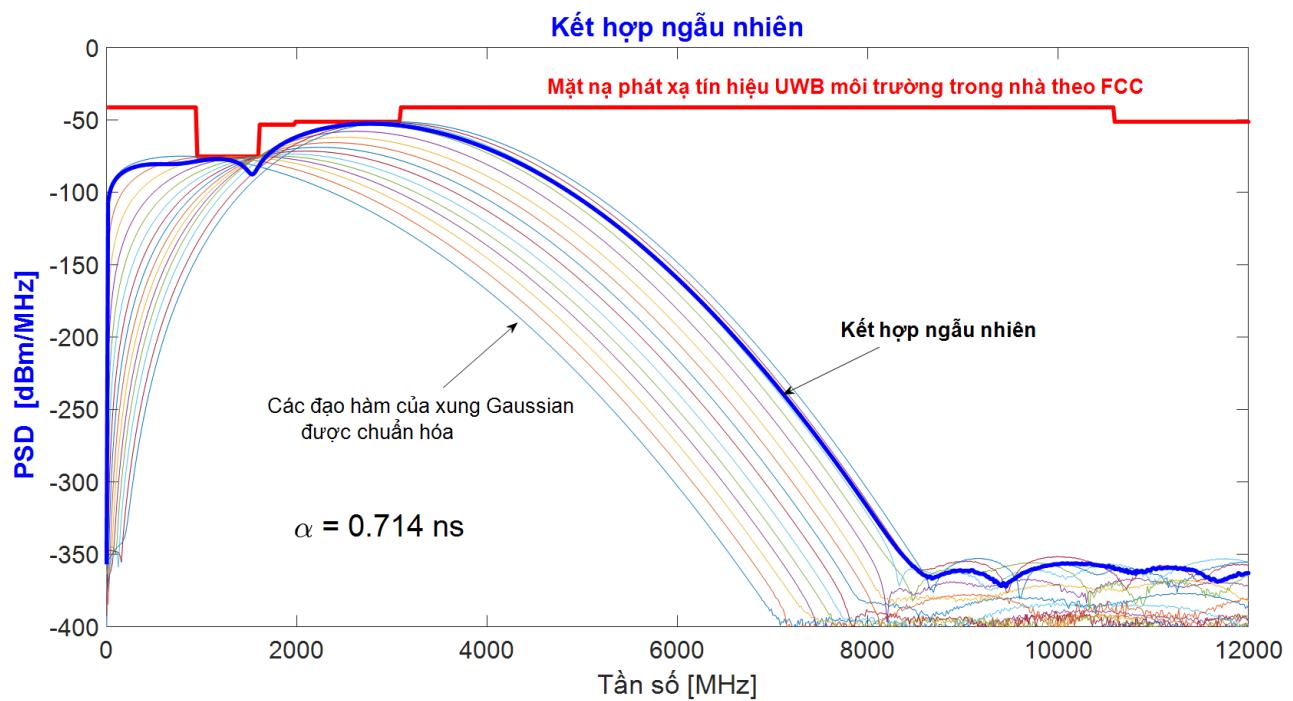
Mặt nạ phát xạ được tạo ra bằng cách thực hiện **Prog 3.16** như sau:

```
[emissionmask] = uwb31004_generate_mask(N, fs)
```

**Prog 3.17** Chương trình lựa chọn các hệ số để kết hợp các đạo hàm. Chín đầu vào của chương trình **Prog 3.17** gồm: (1) số lần lặp,  $attempts$ ; (2) tập các hàm cơ sở,  $basefunction$ ; (3) chu kỳ lấy mẫu,  $dt$ ; (4) số mẫu trong miền thời gian,  $smp$ ; (5) chu kỳ lặp xung,  $Ts$ ; (6) hệ số mịn tần số,  $freqsmoothfactor$ ; (7) mặt nạ đích,  $emissionmask$ ; (8) hai số nguyên thể hiện phạm vi đạo hàm được dùng trong việc kết hợp,  $lowerbasefunction$  và  $higherbasefunction$ . **Prog 3.17** trả về hai đầu ra: (1) vector chứa tập các hệ số tốt nhất,  $result$ ; (2) cờ để chỉ thị nếu ít nhất tồn tại một tập các hệ số hợp lệ được phát hiện bởi chương trình,  $c$ . Thực hiện chương trình **Prog 3.17** bằng lệnh sau:

```
[c, result]=uwb31005_random_coefficients(attempts, basefunction, dt, smp, Ts, ...
    freqsmoothfactor, emissionmask, lowerbasefunction, higherbasefunction)
```

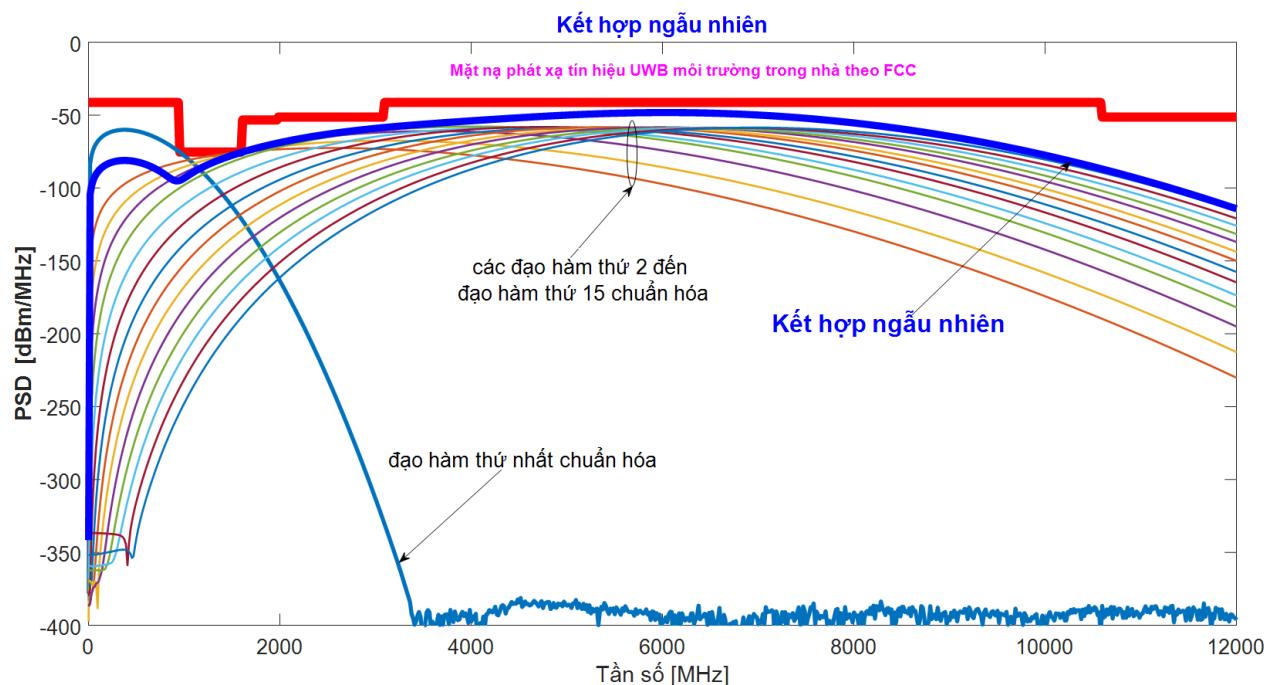
**Ví dụ:** Ta xét 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso. Hình 3.65 biểu diễn PSD của dạng sóng đạt được bằng cách kết hợp tuyến tính các hàm cơ sở BF, được biểu diễn cùng với mặt nạ phát xạ FCC, theo thuật toán được xét ở đây, đối với tập các giá trị  $\alpha$  đầu tiên được lưu trong **Prog 3.15** (tham số đầu vào  $i=1$ ), nó tương ứng với mọi giá trị của  $\alpha$  đều bằng 0,714 ns;  $Ts=1e-7$  và  $attempts=100$ .



**Hình 3.65** PSD của các hàm cơ sở và PSD của các sóng được kết hợp tại  $\alpha = 0,714$  ns đối với mọi đạo hàm

Hình 3.65 cho thấy chỉ cần kết hợp một số hàm cơ sở BF, ta có được xấp xỉ tốt tới mặt nạ phát xạ tại một trị số của  $\alpha = 0,714$  ns trong băng tần 0,96-3,6GHz. Ngoài băng tần này, công suất được dùng kém hiệu quả.

Việc chấp nhận vector trị số của hệ số định dạng  $\alpha$  khác có thể cải thiện hiệu năng. Tập các giá trị  $\alpha$  khác có sẵn trong **Prog 3.15** được đặc trưng bởi giá trị lớn của  $\alpha$  ( $\alpha = 1,5$  ns) cho đạo hàm thứ nhất và giá trị nhỏ của  $\alpha$  ( $\alpha = 0,314$  ns) cho các đạo hàm khác. Ta có thể chọn tập thứ hai trong **Prog 3.14** (thiết trị  $i=2$ ). Kết quả là, ta có được PSD ở hình 3.66. Lưu ý rằng, đạo hàm bậc nhất có phổ tương đối hẹp do  $\alpha$  có giá trị lớn (xem hình 3.66).



**Hình 3.66** PSD của các hàm cơ sở và PSD của các sóng được kết hợp tại  $\alpha = 1,5 \text{ ns}$  đối với đạo hàm bậc nhất và  $\alpha = 0,314$  đối với các đạo hàm bậc cao.

Tập các trị số của vector  $\alpha$  ( $i=2$ ) thứ hai cho ta xấp xỉ tốt về mặt nạ so với tập các trị số của vector  $\alpha$  thứ nhất ( $i=1$ ), băng tần của các đạo hàm bậc cao là rộng hơn (đạo hàm bậc cao làm cho băng rộng ra). Lưu ý rằng, việc lựa chọn giá trị  $\alpha$  lớn đối với đạo hàm bậc nhất sẽ cải thiện hiệu quả sử dụng công suất trong băng tần thấp. Tuy nhiên, giới hạn trên của  $\alpha$  được cho bởi khoảng thời gian của sóng, và được xác định bởi thời gian chip  $T_c$  (xem chương 2, “Tín hiệu vô tuyến UWB”).

Việc chọn ngẫu nhiên chỉ là một trong những chiến lược cho tập các hệ số trong sự kết hợp tuyến tính. Việc chọn các hệ số có tính hệ thống hơn là áp dụng các thủ tục chuẩn để giảm thiểu sai số như sai số bình phương nhỏ nhất (LSE-Least Square Error), trong đó, hàm sai số phải được giảm thiểu:

$$e_s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |e(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| f(t) - \sum_{k=1}^N a_k f_k(t) \right|^2 dt \quad (3.57)$$

trong đó  $f(t)$  là hàm mục tiêu.

Ta lưu ý rằng, do các yêu cầu được đặc tả ở dạng mật độ phổ công suất PSD, nên (3.57) được viết lại thành:

$$e = \int_{-\infty}^{+\infty} |P_M(f) - F(f)|^2 df \quad (3.58)$$

trong đó  $P_M(f)$  biểu trưng cho mặt nạ phát xạ và  $F(f)$  là PSD của kết hợp tuyến tính.

Một cách tương đương là, ta xét các hàm tự tương quan  $R_M(t)$  và  $R_F(t)$  và tối thiểu hóa sai số như sau:

$$\begin{aligned} e &= \int_{-\infty}^{+\infty} |R_M(t) - R_F(t)|^2 dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left| R_M(t) - \left[ \sum_{k=1}^N a_k^2 \int_{-\infty}^{+\infty} f_k(\xi) f_k^*(\xi+1) d\xi \right] \right|^2 dt \end{aligned} \quad (3.59)$$

Lưu ý rằng cả hai phương trình (3.58) và (3.59) đều xét PSD của tín hiệu được phát mà được định nghĩa trong mục 3.2 và mục 3.3. Trong các mục 3.2 và mục 3.3, ta đã kết luận rằng, hình dạng thô của PSD và đặc biệt hình là đường bao PSD chủ yếu được xác định bằng cách biến đổi Fourier lên đáp ứng xung kim của bộ tạo dạng xung,  $P(f)$ . Sử dụng  $P(f)$  thay vì PSD chính xác làm đơn giản hóa bài toán tối ưu nếu một khi ta tính được điện áp  $m(t)$ , ( $m(t)$  biểu trưng cho giới hạn mặt nạ trong miền thời gian. Có được mặt nạ phát xạ điện áp đích bằng cách chia mặt nạ phát xạ công suất, được chuẩn hóa bởi  $1/T_s$ , bởi trễ kháng không gian tự do, lấy căn bậc 2, và dùng biến đổi Fourier ngược. Khi này, sai số được xác định như sau:

$$e = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| m(t) - \sum_{k=1}^N a_k f_k(t) \right|^2 dt \quad (3.60)$$

Như đánh giá chung, ta lưu ý rằng phương pháp LSE không thể đảm bảo được bởi mặt nạ phát xạ của chính nó. Thủ tục tối ưu dựa trên khoảng cách bình phương trung bình và không theo giới hạn dựa vào từng tần số. Để đảm bảo việc tuân theo mặt nạ cho từng tần số, tối thiểu tiêu hóa sai số phải được thực hiện bằng cách theo một giới hạn được thiết lập công suất phát xạ đanding hướng tương đương trong băng tần đo EIRP<sub>mb</sub> trong phương trình (5.94).

## Sim\_UWB 3.11

Phần này, ta dùng mặt nạ điện áp như được định nghĩa trong biểu thức (3.60). Ta dùng chương trình **Prog 3.18** để thực hiện xấp xỉ hóa dựa vào thuật toán LSE nhằm đạt được mặt nạ phát xạ điện áp FCC, và dùng **Prog 3.19** để tạo các mặt nạ điện áp.

**Prog 3.18** Chương trình hiện xấp xỉ hóa mặt nạ phát xạ FCC dựa vào LSE theo giải pháp mặt nạ điện áp. Hai tham số đầu vào của chương trình là: số nguyên chỉ thị vector  $\alpha$  được chọn (xem Sim\_UWB 3.10),  $i$ ; chu kỳ lặp xung  $Ts$ . Chương trình trả về hai vector: vector chứa tập các hệ số tốt nhất có được từ thuật toán lựa chọn LSE, *coefficient*; ma trận chứa tập các đạo hàm được dùng để lựa chọn, *derivative*. Thực hiện **Prog 3.18** bằng dòng lệnh:

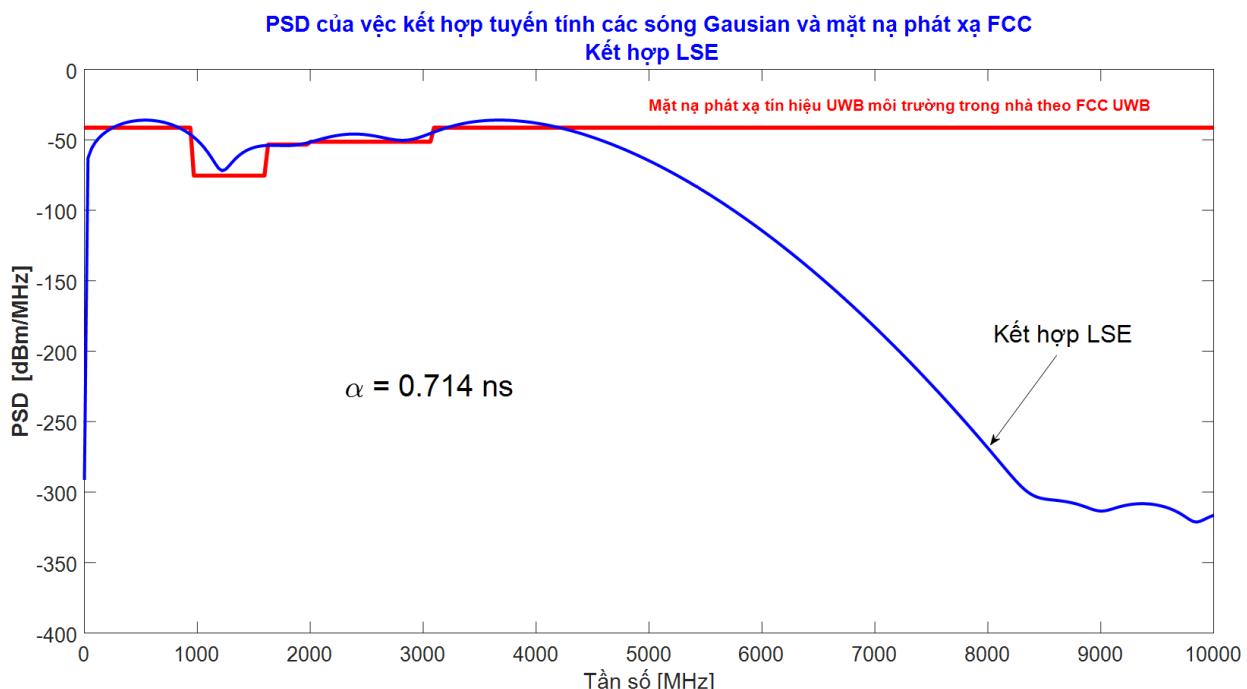
```
[coefficient, derivative]=uwb31101_LSE_pulse_combination(i, Ts);
```

**Prog 3.19** Tạo mặt nạ điện áp. Ba tham số đầu vào của chương trình là: giới hạn dưới,  $Tmin$ ; giới hạn trên,  $Tmax$  (chứng thể hiện khoảng thời gian xét); số lượng mẫu của mặt nạ điện áp, *smp*.

**Prog 3.19** trả về vector biểu trưng cho mặt nạ điện áp, *timeemissionmask*. Thực hiện **Prog 3.19** bằng dòng lệnh:

```
[timeemissionmask]=uwb31102_time_mask(Tmin, Tmax, smp);
```

Hình 3.67 biếu diễn kết quả thực hiện **Prog 3.18** và **Prog 3.19** tại các giá trị của tham số  $i=1$  (tương ứng với  $\alpha = 0,714$  ns đối với mọi đạo hàm);  $Ts=1e-7$



**Hình 3.67** PSD của véc Kết hợp tuyến tính các sóng Gausian và mặt nạ phát xạ FCC

### 3.6 Tổng kết

Từ các kỹ thuật xử lý cơ bản về tín hiệu đặc trưng của hệ thống UWB (tạo tín hiệu TH-UWB, tạo tín hiệu DS-UWB, tạo tín hiệu MB-UWB) trong miền thời gian, đặc điểm và tính cách của tín hiệu và hệ thống UWB cũng đã thể hiện ở mức độ nhất định.

Trong chương này ta xét chi tiết các kỹ thuật xử lý tín hiệu trong miền tần số, đó là, phân tích mật độ phổ công suất PSD và định dạng tín hiệu UWB, cụ thể là, ta phân tích: Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu TH-UWB; Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu PPM-UWB; Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu PPM-TH-UWB; Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu DS-UWB; Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu DS-UWB; Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu PAM-TH-UWB; Mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu MB-UWB; Các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM; Mật độ phổ công suất của tín hiệu MB-UWB theo IEEE 802.15.TG3A.

Trong chương này, ta cũng phân tích định dạng xung tín hiệu UWB, các tham số ảnh hưởng và nhân tố liên quan như: Đáp ứng xung của bộ định dạng tín hiệu; Thay đổi độ rộng xung và vi phân hóa xung; Đáp ứng mặt nạ phát xạ.

Ta nhận thấy rằng: bản chất, tính cách, đặc trưng của tín hiệu và hệ thống UWB được sáng tỏ và tường minh nhất khi xét tín hiệu và hệ thống trong miền tần số, đặc biệt là thông qua chương trình mô phỏng và thực hiện mô phỏng, khả năng chi tiết hóa của chương trình và kết quả mô phỏng. Các chương trình tính toán và mô phỏng trên Matlab, được lưu trên đĩa CD kèm theo, được tổng hợp và tóm tắt ở phụ lục 1A.

## Kênh truyền sóng vô tuyến – Kênh UWB

### 4.1 Mở đầu

#### ❖ Vị trí vai trò của kênh truyền sóng vô tuyến

Để có được các mô hình, giải thuật thích ứng tối ưu cho các mô hình tối ưu và thích ứng nhằm tăng hiệu quả sử dụng tài nguyên vô tuyến, thì việc nghiên cứu kênh vô tuyến và rút ra các đặc tính, các tham số đặc trưng của kênh vô tuyến là vô cùng quan trọng, nó được ví như là bánh mì và bơ đối với các nhà nghiên cứu, các nhà thiết kế hệ thống truyền thông không dây. Kết quả là, ta có được tập các tham số đặc trưng cho môi trường truyền thông. Trên cơ sở đó, thiết kế hệ thống truyền thông sao cho: tối ưu hóa chiếm dụng tài nguyên, tối ưu hóa các tham số hữu ích đồng thời giảm thiểu các tham số ảnh hưởng chất lượng. Sau đó ta đánh giá hiệu năng của hệ thống truyền thông theo tập các tiêu chí hay tham số cụ thể. Các quá trình này không diễn ra độc lập mà có quan hệ khá mật thiết theo quy luật của nhận thức nhất định. Dẫn đến bài toán thiết kế tối ưu hệ thống truyền thông đòi hỏi phải phỏng tạo các quá trình này cũng như việc đánh giá chính xác chúng. Cần phải thiết lập mô hình hệ thống truyền thông cũng như đánh giá các mô hình này một cách chính xác nhất.

Tối ưu và thích ứng cho phép sử dụng hiệu quả tài nguyên (tăng dung lượng) của hệ thống nhưng vẫn đảm bảo chất lượng BER cũng như việc dung hòa các tham số đối lập của hệ thống như đảm bảo tính công bằng giữa các người dùng với công suất hữu hạn, chất lượng dịch vụ, điều kiện kênh truyền. Trong một phạm vi nhất định, thích ứng được hiểu là thay đổi các tham số đặc trưng của hệ thống theo kịch bản kênh truyền sao cho đạt được hiệu năng tốt nhất. Chẳng hạn khi xét hệ thống trong miền không gian như hệ thống MIMO thích ứng, tùy vào chất lượng kênh truyền mà hệ thống lựa chọn phân tập không gian hay ghép kênh không gian, hay nói cách khác khi kịch bản kênh tối để đảm bảo chất lượng BER hệ thống hướng về việc chọn phân tập (nhận được ưu điểm của phân tập là cải thiện hiệu năng BER) ngược lại khi kịch bản kênh tốt hệ thống hướng về lựa chọn ghép kênh không gian (nhận được ưu điểm của ghép kênh không gian là cải thiện hiệu năng dung lượng), lấy trung bình hiệu năng dung lượng (hiệu quả sử dụng tài nguyên phổ biến) ta nhận được dung lượng của hệ thống được tăng lên nhiều lần nhưng vẫn đảm bảo chất lượng BER. Cách lập luận như vậy tương tự cho các hệ thống CDMA thích ứng, OFDM thích ứng... Tất cả các hệ thống này đều đạt được hiệu năng tốt nhất hay hiệu quả sử dụng tài nguyên tốt nhất cũng như khắc phục nhược điểm vốn có của môi trường truyền thông. Tuy nhiên ở đây ta mới chỉ nhìn nhận hệ thống ở góc độ từ kênh vật lý mà chưa đề cập các kênh logic. Vì vậy một cách sơ bộ có thể thấy rằng, một hệ thống thông minh sẽ phải có tính thích ứng cao và giải thuật tối ưu, và cũng là xu hướng tất yếu của các hệ thống truyền tin hiện đại, ở đó sẽ khẳng định sự hội tụ các công nghệ phần cứng cũng như phần mềm, hội tụ các tinh túy của các giải pháp kỹ thuật.

Vấn đề then chốt có ý nghĩa quyết định lên tính khả tin của hệ thống truyền thông thích ứng trong các miền (tài nguyên) được xét cho hệ thống là: (i) kênh truyền (mô phỏng kênh và thể hiện một cách chính xác nhất kịch bản kênh thực tế); (ii) thông tin trạng thái kênh CSI (ước tính và dự đoán kênh); (iii) các ngưỡng quyết định; (iv) tập các khái chức năng đặc trưng cho hệ thống cụ thể

như: điều chế/giải điều chế, mã hóa/giải mã, bộ lọc, cân bằng, khuếch đại, mã hóa kiểm sát lỗi... chúng thuộc loại tất định.

Như vậy, trong truyền thông vô tuyến di động, các đặc tính kênh vô tuyến di động có tầm quan trọng rất lớn, vì chúng không những ảnh hưởng trực tiếp lên chất lượng truyền dẫn mà còn ảnh hưởng lên dung lượng hệ thống. Trong các hệ thống vô tuyến thông thường (không phải các hệ thống vô tuyến thích ứng), các tính chất thông kê dài hạn của kênh được đo và đánh giá trước khi thiết kế hệ thống. Nhưng trong các hệ thống thích ứng, vấn đề này phức tạp hơn. Để đảm bảo hoạt động thích ứng đúng, cần phải liên tục nhận được thông tin về các tính chất thống kê ngắn hạn thậm chí tức thời của kênh.

#### ❖ Kênh và mô hình kênh

Trong khi “*kênh*” truyền thông biểu diễn môi trường vật lý giữa máy phát và máy thu, thì “**mô hình kênh**” trình bày quan hệ vào/ra của kênh ở dạng toán học hoặc thuật toán. Mô hình này có thể được rút ra từ đo đạc hoặc dựa trên lý thuyết truyền lan vật lý. Các mô hình dựa trên đo đạc dẫn đến việc đặc trưng hóa theo kinh nghiệm cho kênh trong miền tần số hoặc thời gian, và bao hàm các mô tả thống kê dưới dạng các biến ngẫu nhiên hoặc quá trình ngẫu nhiên. Các tham số của các phân bố cơ bản và các mật độ phổ công suất thường được ước tính từ số liệu đo. Trong khi các mô hình dựa trên đo đạc vẫn có mức độ tin tưởng cao về tính hợp lệ và thường là những mô hình hữu dụng nhất để thiết kế thành công, thì thường tỏ ra khó dùng và khó tổng quát hóa trừ phi phép đo mở rộng được tập hợp trên các môi trường phù hợp. Ví dụ, rất khó sử dụng các kết quả đo từ một vùng thành phố này để đặc trưng hóa mô hình cho vùng thành phố khác trừ khi một lượng lớn dữ liệu được tập hợp rộng về không gian và đa dạng về địa hình, và cần có lý thuyết cơ bản đủ mạnh để giải thích ngoại suy mô hình đó cho vị trí mới.

Việc triển khai mô hình toán cho truyền lan tín hiệu cần có hiểu biết sâu về các hiện tượng vật lý cơ bản. *Ví như:* để mô hình hóa cho kênh vô tuyến tầng điện ly, phải hiểu rõ truyền lan sóng vô tuyến. Tương tự, phải có hiểu biết cẩn bản về kiến thức quang học mới triển khai được mô hình cho sợi quang đơn mode và đa mode.

Một trong những thách thức khi lập mô hình kênh là chuyển mô hình truyền lan vật lý chi tiết thành dạng phù hợp để mô phỏng. Từ viễn cảnh vật lý, các mô hình toán có thể quá chi tiết hoặc có thể không ở dạng phù hợp để mô phỏng. *Ví như:* mô hình toán cho kênh vô tuyến có thể có dạng phương trình Maxwell. Mô hình này phải được đơn giản và được chuyển sang dạng thuận tiện như: hàm truyền đạt hoặc đáp ứng xung kim trước khi mô phỏng. May thay, có phần dễ dàng hơn so với việc rút ra các mô hình vật lý cơ bản và định rõ các tham số của những mô hình này. Một khi rút ra được mô hình vật lý và định rõ các giá trị của tham số, việc chuyển mô hình vật lý sang mô hình mô phỏng (thuật toán) thường dễ dàng.

#### ❖ Nhân tố ảnh hưởng hiệu năng và phân loại kênh vô tuyến

- ✓ **Tồn tại các nhân tố cơ bản làm hạn chế hiệu năng của hệ thống thông vô tuyến**
  - *Suy hao:* Cường độ trường giảm theo khoảng cách, thường trong khoảng từ 50 đến 150 dB tùy theo khoảng cách.
  - *Che chắn:* Các vật cản giữa trạm gốc và máy di động làm suy giảm thêm tín hiệu.

- *Pha định đa đường và phân tán thời gian:* Phản xạ, nhiễu xạ và tán xạ làm méo tín hiệu thu ở dạng trải rộng chúng theo thời gian. Tùy vào băng thông của hệ thống, yếu tố này dẫn đến làm thay đổi nhanh chóng độ tín hiệu và gây ra nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu (ISI: Inter Symbol Interference).
- *Nhiễu:* Các máy phát khác sử dụng cùng tần số hay các tần số lân cận gây nhiễu cho tín hiệu mong muốn. Đôi khi nhiễu được coi là tạp âm bổ sung.

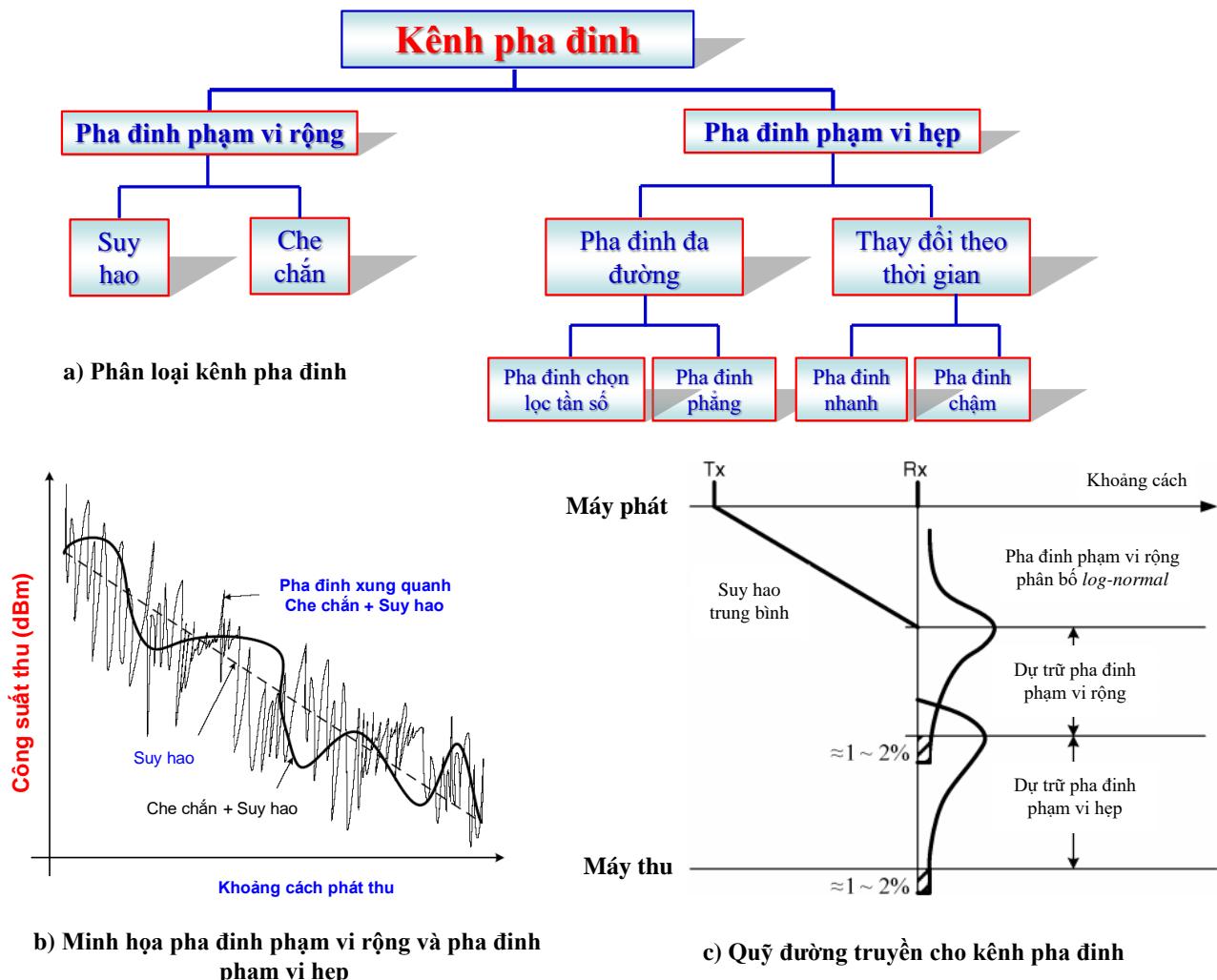
Cũng vậy, tổn hao đường truyền và pha định là 2 nhân tố quan trọng cần phải cân nhắc trong việc tính toán quỹ đường truyền.

#### ✓ **Phân loại kênh vô tuyến**

Có thể phân các kênh vô tuyến thành hai loại: "**pha định phạm vi rộng**" và "**pha định phạm vi hẹp**", cụ thể là: (1) với pha định phạm vi rộng, các mô hình truyền sóng truyền thống đánh giá công suất trung bình thu tại các khoảng cách cho trước so với máy phát. Đối với các khoảng cách lớn (vài km), các mô hình truyền sóng phạm vi rộng được sử dụng. Cũng vậy, Pha định phạm vi rộng xảy ra khi máy di động di chuyển trên khoảng cách lớn ví dụ như khoảng cách các ô trong mạng tế bào. Nó gây ra tổn thất tín hiệu đường truyền khi ở khoảng cách xa hoặc bị che chắn bởi các tòa nhà, địa hình xấu, cây cối... Các mô hình truyền sóng truyền thống đánh giá công suất trung bình thu tại các khoảng cách cho trước so với máy phát. Che chắn gây ra pha định chậm được đặc trưng bởi sự biến thiên giá trị tín hiệu giữa máy phát/thu trong vùng cố định và làm cho tín hiệu yếu đi. Nói cách khác pha định phạm vi rộng được đặc trưng bởi công suất trung bình và sự che chắn; (2) Pha định phạm vi hẹp mô tả sự thăng giáng nhanh sóng vô tuyến theo biên độ, pha và trễ đa đường trong khoảng thời gian ngắn (hay trên cự ly di chuyển ngắn). Pha định trong trường hợp này gây ra do truyền sóng đa đường. Kênh vô tuyến là kênh có bản tính ngẫu nhiên, nó có thể thay đổi từ các đường truyền thăng đến các đường bị che chắn nghiêm trọng tại các vị trí khác nhau. Khác với pha định phạm vi rộng, pha định phạm vi hẹp có sự thăng giáng nhanh hơn tùy theo tác động tăng cường hay giảm đi của nhiễu trong truyền dẫn đa đường khi máy di động di chuyển trong khoảng cách ngắn. Tùy thuộc vào hiệu ứng đa đường mà việc lựa chọn tần số hay tần số phẳng sẽ đặc trưng cho pha định phạm vi hẹp. Trong khi đó tùy thuộc vào sự biến thiên thời gian trong kênh theo tốc độ máy thu (hiệu ứng Doppler) hoặc pha định trong thời gian ngắn mà phân thành pha định nhanh hoặc pha định chậm.

Minh họa về pha định phạm vi rộng và pha định phạm vi hẹp được cho ở hình 4.1a và hình 4.1b. Từ hình 4.1b, ta có thể mường tượng tín hiệu thu tại anten cũng như *tính cách* của hai loại pha định này. Pha định phạm vi rộng được biểu thị bằng đường suy hao trung bình. Các tín hiệu mạnh thu có thể khác với các tín hiệu cùng khoảng cách so với máy phát do ảnh hưởng của che chắn từ các chướng ngại vật trên đường truyền, hơn nữa thành phần nhiễu xạ bị pha định phạm vi hẹp làm cho uốn cong trong khoảng thời gian ngắn biến thiên của tín hiệu đã bị che chắn trước đó.

**Quỹ đường truyền** là một công cụ quan trọng trong việc thiết kế hệ thống truyền thông vô tuyến, việc thống kê độ lợi và tổn hao tín hiệu trên kênh truyền sẽ cho phép tiên đoán độ mạnh của tín hiệu cùng với yêu cầu dự trữ công suất. Tổn hao đường truyền và pha định là 2 nhân tố quan trọng cần phải cân nhắc trong việc tính toán quỹ đường truyền. Hình 4.1c minh họa quỹ đường truyền bị ảnh hưởng bởi 2 nhân tố trên.

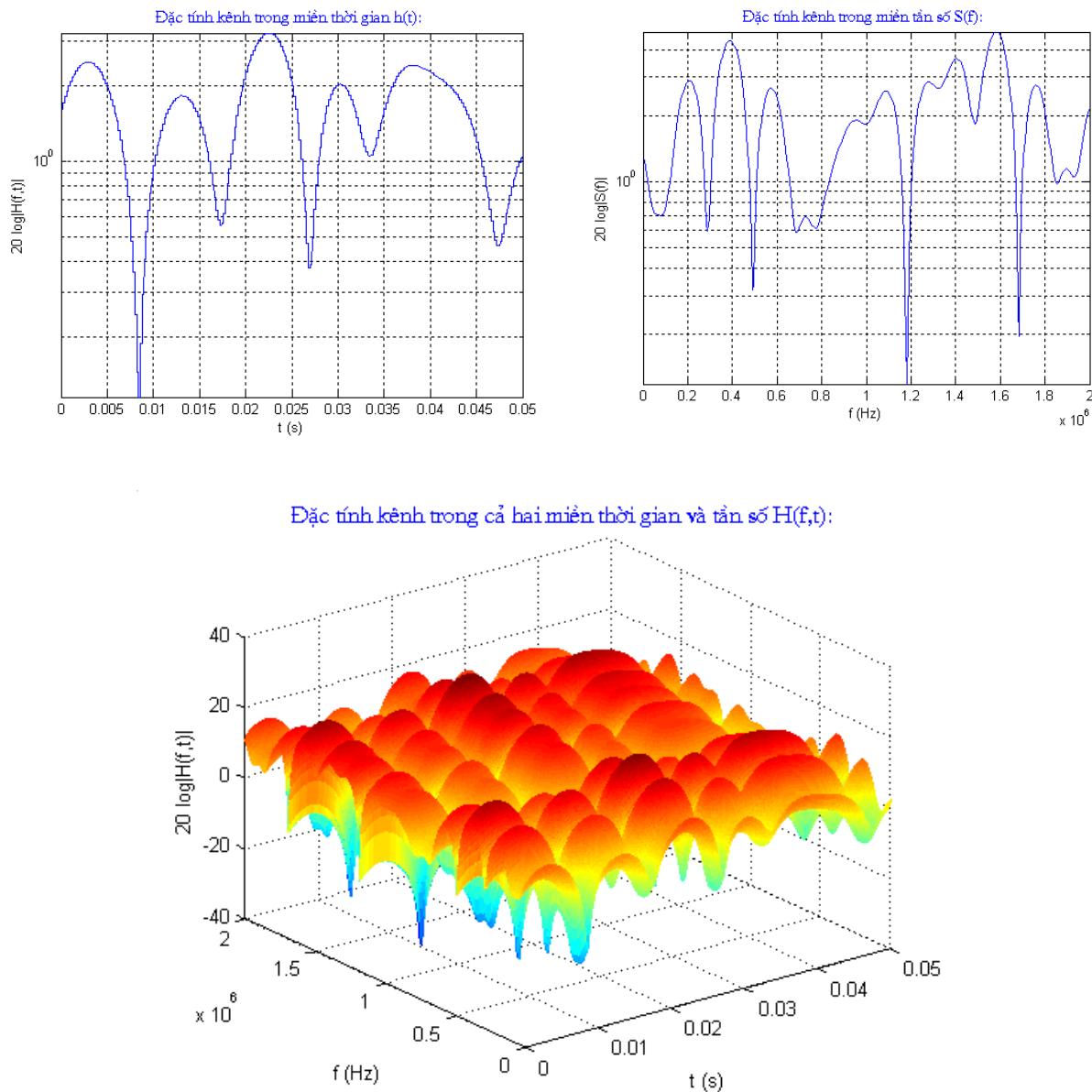


**Hình 4.1 Phân loại kênh pha định, ảnh hưởng của pha định lên tín hiệu và quỹ đường truyền cho kênh pha định**

Giá trị tồn hao trung bình có thể tiên đoán trước tại khoảng cách cho trước giữa máy phát và máy thu, nhưng che chắn và pha định phạm vi hẹp là có tính ngẫu nhiên cao, tức là kết quả của chúng chỉ có thể tiên đoán bằng xác suất phân bố ví dụ như pha định che chắn có đặc trưng là phân bố *log-normal*.

Do tính ngẫu nhiên của pha định mà một số quỹ công suất phải được bổ sung thêm để đảm bảo độ mạnh tín hiệu thu được như mong muốn (trên mức ngưỡng, hay độ nhạy của máy thu). Nói cách khác ta phải xác định độ dự trữ để đảm bảo cho công suất tín hiệu thu khoảng 98-99%. Như được minh họa trong hình 4.1c, độ dự trữ pha định phạm vi rộng và pha định phạm vi hẹp phải được thiết lập để duy trì tỷ lệ ngưỡng từ 1-2%, điều đó có nghĩa là công suất tín hiệu nhận được phải dưới mức mục tiêu thiết kế với xác suất chừng 0,02 hoặc ít hơn. Do đó kết quả phân tích trên bản chất là biểu thị đặc điểm có xác suất tự nhiên của pha định che chắn giống như suy hao truyền sóng.

Ở dạng tổng quát kênh là hàm của ba tham số: thời gian, không gian và tần số.



**Hình 4.2** Đặc tính kênh trong các miền thời gian và tần số và không gian

Hình 4.2 kênh có các đặc trưng khác nhau (biên độ chặng hạn) tại các thời điểm và tần số khác nhau. Kênh có các đặc tính khác nhau tại các tần số khác nhau, được gọi là *tính cách chọn lọc tần số* (hay phân tập tần số), pha định tương ứng là *pha định chọn lọc tần số*. Kênh có các đặc tính khác nhau tại các thời điểm khác nhau, được gọi là *tính chọn lọc thời gian* (hay phân tập thời gian), tương ứng là *pha định chọn lọc thời gian*. Dựa trên các đặc tính trên, ta có thể phân loại pha định kênh thành: pha định chọn lọc tần số (pha định phân tập tần số), pha định chọn lọc thời gian (phân tập thời gian), pha định chọn lọc không gian (pha định phân tập không gian).

Kênh vô tuyến của hệ thống thông tin không dây cũng thường được trình bày bằng khái niệm kênh truyền sóng trực xạ (LOS: Line of Sight) và kênh truyền sóng không trực xạ (NLOS: None Line of Sight): (i) Trong môi trường kênh truyền sóng trực xạ LOS, tín hiệu truyền trực tiếp và đường truyền không bị che chắn từ máy phát đến máy thu. Đường truyền LOS đòi hỏi hầu hết vùng Fresnel không có bất kỳ vật chắn nào, nếu không thì cường độ tín hiệu sẽ bị suy giảm đáng kể. Việc xác định khoảng hở cần thiết phụ thuộc vào tần số công tác và cự ly giữa máy phát và máy

thu; (*ii*) Trong môi trường kênh truyền không trực xạ NLOS, tín hiệu đến máy thu qua phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ. Vì vậy, tín hiệu tại máy thu gồm các thành phần từ: đường truyền trực tiếp; và các đường phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ. Các tín hiệu này có các trải trễ, suy hao, phân cực và độ ổn định khác nhau so với tín hiệu của đường truyền trực tiếp.

### ❖ Kênh vô tuyến băng siêu rộng UWB

Với truyền thông băng siêu rộng UWB ngoài những đặc điểm vốn có của vô tuyến băng hẹp, còn có những đặc điểm riêng như đã được trình bày ở các chương trước. Trong chương này, ta trình bày cẩn bản về kênh vô tuyến, truyền sóng và pha định, các tham số đặc trưng. Trên cơ sở đó, với tính chất đặc thù của hệ thống UWB, ta trình bày kênh và mô hình kênh UWB.

## 4.2 Kênh vô tuyến: Truyền sóng và pha định

### 4.2.1 Pha định phạm vi rộng

#### 4.2.1.1 Mô hình tổn hao đường truyền tổng quát

Mô hình truyền sóng thường được dùng để tiên đoán cường độ trường của tín hiệu thu trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS (*line-of-sight*) và thường được chấp nhận trong hệ thống thông tin vệ tinh. Gọi  $d$  là khoảng phát/thu, khi dùng anten tinh hướng có hệ số khuếch đại phát và thu tương ứng là  $G_{TX}$  và  $G_{RX}$ ,  $P_{RX}(d)$  là công suất tín hiệu thu tại khoảng cách  $d$  được cho bởi phương trình Friis như sau:

$$P_{RX}(d) = \frac{P_{TX}G_{TX}\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (4.1)$$

trong đó:  $P_{TX}$  là công suất phát (đơn vị W);  $\lambda$  là bước sóng công tác (đơn vị m);  $L$  là hệ số tổn hao của hệ thống độc lập với môi trường truyền sóng. Hệ số suy hao này biểu trưng cho tổn hao ở phần cứng hệ thống bao gồm như: cáp, bộ lọc và anten. Nói chung, thường thì  $L > 1$ ,  $L=1$  là khi coi không có tổn hao trong phần cứng hệ thống. Hiện nhiên, từ phương trình (4.1) cho thấy, công suất của tín hiệu thu suy giảm theo bình phương của khoảng cách  $d$ . Suy hao trong không gian tự do  $PL_{FS}(d)$  khi  $L=1$  được rút ra trực tiếp từ phương trình (4.1) là:

$$PL_{FS}(d) [dB] = 10 \log \left( \frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left( \frac{G_{TX}G_{RX}\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) \quad (4.2)$$

Trường hợp độ lợi của anten  $G_{TX}=G_{RX}=1$  phương trình (4.2) được viết lại:

$$PL_{FS}(d) [dB] = 10 \log \left( \frac{P_{Tx}}{P_{Rx}} \right) = 20 \log \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (4.3)$$

Hình 4.3a biểu diễn tổn hao đường truyền trong không gian tự do tại tần số sóng mang  $f_c = 1,5$  GHz theo khoảng cách tại các giá trị của độ lợi anten khác nhau. Hiện nhiên là, tổn hao đường truyền tăng lên khi độ lợi anten giảm. Như đã trình bày, mô hình truyền sóng trong không gian tự do, tín hiệu thu trung bình trong tất cả các môi trường thực tế đều giảm theo khoảng cách phát/thu  $d$  ở dạng hàm logarit. Thực tế, dạng tổng quát hơn của mô hình tổn hao đường truyền thường được

xây dựng bằng cách điều chỉnh số mũ suy hao  $n$  phù hợp với môi trường. Thường được xét ở dạng mô hình logarit suy hao theo khoảng cách  $d$ , được cho bởi:

$$PL_{LD}(d)[dB] = PL_{FS}(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.4)$$

trong đó  $d_0$  là khoảng cách tham chiếu, và thành phần suy hao trong không gian tự do theo biểu thức (4.2). Bảng 4.1 cho thấy, số mũ suy hao nhận các giá trị từ 2 đến 6 tùy thuộc vào môi trường truyền sóng. Lưu ý rằng,  $n=2$  tương ứng với không gian tự do. Hơn nữa  $n$  có xu hướng tăng lên khi có nhiều vật cản trong môi trường truyền sóng. Trong khi đó khoảng cách tham chiếu  $d_0$  phải được định rõ cho các môi trường truyền sóng khác nhau. Ví như:  $d_0=1$  km cho mạng tế bào vùng phủ rộng (chẳng hạn, bán kính phủ sóng lớn hơn 10 km). Tuy nhiên  $d_0=100$  m đối với mạng vĩ mô có bán kính 1 km, hoặc 1m với mạng vi mô.

**Bảng 4.1** Số mũ tổn hao truyền sóng,  $n$

Môi trường	Số mũ tổn hao $n$
Không gian tự do	2
Mạng tế bào vùng thành thị	2,7 - 3,5
Mạng tế bào vùng thành thị có che chắn	3 - 5
Tòa nhà có tầm nhìn thẳng, LOS	1,6 - 1,8
Tòa nhà có vật cản	4-6
Khu công nghiệp có vật cản	2-3

Hình 4.3b biểu diễn tổn hao đường truyền theo khoảng cách bởi biểu thức (4.5) tại tần số sóng mang  $f_c = 1,5$  GHz và tại các giá trị của số mũ tổn hao  $n$  khác nhau. Mặc dù cùng khoảng cách phát/thu, nhưng các môi trường truyền sóng khác nhau thì suy hao cũng khác nhau, mỗi đường truyền sóng có thể có suy hao khác vì việc đánh giá kênh tại các vị trí của máy thu khác nhau. Tuy nhiên, tất cả các mô hình suy hao đã nói ở trên đều không xét đến tình huống này. Mô hình che chắn *log-normal* rất hữu dụng và sát thực hơn. Gọi  $X_\sigma$  là biến ngẫu nhiên Gausơ trung bình không và độ lệch chuẩn  $\sigma$ . Mô hình che chắn *log-normal* được cho bởi:

$$\begin{aligned} PL(d)[dB] &= \overline{PL}(d) + X_\sigma \\ &= \underbrace{PL_F(d_0) + 10 \times n \times \log\left(\frac{d}{d_0}\right)}_{+ X_\sigma} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Nói cách khác, mô hình này cho phép ta xét ảnh hưởng của che chắn ngẫu nhiên  $X_\sigma$  lên tín hiệu thu tại khoảng cách  $d$ . Hình 4.3c biểu diễn tổn hao đường truyền theo mô hình che chắn *log-normal* tại  $f_c = 1,5$  GHz khi  $\sigma = 3$  dB và  $n = 2$ . Ta thấy rõ, ảnh hưởng ngẫu nhiên của che chắn lên suy hao đường truyền hay tín hiệu thu (xem hình 4.3c).

#### 4.2.1.2. Mô hình Okumura/Hata

Mô hình Okumura nhận được từ thực nghiệm để tính toán độ cao anten và vùng phủ sóng cho hệ thống thông tin di động, là một trong những mô hình tồn hao đường truyền được chấp nhận nhất cho phép dự đoán tồn hao truyền sóng trong vùng thành thị. Mô hình này bao gồm hệ thống thông tin di động làm việc tại: băng tần từ 500 – 1500MHz; bán kính tế bào khoảng 1-100 km; độ cao anten từ 30 – 1000 m. Tồn hao đường truyền tại khoảng cách  $d$  trong mô hình Okumura được cho bởi biểu thức:

$$PL_{Ok}(d) [dB] = PL_{FS} + A_{MU}(f, d) - G_{RX} - G_{TX} + G_{AREA} \quad (4.6)$$

trong đó:  $A_{MU}(f, d)$  là hệ số suy giảm trung bình tại tần số  $f$ ;  $G_{TX}$  và  $G_{RX}$  là độ lợi anten phát và anten thu;  $G_{AREA}$  là độ lợi trung bình cho môi trường truyền sóng trong vùng đặc biệt. Lưu ý rằng, độ lợi  $G_{RX}$  và  $G_{TX}$  chỉ là một hàm của độ cao anten trong đó tính đến các yếu tố khác như mẫu bức xạ của anten. Trong khi đó,  $A_{MU}(f, d)$  và  $G_{AREA}$  được tham chiếu từ các kết quả đo thực nghiệm của Okumura.

Mô hình Okumura được mở rộng để phủ sóng cho nhiều môi trường khác nhau như vùng thành thị, ngoại ô và các vùng mở rộng, và được gọi là mô hình Hata. Thực tế hiện nay, mô hình Hata là mô hình suy hao đường truyền phổ biến nhất. Với độ cao anten phát  $h_{TX}[m]$ , tần số sóng mang  $f_c$ , suy hao tại khoảng cách  $d[m]$  trong vùng thành thị được tính bởi biểu thức Hata như sau:

$$\begin{aligned} PL_{Hata,U}(d) [dB] = & 69,55 + 26,16 \log_{10} f_c - 13,82 \log_{10} h_{TX} \\ & - C_{RX} + (44,9 - 6,55 \log_{10} h_{TX}) \log_{10} d \end{aligned} \quad (4.7)$$

trong đó:  $C_{RX}$  là hệ số tương quan của anten thu, nó tùy thuộc vào độ rộng vùng phủ sóng.

Đối với vùng phủ sóng nhỏ và trung bình  $C_{RX}$  được tính theo:

$$C_{Rx} = 0,8 + (1,1 \log_{10} f_c - 0,7) h_{RX} - 1,56 \log_{10} f_c \quad (4.8)$$

trong đó  $h_{RX}[m]$  là độ cao anten phát.

Đối với vùng phủ sóng lớn  $C_{RX}$  còn tùy thuộc vào tần số sóng mang:

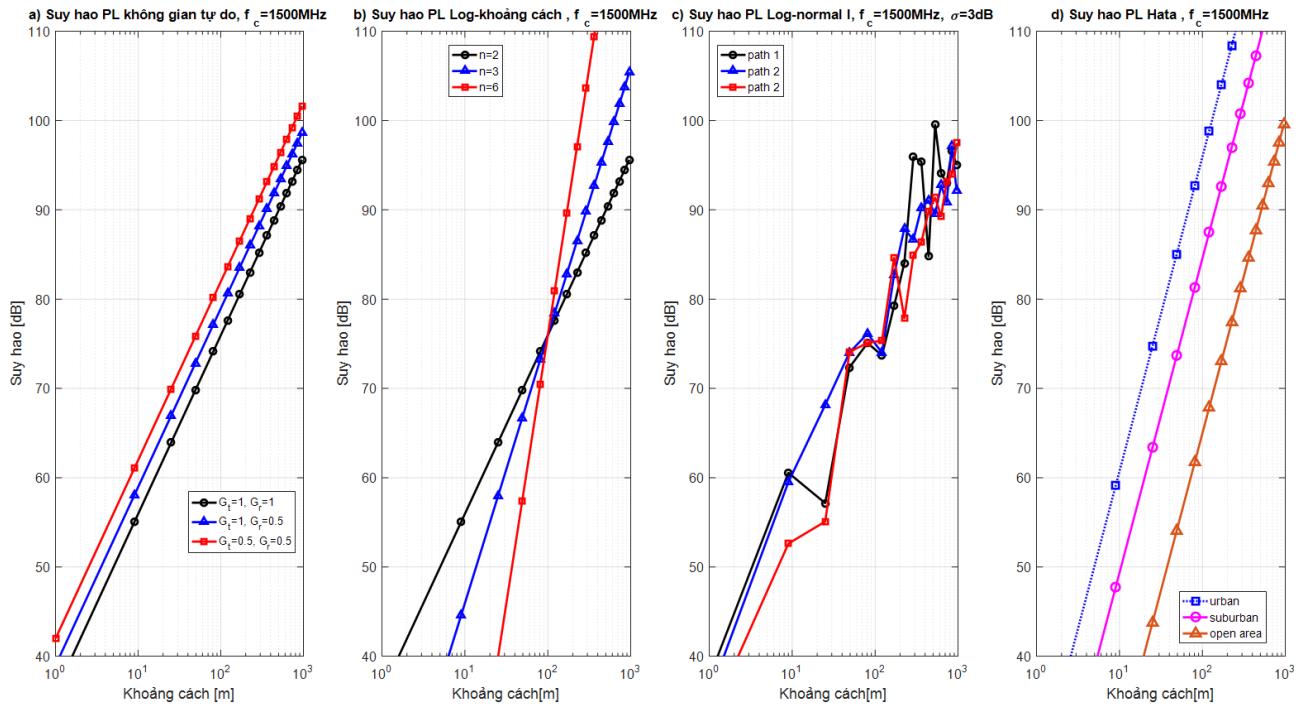
$$C_{Rx} = \begin{cases} 8,29 (\log_{10} (1,5 h_{RX}))^2 - 1,1 & 150\text{MHz} \leq f_c \leq 200\text{MHz} \\ 3,2 (\log_{10} (11,75 h_{RX}))^2 - 4,97 & 200\text{MHz} \leq f_c \leq 1500\text{MHz} \end{cases} \quad (4.9)$$

Trong khi đó, suy hao tại khoảng cách  $d$  ở vùng ngoại ô và vùng mở như sau:

$$PL_{Hata,SU}(d)[dB] = PL_{Hata,U}(d) - 2 \left( \log_{10} \frac{f_c}{28} \right)^2 - 5,4 \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} PL_{Hata,O}(d)[dB] = & PL_{Hata,U}(d) - 4,78 (\log_{10} f_c)^2 \\ & + 18,33 \log_{10} f_c - 40,97 \end{aligned} \quad (4.11)$$

Hình 4.3d biểu diễn tần số hao đường truyền sóng đối với 3 môi trường: vùng thành thị; ngoại ô; và vùng mở, theo biểu thức (4.7), (4.10) và (4.11) tương ứng, ta thấy vùng thành thị có suy hao đáng kể nhất so với các vùng khác, do mật độ vật cản trong vùng thành thị nhiều hơn.



**Hình 4.3:** Tần số hao đường truyền trong pha định phạm vi rộng

#### 4.2.1.3. Mô hình IEEE 802.16d

Mô hình 802.16d dựa trên mô hình tần số hao che chấn *log-normal*. Tồn tại 3 loại mô hình (A, B và C), tùy thuộc vào mật độ vật cản che chấn giữa máy phát và máy thu trong vùng vĩ ô (vùng ngoại ô). Bảng 4.2 mô tả 3 loại mô hình trên, trong đó ART (*Above-Roof-Top*) biểu thị chớp trên mái nhà, và BRT (*Below-Roof-Top*) biểu thị cho dưới chớp mái nhà. Mô hình tần số hao IEEE 802.16d cho bởi biểu thức:

$$PL_{802.16}(d)[dB] = PL_{FS}(d_0) + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + C_f + C_{RX} \text{ với } d > d_0 \quad (4.12)$$

**Bảng 4.2** Các loại mô hình tần số hao IEEE 802.16d

Loại	Mô tả
A	Vùng ngoại ô (vĩ Ô), ART đến BRT đối với địa hình đồi núi, nhiều cây
B	Vùng ngoại ô (vĩ Ô), ART đến BRT đối với điều kiện suy hao trung bình
C	Vùng ngoại ô (vĩ Ô), địa hình bằng phẳng ít cây

Trong phương trình (4.12),  $d_0 = 100$  m và  $\gamma = a - bh_{TX} + c/h_{TX}$  trong đó  $a$ ,  $b$  và  $c$  là các hằng phụ thuộc vào loại mô hình kênh, được cho trong bảng 4.3 và  $h_{TX}$  là độ cao anten phát (thường từ 10 – 80 m),  $C_f$  là hệ số tương quan đối với tần số sóng mang  $f_c$  được xác định bởi biểu thức:

$$C_f = 6\log_{10}(f_c / 2000) \quad (4.13)$$

**Bảng 4.3: Tham số đối với các mô hình IEEE 802.11d loại tồn hao A, B và C**

Tham số	Loại A	Loại B	Loại C
A	4,6	4	3,6
B	0,0075	0,0065	0,005
C	12,6	17,1	20

Trong khi đó,  $C_{RX}$  là hệ số tương quan của anten thu được cho bởi biểu thức:

$$C_{RX} = \begin{cases} -10,8\log_{10}(h_{RX} / 2), & \text{đối với loại A và B} \\ -20,8\log_{10}(h_{RX} / 2), & \text{đối với loại C} \end{cases} \quad (4.14)$$

Hoặc

$$C_{RX} = \begin{cases} -10\log_{10}(h_{RX} / 3), & \text{khi } h_{RX} \leq 3m \\ -20\log_{10}(h_{RX} / 3), & \text{khi } h_{RX} > 3m \end{cases} \quad (4.15)$$

Hệ số tương quan trong phương trình (4.14) dựa vào kết quả đo kiểm của AT&T trong khi đó  $C_{RX}$  trong phương trình (4.15) dựa vào đo kiểm của Okumura.

Hình 4.4a biếu diễn tồn hao đường truyền bởi mô hình IEEE 802.16d theo khoảng cách tại tần số sóng mang 2 GHz, trong đó thay đổi độ cao anten phát và cố định độ cao anten thu 30 m. Lưu ý rằng, khi độ cao anten phát thay đổi từ 2 đến 10 m, có một điểm gián đoạn tại khoảng cách 100 m, nó gây ra một vài dự đoán trái chiều về suy hao. Ví như: suy hao tại khoảng cách 101 m lớn hơn tại 99 m là 8 dB ngay cả khi không có che chắn trong mô hình suy hao này. Điều đó hàm ý rằng, tồn tại một khoảng cách tham chiếu mới  $d_{00}$  phải được định nghĩa để điều chỉnh mô hình hiện tại. Khoảng cách tham chiếu mới này được xác định bằng cách cân bằng suy hao trong biểu thức (4.12) đối với suy hao trong không gian tự do ở phương trình (4.3), sao cho:

$$20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_{00}}{\lambda}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_{00}}{\lambda}\right) + 10\gamma\log_{10}\left(\frac{d_{00}}{d_0}\right) + C_f + C_{RX} \quad (4.16)$$

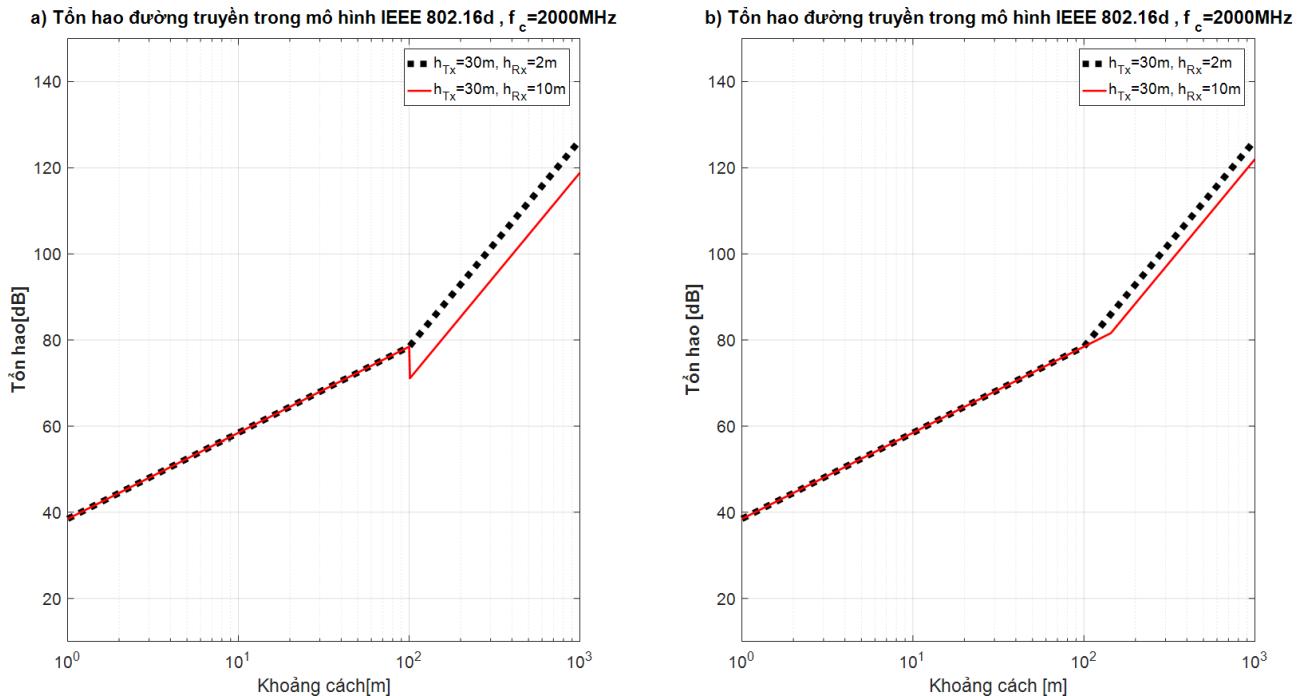
Giải phương trình (4.16) theo  $d_{00}$ , ta được khoảng cách tham chiếu mới là:

$$d_{00} = d_0 10^{-\frac{C_f + C_{RX}}{10\gamma}} \quad (4.17)$$

Thay  $d_{00}$  vào (4.12) ta được:

$$PL_{M802.16}(d)[\text{dB}] = \begin{cases} 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right) & , \quad d \leq d_{00} \\ 20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_{00}}{\lambda}\right) + 10.\gamma.\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + C_f + C_{RX} & , \quad d > d_{00} \end{cases} \quad (4.18)$$

Hình 4.4b cho thấy suy hao đường truyền theo mô hình suy hao IEEE 802.16d điều chỉnh (4.18), trong đó điểm ngắt là ngắn hơn so với hình 4.4a.



**Hình 4.4:** TônhaođườngtruyềntrongmôhìnhIEEE802.16d

## Sim\_UWB 4.01

Chương trình thực hiện tính toán và biểu diễn tốn hao đường truyền trong môi trường kênh pha định phạm vi rộng và tốn hao đường truyền trong mô hình kênh IEEE 802.16d được cho bởi chương trình **Sim\_UWB 4.01**. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.3 và hình 4.4 như đã được phân tích ở trên. Muốn vậy ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh pha định phạm vi rộng, cụ thể được thấy trong chương trình này. Dưới đây ta tóm tắt các chương trình con được dùng trong Sim\_UWB 4.01.

**Prog 4.01** Chương trình thực hiện tính suy hao đường truyền trong không gian tự do. Chương trình nhận 04 đầu vào: tần số sóng mang,  $fc$ ; khoảng cách phát/thu,  $dist$ ; độ lợi anten phát,  $Gt$ ; độ lợi anten thu,  $Gr$ . Kết quả đầu ra của chương trình là tốn thất đường truyền trong không gian tự do,  $PL$ . Thực hiện chương trình bằng lệnh:

$[PL] = \text{uwb40101\_PL\_free}(fc, dist, Gt, Gr)$

**Prog 4.02** Chương trình thực hiện tính suy hao đường truyền theo khoảng cách trong môi trường pha định phạm vi rộng che chắn phân bố *log-normal*. Chương trình nhận 05 đầu vào: tần số

sóng mang,  $fc$ ; khoảng cách phát/thu,  $d$ ; khoảng cách tham chiếu,  $d0$ ; số mũ tổn hao truyền sóng,  $n$ ; phương sai,  $sigma$ . Đầu ra của chương trình là suy hao đường truyền trong môi trường che chắn phân bố *log-normal*,  $PL$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$[PL] = \text{uwb40102\_PL\_logdist\_or\_norm}(fc, d, d0, n, sigma)$

**Prog 4.03** Chương trình tính tổn thất đường truyền theo mô hình Hata. Chương trình nhận 5 đầu vào: tần số sóng mang,  $fc$ ; khoảng cách phát/thu,  $d$ ; độ cao anten phát,  $htx$ ; độ cao anten thu,  $hrx$ ; loại môi trường ('*urban*', '*suburban*', '*open*'),  $Etype$ . Kết quả đầu ra của chương trình là suy hao đường truyền theo mô hình Hata,  $PL$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$[PL] = \text{uwb40104\_PL\_Hata}(fc, d, htx, hrx, Etype)$

**Prog 4.04** Chương trình thực hiện tính tổn hao đường truyền theo mô hình IEEE 802.16d. Chương trình nhận 7 đầu vào: tần số sóng mang,  $fc$ ; khoảng cách phát/thu,  $d$ ; độ cao anten phát,  $htx$ ; độ cao anten thu,  $hrx$ ; loại môi trường ('*A*', '*B*' hoặc '*C*'),  $Etype$ ; hệ số tương quan,  $corr\_fact$ ; thiết lập loại mô hình được chọn,  $mod$ . Đầu ra của chương trình là suy hao đường truyền theo mô hình IEEE 802.16d,  $PL$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$[PL] = \text{uwb40105\_PL\_IEEE80216d}(fc, d, type, htx, hrx, corr\_fact, mod)$

#### 4.2.2 Pha định phạm vi hẹp

Khác biệt với pha định phạm vi rộng, pha định phạm vi hẹp được coi là pha định trong thời gian ngắn. Pha định (thăng giáng) là sự thay đổi nhanh về mức tín hiệu thu trong khoảng thời gian ngắn khi thiết bị đầu cuối của người dùng di chuyển với cự ly ngắn. Do ảnh hưởng của truyền sóng đa đường, gây ra giao thoa nhau tại anten thu với mức độ thay đổi pha khác nhau (ví như, mức độ đồng pha và mức độ ngược pha nhau). Nói cách khác, mức độ thay đổi biên độ của tín hiệu thu phụ thuộc vào mối quan hệ về pha giữa các đường truyền phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ tại anten thu. Hơn nữa, mỗi thành phần đa đường phải chịu ảnh hưởng bởi tính di động trong môi trường truyền sóng cũng như sự di chuyển của thiết bị di động. *Tóm lại*, tính di động và truyền sóng đa đường là hai nhân tố đặc trưng cơ bản nhất của pha định phạm vi hẹp, mức độ pha định (mức độ thăng giáng) của tín hiệu thu phụ thuộc chủ yếu bởi mức độ di động cũng như số lượng thành phần đa đường.

##### 4.2.2.1 Các tham số của pha định phạm vi hẹp

Đặc trưng của kênh pha định đa đường thường được xác định bởi lý lịch trễ công suất (PDP). Bảng 4.4 là minh họa điển hình về PDP đặc tả cho kênh đi bộ (theo ITU-R), trong đó 4 thành phần đa đường được đặc trưng bởi trễ tương đối và công suất trung bình của chúng. Trễ tương đối là trễ trội so với thời gian tham chiếu (đường truyền đầu tiên đến anten thu), công suất trung bình của mỗi đường truyền được chuẩn hóa theo đường truyền thứ nhất.

**Bảng 4.4** Lý lịch trễ công suất của mô hình kênh đi bộ (mô hình A) theo ITU-R

Đường truyền thứ	Trễ tương đối (ns)	Công suất trung bình (dB)
1	0	0,0
2	110	-9,7
3	190	-19,2

4	410	-22,8
---	-----	-------

Trễ trội trung bình và trại trẽ trung bình quân phương (**rms-ds**) là hai tham số kênh hữu dụng để so sánh các kênh pha định đa đường, đặc biệt là, được coi là nguyên tắc chung (kim chỉ nam) để thiết kế hệ thống truyền dẫn không dây. Gọi  $\tau_\ell$  là thời gian trẽ của đường truyền thứ  $\ell$ ,  $a_\ell$  là biên độ của đường truyền thứ  $\ell$ , và  $p(\tau_\ell)$  là công suất của đường truyền thứ  $\ell$ . Nói cách khác,  $\{\tau_\ell; a_\ell; p(\tau_\ell)\}$  là 03 tham số đặc tả cho đường truyền sóng thứ  $\ell$  tại anten thu.

#### ✓ Trại trẽ trung bình quân phương

Trại trẽ là một tính chất quan trọng của kênh vô tuyến để đặc tả độ dài của một đáp ứng xung kim của kênh  $h(t,t)$ . Trẽ trội là một khái niệm được sử dụng để biểu thị mức độ trẽ của một đường truyền so với đường truyền đến sớm nhất (thường là LOS: đường truyền trực tiếp, truyền sóng trực xạ).

Trẽ trội trung bình được xác định theo moment thứ nhất của lý lịch trẽ công suất  $p(\tau)$  được xác định như sau:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{\ell} a_{\ell}^2 \tau_{\ell}}{\sum_{\ell} a_{\ell}^2} = \frac{\sum_{\ell} \tau_{\ell} P(\tau_{\ell})}{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell})} \quad (4.19)$$

Trại trẽ trung bình quân phương **rms-ds** (ký hiệu là  $\sigma_{\tau}$ ) được cho bởi căn bậc hai của moment trung tâm bậc hai của PDP là:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (4.20)$$

trong đó

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{\ell} a_{\ell}^2 \tau_{\ell}^2}{\sum_{\ell} a_{\ell}^2} = \frac{\sum_{\ell} \tau_{\ell}^2 P(\tau_{\ell})}{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell})} \quad (4.21)$$

Từ phương trình (4.19) và (4.21), trại trẽ trung bình quân phương **rms-ds** (4.20) được viết lại là:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} = \sqrt{\frac{\sum_{\ell} \tau_{\ell}^2 P(\tau_{\ell})}{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell})} - \left( \frac{\sum_{\ell} \tau_{\ell} P(\tau_{\ell})}{\sum_{\ell} P(\tau_{\ell})} \right)^2}$$

trong đó  $P(\tau_{\ell})$  là công suất không thể bỏ qua tại thời gian trẽ trội  $\tau_{\ell}$  được xác định từ lý lịch trẽ công suất PDP.

#### ✓ Trẽ trội cực đại

Trẽ trội cực đại (tại XdB),  $\tau_{\max}$  của lý lịch trẽ công suất được định nghĩa là trẽ thời gian mà ở đó năng lượng của đa đường giảm XdB so với năng lượng cực đại.

### ✓ Băng thông nhất quán

Băng thông nhất quán  $B_c$  là giá trị mô tả dải tần số mà tại đó kênh vẫn ít thay đổi. Trải trẽ trung bình quân phương tỷ lệ nghịch với băng thông nhất quán và ngược lại, mặc dù quan hệ chính xác của chúng là một hàm phụ thuộc vào cấu trúc đa đường. Ta ký hiệu băng thông nhất quán là  $B_c$  và trải trẽ trung bình quân phương là  $\sigma_\tau$ . Nếu biết trải trẽ của kênh, thì băng thông nhất quán xác định theo khoảng tần số mà hàm truyền đạt tần số phức của kênh có mức độ tương quan ít nhất là 0,9 được xác định như sau:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (4.22)$$

Một đánh giá gần đúng,  $B_c$  thông dụng hơn cho độ rộng băng thông với tương quan ít nhất bằng 0,5 là:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (4.24)$$

Quan hệ chính xác giữa  $B_c$  và  $\sigma_\tau$  phụ thuộc vào định nghĩa tính nhất quán, tuy nhiên quan hệ (4.24) cho thấy  $B_c$  tỷ lệ nghịch với  $\tau_{\max}$ . Vì hai thông số trên liên quan chặt chẽ với nhau nên ta có thể chỉ cần xét một thông số trong quá trình thiết kế hệ thống.

#### 4.2.1.2 Pha định chọn lọc tần số và pha định chọn lọc thời gian

Khi máy thu di chuyển, thì loại pha định tương ứng ở máy thu tùy thuộc vào đặc tính kênh truyền và tham số của tín hiệu truyền dẫn như băng thông hay chu kỳ ký hiệu của tín hiệu. Trong đó kênh được đặc trưng bởi 2 tham số kênh là trải trẽ đa đường và trải tần số Doppler, mỗi loại gây ra mức độ phân tán về thời gian và phân tán về tần số khác nhau. Tùy theo độ lớn của phân tán về thời gian hay phân tán về tần số sẽ tạo nên pha định lựa chọn tần số hoặc pha định lựa chọn thời gian.

#### ❖ Pha định do tán thời: Kênh pha định lựa chọn tần số

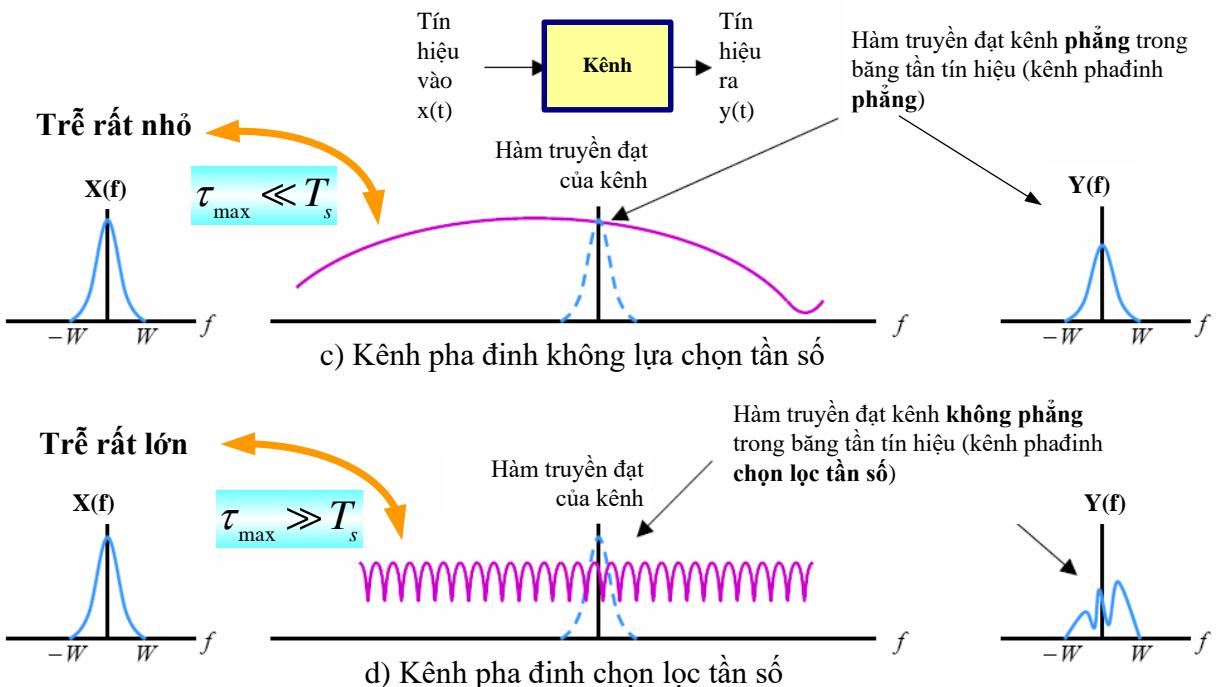
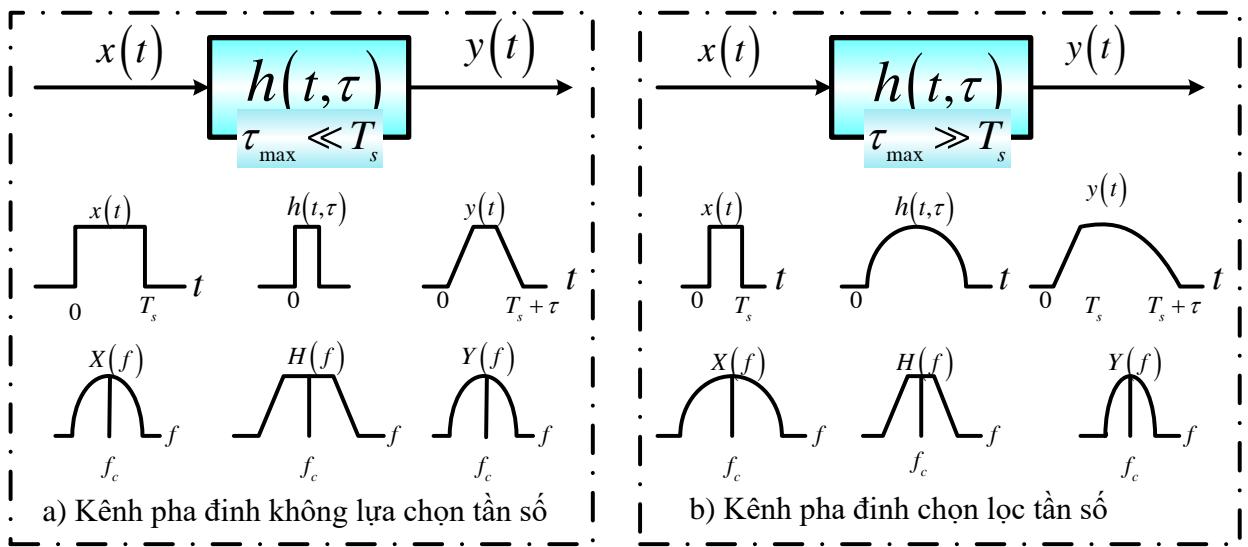
Do phân tán thời gian mà tín hiệu phát bị pha định trên vùng tần số ở dạng chọn lọc tần số (*frequency-selective*) hoặc không chọn lọc tần số (*frequency-nonselective*) và tương ứng là pha định chọn lọc tần số hoặc pha định không chọn lọc tần số. Đối với đáp ứng tần số của kênh cho trước, thì tính chọn lọc tần số của kênh thường bị chi phối bởi băng thông của tín hiệu, nghĩa là, việc xác định kênh là kênh pha định chọn lọc tần số hay kênh pha định phẳng dựa vào quan hệ giữa băng thông của tín hiệu và băng thông nhất quán của kênh. Cụ thể là, kênh được coi là kênh pha định chọn lọc tần số nếu độ rộng băng tần nhất quán của kênh lớn hơn độ rộng băng tần của tín hiệu, ngược lại coi là kênh pha định phẳng. Hình 4.5 minh họa một cách trực giác đặc tính kênh bị ảnh hưởng bởi băng thông tín hiệu trong miền tần số và miền thời gian, trong đó ta đặc biệt lưu ý minh họa về khái niệm kênh pha định chọn lọc tần số và kênh pha định phẳng. Do phân tán thời gian do đa đường mà đáp ứng tần số của kênh biến đổi theo tần số, tín hiệu phát phải chịu pha định phẳng (không lựa chọn tần số) khi băng thông của tín hiệu đủ hẹp so với băng thông *nhất quán* của kênh. Mặt khác, khác tín hiệu phải chịu pha định lựa chọn tần số khi băng thông của tín hiệu đủ rộng so với băng thông nhất quán của kênh.

Như được thấy trong hình 4.5 a) và c), trong đó chu kỳ ký hiệu  $T_s$  lớn hơn trải trẽ  $\tau$  của đáp ứng xung kênh  $h(t, \tau)$ , nghĩa là  $T_s >> \sigma_\tau$ , hay  $T_s >> \tau_{\max}$  tín hiệu thu chịu pha định phẳng bởi lẽ

băng thông nhất quán của kênh rộng hơn băng thông của tín hiệu, đồng thời biên độ của tín hiệu không bị thay đổi và đáp ứng pha tuyến tính trong băng thông của nó, khi này hiện tượng xuyên nhiễu giữa các ký hiệu (ISI) là không đáng kể. Tóm lại, tín hiệu phát được coi là bị pha định phẳng với điều kiện sau:

$$B_c \gg B_s \text{ và } T_s \gg \sigma_\tau \quad (4.25)$$

trong đó  $B_s$  và  $T_s$  lần lượt là băng thông và chu kỳ ký hiệu của tín hiệu phát còn  $B_c$  và  $\sigma_\tau$  là băng thông nhất quán và trai trẽ trung bình quân phương rms-ds của kênh.



**Hình 4.5** Đặc trưng của pha định do phân tán thời gian trên kênh đa đường

Như đã trình bày ở trên tín hiệu phát phải chịu pha định chọn lọc tần số khi kênh vô tuyến có một đáp ứng biên độ và đáp ứng pha không tuyến tính trong băng tần hẹp hơn băng tần của tín

hiệu, khi này đáp ứng xung kim của kênh có trải trễ rộng hơn chu kỳ ký hiệu của tín hiệu phát ( $\tau \gg T_s$  hay  $\sigma_\tau \gg T_s$ ). Do chu kỳ của ký hiệu dữ liệu ngắn hơn so với trải trễ đa đường của kênh, nên các thành phần đa đường tạo ra nhiều bản sao bị trễ của *cùng một* tín hiệu phát và chúng chồng lên nhau, hậu quả là, gây ra ISI nghiêm trọng. Như được minh họa trong hình 4.5b và hình 4.5d, cho thấy mức độ ISI trong miền thời gian là do trải trễ của kênh  $\tau$  lớn hơn so với chu kỳ của ký hiệu dữ liệu. Khi này, băng thông của tín hiệu  $B_s$  lớn hơn băng thông nhất quán của kênh  $B_c$ . Vì thế, biên độ của tín hiệu thu sẽ khác nhau tại các tần số khác nhau (tính chất chọn lọc tần số của kênh) trong băng thông của tín hiệu. Tóm lại tín hiệu phát bị pha định lựa chọn tần số khi:

$$B_s > B_c \text{ và } \sigma_\tau \gg T_s \quad (4.26)$$

#### ❖ Pha định do tán tần: Kênh pha định lựa chọn thời gian

Do chuyển động của máy di động, hiệu ứng Doppler gây ra dịch tán số đối với từng sóng mang thành phần. Tốc độ thay đổi của các đáp ứng kênh phụ thuộc vào tốc độ chuyển động của đầu cuối di động và liên quan đến trải Doppler. Tùy thuộc vào mức độ trải rộng Doppler mà tín hiệu bị pha định nhanh hoặc pha định chậm trong miền thời gian. Trong kênh pha định nhanh, thời gian nhất quán nhỏ so với chu kỳ của ký hiệu dữ liệu, nên đáp ứng xung kênh biến đổi nhanh trong chu kỳ của ký hiệu dữ liệu, biến thiên trong miền thời gian có mối liên hệ mật thiết tới sự di chuyển của máy phát và máy thu, và trong miền tần số nó phải chịu ảnh hưởng của dịch Doppler. Cụ thể là, ảnh hưởng của dịch tần Doppler làm nở rộng (dãn, trải rộng) phổ tần của tín hiệu truyền qua kênh này (minh họa ở hình 4.6a và hình 4.6b).

Thời gian nhất quán xác định tính "*tĩnh*" của kênh. Thời gian nhất quán là thời gian mà ở đó kênh tương quan rất mạnh với biên độ của tín hiệu thu. Ta ký hiệu thời gian nhất quán là  $T_c$ . Các ký hiệu khác nhau truyền qua kênh trong khoảng nhỏ hơn nhiều thời gian nhất quán chịu ảnh hưởng pha định như nhau. Vì thế ta nhận được một kênh pha định khá chậm. Các ký hiệu khác nhau truyền qua kênh bên không nhỏ hơn nhiều so thời gian nhất quán sẽ bị ảnh hưởng pha định khác nhau. Khi này ta được một kênh pha định khá nhanh. Như vậy, do ảnh hưởng của pha định nhanh, một số phần của ký hiệu sẽ chịu tác động pha định lớn hơn các phần khác. Bằng cách ấn định giá trị cho một thông số nhất định cho hệ thống truyền dẫn, ta có thể nhận được kênh pha định chậm thay vì kênh pha định nhanh và nhờ vậy đạt được hiệu năng tốt hơn. Thời gian nhất quán chịu ảnh hưởng trực tiếp của dịch Doppler, nó là thông số kênh trong miền thời gian *đối ngẫu* với trải Doppler. Cụ thể là:

Ta gọi  $f_m$  là dịch tần Doppler cực đại,  $B_d$  là băng tần của phổ Doppler  $B_d = 2f_m$ . Thời gian nhất quán  $T_c$  là nghịch đảo của trải tần Doppler:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (4.27)$$

Cũng vậy,  $T_s > T_c$  hàm ý là, băng thông của tín hiệu nhỏ hơn băng tần của dịch tần Doppler,  $B_s < B_d$ . Tín hiệu phát bị pha định nhanh với điều kiện:

$$T_s > T_c \text{ hay } B_s < B_d \quad (4.28)$$

Mặt khác, ta cần xem xét trường hợp đáp ứng xung kênh biến đổi chậm so với mức độ biến thiên trong tín hiệu phát băng cơ sở, trong trường hợp này ta coi kênh không thay đổi trong khoảng

một hoặc nhiều ký hiệu dữ liệu, khi này coi kênh là *tĩnh*, nghĩa là trải tần Doppler nhỏ hơn nhiều so với băng tần của tín hiệu phát băng cơ sở. Do đó tín hiệu phát chịu pha định chậm khi:

$$T_s \ll T_c \text{ hay } B_s \gg B_d \quad (4.29)$$

Trong trường hợp thời gian nhất quán được định nghĩa theo băng thông với hệ số tương quan là 0,5 hoặc lớn hơn, mối quan hệ trong biểu thức (4.27) phải đổi thành:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (4.30)$$

Lưu ý rằng, biểu thức (4.27) được suy ra với giả định là tín hiệu bị pha định theo phân bố Rayleigh có biến thiên chậm, trong khi đó biểu thức (4.30) được suy ra với giả định là tín hiệu biến thiên nhanh. Định nghĩa chung nhất về thời gian nhất quán là trung bình của biểu thức (4.27) và (4.30) như sau:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0,423}{f_m} \quad (4.31)$$

Điều quan trọng cần lưu ý nữa là, tính chọn lọc tần số của kênh vô tuyến không chỉ phán đoán đơn thuần từ các đặc tính kênh pha định nhanh hay pha định chậm, bởi vì pha định nhanh chỉ là thuộc tính tốc độ biến thiên của kênh theo sự di chuyển của thiết bị đầu cuối.

#### 4.2.2.3 Đặc trưng hóa tính thống kê và tạo kênh pha định

##### ❖ Đặc trưng hóa tính thống kê của kênh pha định

Mô hình thống kê của kênh pha định theo Clarke, để đặc trưng hóa tính thống kê trường điện từ của tín hiệu thu khi thiết bị đầu cuối di chuyển trong vùng tán xạ. Trong mô hình này, có N sóng phẳng với pha sóng mang tùy ý, mỗi sóng đến từ một hướng nào đó với giả định là chúng có cùng công suất trung bình.

Trong hình 4.6a, sóng phẳng có góc tới  $\theta$  đến thiết bị đầu cuối đang di chuyển với vận tốc  $v$ , ở đây tất cả các sóng đến máy thu đều có hướng nằm trên mặt phẳng nằm ngang  $x$ - $y$ . Khi một máy di động di chuyển tất cả các sóng phẳng đến nó đều chịu ảnh hưởng của dịch tần Doppler, được minh họa ở hình 4.6b.

**Ví dụ:** Nếu ta xét riêng ảnh hưởng của dịch tần Doppler, khi ta phát một sóng đơn mang  $x(t) = A \cos(2\pi f_c t)$  vào kênh, sóng này bị ảnh hưởng bởi một tần số Doppler là  $f_\ell$  nhận một giá trị trong dải tần  $B_d = 2f_m$ , thì tín hiệu thu (đầu ra của kênh)  $y(t) = A \cos[2\pi(f_c \pm f_\ell)t]$ . Cũng vậy, khi ta biểu diễn trong miền tần số: mật độ phổ công suất của tín hiệu đưa vào kênh  $S_{\tilde{x}\tilde{x}}(f) = A^2 \delta(f - f_c)$ , mật độ phổ công suất tín hiệu đầu ra của kênh  $S_{\tilde{y}\tilde{y}}(f) = A^2 \cdot S_{\tilde{h}\tilde{h}}(f - f_c) = A^2 \cdot \delta(f - f_c \pm f_\ell)$  như được biểu diễn trong hình 4.6b.

Trường hợp tổng quát, tín hiệu vào kênh là quá trình ngẫu nhiên.

Gọi  $x(t)$  là một tín hiệu băng tần cơ sở phát. Tín hiệu băng thông dải của  $x(t)$  là:

$$\tilde{x}(t) = \operatorname{Re} [x(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (4.32)$$

trong đó,  $\operatorname{Re}[x(t)]$  là phần thực của tín hiệu  $x(t)$ . Qua môi trường khen tán xạ gồm  $L$  thành phần đa đường khác nhau với các dịch tần Doppler khác nhau, tín hiệu thu thông dải được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \operatorname{Re} \left[ \sum_{\ell=1}^L C_{\ell} e^{j2\pi(f_c + f_{\ell})(t - \tau_{\ell})} \right] \\ &= \operatorname{Re} [y(t)e^{j2\pi f_c t}] \end{aligned} \quad (4.33)$$

trong đó:  $C_{\ell}$ ,  $\tau_{\ell}$ ,  $f_{\ell}$  lần lượt là độ lợi, trễ và dịch tần Doppler của thành phần đa đường thứ  $\ell$ . Đối với máy di động di chuyển với vận tốc  $v$  và bước sóng công tác  $\lambda$ , dịch tần Doppler được cho bởi:

$$f_{\ell} = f_m \cos \theta_{\ell} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_{\ell} \quad (4.34)$$

trong đó:  $f_m$  là dịch tần Doppler cực đại; và  $\theta_{\ell}$  là góc tới (AOA: angle of arrival) thứ  $\ell$  của sóng phản. Lưu ý rằng tín hiệu băng cơ sở trong biểu thức (4.33) được cho bởi:

$$y(t) = \sum_{\ell=1}^L C_{\ell} e^{-j\phi_{\ell}(t)} x(t - \tau_{\ell}) \quad (4.35)$$

trong đó  $\phi_{\ell}(t) = 2\pi \{(f_c + f_{\ell})\tau_{\ell} - f_{\ell}t\}$ . Theo phương trình (4.35), khen có thể được xem như bộ lọc tuyến tính biến thiên theo thời gian có đáp ứng xung kim của tín hiệu phức băng cơ sở như sau:

$$h(t, \tau) = \sum_{\ell=1}^L C_{\ell} e^{-j\phi_{\ell}(t)} \delta(t - \tau_{\ell}) \quad (4.36)$$

trong đó,  $\delta(\cdot)$  là hàm Dirac. Nếu như sự khác nhau về trễ ở các đường truyền nhỏ hơn nhiều so với chu kỳ lấy mẫu  $T_s$  thì trễ  $\tau_{\ell}$  được xấp xỉ bằng  $\hat{\tau}$ , do đó (4.36) được viết lại:

$$h(t, \tau) = h(t) \delta(t - \hat{\tau}) \quad (4.37)$$

trong đó  $h(t) = \sum_{\ell=1}^L C_{\ell} e^{-j\phi_{\ell}(t)}$ . Giả sử  $x(t) = 1$  thì tín hiệu thu được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \operatorname{Re} [y(t)e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \operatorname{Re} [\{h_I(t) + jh_Q(t)\} e^{j2\pi f_c t}] \\ &= \underbrace{h_I(t) \cos(2\pi f_c t)}_{-} - \underbrace{h_Q(t) \sin(2\pi f_c t)}_{+} \end{aligned} \quad (4.38)$$

trong đó  $h_I(t)$  và  $h_Q(t)$  là thành phần đồng pha và vuông pha của  $h(t)$ :

$$h_I(t) = \sum_{\ell=1}^L C_\ell \cos(\phi_\ell(t)) \quad (4.39)$$

$$h_Q(t) = \sum_{\ell=1}^L C_\ell \sin(\phi_\ell(t)) \quad (4.40)$$

Theo định lý giới hạn trung tâm, khi  $L$  đủ lớn, thì  $h_I(t)$  và  $h_Q(t)$  trong phương trình (4.39) và (4.40) được coi là xấp xỉ biến ngẫu nhiên Gausơ. Thành ra, ta có thể kết luận rằng, biên độ của tín hiệu thu  $\tilde{y}(t) = \sqrt{h_I^2(t) + h_Q^2(t)}$  trên kênh đa đường phải chịu tác động của nhiều thành phần tán xạ có phân bố Rayleigh. Mật độ phổ công suất PSD của quá trình pha định có được bằng cách biến đổi Fourier lên hàm tự tương quan của  $\tilde{y}(t)$ :

$$S_{\tilde{y}\tilde{y}}(f) = \begin{cases} \frac{\Omega_p}{4\pi f_m} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2}} & |f - f_c| \leq f_m \\ 0 & \text{giá trị khác} \end{cases} \quad (4.41)$$

trong đó  $\Omega_p = E\{h_I^2(t)\} + E\{h_Q^2(t)\} = \sum_{\ell=1}^L C_\ell^2$ . Mật độ phổ công suất trong phương trình (4.41) thường được coi là *phổ Doppler kinh điển*.

Ngược lại, nếu tồn tại các thành phần tán xạ mạnh hơn hầu hết các thành phần còn lại, khi này quá trình pha định không còn theo phân bố Rayleigh nữa. Trong trường hợp này biên độ của tín hiệu thu  $\tilde{y}(t) = \sqrt{h_I^2(t) + h_Q^2(t)}$  sẽ tuân theo phân bố Rice và được gọi là *pha định Rice*.

Thành phần tán xạ mạnh nhất tương ứng với thành phần truyền sóng trực xạ LOS (LOS: line-of-sight). Ngoài thành phần truyền sóng trực xạ LOS, tất cả các thành phần còn lại là các thành phần truyền sóng không rực xạ NLOS (NLOS: non-line-of-sight). Gọi  $\tilde{p}(\theta)$  là hàm mật độ xác suất (*pdf*) của thành phần NLOS có góc tới là  $\theta$  và  $\theta_0$  là góc tới của thành phần LOS. Khi này, hàm mật độ xác suất *pdf* của góc tới đối với tất cả các thành phần:

$$p(\theta) = \frac{1}{K+1} \tilde{p}(\theta) + \frac{K}{K+1} \delta(\theta - \theta_0) \quad (4.42)$$

$K$  là hệ số Rice được định nghĩa là tỷ số giữa công suất thành phần LOS,  $c^2$  trên công suất thành phần tán xạ NLOS,  $2\sigma^2$ :

$$K = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (4.43)$$

Trong phần này ta đã trình bày về việc tính toán mật độ xác suất của quá trình pha định theo phân bố Rayleigh và phân bố Rice. Dưới đây, ta xét quá trình tạo kênh pha định

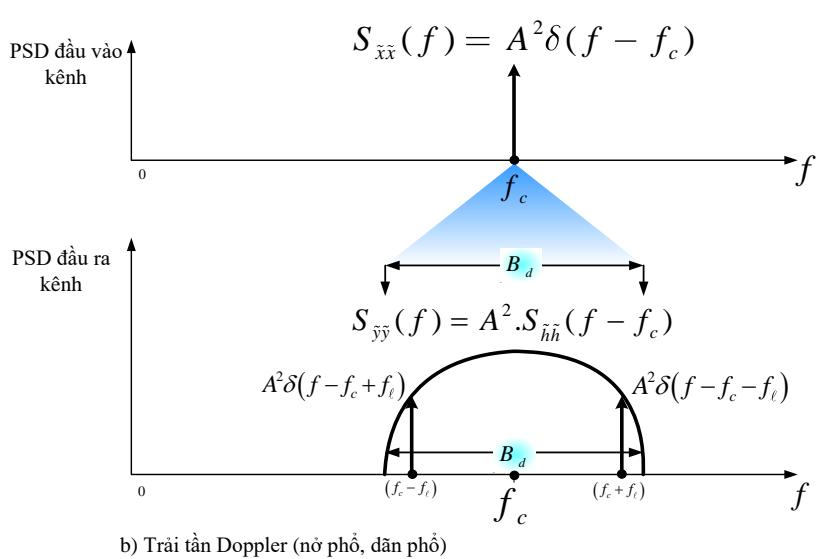
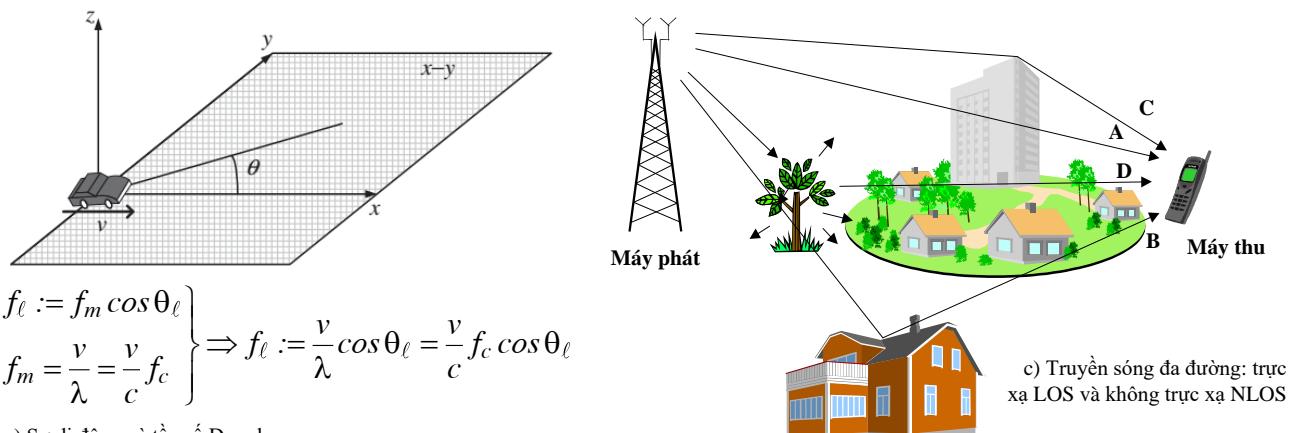
### ❖ Tạo kênh kênh pha định

Nói chung, môi trường truyền sóng của bất kỳ kênh vô tuyến trong nhà hoặc ngoài trời cũng đều có thành phần LOS hoặc NLOS. Như đã được mô tả, hàm mật độ xác suất của tín hiệu thu trong môi trường LOS theo phân bố Rice, còn trong môi trường NLOS thì theo phân bố Rayleigh. Hình 4.6c minh họa 2 môi trường LOS và NLOS, trong đó đường truyền A là thành phần LOS, đường truyền B là thành phần phản xạ, đường truyền C là thành phần tán xạ và đường truyền D là thành phần nhiễu xạ.

Ta cần lưu ý rằng, với bất kỳ tín hiệu thu trong môi trường truyền dẫn vô tuyến đều có thể được coi là tổng của các tín hiệu thu từ vô hạn số các bộ tán xạ. Theo định lý giới hạn trung tâm, thì tín hiệu thu có thể coi là một biến ngẫu nhiên Gausơ. Nói cách khác, kênh vô tuyến phải chịu pha định đa đường hình 4.6c có thể được trình bày bởi một biến ngẫu nhiên Gausơ phức  $W_1 + jW_2$ ,  $W_1$  và  $W_2$  là các biến ngẫu nhiên Gausơ độc lập thống kê trung bình không và phương sai  $\sigma^2$ . Gọi  $X$  là biến độ của biến ngẫu nhiên Gausơ phức  $W_1 + jW_2$  vì thế ta có  $X = \sqrt{W_1^2 + W_2^2}$ . Khi này,  $X$  là một biến ngẫu nhiên phân bố Rayleigh có hàm mật độ xác suất:

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (4.44)$$

trong đó  $2\sigma^2 = E\{X^2\}$ . Hơn nữa  $(X)^2$  được biết là biến ngẫu nhiên *chi-square*.



**Hình 4.6** Minh họa tính di động và đa đường trong pha định phạm vi hẹp

Tiếp theo, ta xét cách tạo biến ngẫu nhiên Rayleigh  $X$ . Trước hết, ta tạo 2 biến ngẫu nhiên Gauss phân bố đồng nhất và độc lập thống kê *i.i.d* có trung bình không và đồng phương sai,  $Z_1$  và  $Z_2$  bởi hàm Matlab sẵn có “*randn*”. Khi đó biến ngẫu nhiên  $X$  phân bố Rayleigh có hàm mật độ xác suất trong phương trình (4.44) được trình bày như sau:

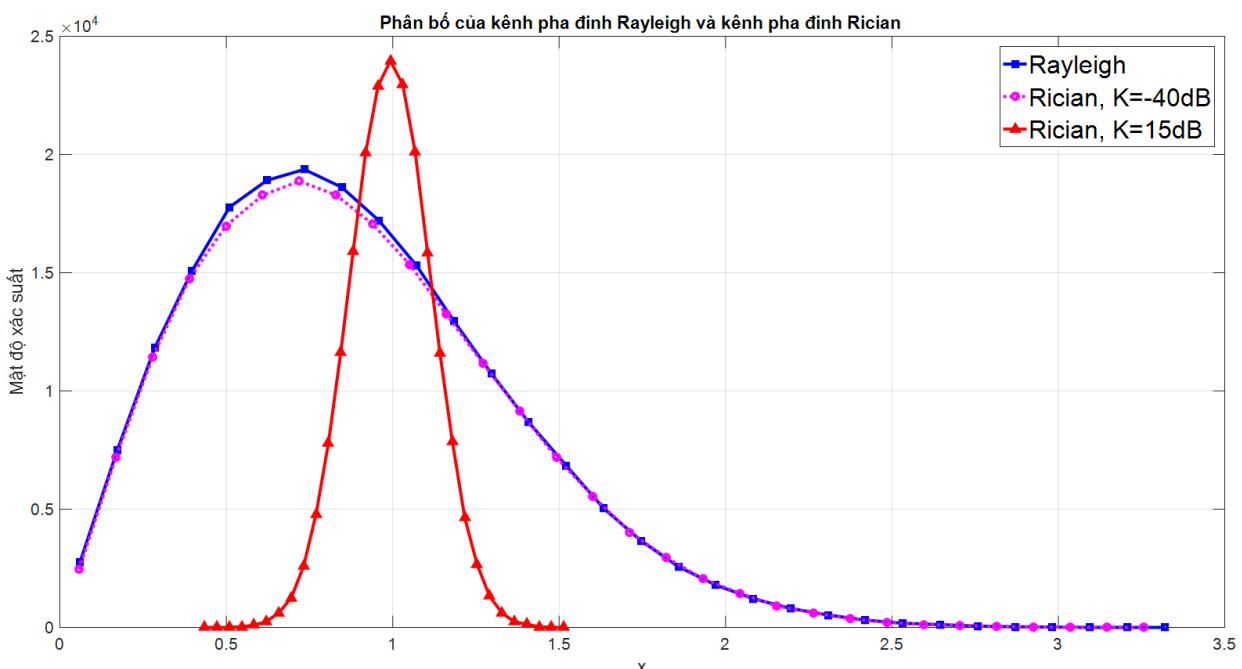
$$X = \sigma \cdot \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \quad (4.45)$$

trong đó  $Z_1 \sim N(0, 1)$  và  $Z_2 \sim N(0, 1)$ . Tạo các biến ngẫu nhiên  $Z_1$  và  $Z_2$  bởi hàm Matlab “*randn*”, biến ngẫu nhiên phân bố Rayleigh,  $X$ , có công suất trung bình  $E\{X^2\} = 2\sigma^2$  được tạo ra bởi (4.45).

Trong môi trường LOS, tồn tại các đường truyền mạnh không bị ảnh hưởng bởi các suy hao, do phản xạ, nhiễu xạ hay tán xạ, khi này biên độ của tín hiệu thu được biểu diễn là  $X = c + W_1 + jW_2$  trong đó  $c$  là thành phần LOS còn  $W_1$  và  $W_2$  là các biến ngẫu nhiên Gauss phân bố đồng nhất và độc lập thống kê (*i.i.d*) có trung bình không và phương sai  $\sigma^2$  như trong môi trường NLOS. Đã được chỉ ra rằng,  $X$  là biến ngẫu nhiên Rice có hàm mật độ xác suất (*pdf*):

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (4.46)$$

trong đó  $I_0(.)$  là hàm Bessel cải tiến loại một bậc không. Lưu ý rằng, phương trình (4.46) có thể được biểu diễn theo hệ số Rice  $K$  được định nghĩa trong phương trình (4.43). trong trường hợp không có thành phần LOS ( $K = 0$ ) phương trình (4.46) trở thành hàm mật độ xác suất phân bố Rayleigh (4.44) khi ở trong môi trường NLOS. Khi  $K$  tăng, phương trình (4.46) có xu hướng trở thành *pdf* của phân bố Gaus. Nói chung, ta thường giả thiết rằng,  $K \sim -40$  dB đối với kênh pha định Rayleigh và  $K > 15$  dB cho kênh Gaus.

**Hình 4.7** Phân bố của kênh pha định Rayleigh và kênh pha định Rice

## Sim\_UWB 4.02a

Chương trình Matlab thực hiện tính toán, mô phỏng và biểu diễn phân bố của kênh pha định Rayleigh và kênh pha định Rice được cho bởi chương trình **Sim\_UWB 4.02**. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.7 như đã được phân tích ở trên. Muốn vậy ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh pha định phạm vi rộng, cụ thể được thấy trong chương trình này. Dưới đây ta tóm tắt các chương trình được dùng trong Sim\_UWB 4.02a.

**Prog 4.05:** Chương trình thực hiện mô phỏng tạo kênh pha định phân bố Rayleigh. Chương trình nhận số lượng thực hiện kênh,  $L$ . Đầu ra của chương trình là vector kênh có phân bố Rayleigh,  $H$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

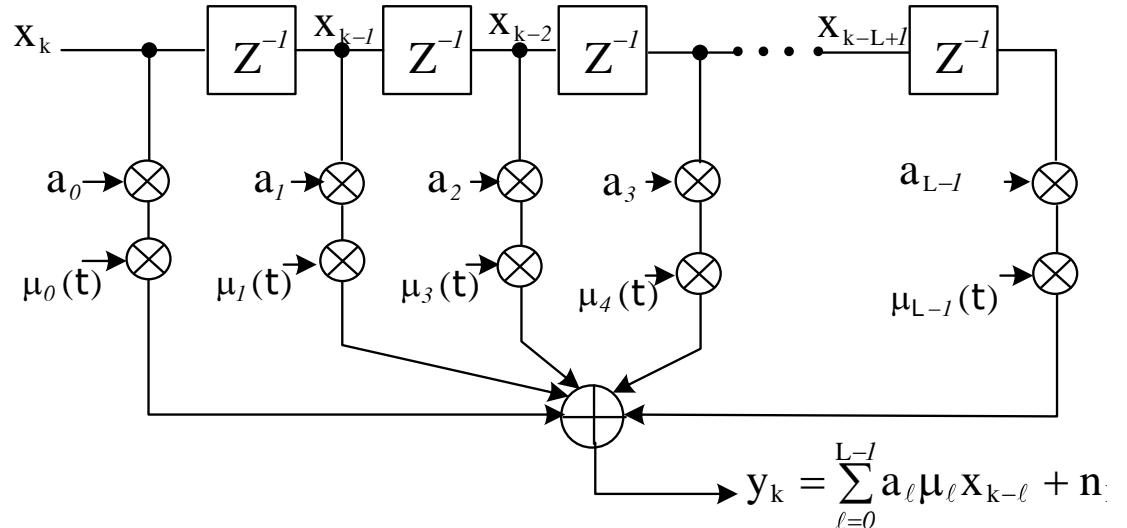
$$[H] = \text{uwb40201_Ray\_model}(L)$$

**Prog 4.06:** Mô phỏng tạo kênh pha định phân bố Rice. Chương trình nhận hai đầu vào: hệ số Rice,  $K_{dB}$ ; số lần thực hiện kênh,  $L$ . Đầu ra của chương trình là vector kênh có phân bố Rician,  $H$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$$[H] = \text{uwb40202_Ric\_model}(K_{dB}, L)$$

### ❖ Mô hình đường trễ rẽ nhánh cho kênh pha định chọn lọc tần số

Đáp ứng xung kim của kênh (4.36) cho kênh vô tuyến pha định di động thay đổi theo thời gian thường được mô hình hóa ở dạng đường trễ rẽ nhánh như được cho ở hình 4.8. Ta dùng mô hình này để mô phỏng kênh vô tuyến pha định di động thay đổi theo thời gian.



**Hình 4.8** Mô hình kênh pha định chọn lọc tần số với nhiều đường trễ rẽ nhánh

Cũng vậy, từ mô hình này, đáp ứng xung kim của kênh (CIR) phụ thuộc thời gian là tổng  $L$  đường truyền rời rạc như sau:

$$\begin{aligned} h(\tau, t) &= \sum_{\ell=0}^{L-1} a_\ell \mu_\ell(t) \delta(\tau - \tau_\ell) \\ &= \sum_{\ell=0}^{L-1} R_\ell(t) e^{j\psi_\ell(t)} \delta(\tau - \tau_\ell) \end{aligned} \tag{4.46a}$$

trong đó  $a_\ell$  và  $\tau_\ell$  là hệ số trễ và trễ truyền của nhánh  $\ell$  được cho trong bảng 4.4a của mô hình COS207 (sự phụ thuộc của  $a_\ell^2$  vào  $\tau_\ell$  được gọi là lý lịch trễ công suất PDP),  $\delta(\cdot)$  là hàm delta và  $\mu_\ell(t)$  là quá trình ngẫu nhiên Gausơ phức được xác định như sau:

$$R_\ell(t) = \mu_{1,\ell}(t) + j\mu_{2,\ell}(t) \quad (4.46b)$$

trong đó

$$\mu_{j,\ell}(t) = \sum_{n=1}^{N_{j,\ell}} c_{j,n,\ell} \cos(2\pi f_{j,n,\ell} t + \theta_{j,n,\ell}) \quad (4.46c)$$

trong đó chỉ số  $j$  biểu thị cho thành phần thực ( $j=1$ ) và ảo ( $j=2$ ), chỉ số  $n$  biểu thị thành phần điều hòa  $n$ , chỉ số  $\ell$  biểu thị đường truyền sóng thứ  $\ell$ ,  $N_{j,\ell}$  biểu thị số lượng hàm điều hòa,  $c_{j,n,\ell}$  là hệ số Doppler của thành phần điều hòa,  $f_{j,n,\ell}$  là tần số Doppler và  $\theta_{j,n,\ell}$  là pha Doppler.

Nếu tín hiệu đầu vào của kênh pha định di động là  $x(t)$ , thì tín hiệu đầu ra của kênh này được xác định như sau:

$$y(t) = \int_0^\infty x(t-\tau)h(\tau,t)d\tau \quad (4.46d)$$

Sử dụng phương trình (4.46a) ta có thể viết lại (4.46d) như sau:

$$y(t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} R_\ell(t) e^{j\psi_\ell(t)} x(t - \tau_\ell) \quad (4.46e)$$

trong đó

$$R_\ell(t) e^{j\psi_\ell(t)} = a_\ell \mu_\ell(t) \quad (4.46f)$$

Như vậy tín hiệu đầu ra  $y(t)$  của kênh có thể được biểu thị như là sự xếp chồng  $L$  phiên bản của tín hiệu đầu vào  $x(t - \tau_\ell)$ , trong đó mỗi phiên bản trễ này được đánh trọng số bởi hệ số trễ  $a_\ell$  và quá trình Gausơ phức  $\mu_\ell(t)$ .

Ta có thể biểu diễn phương trình (4.46e) ở dạng rời rạc hóa theo thời gian như sau:

$$y_k = \sum_{\ell=0}^{L-1} a_\ell \mu_\ell x_{k-\ell} \quad (4.46g)$$

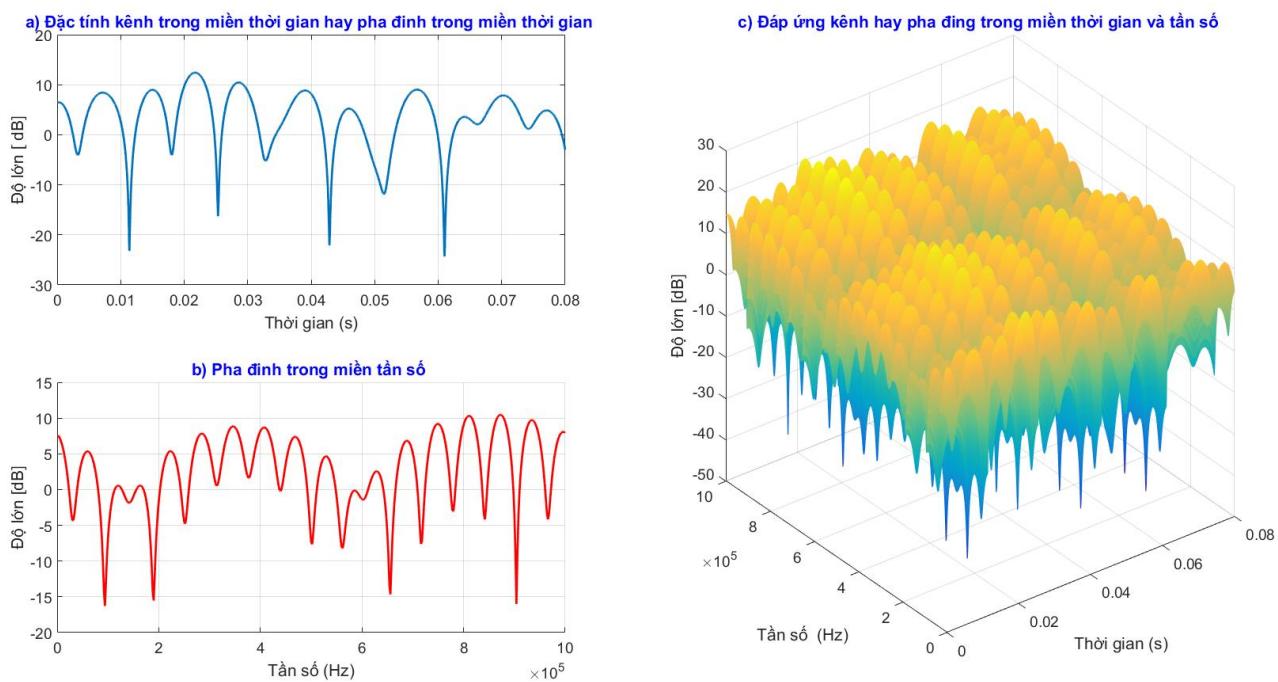
Để mô phỏng ta phải chuyển đổi thời gian liên tục và thời gian rời rạc như sau:  $\tau_\ell \rightarrow q_\ell \cdot T_s'$  ( $q_\ell$  là một số nguyên),  $x(t) \rightarrow x(jT_s')$ ,  $y(t) \rightarrow y(jT_s')$  và  $\mu_\ell(t) \rightarrow \mu_\ell(jT_s')$ . Trong đó  $T_s$  và  $T_s'$  là khoảng thời gian lấy mẫu có quan hệ như sau:  $T_s = mT_s'$  với  $m$  là một số nguyên dương và được gọi là tốc độ lấy mẫu.  $T_s'$  là ước số chung lớn nhất của  $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_{L-1}$  hay  $T_s' = \gcd\{\tau_\ell\}_{\ell=0}^{L-1}$ . Chọn  $m$

càng lớn thì tốc độ mô phỏng càng nhanh nhưng sai số càng lớn,  $m$  phải được chọn sao cho khoảng thời gian lấy mẫu  $T_s$  thỏa mãn điều kiện sau:  $T'_s \leq T_s \leq T_{symbol}$ , trong đó  $T_{symbol}$  là thời gian ký hiệu.

**Bảng 4.4a** Đặc tả các mô hình kênh  $L$  đường truyền theo COST207 (COS89) trong đó  $L=4$  (RA) và  $L=5$  (TU, BU, HT)

Đường truyền thứ $\ell$	Trễ truyền sóng $\tau_\ell$	Công suất đường truyền sóng thứ $\ell$		Loại mật độ phổ công suất Doppler
		Tuyến tính ( $a_\ell^2$ )	dB	
<b>a) Vùng nông thôn (RA)</b>				
0	0,0μs	1	0	"Rice"
1	0,2μs	0,63	-2	"Jakes"
2	0,4μs	0,1	-10	"Jakes"
3	0,6μs	0,01	-20	"Jakes"
<b>b) Thành phố điển hình (TU)</b>				
0	0,0μs	0,5	-3	"Jakes"
1	0,2μs	1	0	"Jakes"
2	0,6μs	0,63	-2	"Gauss I"
3	1,6μs	0,25	-6	"Gauss I"
4	2,4μs	0,16	-8	"Gauss II"
5	5,0μs	0,1	-10	"Gauss II"
<b>c) Thành phố tồi (BU)</b>				
0	0,0μs	0,5	-3	"Jakes"
1	0,4μs	1	0	"Jakes"
2	1,0μs	0,5	-3	"Gauss I"
3	1,6μs	0,32	-5	"Gauss I"
4	5,0μs	0,63	-2	"Gauss II"
5	6,6μs	0,4	-4	"Gauss II"
<b>d) Địa hình đồi núi (HT)</b>				
0	0,0μs	1	0	"Jakes"
1	0,2μs	0,63	0,3	"Jakes"
2	0,4μs	0,4	-4	"Gauss I"
3	0,6μs	0,2	-7	"Gauss I"
4	15,0μs	0,25	-6	"Gauss II"
5	17,2μs	0,06	-12	"Gauss II"

Chương trình mô phỏng kênh pha định di động chọn lọc tần số theo mô hình đường trẽ rẽ nhánh với các tham số đặc tả (bảng 4.4a) được cho bởi Sim\_UWB 4.02b. Kết quả mô phỏng các đặc tính kênh trong các miền thời gian và tần số được cho ở hình 4.9. Với mục đích của ta là, trình bày về kênh UWB, vì vậy ở đây ta chỉ xét ở mức độ nhất định để có tính hệ thống mà không xét chi tiết. Vì vậy, để được tường minh, ta nên đọc mã chương trình mô phỏng này và thiết trị các tham số cho các môi trường kênh khác nhau (bảng 4.4a) và so sánh các kết quả mô phỏng.



**Hình 4.9** Pha định trong miền thời gian và tần số vùng đổi núi (vùng HT)

### 4.3 Mô hình kênh trong nhà và mô hình kênh UWB

Trong khi “kênh” truyền thông biểu diễn môi trường vật lý giữa máy phát và máy thu, thì “mô hình kênh” trình bày quan hệ vào/ra của kênh ở dạng toán học hoặc thuật toán. Mô hình này thường được rút ra từ đo đặc hoặc dựa trên lý thuyết truyền lan sóng vật lý. Các mô hình dựa vào đo đặc dẫn đến việc đặc trưng hóa kênh theo thực nghiệm trong miền tần số hoặc thời gian, và chúng bao hàm các mô tả thống kê dưới dạng biến ngẫu nhiên hoặc quá trình ngẫu nhiên. Các tham số của phân bố cơ bản và mật độ phổ công suất thường được ước tính từ số liệu đo. Trong khi các mô hình dựa trên đo đặc vẫn có mức độ tin cậy cao về tính hợp lệ và thường là những mô hình hữu dụng nhất để thiết kế thành công, thì nó thường tỏ ra khó dùng và khó tổng quát hóa trừ khi phép đo mở rộng được tập hợp trên các môi trường phù hợp. Ví như: rất khó sử dụng các kết quả đo từ một vùng thành phố này để đặc trưng hóa mô hình cho vùng thành phố khác trừ khi một lượng lớn dữ liệu được tập hợp rộng về không gian và đa dạng về địa hình, và cần có lý thuyết cơ bản đủ mạnh để giải thích ngoại suy mô hình đó cho vị trí mới.

Việc triển khai mô hình toán cho truyền lan tín hiệu cần có hiểu biết sâu về các hiện tượng vật lý cơ bản. Ví như: để mô hình hóa cho kênh vô tuyến tầng điện ly, phải hiểu rõ truyền lan sóng vô tuyến. Tương tự, phải có hiểu biết căn bản về quang học mới triển khai được các mô hình cho các sợi quang đơn mode và đa mode.

Một trong những thách thức khi lập mô hình kênh là chuyển mô hình truyền lan vật lý chi tiết thành dạng phù hợp để mô phỏng. Từ viễn cảnh vật lý, các mô hình toán có thể quá chi tiết hoặc có thể không ở dạng phù hợp để mô phỏng. Chẳng hạn như: mô hình toán cho kênh vô tuyến có thể có dạng phương trình Maxwell. Mô hình này phải được đơn giản và được chuyển sang dạng thuận tiện như: hàm truyền đạt hoặc đáp ứng xung kim trước khi mô phỏng. May thay, có phần dễ dàng hơn so với việc rút ra các mô hình vật lý cơ bản và định rõ các tham số của những mô hình này. Một khi rút ra được mô hình vật lý và định rõ tham số cũng như các giá trị của tham số, việc chuyển mô hình vật lý sang mô hình mô phỏng (thuật toán) thường dễ ràng.

### 4.3.1 Mô hình kênh truyền sóng trong nhà và ngoài trời

Các đặc tính pha định của các kênh vô tuyến trong nhà rất khác so với các kênh xe cộ ngoài trời do sự khác nhau về môi trường vật lý (kích thước, vật liệu, v.v...) và cơ chế truyền lan. Môi trường xe cộ ngoài trời thường được đặc tính hóa bởi các tế bào vùng phủ rộng (cỡ vài km) và ít thành phần đa đường hơn. Mặt khác, môi trường truyền sóng trong nhà được đặc trưng hóa bởi các kích thước nhỏ hơn (vài chục m) và có nhiều thành phần đa đường hơn vì xảy ra nhiều phản xạ từ tường, bàn và các bề mặt khác. Một số mô hình thống kê cho kênh trong nhà được rút ra từ đo đạc, các mô hình trong nhà có thể được phân loại là mô hình đa đường rời rạc dày đặc có trải trễ trung bình quan phương **rms-ds** trong khoảng 30 đến 300 ns.

#### ❖ Mô hình kênh trong nhà

Kênh trong nhà tương ứng với vùng phủ hẹp trong phạm vi của tòa nhà (như: văn phòng và siêu thị, v.v...). Do môi trường này được bao quanh bởi tường, phổ công suất có xu hướng phân bố đều (nghĩa là, các thành phần tán xạ sẽ được thu từ mọi hướng có cùng công suất). Hơn nữa, kênh có xu hướng là **tĩnh** do tính chất di động của thiết bị đầu cuối di chuyển trong tòa nhà là rất chậm. Tuy nhiên, trong môi trường truyền sóng trong nhà, điều kiện kênh thay đổi theo thời gian và vị trí, cần có lý lịch trễ công suất PDP để biểu trưng cho trễ truyền sóng và công suất trung bình của chúng. Tổng quát, kênh **tĩnh** coi môi trường trong đó điều kiện kênh không đổi trong khoảng thời gian truyền dẫn dữ liệu tại một thời điểm và vị trí cụ thể. Nó hoàn toàn đối nghịch với môi trường thay đổi theo thời gian trong đó các thành phần tán xạ (vật thể hoặc con người) xung quanh máy phát/thu di chuyển thậm chí thiết bị đầu cuối *không* di chuyển. Tuy nhiên, trong hệ thống thông tin số, điều kiện kênh được coi là tĩnh khi mức độ thay đổi của tín hiệu theo thời gian của kênh là tương đối nhỏ so với khoảng thời gian của ký hiệu dữ liệu. Tính huống cụ thể này được coi là điều kiện kênh **tựa tĩnh**. Thực tế, kênh truyền sóng trong nhà thường được mô hình hóa với giả thiết là điều kiện kênh **tĩnh** hoặc **tựa tĩnh**. Vì vậy dưới đây ta thảo luận một số mô hình kênh trong nhà hữu dụng nhằm xử lý trễ đa đường với giả thiết điều kiện kênh **tĩnh** hoặc **tựa tĩnh**.

#### ❖ Mô hình kênh ngoài trời

Đối nghịch với bản chất **tĩnh** và **tựa tĩnh** của kênh trong nhà, kênh ngoài trời được đặc tính hóa bởi sự thay đổi của độ lợi kênh theo thời gian, nó tùy thuộc vào tốc độ di chuyển của thiết bị đầu cuối. Tùy thuộc vào tốc độ di chuyển, mức độ thay đổi theo thời gian của độ lợi kênh bị chi phối bởi phổ Doppler, nó xác định mức độ tương quan về thời gian trong độ lợi kênh (*thời gian nhất quán*). Với mục đích trình bày về kênh và mô hình kênh UWB, nên ta không xét mô hình kênh ngoài trời.

### 4.3.2 Mô hình kênh truyền sóng trong nhà

#### ✚ Đáp ứng xung kim của kênh

Với môi trường trong nhà, tín hiệu thu  $r(t)$  được biểu diễn là:

$$r(t) = \sum_{\ell=1}^{L(t)} a_{\ell}(t) p(t - \tau_{\ell}(t)) + n(t) \quad (4.47)$$

trong đó:  $a_{\ell}(t)$  và  $\tau_{\ell}(t)$  là độ lợi kênh và trễ tại thời điểm  $t$  của đường truyền thứ  $\ell$ ;  $L(t)$  là số đa đường quan trắc được tại thời điểm  $t$ ;  $n(t)$  là tạp âm cộng. Từ phương trình (4.47) cho thấy,

kênh hoàn toàn được đặc trưng bởi  $L(t)$ ,  $a_\ell(t)$  và  $\tau_\ell(t)$ . Từ phương trình (4.47), ta rút ra đáp ứng xung kim của kênh là:

$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t) \quad (4.48)$$

$$\text{với } h(t) = \sum_{\ell=1}^{L(t)} a_\ell(t) \delta(t - \tau_\ell(t))$$

trong đó  $\delta(t)$  là hàm Dirac

Lưu ý rằng, các tham số đặc trưng của đáp ứng xung kim của kênh trong phương trình (4.48) là đều thay đổi theo thời gian. Tuy nhiên, ta thường coi tốc độ thay đổi này là chậm so với tốc độ của xung. Nói cách khác, ta coi kênh là dừng (**tĩnh**) trong thời gian quan sát  $T$ , thời gian này lớn hơn chu kỳ lặp trung bình của xung. Vì vậy, phương trình (4.47) được viết lại như sau:

$$r(t) = \sum_{\ell=1}^L a_\ell p(t - \tau_\ell) + n(t) \quad (4.49)$$

và đáp ứng xung kim của kênh là:

$$h(t) = \sum_{\ell=1}^L a_\ell \delta(t - \tau_\ell) \quad (4.50)$$

Mô hình kênh đa đường (4.50) được **Turin** đề xuất vào năm 1956 và được gọi là mô hình Turin. Ta lưu ý rằng ở đây ta ký hiệu đáp ứng xung kim của kênh là  $h(t)$  thay vì  $h(t, \tau)$ . Mô hình Turin coi tất cả các tham số đặc tính của kênh là các biến ngẫu nhiên có phân bố cụ thể. Khi này, ta cần có thông tin phân bố của: độ lợi kênh  $a_\ell(t)$ ; thời gian đến của xung  $\tau_\ell(t)$ ; số lượng đường truyền sóng  $L$ , chúng đều được phân giải bởi máy thu.

Mô hình tín hiệu thu (4.49) bị hạn chế khi áp dụng cho vô tuyến xung kim IR. Mô hình này không tính đến sự biến dạng xung (do phản xạ hoặc do xuyên qua các vật liệu). Do dạng xung tín hiệu phụ thuộc vào đường truyền và mỗi đường truyền sóng lại được đặc trưng bởi chính đáp ứng xung kim của nó, nên tín hiệu thu (4.49) được viết như sau:

$$r(t) = \sum_{\ell=1}^L a_\ell p_\ell(t - \tau_\ell) + n(t) \quad (4.51)$$

trong đó dạng sóng xung riêng  $p_\ell(t)$  được gắn với mỗi đường truyền sóng thứ  $\ell$ . Mô hình tín hiệu thu đa đường (4.51) được dùng để xét méo phụ thuộc vào hướng. Các đường truyền sóng khác nhau ứng với các góc tới khác nhau ở anten thu và góc phát khác nhau ở anten phát. Khi các mẫu phát xạ không đồng đều, các đường truyền này được đặc trưng bởi các méo khác nhau. Khi này, mô hình (4.51) rất phù hợp để đặc tính hóa méo xung. Do tính phức tạp của nó, ta chỉ xét mô hình đơn giản (4.50).

Dưới đây ta xét ba tham số đặc trưng của môi trường truyền sóng đa đường (4.50): độ lợi đa đường tổng; trải trễ trung bình quân phương **rms-ds**; lý lịch trễ công suất PDP.

✓ **Độ lợi đa đường tổng**

Độ lợi đa đường tổng  $G$  đánh giá tổng năng lượng thu được từ  $L$  xung thu khi phát đi một xung năng lượng đơn vị, và được xác định là:

$$G = \sum_{\ell=1}^L |a_\ell|^2 = \sum_{\ell=1}^L p(\tau_\ell) \quad (4.52)$$

khi này

$$h(t) = \sqrt{G} \sum_{\ell=1}^L \alpha_\ell \delta(t - \tau_\ell) \quad (4.53)$$

trong đó  $\alpha_1, \dots, \alpha_N$  là các độ lợi kênh năng lượng chuẩn hóa

$$\sum_{n=1}^N |\alpha_n|^2 = 1 \quad (4.54)$$

Lưu ý rằng,  $G \leq 1$  và liên quan với suy hao đường truyền sóng. Trong môi trường kênh đa đường,  $G$  giảm theo khoảng cách:

$$G = \frac{G_0}{d^n} \quad (4.55)$$

trong đó  $G_0$  là giá trị tham chiếu ứng với độ lợi công suất tại  $d = 1 m$ ;  $n$  là số mũ tốn hao năng lượng (hoặc công suất). Giá trị  $G_0$  được ước lượng như sau:

$$G_0 = 10^{-LP_0/10} \quad (4.56)$$

trong đó  $LP_0(dB)$  là suy hao đường truyền sóng tại khoảng cách tham chiếu  $d_0 = 1 m$ , nghĩa là  $LP_0 = 10 \log(E_{TX}/E_{RX0})$ .  $E_{RX0}$  là năng lượng thu của một xung tại  $d_0$ . Giá trị của  $LP_0$  và  $n$  phụ thuộc vào môi trường truyền: với môi trường truyền sóng trực xạ LOS thì  $LP_0 = 47 dB$ ,  $n = 1,7$ ; với môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS thì  $LP_0 = 51 dB$ ,  $n = 3,5$ . Do giá trị của  $a_\ell$  thay đổi nhanh khi máy thu di chuyển khá chậm, nên  $LP_0$  và  $n$  được ước lượng bằng cách lấy trung bình hóa trên một số quan trắc trong khu vực lân cận.

✓ **Trải trẽ trung bình quân phương**

Tham số thứ hai được rút ra từ đáp ứng xung kim của kênh (4.50) là trải trẽ trung bình quân phương **rms-ds**, ta ký hiệu là  $\sigma_\tau$ :

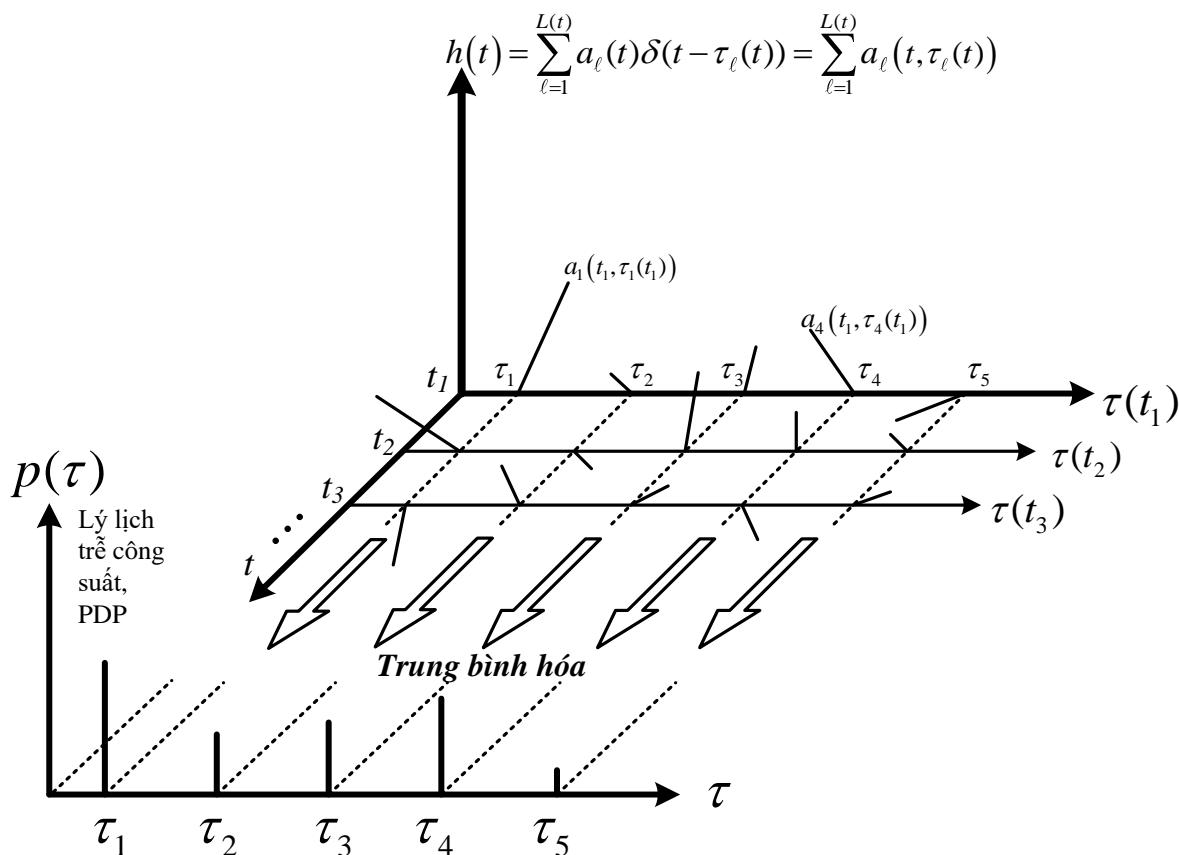
$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{\ell=1}^L \tau_\ell^2 |a_\ell|^2}{G} - \left( \frac{\sum_{\ell=1}^L \tau_\ell |a_\ell|^2}{G} \right)^2} \quad (4.57)$$

Biểu thức (4.57) đánh giá khoảng thời gian ảnh hưởng của đáp ứng xung kim của kênh, nó là tham số căn bản để xác định mức độ nhiễu xuyên kí hiệu (ISI) ở máy thu. Nếu khoảng cách giữa

hai xung nhỏ hơn  $\sigma_\tau$  thì sẽ gây ra ISI. Khi mật độ đa đường lớn (môi trường truyền sóng trong nhà), thì đường truyền ứng với  $\tau_\ell$  lớn sẽ ảnh hưởng đáng kể lên năng lượng tín hiệu thu. Vì vậy, khi  $\sigma_\tau$  lớn, để không ché ISI ta cần phải tăng khoảng cách giữa các xung phát. Trái lại, khi mật độ đa đường thấp (môi trường truyền sóng ngoài trời) thì năng lượng tín hiệu thu chủ yếu tập trung ở những đường truyền đầu tiên, là những đường truyền ứng với  $\tau_\ell$  nhỏ nhất, khi này  $\sigma_\tau$  nhỏ và khoảng thời gian lặp của xung có thể giảm.

### ✓ Lý lịch trễ công suất

Lý lịch trễ công suất của đáp ứng xung kim (4.50) là một biểu diễn đồ họa về mối quan hệ giữa thời điểm đến của các đường truyền ứng với công suất thu. Thời điểm đến của một đường truyền sóng thường được xác định theo đường truyền sóng trực tiếp (LOS), thời điểm đến của đường truyền LOS thường gán bằng 0. Điều này được minh họa trên các hình ảnh 4.13, hình 4.16 đặc biệt thông qua chương trình mô phỏng trong **Sim\_UWB 4.04** và **Sim\_UWB 4.05**.



**Hình 4.13** Minh họa sự hình thành lý lịch trễ công suất từ đáp ứng xung kim của kênh

### ✚ Đáp ứng xung kim của kênh rời rạc

Để tiện cho việc đánh giá các đặc tính kênh đa đường, ta thường dùng mô hình đáp ứng xung kim rời rạc. Khi này, trục thời gian được chia thành các khoảng thời gian nhỏ hơn được gọi là **bin**, coi mỗi **bin** chỉ có thể chứa nhiều nhất một phần đa đường. Vì vậy, bin được hiểu là khoảng cách lớn nhất mà máy thu không thể phân biệt được hai đường truyền riêng biệt, là độ phân giải của thiết bị được dùng để ước tính kênh. Khi dùng mô hình kênh rời rạc sẽ đơn giản hóa việc phân tích và mô phỏng hiệu năng của hệ thống trong môi trường kênh đa đường. Vấn đề này được sáng tỏ trong mô hình hóa và mô phỏng ở **Sim\_UWB 4.04** và **Sim\_UWB 4.05**.

Nếu ký hiệu  $L_{\max}$  là số lượng *bin* tối đa quan trắc được,  $\Delta\tau$  là khoảng thời gian của *bin*, khi này đáp ứng xung kim (4.50) được viết cho trường hợp rời rạc là:

$$h(t) = \sum_{\ell=1}^{L_{\max}} a_{\ell} \delta(t - \ell \Delta\tau) \quad (4.58)$$

### Mô hình kênh trong nhà điển hình

Tồn tại hai mô hình kênh trong nhà phổ biến nhất: mô hình kênh hai tia và mô hình kênh hàm mũ.

#### ✓ Mô hình kênh hai tia

Tồn tại hai tia: tia trực tiếp (đường truyền trực tiếp) với trễ bằng không (do quy định,  $\tau = 0$ ), và một đường truyền phản xạ có trễ  $\tau_1 > 0$ , mỗi đường truyền đều có cùng công suất (hình 4.14a minh họa lý lịch trễ công suất PDP của nó). Trong mô hình này, trễ trội cực đại  $\tau_m = \tau_1$  và trễ trội trung bình  $\bar{\tau} = \tau_1 / 2$ . Hiển nhiên thấy, trễ trung bình quân phương rms-ds là bằng trễ trội trung bình (nghĩa là,  $\bar{\tau} = \sigma_{\tau} = \tau_1 / 2$ ). Nói cách khác, trễ của đường truyền thứ hai chỉ là tham số xác định các đặc tính của mô hình cụ thể. Do tính đơn giản của nó, mô hình hai tia là hữu hiệu trong thực tế. Tuy nhiên, nó có thể không chính xác (không sát thực), do biên độ của đường truyền thứ hai thường nhỏ hơn rất nhiều so với đường truyền thứ nhất trong thực tế. Mô hình này có thể được chấp nhận chỉ khi đường truyền thứ nhất có suy hao đáng kể.

#### ✓ Mô hình mũ

Công suất trung bình của kênh giảm theo quy luật hàm mũ theo trễ kênh như sau:

$$p(\tau) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\tau/\tau_d} \quad (4.59)$$

trong đó  $\tau_d$  chỉ là tham số xác định lý lịch trễ công suất PDP của kênh. Hình 4.14b minh họa PDP điển hình của mô hình mũ. Mô hình này được coi là mô hình phù hợp với môi trường kênh trong nhà hơn. Trễ trội trung bình và trễ trung bình quân phương rms-ds thành ra bằng nhau, nghĩa là  $\bar{\tau} = \tau_d$  và  $\bar{\tau} = \sigma_{\tau} = \tau_1 / 2$  trong mô hình mũ. Trong khi đó trễ trội cự đại được cho bởi:

$$\tau_m = -\tau_d \ln A \quad (4.60)$$

trong đó  $A$  là tỷ số giữa công suất đường truyền sóng không thể bỏ qua được với công suất đường truyền thứ nhất, nghĩa là  $A = p(\tau_m) / P(0) = \exp(-\tau_m / \tau_d)$ . Lưu ý rằng, phương trình (4.59) được biểu diễn bởi mô hình rời rạc với chu kỳ lấy mẫu là  $T_s$ :

$$P(p) = \frac{1}{\sigma_{\tau}} e^{-pT_s/\sigma_{\tau}}, \quad p=0, 1, \dots, p_{\max} \quad (4.61)$$

trong đó  $p$  là chỉ số thời gian rời rạc,  $p_{\max}$  là chỉ số của đường truyền cuối cùng, nghĩa là  $p_{\max} = [\tau_m / T_s]$ . Công suất tổng đối với lý lịch trễ công suất PDP trong phương trình (4.61) được tính là:

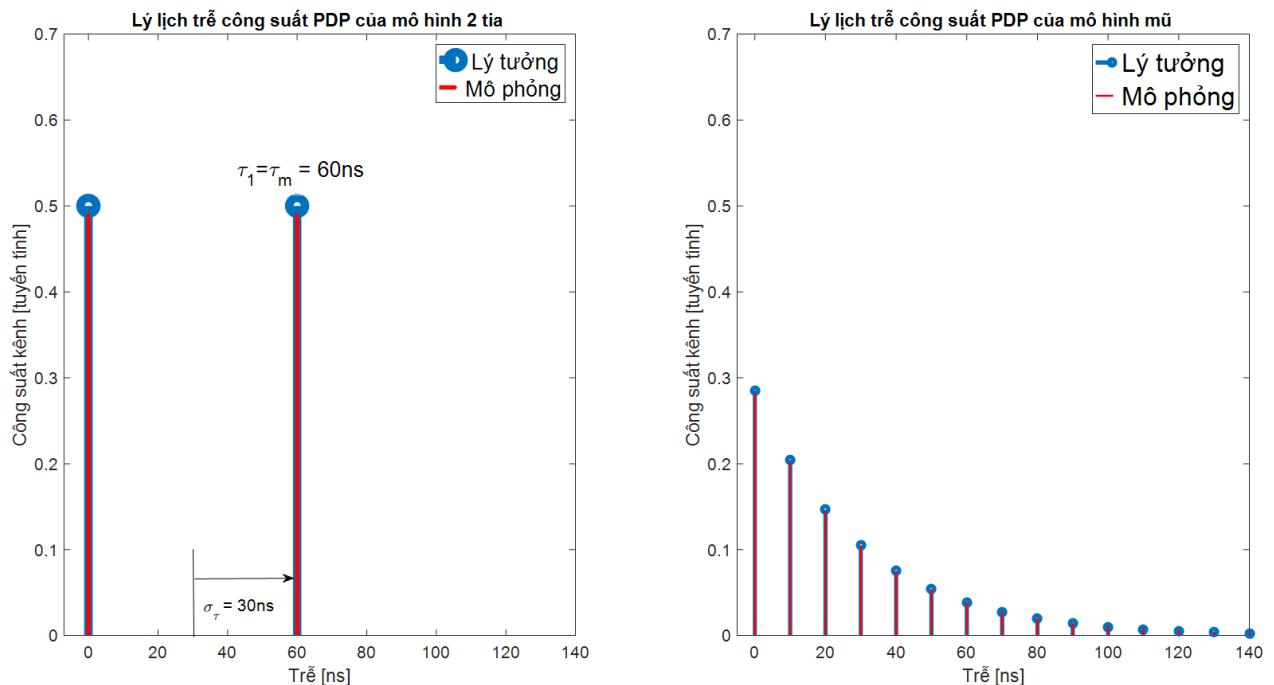
$$P_{total} = \sum_{p=0}^{p_{max}} P(p) = \frac{1}{\sigma_\tau} \cdot \frac{1 - e^{-(p_{max}+1)T_s/\sigma_\tau}}{1 - e^{-T_s/\sigma_\tau}} \quad (4.62)$$

Để chuẩn hóa công suất tổng trong phương trình (4.62) là một, phương trình (4.61) được biến đổi là:

$$P(p) = P(0) e^{-T_s/\sigma_\tau}, \quad p=0,1,\dots,p_{max} \quad (4.63)$$

trong đó  $P(0)$  là công suất đường truyền đầu tiên,  $P(0) = 1 / (P_{total} \cdot \sigma_\tau)$  bởi phương trình (4.62) và phương trình (4.63).

Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn lý lịch trễ công suất của mô hình hai tia và mô hình mũ được cho bởi chương trình **Sim\_UWB 4.03**. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.14. Muốn vậy, ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh pha định phạm vi rộng, cụ thể được thấy trong chương trình này.



**Hình 4.14** Minh họa công suất kênh của mô hình 2 tia và mô hình mũ

#### 4.3.2.1 Mô hình kênh IEEE 802.11

Nhóm đặc trách IEEE 802.11b chấp nhận mô hình mũ để biểu diễn kênh trong nhà 2,4 GHz. PDP của nó theo mô hình mũ như được xét ở trên (mục 4.3.2.1). Đáp ứng xung kim của kênh được biểu diễn bởi đầu ra của bộ lọc đáp ứng xung hữu hạn (FIR). Ở đây, mỗi nhánh được mô hình hóa bởi biến ngẫu nhiên Gauso phức độc lập thống kê có công suất trung bình tuân theo PDP mũ, trong đó nhận chỉ số thời gian của từng nhánh kênh bởi bội số nguyên lần chu kỳ lấy mẫu. Nói cách khác, số lượng tối đa các đường truyền sóng được xác định bởi trại trễ trung bình quân phương rms-ds,  $\sigma_\tau$  và chu kỳ lấy mẫu như sau:

$$p_{max} = [10 \cdot \sigma_\tau / T_s] \quad (4.64)$$

Giả thiết rằng, công suất của nhánh kênh thứ  $p$  có trung bình không và phương sai là  $\sigma_p^2 / 2$ , đáp ứng xung kim của nó được cho là:

$$h_p = Z_1 + jZ_2 \quad p=0, 1, \dots, p_{\max} \quad (4.65)$$

trong đó:  $Z_1$  và  $Z_2$  là các biến ngẫu nhiên Gausơ đồng nhất và độc lập thống kê, mỗi biến ngẫu nhiên này đều có cùng phương sai  $\sigma_p^2 / 2$ , nghĩa là  $N(0, \sigma_p^2 / 2)$

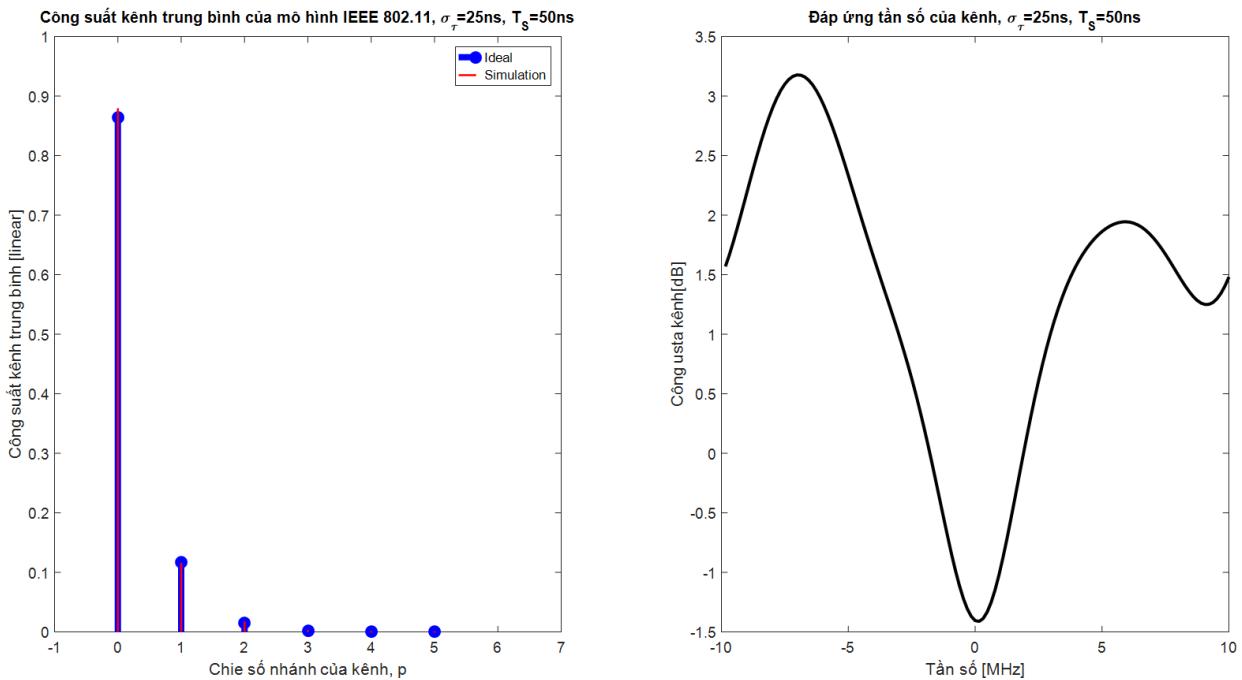
Khác với mô hình mū trong đó trẽ trội cực đại được tính bởi đường truyền cuối cùng có mức công suất không thể bỏ qua được, trẽ trội cực đại trong mô hình kênh IEEE 802.11 được cố định là 10 lần trẽ trung bình quân phương rms-ds. Trong trường hợp này công suất của mỗi nhánh được xác định là:

$$\sigma_p^2 = \sigma_0^2 e^{-pT_s/\sigma_r} \quad (4.66)$$

trong đó  $\sigma_0^2$  là công suất của nhánh đầu tiên, nó được xác định để cho công suất thu trung bình bằng một

$$\sigma_0^2 = \frac{1 - e^{-T_s/\sigma_r}}{1 - e^{-(p_{\max}+1)T_s/\sigma_r}} \quad (4.67)$$

Trong mô hình kênh IEEE 802.11, chu kỳ lấy mẫu  $T_s$  ít nhất phải là 1/4



**Hình 4.15** Các đặc trưng của mô hình kênh IEEE 802.11.

### Sim\_UWB 4.03

Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn công suất kênh của mô hình hai tia, mô hình mū và mô hình kênh IEEE 802.11 được cho bởi chương trình **Sim\_UWB 4.03**. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.15 và hình 4.15 như đã được phân tích ở trên. Muốn vậy,

ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh trong nhà, thực hiện mô phỏng với 10.000 thực hiện kênh tại  $\sigma_\tau = 25$  ns và  $T_s = 50$  ns. Vì trễ trung bình quân phương là tương đối nhỏ trong mô phỏng này, nên sự thay đổi công suất trong miền tần số trong khoảng 5 dB, cho thấy tính chọn lọc tần số (hay pha định chọn lọc tần số) là không đáng kể. Dưới đây ta tóm tắt các chương trình được dùng trong Sim\_UWB 4.03 này.

**Prog 4.09** Chương trình thực hiện tạo lý lịch trễ công suất cho mô hình kênh hàm mũ. Chương trình nhận 4 tham số đầu vào: trễ trung bình quân phương,  $tau_d$ ; thời gian lấy mẫu,  $Ts$ ; công suất nhỏ nhất khả nhận biết được,  $A_{dB}$ ; công suất tổng chuẩn hóa đơn vị,  $norm_flag$ . Chương trình cho ra vector lý lịch trễ công suất,  $PDP$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

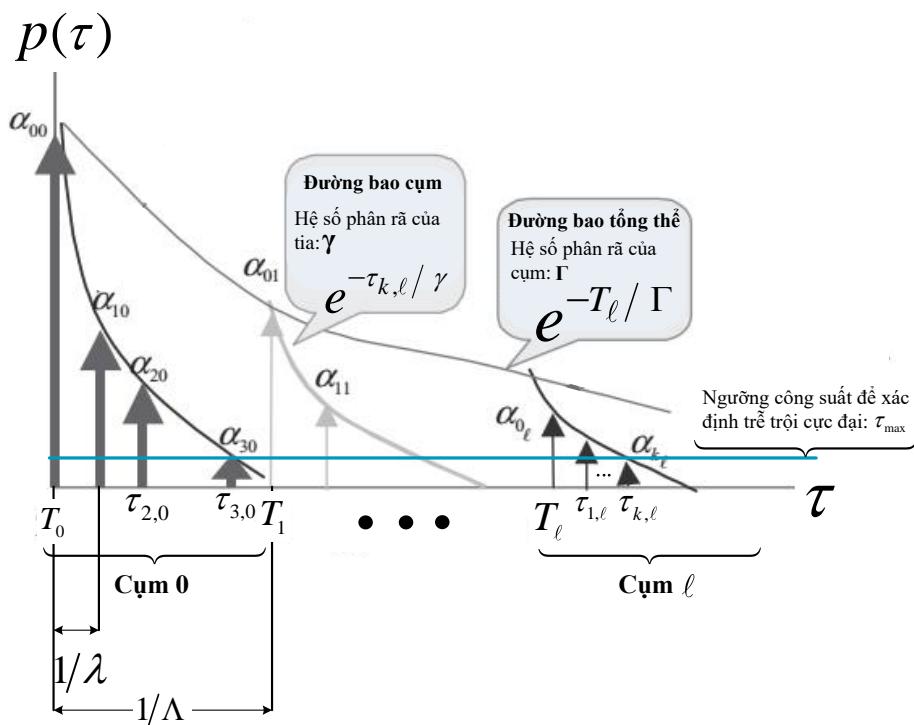
$$[PDP] = \text{uwb40302\_exp\_PDP}(\tau_d, Ts, A_{dB}, norm\_flag)$$

**Prog 4.10** Chương trình mô phỏng để tạo lý lịch trễ công suất theo mô hình kênh IEEE 802.11. Chương trình nhận hai tham số đầu vào: trễ trung bình quân phương,  $sigma_tau$ ; thời gian lấy mẫu,  $Ts$ . Chương trình cho ra lý lịch trễ công suất của mô hình kênh IEEE 802.11,  $PDP$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$$[PDP] = \text{uwb40301_ieee802_11_model}(\sigma_{tau}, Ts)$$

#### 4.3.2.2 Mô hình kênh S-V

Mô hình kênh S-V đã được xác minh bởi các kết quả đo kiểm nghiêm ngặt về mô hình kênh trong nhà rằng, thời điểm đến của các thành phần trễ đa đường được mô hình hóa là quá trình Poisson. Cụ thể hơn, Saleh and Valenzuela đã đề xuất mô hình kênh mới (được coi là mô hình S-V) sau khi phát hiện ra từ các kết quả đo đánh giá kênh trong nhà, tồn tại nhiều cụm, mỗi cụm có nhiều tia, trong lý lịch trễ công suất



**Hình 4.16** Minh họa lý lịch trễ công suất và các tham số đặc trưng của mô hình kênh S-V

Hình 4.16 minh họa mô hình kênh S-V có nhiều cụm, mỗi cụm được hình thành bởi một tập các tia. Thời điểm đến của mỗi cụm cũng như thời điểm đến của các tia tuân theo quá trình Poisson riêng biệt. Vì vậy, trễ của từng đường truyền sóng không bị cách quãng trong nhiều chu kỳ lấy mẫu, nhưng lại bị cách quãng theo cách có tính tùy ý nào đó (tùy vào môi trường truyền sóng cụ thể). Cụ thể hơn, thời điểm đến của tia đầu tiên trong cụm thứ  $\ell$ , ký hiệu là  $T_\ell$ , được mô hình hóa bởi quá trình Poisson có tốc độ đến trung bình là  $\Lambda$ , trong khi đó các thời điểm đến của các tia trong mỗi cụm cũng được mô hình hóa bởi quá trình Poisson có tốc độ đến trung bình là  $\lambda$ . Vì thế, nó được chỉ ra rằng, phân bố của các thời điểm đến giữa các cụm và phân bố các thời điểm đến giữa các tia được cho bởi các phân bố hàm mũ lần lượt như sau:

$$p(T_\ell | T_{\ell-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_\ell - T_{\ell-1})} \quad (4.68)$$

và

$$p(\tau_{k,\ell} | \tau_{(k-1),\ell}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{k,\ell} - \tau_{(k-1),\ell})} \quad (4.69)$$

trong đó:  $\tau_{k,\ell}$  ký hiệu cho thời điểm đến của tia thứ  $k$  trong cụm thứ  $\ell$ . Trong phương trình (4.68) và phương trình (4.69), thời điểm đến của tia thứ nhất trong cụm thứ  $\ell$  là  $\tau_{0,\ell}$ , được định nghĩa là thời điểm đến của cụm thứ  $\ell$ ,  $T_\ell$  (nghĩa là  $\tau_{0,\ell} = T_\ell$ ). Ký hiệu  $\beta_{k,\ell}$  và  $\theta_{k,\ell}$  là biên độ và pha của tia thứ  $k$  trong cụm thứ  $\ell$ . Vì thế, đáp ứng xung kim của kênh là:

$$\begin{aligned} h(t) &= \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \underbrace{\beta_{k,\ell} e^{-j\theta_{k,\ell}}}_{\text{biên ngẫu nhiên phân bố}} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell}) \\ &= \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell}) \end{aligned} \quad (4.70)$$

trong đó:  $\theta_{k,\ell}$  là biến ngẫu nhiên phân bố đều trên  $[0, 2\pi]$ ; và  $\beta_{k,\ell}$  là biến ngẫu nhiên độc lập phân bố Rayleigh:

$$p(\beta_{k,\ell}) = \left( 2\beta_{k,\ell} / \overline{\beta_{k,\ell}^2} \right) e^{-\beta_{k,\ell} / \overline{\beta_{k,\ell}^2}} \quad (4.71)$$

Trong phương trình (4.71),  $\overline{\beta_{k,\ell}^2}$  là công suất trung bình của tia thứ trong cụm thứ  $\ell$  được cho là:

$$\begin{aligned} \overline{\beta_{k,\ell}^2} &\equiv \overline{\beta^2(T_\ell, \tau_{k,\ell})} \\ &= \overline{\beta_{0,0}^2} e^{-T_\ell / \Gamma} e^{-\tau_{k,\ell} / \gamma} \end{aligned} \quad (4.72)$$

trong đó:  $\Gamma$  và  $\gamma$  là hằng số thời gian đối với suy hao công suất theo hàm mũ trong tia cụm và tia tương ứng;  $\overline{\beta_{0,0}^2}$  là công suất trung bình của tia thứ nhất trong cụm thứ nhất.

Như được thấy trong hình 4.16, mô hình kênh S-V là mô hình trễ tuân theo hàm mũ kép trong đó công suất trung bình của cụm phân bị rã theo hàm mũ bởi thành phần  $e^{-T_\ell/\Gamma}$  trong phương trình (4.72), trong khi đó công suất trung bình của tia trong mỗi cụm cũng bị phân rã công suất theo hàm mũ bởi thành phần  $e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma}$  trong phương trình (4.72). Một lần nữa, công suất trung bình của tia đầu tiên trong cụm đầu tiên  $\overline{\beta_{0,0}^2}$  được cho là công suất trung bình có tính điểm tựa của các tia được xác định bởi phương trình (4.72), sau đó cho phép xác định các hệ số kênh Rayleigh bởi phương trình (4.71). Trong trường hợp đó suy hao đường truyền không được tính đến, ở góc độ tổng thể thì không có sự tổn thất công suất, công suất trung bình của tia đầu tiên trong cụm đầu tiên được thiết trị bằng 1. Thậm chí, có vô hạn số lượng các cụm và tia trong đáp ứng xung kim trong phương trình (4.70), nhưng chỉ tồn tại hữu hạn số lượng các tia cụm và tia không thể bỏ qua được trong thực tế. Vì vậy, ta giới hạn số lượng các cụm và tia là L và K. Trong khi đó biến ngẫu nhiên X phân bố *log-normal*, nghĩa là  $20\log_{10}(X) \sim N(0, \sigma_x^2)$ , được đưa vào phương trình (4.70), nhằm thể hiện ảnh hưởng pha định thời gian dài (pha định phạm vi rộng) như sau:

$$h(t) = X \sum_{\ell=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \underbrace{\beta_{k,\ell} e^{-j\theta_{k,\ell}}}_{\text{đáp ứng xung kim}} \delta(t - T_\ell - \tau_{k,\ell}) \quad (4.73)$$

## Sim\_UWB 4.04

Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn các đặc trưng của mô hình kênh S-V. Dưới đây ta tóm tắt chương trình được dùng cho Sim\_UWB 4.04 này.

**Prog 4.11** Chương trình thực hiện mô phỏng và biểu diễn các đặc trưng của mô hình kênh S-V gồm: (i) phân bố thời điểm đến của cụm; (ii) phân bố thời điểm đến của tia trong cụm; (iii) đáp ứng xung kim của kênh S-V; (iv) phân bố công suất của kênh S-V. Chương trình nhận 08 đầu vào gồm: (1) tốc độ đến của cụm, *Lam*; (2) tốc độ đến của tia, *lam*; (3) hệ số phân rã của cụm, *Gam*; (4) hệ số phân rã của tia, *gam*; (5) số lượng thực hiện tạo kênh ngẫu nhiên, *num\_ch*; (6) công suất của tia thứ nhất của cụm thứ nhất, *b002*; (7) độ lệch chuẩn pha định che chấn phân bố *log-normal* của toàn bộ đáp ứng kênh, *sdi*; (8) cờ xác định tạo kênh NLOS, *nlos*. Chương trình cho ra 4 đầu ra: (1) ma trận kênh chứa *num\_ch* cột, mỗi cột có thực hiện ngẫu nhiên mô hình kênh (đáp ứng xung của kênh), *h*; (2) thời điểm các đường truyền có biên độ được lưu trong ma trận đáp ứng kênh *h*, *t*; (3) thời điểm đến của cụm đầu tiên đối với mỗi thực hiện kênh (lấy mẫu kênh), *t0*; (4) số lượng đường truyền đối với mỗi thực hiện kênh, *np*.

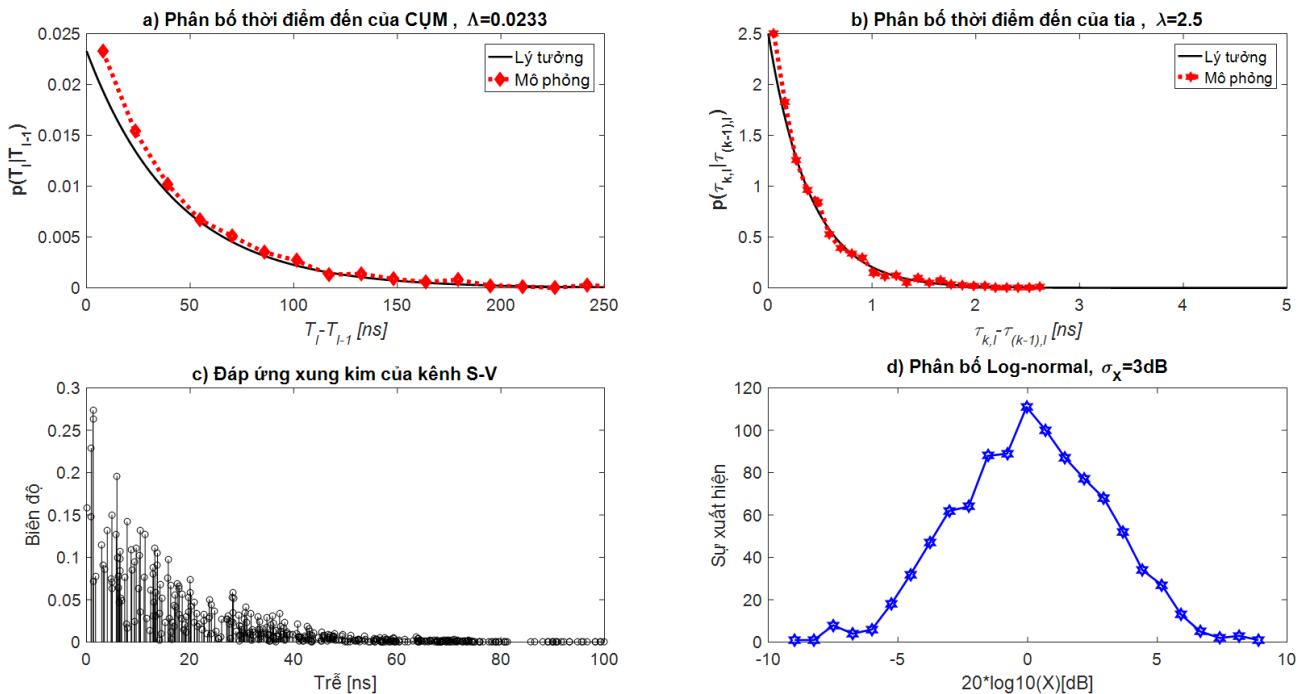
Lệnh thực hiện chương trình là:

`[h, t, t0, np] = uwb40401_SV_model(Lam, lam, Gam, gam, num_ch, b002, sdi, nlos)`

Kết quả mô phỏng được biểu diễn ở hình 4.17 khi ta thiết trị tập các tham số đặc trưng của mô hình kênh S-V:  $\Lambda = 0,023$ ;  $\lambda = 0,023$ ;  $\Gamma = 7,4$ ;  $\gamma = 4,3$ ;  $\sigma_x = 3 dB$ .

Kết quả mô phỏng cho thấy, phân bố các thời điểm đến của cụm; phân bố các thời điểm đến của tia; đáp ứng xung kim của kênh; phân bố công suất của kênh được biểu diễn trong hình 4.17. Cụ thể hơn, hình 4.17a biểu diễn phân bố của các thời điểm đến của cụm và hình 4.17b biểu diễn phân bố của các thời điểm đến của tia, bao gồm các kết quả mô phỏng được so sánh với kết quả lý

thuyết giải tích (lý tưởng) trong đó thời điểm đến của cụm thứ  $\ell$ ,  $T_\ell$ , và thời điểm đến của tia thứ  $k$  trong cụm thứ  $\ell$ ,  $\tau_{k,\ell}$ , được tạo ra theo cách từng thành phần trong chúng đều có phân bố hàm mũ tương ứng với phương trình (4.68) và phương trình (4.69). Hình 4.17c biểu diễn đáp ứng xung kim của kênh S-V. Hình 4.17d biểu diễn phân bố công suất của kênh, có được bằng cách mô phỏng 1000 thực hiện kênh (thực hiện kênh 1000 lần), kết quả cho thấy rõ công suất của kênh tuân theo phân bố *log-normal*.



**Hình 4.17** Các đặc trưng của mô hình kênh S-V: Phân bố thời điểm đến của cụm; phân bố thời điểm đến của tia trong cụm; đáp ứng xung kim của kênh; phân bố công suất của kênh

### 4.3.3 Mô hình kênh UWB

#### 4.3.3.1 Đặc tính hóa kênh UWB

Như đã trình bày ở trên, các mô hình kênh vô tuyến có vai trò rất quan trọng trong thiết kế hệ thống và lựa chọn tham số hệ thống. Chẳng hạn, trong hệ thống IR-UWB, ta cần phải biết những thành phần có trong hai chuỗi xung phát để tránh nhiễu giữa các khung tại máy thu, hoặc thành phần tín hiệu đến đầu tiên chứa năng lượng lớn nhất.... đáp án cho vấn đề này có thể là trực tiếp đo kiểm từ môi trường thực tế, hoặc rút ra từ các mô hình kênh kề từ việc dựng trạm đo kiểm.

Tồn tại nhiều kỹ thuật mô hình hóa kênh khác nhau (chẳng hạn mô hình hóa thông kê và bám tia) và phương pháp theo dõi kênh (chẳng hạn, miền thời gian và miền tần số), chúng đều được nghiên cứu rộng rãi. Dưới đây ta không tập chung vào các kỹ thuật mô hình hóa kênh này, nhưng ta tập trung trình bày các mô hình kênh UWB được đề xuất ngay đây với mục đích cho việc thu xử lý tín hiệu UWB, định vị, mô phỏng phân tích hiệu năng đường truyền, v.v... ở các chương sau.

#### ✚ Hệ thống vô tuyến băng hẹp và hệ thống vô tuyến UWB

Để làm sáng tỏ đặc điểm của kênh và hệ thống UWB. Trước hết ta lưu ý khái niệm hệ thống băng hẹp và hệ thống UWB và sự khác nhau giữa chúng.

Băng rộng của hệ thống UWB dẫn đến các khác biệt đáng kể trong việc đặc tính hóa kênh so với hệ thống băng hẹp (cả hệ thống băng hẹp và băng rộng đều được coi là “băng hẹp” so với hệ thống UWB). Với hệ thống băng hẹp, các thuộc tính của các vật thể trong môi trường truyền sóng như thuộc tính của bộ phản xạ và nhiễu xạ, được coi là không đổi theo tần số do băng tần nhỏ. Tuy nhiên, với hệ thống UWB sự phụ thuộc vào tần số của các thuộc tính của vật liệu cũng như anten phát/thu trở nên đáng kể.

Vì vậy tại đây, ta trình lọc sự phụ thuộc vào tần số của môi trường truyền sóng, và giải thích các khác biệt cơ bản trong việc đặc tính hóa kênh đối với hệ thống băng hẹp và hệ thống UWB. Tồn tại sự khác biệt về truyền sóng trong không gian tự do, đối với hệ thống UWB so với hệ thống băng hẹp như: các độ lợi thay đổi trên dải tần rộng của hệ thống UWB (với hệ thống băng hẹp các độ lợi này là không phụ thuộc vào tần số). Hiệu suất anten cũng phụ thuộc vào tần số. VỚI anten UWB, nó thực sự là thách thức để hạn chế tổn thất tín hiệu ở mức thấp nhất và cố định lại trên băng tần rộng. Sự khác biệt về pha định phạm vi rộng và pha định phạm vi hẹp của hệ thống UWB so với hệ thống băng hẹp cũng được lý giải trong các mục dưới đây.

### **Đặc tính hóa kênh UWB**

Tồn tại hai phương pháp đặc tính hóa kênh UWB:

*Trong phương thức thứ nhất*, môi trường chứa các vật liệu có các đặc tính điện trường được xét, và giả thiết rằng sẵn có đầy đủ thông tin về hình học của môi trường. Sau đó, tạo các đặc tính truyền sóng của môi trường bằng các công cụ mô phỏng điện từ với các kỹ thuật bám tia. Phương thức này, được gọi là mô hình hóa tất định (*deterministic modeling*). Mặc dù có lợi thế về việc đưa ra trình bày tường minh về môi trường truyền sóng, nhưng lại gặp trở ngại trong việc mô hình hóa tất định đó là dễ dàng riêng cho một vị trí. Hơn nữa, rất khó thực hiện việc tập hợp thông tin vị trí chính xác. Nếu địa hình thay đổi, mô hình dễ dàng trở thành lỗi thời (quá hạn).

*Phương thức thứ hai*, phương thức phổ biến hơn để mô hình hóa kênh là rút ra từ các mô hình thống kê từ các kết quả đo đánh giá kênh thực tế, được gọi là phương thức mô hình hóa thống kê (*statistical-modeling*). Phương thức này ít phức tạp hơn mô hình hóa tất định. Các tham số then chốt để mô hình hóa là: suy hao đường truyền sóng; che chắn; lý lịch trễ công suất; pha định phạm vi hẹp. Phần dưới đây, đặc tính hóa thống kê của các kênh UWB được trình lọc ở dạng mô tả các tham số kênh then chốt này. Ta cần lưu ý rằng, ta không thực hiện mô hình hóa kênh UWB mà ta chỉ trình lọc các mô hình kênh UWB. Cụ thể là, ta trình lọc mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.3a và mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.4a, các kịch bản ứng dụng và sự khác biệt cơ bản giữa chúng.

#### **4.3.3.2 Mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.3a**

##### **❖ Pha định phạm vi rộng**

Ta coi rằng, tín hiệu truyền lan trên kênh truyền trong không gian tự do. Suy hao trong không gian tự do  $LP_{FS}$  được biểu diễn bởi:

$$LP_{FS} = \frac{4\pi d^2}{G_{TX} S_{RX}} \quad (4.74)$$

trong đó:  $d$  là cự ly truyền dẫn;  $G_{TX}$  là độ lợi anten phát so với anten đanding hướng; và  $S_{RX}$  là diện tích hiệu dụng của anten thu, nó biểu thị khả năng chấn (hứng) năng lượng của anten thu. Diện tích hiệu dụng và độ lợi của anten, có quan hệ như sau:

$$G_{RX} = \frac{4\pi S_{RX}}{\lambda^2} \quad (4.75)$$

trong đó:  $\lambda = c / f$  là bước sóng công tác;  $f$  là tần số công tác,  $c$  là vận tốc ánh sáng ( $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ).

Phương trình (4.75) thể hiện tính cách của anten thu thay đổi theo tần số công tác. Trường hợp hệ thống băng hẹp, tần số công tác là tần số sóng mang và ta tính độ lợi anten thu theo tần số sóng mang  $f_c$ . Với hệ thống UWB, dải tần số rất rộng (cỡ vài trăm MHz hoặc thậm chí vài GHz), khái niệm tần số sóng mang không còn đúng, và việc tính độ lợi của anten thu theo (4.75) là không chính xác. Khi này, tổn thất không gian tự do được tính theo:

$$LP_{FS}(f) = \frac{(4\pi)^2 d^2 f^2}{G_{TX} G_{RX} c^2} \quad (4.76a)$$

Cũng vậy, suy hao đường truyền dựa vào mô hình không gian tự do cũng được viết theo đơn vị dB khi  $G_{Tx} = G_{Rx} = 1$ :

$$LP_{FS} = 20 \log \left( \frac{4\pi f d}{c} \right)$$

trong đó

$$f = \sqrt{f_L f_H}$$
(4.76b)

trong đó,  $f_L, f_H$  là tần số dưới và tần số trên tại ngưỡng -10 dB. Suy hao che chấn được xác định là biến ngẫu nhiên phân bố *log-normal* có độ lệch chuẩn là 3 dB.

### ❖ Pha định phạm vi hẹp

#### ✓ Đáp ứng xung kim

Vào tháng 7/2003, báo cáo cuối cùng của Tiểu ban Mô hình hóa kênh của nhóm nghiên cứu về kênh UWB của IEEE cho mô hình kênh đa đường UWB trong nhà được gọi là mô hình kênh IEEE 802.15.SG3a. Mô hình này được dùng để đánh giá hiệu năng lớp vật lý cho hệ thống UWB. Ta có thể liệt kê các đóng góp khác nhau đã được xem xét để phát triển các mô hình: (i) Mô hình tổn hao truyền sóng thông kê cho tín hiệu UWB trong nhà (đề xuất bởi Ghassemzadeh et al., 2002); (ii) Mô hình hóa và đo đặc kênh (được mô tả bởi Pendergrassm và Beeler, 2002); (iii) Đề xuất của Intel (Foerster và Li, 2002); (iv) Kết quả của trạm đo được thực hiện ở trường đại học Oulu (bởi Hovinen..., 2002a); (v) Mô hình kênh vô tuyến được đề xuất bởi Kunisch và Pamp, 2002; (vi) Mô hình tổn hao đường thông kê (đề xuất bởi Ghassemzadeh và Tarokh, 2002) sau khi phân tích hơn 300.000 đáp ứng tần số ở 712 điểm và 23 ngôi nhà; (vii) Mô hình kênh được đề xuất bởi Mitsubishi sau chiến dịch đo ở một tòa nhà văn phòng (Molisch..., 2002); (viii) Việc phân tích kênh truyền sóng UWB bởi (Cramer.., 2002) bằng cách áp dụng thuật toán CLEAN; (ix) Nghiên cứu của (Siwiak, 2002a và 2002b).

Tiêu ban Mô hình hóa kênh IEEE cuối cùng tập trung vào mô hình kênh dựa trên giải pháp **cụm** mà được đề xuất bởi Turin và cộng sự (Turin et al., 1972), và sau đó được chính thức hóa bởi Saleh và Valenzuela vào năm 1987 (Saleh và Valenzuela, 1987) trong một hội thảo về mô hình hóa thống kê cho môi trường truyền sóng đa đường trong nhà. Mặc dù dựa vào đo kiểm bằng cách dùng các xung tựa radar công suất thấp, mô hình kênh Saleh và Valenzuela (mô hình S-V) vẫn không phải là mô hình kênh UWB

Mô hình kênh Saleh và Valenzuela (mô hình S-V) dựa trên quan sát các thành phần đa đường thu được từ cùng một xung phát, được nhóm thành các cụm. Thời điểm đến của các cụm được mô hình hóa là một quá trình đến Poisson với tốc độ  $\Lambda$ :

$$p(T_\ell | T_{\ell-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_\ell - T_{\ell-1})] \quad (4.77)$$

trong đó  $T_\ell$  và  $T_{\ell-1}$  là thời điểm đến của *cụm* thứ  $\ell$  và thứ  $\ell-1$ . Đặt thời điểm đến của cụm thứ nhất  $T_1 = 0$ .

Trong mỗi cụm, các thành phần đa đường tiếp theo cũng tới máy thu theo quá trình Poisson với tốc độ  $\lambda$ :

$$p(\tau_{k,\ell} | \tau_{(k-1),\ell}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,\ell} - \tau_{(k-1),\ell})] \quad (4.78)$$

trong đó  $\tau_{k,\ell}$  và  $\tau_{(k-1),\ell}$  là thời điểm đến của đường truyền sóng thứ  $k$  và  $(k-1)$  trong cụm thứ  $\ell$ . Thời điểm đến của đường truyền sóng thứ nhất trong mỗi cụm là  $\tau_{1,\ell}$  với  $\ell=1,2,\dots,L$  được đặt bằng 0.

Trong mô hình S-V, độ lợi của tia (*ray*) thứ  $k$  trong cụm thứ  $\ell$  là một biến ngẫu nhiên phức  $a_\ell$  có modul là  $\beta_{k,\ell}$  và pha là  $\theta_{k,\ell}$ ; các giá trị của  $\beta_{k,\ell}$  được giả thiết là biến ngẫu nhiên dương phân bố Rayleigh và độc lập thống kê; các giá trị của  $\theta_{k,\ell}$  được coi là biến ngẫu nhiên phân bố đều độc lập thống kê trên khoảng  $[0, 2\pi]$ , hay:

$$\begin{aligned} p(\beta_{k,\ell}) &= \frac{2\beta_{k,\ell}}{\langle |\beta_{k,\ell}|^2 \rangle} e^{\frac{-\beta_{k,\ell}^2}{\langle |\beta_{k,\ell}|^2 \rangle}} \\ p(\theta_{k,\ell}) &= \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta_{k,\ell} < 2\pi \end{aligned} \quad (4.79)$$

trong đó  $\langle X \rangle$  là kỳ vọng của X và ở đó:

$$\langle |\beta_{k,\ell}|^2 \rangle = \langle |\beta_{00}|^2 \rangle e^{\frac{-T_\ell}{\Gamma}} e^{\frac{-\tau_{k,\ell}}{\gamma}} \quad (4.80)$$

Thành phần  $\beta_{00}$  trong (4.80) biểu trưng cho năng lượng trung bình của đường truyền sóng đầu tiên trong cụm đầu tiên,  $\Gamma$  và  $\gamma$  là hệ số phân rã công suất của cụm và của đa đường. Theo phương trình (4.80), lý lịch trễ công suất PDP trung bình được đặc tính hóa bởi sự phân rã biên độ

của cụm theo hàm mũ và sự phân rã biên độ của xung thu theo hàm mũ trong mỗi cụm (xem hình 4.16).

Để dữ liệu phù hợp với dữ liệu đo, nhóm nghiên cứu của IEEE đề xuất điều chỉnh mô hình S-V. Cụ thể là, dùng phân bố *log-normal* để đặc tính hóa biên độ độ lợi các thành phần đa đường, và đưa thêm biến ngẫu nhiên *log-normal* để biểu trưng cho sự dao động độ lợi đa đường tổng. **Cuối cùng**, các hệ số kenh được coi là các biến **giá trị thực** chứ không phải là giá trị phức, nghĩa là  $\theta_{k,\ell}$  nhận giá trị  $\pm\pi$  với xác suất như nhau để biểu trưng cho sự đảo ngược xung do phản xạ từ bề mặt điện môi.

Đáp ứng xung kim của mô hình kênh IEEE được biểu diễn như sau:

$$h(t) = X \sum_{\ell=0}^L \sum_{k=0}^{K(\ell)} \alpha_{k,\ell} \delta(t - T_{\ell} - \tau_{k,\ell}) \quad (8.81)$$

trong đó:  $X$  là biến ngẫu nhiên phân bố *log-normal* biểu trưng cho độ lợi biên độ của kenh;  $L$  là số cụm quan sát được;  $K(\ell)$  là số đa đường thu trong cụm thứ  $\ell$ ;  $\alpha_{k,\ell}$  là hệ số của thành phần đa đường thứ  $k$  trong cụm thứ  $\ell$ ;  $T_{\ell}$  thời điểm đến của cụm thứ  $\ell$ ;  $\tau_{k,\ell}$  là trễ của thành phần đa đường thứ  $k$  trong cụm thứ  $\ell$ .

Hệ số kenh  $\alpha_{k,\ell}$  được xác định là:

$$\alpha_{k,\ell} = p_{k,\ell} \beta_{k,\ell} \quad (4.82)$$

trong đó:  $p_{k,\ell}$  là biến ngẫu nhiên rời rạc nhận giá trị  $\pm 1$  đồng khả năng;  $\beta_{k,\ell}$  là hệ số kenh phân bố *log-normal* của đa đường thứ  $k$  thuộc cụm thứ  $\ell$ . Vì vậy, thành phần  $\beta_{k,\ell}$  được biểu diễn như sau:

$$\beta_{k,\ell} = 10^{\frac{X_{k,\ell}}{20}} \quad (4.83)$$

trong đó  $X_{k,\ell}$  được coi là biến ngẫu nhiên Gausơ trung bình  $\mu_{k,\ell}$  và độ lệch chuẩn  $\sigma_{k,\ell}$ . Biến  $X_{k,\ell}$  được phân tích tiếp thành:

$$X_{k,\ell} = \mu_{k,\ell} + \xi_{\ell} + \zeta_{k,\ell} \quad (4.84)$$

trong đó:  $\xi_{\ell}$ ,  $\zeta_{k,\ell}$  đều là biến ngẫu nhiên Gausơ thể hiện cho sự dao động của hệ số kenh trong mỗi cụm và trong mỗi đa đường. Ta ký hiệu phương sai của  $\xi_{\ell}$  là  $\sigma_1^2$  và của  $\zeta_{k,\ell}$  là  $\sigma_2^2$ . Giá trị của  $\mu_{k,\ell}$  được xác định để tái sinh sự phân rã công suất theo hàm mũ đối với biên độ của các cụm và đối với biên độ của đa đường trong mỗi cụm. Khi này được viết như sau:

$$\begin{aligned} \left\langle |\beta_{k,\ell}|^2 \right\rangle &= \left\langle \left| 10^{\frac{\mu_{k,\ell} + \xi_{\ell} + \zeta_{k,\ell}}{20}} \right|^2 \right\rangle = \left\langle |\beta_{00}|^2 \right\rangle e^{\frac{-T_\ell}{\Gamma}} e^{\frac{-\tau_k}{\gamma}} \\ \Rightarrow \mu_{k,\ell} &= \frac{10 \log_e \left( \left\langle |\beta_{00}|^2 \right\rangle \right) - 10 \frac{T_\ell}{\Gamma} - 10 \frac{\tau_k}{\gamma} - \frac{(\sigma_\xi^2 + \sigma_\zeta^2) \log_e 10}{20}}{\log_e 10} \end{aligned} \quad (4.85)$$

Năng lượng tổng chứa trong  $\beta_{k,\ell}$  phải được chuẩn hóa đơn vị ứng đối với mỗi thực hiện của kênh, nghĩa là:

$$\sum_{\ell=0}^L \sum_{k=1}^{K(\ell)} |\beta_{k,\ell}|^2 = 1 \quad (4.86)$$

Theo mô hình S-V, biến thời điểm đến  $T_\ell$  và  $\tau_{k,\ell}$  được mô hình hóa bởi hai quá trình Poisson với tốc độ trung bình là  $\Lambda$  và  $\gamma$  (xem phương trình (4.77) và phương trình (4.78)).

Độ lợi biên độ của  $X$  được giả thiết là biến ngẫu nhiên phân bố *log-normal*:

$$X = 10^{\frac{g}{20}} \quad (4.87)$$

trong đó  $g$  là biến ngẫu nhiên Gausor trị trung bình  $g_0$  và phương sai  $\sigma_g^2$ . Giá trị của  $g_0$  phụ thuộc vào độ lợi đa đường tổng trung bình  $G$ .

$$g_0 = \frac{10 \log_e G}{\log_e 10} - \frac{\sigma_g^2 \log_e 10}{20} \quad (4.88)$$

Giá trị của  $G$  được xác định theo (4.55) khi đã biết số mũ suy hao trung bình  $n$ .

#### ✓ Các tham số đặc trưng của mô hình

Từ các định nghĩa trên, mô hình kênh UWB theo IEEE 802.15.32 trong phương trình (4.81) hoàn toàn được đặc tính hóa bởi tập 7 tham số đặc trưng:

**Bảng 4.5** Tập các tham số đặc trưng của mô hình kênh UWB theo IEEE 802.15.3a

$$\Omega_{Mod-par-3a} = \{\Lambda; \lambda; \Gamma; \gamma; \sigma_1; \sigma_2; \sigma_X\}$$

TT	Tên tham số	Ký hiệu
1	Tốc độ đến trung bình của cụm	$\Lambda$
2	Tốc độ đến trung bình của xung	$\lambda$
3	Hệ số phân rã công suất của cụm	$\Gamma$
4	Hệ số phân rã công suất của các xung trong một cụm	$\gamma$
5	Độ lệch chuẩn về sự thay đổi hệ số kênh của các cụm	$\sigma_1$
6	Độ lệch chuẩn về sự thay đổi hệ số kênh của các xung trong mỗi cụm	$\sigma_2$
7	Độ lệch chuẩn về độ lợi biên độ kênh	$\sigma_X$

### ❖ Các kịch bản

IEEE đưa ra tập các giá trị khởi đầu cho các tham số trên, chúng được điều chỉnh sao cho phù hợp với số dữ liệu đo của IEEE. Bảng 4.6 liệt kê các tham số cho các kịch bản theo IEEE 802.15.3a:

**Bảng 4.6:** Thiết trị cho tập các tham số đặc trưng của mô hình kênh UWB theo IEEE 802.15.3a:  $\Omega_{Mod-par-3a} = \{\Lambda; \lambda; \Gamma; \gamma; \sigma_1; \sigma_2; \sigma_X\}$

TT	Tham số	Kịch bản CM1	Kịch bản CM2	Kịch bản CM3	Kịch bản CM4
		LOS: (0-4m)	NLOS: (0-4m)	NLOS: (4-10m)	NLOS cực đoan
1	$\Lambda$ (1/ns)	0,0233	0,4	0,0667	0,0667
2	$\lambda$ (1/ns)	2,5	0,5	2,1	2,1
3	$\Gamma$	7,1	5,5	14,00	24,00
4	$\gamma$	4,3	6,7	7,9	12
5	$\sigma_\xi$ (dB)	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
6	$\sigma_\zeta$ (dB)	3,3941	3,3941	3,3941	3,3941
7	$\sigma_g$ (dB)	3	3	3	3

Lưu ý rằng, đáp ứng xung kim (4.81) định nghĩa mô hình kênh đa đường liên tục. Ta có thể ước lượng mô hình kênh rời rạc tương đương bằng cách đưa thêm mọi đa đường trong cùng bin.

#### 4.3.3.3 Mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.4a

Ủy ban mô hình hóa kênh UWB, IEEE 802.15.4a phát triển mô hình kênh UWB cho ứng dụng tốc độ dữ liệu thấp. Tại đây ta trình lọc có tính tổng kết về mô hình này.

### ❖ Pha định phạm vi rộng

#### ✓ Tốn hao đường truyền

Tốn hao đường truyền phạm vi rộng PL được định nghĩa làm tỷ số giữa công suất tín hiệu thu  $P_{RX}$  trên công suất tín hiệu phát  $P_{TX}$ , và nó phụ thuộc vào tần số đối với hệ thống UWB.

- Đối với hệ thống băng hẹp, suy hao PL tại khoảng cách  $d$  được định nghĩa là

$$PL(d) = \frac{E[P_{RX}(d, f_c)]}{P_{TX}} \quad (4.89)$$

trong đó:  $f_c$  là tần số trung tâm; và phép lấy kỳ vọng được thực hiện trên vùng diện tích đủ lớn để tính trung bình bao gồm che chắn và pha định phạm vi hẹp.

- Đối với hệ thống UWB, thì PL phụ thuộc vào tần số được định nghĩa là:

$$PL(d, f) = E \left[ \int_{f-0,5\Delta f}^{f+0,5\Delta f} |H(d, \tilde{f})|^2 d\tilde{f} \right] \quad (4.90)$$

trong đó  $H(d, \tilde{f})$  là hàm truyền đạt (bao gồm ảnh hưởng của các anten),  $\Delta f$  là khoảng tần số đủ nhỏ để đảm bảo các thuộc tính của vật liệu được coi là không đổi (chẳng hạn như hằng số điện môi được). Với hệ thống UWB, biểu thức (4.90) được lấy tích phân trên dải tần hoạt động của hệ thống để nhận được tổng suy hao đường truyền.

Để đơn giản, PL phụ thuộc vào khoảng cách và tần số được xử lý độc lập nhau, và biểu thức tính tốn hao đường truyền PL được biểu diễn như sau:

$$PL(d, f) = PL(d) \times PL(f) \quad (4.91)$$

trong đó:  $PL(f) \propto f^{-2\kappa}$  và  $PL(d) \propto d^{-n}$  với  $\kappa$  là hệ số phân rã tần số và  $n$  là số mũ tốn hao công suất. Tốn hao đường truyền phụ thuộc vào khoảng cách thường được biểu diễn theo đơn vị dB như sau:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.92)$$

trong đó:  $d$  là khoảng cách phát thu;  $d_0$  là khoảng cách tham chiếu (chẳng hạn 1m);  $PL_0$  là suy hao truyền sóng tại khoảng cách tham chiếu;  $n$  là số mũ tốn hao công suất.

Ta lưu ý rằng, cả số mũ tốn hao công suất,  $n$ , và hệ số phân rã tần số  $\kappa$  đều phụ thuộc vào môi trường. Ví như: số mũ tốn hao trong môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS thường lớn hơn so với môi trường truyền sóng trực xạ LOS. Việc biểu diễn tốn hao đường truyền PL ở đây có tính đến ảnh hưởng của anten phát và anten thu. Mô hình linh hoạt hơn sẽ được xét ở chương 5, ở đó tính toán quỹ đường truyền bằng cách xét đến các quy định về phô (mặt nạ phô phát xạ) và ảnh hưởng của hiệu suất anten.

### ✓ **Tốn hao do che chắn**

Che chắn được coi là pha định phạm vi rộng, được định nghĩa là sự thay đổi chậm của công suất tín hiệu trung bình cục bộ quanh suy hao truyền sóng PL (xem hình 4.2). Sự thay đổi này về cơ bản là do các thay đổi trong môi trường phụ cận (bao quanh, ngoại vi), che chắn thường được mô hình hóa bởi phân bố *log-normal*. Vì vậy, suy hao cùng với che chắn, tốn thất đường truyền PL được biểu diễn theo đơn vị dB như sau:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X, \quad d > d_0 \quad (4.93)$$

trong đó  $X$  là biến ngẫu nhiên phân bố Gausơ trung bình không và độ lệch chuẩn là  $\sigma_{sh}$

### ❖ **Pha định phạm vi hẹp**

#### ✓ **Đáp ứng xung kim**

Đáp ứng xung kim băng tần gốc phức của kênh dựa vào mô hình S-V được cho bởi:

$$h(t) = \sum_{\ell=0}^L \sum_{k=0}^K a_{k,\ell} e^{j\phi_{k,\ell}(t-T_{\ell}-\tau_{k,\ell})} \quad (4.94)$$

trong đó tập các tham số

$a_{k,\ell}$  là hệ số độ lợi đa đường

$\phi_{k,\ell}$  là pha của thành phần đa đường (là biến ngẫu nhiên phân bố đều trong khoảng  $[0, 2\pi]$ )

$T_\ell$  là trẽ của tia (ray) đầu tiên của cụm thứ  $\ell$

$\tau_{k,\ell}$  là trẽ của tia thứ  $k$  của cụm thứ  $\ell$ .

Tham số L có phân bố Poisson là

$$\frac{(\bar{L})^L}{L!} e^{-\bar{L}} \quad (4.95)$$

trong đó, trị trung bình của L là  $\bar{L}$

Các thời điểm đến của cụm theo quá trình Poisson như mô hình kênh 802.15.3a. Tuy nhiên, thời điểm đến của tia được mô hình hóa là quá trình hỗn hợp (mixture):

$$p(\tau_{k,\ell} | \tau_{(k-1),\ell}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1 (\tau_{k,\ell} - \tau_{(k-1),\ell})] + (\beta-1) \lambda_2 \exp[-\lambda_2 (\tau_{k,\ell} - \tau_{(k-1),\ell})] \quad (4.96)$$

trong đó  $\beta$  là xác suất hỗn hợp và  $\lambda_1, \lambda_2$  tốc độ đến của tia.

Trong từng cụm liên kết với cụm khác theo quan hệ hàm mũ. Nói cách khác,

$$E\left\{\left|\alpha_{k,\ell}\right|^2\right\} = \Omega_\ell \frac{1}{\gamma_\ell [(1-\beta)\lambda_1 + \beta\lambda_2 + 1]} \exp\left[\frac{-\tau_{k,\ell}}{\gamma_\ell}\right] \quad (4.97)$$

trong đó:  $\Omega_\ell$  là năng lượng của cụm thứ  $\ell$ ; và  $\gamma_\ell$  là tốc độ phân rã của cụm. Với một số môi trường NLOS lý lịch trẽ công suất PDP luân phiên cùng tồn tại với  $\gamma_{rise}$  (tốc độ của PDP gia tăng đến cực đại cục bộ của nó),  $\gamma_1$  và  $\chi$  (suy hao của thành phần đầu tiên) là các tham số:

$$E\left\{\left|\alpha_{k,\ell}\right|^2\right\} = \left(1 - e^{\frac{-\tau_{k,\ell}}{\gamma_{rise}}}\right) e^{\frac{-\tau_{k,\ell}}{\gamma_\ell}} \frac{\gamma_1 + \gamma_{rise}}{\gamma_\ell} \frac{\Omega_\ell}{\gamma_\ell + \gamma_{rise}(1-\chi)} \quad (4.98)$$

Tốc độ phân rã giữa các cụm có quan hệ với thời điểm đến của cụm theo kiểu:

$$\gamma_\ell = k_\gamma T_\ell + \gamma_0 \quad (4.99)$$

Công suất trung bình của cụm thứ  $\ell$  có dạng phân rã mũ được cho trong

$$10 \log \Omega_\ell = 10 \log_{10} \left( e^{\frac{-T_\ell}{\Gamma}} \right) + M_{cluster} \quad (4.100)$$

trong đó,  $M_{cluster}$  là biến ngẫu nhiên phân bố Gausor với độ lệch chuẩn của cụm  $\sigma_{cluster}$

Biên độ của phạm vi hẹp được mô hình hóa là phân bố Nakagami và được cho bởi:

$$\frac{2}{\Gamma(m)} \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} e^{\frac{-m}{\Omega} x^2} \quad (4.101)$$

trong đó:  $m$ , ( $m \geq 1/2$ ) là hệ số của phân bố Nakagami;  $\Gamma(m)$  là hàm gamma; và  $\Omega$  là công suất trung bình. Hệ số  $m$  có phân bố *log-normal* có trung bình là  $\mu_m$  và độ lệch chuẩn là  $\sigma_m$ . Trị trung bình và độ lệch chuẩn của  $m$  theo  $\tau$  là

$$\begin{aligned}\mu_m(\tau) &= m_0 - k_m \tau \\ \sigma_m(\tau) &= \hat{m}_0 - \hat{k}_m \tau\end{aligned}\quad (4.102)$$

Thành phần đầu tiên của mỗi cụm là tất định và được xác định bởi:

$$m = \tilde{m}_0$$

#### ✓ Các tham số đặc trưng của mô hình

**Bảng 4.7: Các tham số đặc trưng của mô hình kênh UWB theo IEEE 802.15.4a**

$$\Omega_{Mod-par-4a} = \left\{ \bar{L}; \Lambda; \lambda_1, \lambda_2, \beta; \Gamma; k_\gamma, \gamma_0; \sigma_c; \sigma; m_0, k_0; \hat{m}_0, \hat{k}_0; \gamma_{rise}, \gamma_1, \chi \right\}$$

TT	Tham số	Ký hiệu
1	Giá trị trung bình của số lượng cụm	$\bar{L}$
2	Các tốc độ đến và xác suất hỗn hợp (tham số mô hình Poisson hỗn hợp)	$\lambda_1, \lambda_2, \beta$
3	Hằng số phân rã cụm	$\Gamma$
4	Các tham số hằng số thời gian phân rã giữa các cụm	$k_\gamma, \gamma_0$
5	Phương sai che chắn cụm	$\sigma_c$
6	Độ lệch chuẩn che chắn	$\sigma$
7	Các tham số trung bình hệ số $m$ của Nakagami	$m_0, k_0$
8	Các tham số độ lệch chuẩn hệ số $m$ của Nakagami	$\hat{m}_0, \hat{k}_0$
9	Các tham số định dạng PSP thay thế đổi với một số môi trường NLOS	$\gamma_{rise}, \gamma_1, \chi$

#### ❖ Các kịch bản

Tồn tại các môi trường (kịch bản) dựa vào ứng dụng của IEEE 802.15.4a gồm:

1. Kịch bản truyền sóng trực xạ LOS và không trực xạ NLOS gia đình riêng (CM1, CM2)
2. Kịch bản truyền sóng LOS và NLOS văn phòng (CM3, CM4)
3. Kịch bản truyền sóng LOS và NLOS ngoài trời (CM5, CM6)
4. Kịch bản truyền sóng LOS và NLOS khu công nghiệp (CM7, CM8)
5. Kịch bản truyền sóng vùng nông trường/trang trại (CM9).

Các tham số của mô hình cho các môi trường/kịch bản khác nhau được cho ở các bảng 4.8; bảng 4.9; bảng 4.10; và bảng 4.11.

**Bảng 4.8:** Giá trị của các tham số mô hình đối với kịch bản CM1 and CM2

$$\Omega_{Mod-par-4a} = \{\bar{L}; \Lambda; \lambda_1, \lambda_2, \beta; \Gamma; k_\gamma, \gamma_0; \sigma_c; \sigma; m_0, k_0; \hat{m}_0, \hat{k}_0; \gamma_{rise}, \gamma_1, \chi\}$$

TT	Tham số	Kịch bản CM1	Kịch bản CM2
1	$PL_0$ (dB)	43,9	48,7
2	$n$	1,79	4,58
3	$\sigma$ (dB)	2,22	3,51
4	$\kappa$	1,12	1,53
5	$\bar{L}$	3	3,5
5	$\Lambda$ (1/ns)	0,047	0,12
7	$\lambda_1; \lambda_2$ (1/ns); $\beta$ ;	1,54; 0,15; 0,095	1,77; 0,15; 0,045
8	$\Gamma$ (ns)	22,61	26,27
9	$k_\gamma$	0	0
10	$\gamma_0$ (ns)	12,53	17,5
11	$\sigma_c$ (dB)	2,75	2,93
12	$m_0$ (dB)	0,67	0,69
13	$\hat{m}_0$ (dB)	0,28	0,32
14	$\tilde{m}_0$	NA	NA

**Bảng 4.9** Giá trị của các tham số mô hình đối với kịch bản CM3 and CM4

$$\Omega_{Mod-par-4a} = \{\bar{L}; \Lambda; \lambda_1, \lambda_2, \beta; \Gamma; k_\gamma, \gamma_0; \sigma_c; \sigma; m_0, k_0; \hat{m}_0, \hat{k}_0; \gamma_{rise}, \gamma_1, \chi\}$$

TT	Tham số	Kịch bản CM3	Kịch bản CM4
1	$PL_0$ (dB)	35,4	59,9
2	$n$	1,63	3,07
3	$\sigma$ (dB)	1,9	3,9
4	$\kappa$	0,03	0,71
5	$\bar{L}$	5,4	1
6	$\Lambda$ (1/ns)	0,016	NA
7	$\lambda_1; \lambda_2$ (1/ns); $\beta$	0,19; 2,97; 0,0184	NA
8	$\Gamma$ (ns)	14,6	NA
9	$k_\gamma$	0	NA

10	$\gamma_0$ (ns)	6,4	NA
11	$\sigma_c$ (dB)	3	NA
12	$m_0$ (dB)	0,42	0,5
13	$\hat{m}_0$ (dB)	0,31	0,25
14	$\tilde{m}_0$	NA	NA
15	$\chi$	NA	0,86
16	$\gamma_{rise}$	NA	15,21
17	$\gamma_\ell$	NA	11,84

**Bảng 4.10** Giá trị của các tham số của mô hình đối với kịch bản CM7 and CM8

$$\Omega_{Mod-par-4a} = \left\{ \bar{L}; \Lambda; \lambda_1, \lambda_2, \beta; \Gamma; k_\gamma, \gamma_0; \sigma_c; \sigma; m_0, k_0; \hat{m}_0, \tilde{k}_0; \gamma_{rise}, \gamma_1, \chi \right\}$$

TT	Tham số	Kịch bản CM7	Kịch bản CM8
1	$PL_0$ (dB)	56,7	56,7
2	$n$	1,2	2,15
3	$\sigma$ (dB)	6	6
4	$\kappa$	-1,103	-1,427
5	$\bar{L}$	4,75	1
6	$\Lambda$ (1/ns)	0,0709	NA
7	$\lambda$ (1/ns);	NA	NA
8	$\Gamma$ (ns)	13,47	NA
9	$k_\gamma$	0,926	NA
10	$\gamma_0$ (ns)	0,651	NA
11	$\sigma_c$ (dB)	4,32	NA
12	$m_0$ (dB)	0,36	0,36
13	$\hat{m}_0$ (dB)	1,13	0,15
14	$\tilde{m}_0$	12,99	
15	$\chi$	NA	1
16	$\gamma_{rise}$	NA	17,35
17	$\gamma_\ell$	NA	85,36

**Bảng 4.11 Giá trị của các tham số mô hình đổi với kịch bản CM5, CM6, and CM9**

$$\Omega_{Mod-par-4a} = \left\{ \bar{L}; \Lambda; \lambda_1, \lambda_2, \beta; \Gamma; k_\gamma, \gamma_0; \sigma_c; \sigma; m_0, k_0; \hat{m}_0, \hat{k}_0; \gamma_{rise}, \gamma_1, \chi \right\}$$

TT	Tham số	Kịch bản CM5	Kịch bản CM6	Kịch bản CM9
1	$PL_0$ (dB)	45,6	73	48,96
2	$n$	1,76	2,5	1,58
3	$\sigma$ (dB)	0,83	2	3,96
4	$\kappa$	0,12	0,13	0
5	$\bar{L}$	13,6	10,5	3,31
6	$\Lambda$ (1/ns)	0,0048	0,0243	0,0305
7	$\lambda_1, \lambda_2$ (1/ns); $\beta$ ;	0,27; 2,41; 0,0078	0,15; 1,13; 0,062	0,0225; NA; 1
8	$\Gamma$ (ns)	31,7	104,7	56
9	$k_\gamma$	0	0	0
10	$\gamma_0$ (ns)	3,7	9,3	0,92
11	$\sigma_c$ (dB)	3	3	3
12	$m_0$ (dB)	0,77	0,56	4,1
13	$\hat{m}_0$ (dB)	0,78	0,25	2,5
14	$\tilde{m}_0$	NA	NA	0

#### ➡ Các khác biệt cơ bản giữa mô hình kênh IEEE 802.15.3a và IEEE 802.15.a

Một số khác biệt giữa mô hình kênh IEEE 802.15.3a và mô hình kênh IEEE 802.15.a là: (i) IEEE 802.15.4a mô hình hóa đáp ứng xung kim của kênh là quá trình băng tần cơ sở phức, trong khi đó IEEE 802.15.3a sử dụng mô hình số thực; (ii) các thời điểm đến của tia trong 802.15.4a là quá trình Poisson hỗn hợp giải thích quá trình Poisson trong IEEE 802.14.3a; (iii) hệ số phân rã giữa các cụm phụ thuộc vào thời điểm đến của cụm; (iv) biên độ pha định phạm vi hẹp của 802.15.4a có phân bố Nakagami còn của 802.15.3a là phân bố *log-normal*.

## Sim\_UWB 4.05

Trong phần này, ta mô phỏng đáp ứng xung kim kênh từ mô hình thống kê được đề xuất bởi IEEE 802.15.SG3a. Đáp ứng xung kim của kênh được tạo bởi **Prog 4.12**.

**Prog 4.12** Tạo và biểu diễn đáp ứng xung kim kênh cho kênh UWB đa đường theo mô hình IEEE 802.15.SG3a đã được trình bày trong mục 4.3.3. Chương trình nhận 03 đầu vào: (i) giá trị của độ lợi đa đường tổng trung bình tại khoảng cách xét,  $TMG$  (Giá trị của  $TMG$  được xác định bởi biểu thức (4.55) đối với cặp  $(G_0, \gamma)$ ); (ii) tần số lấy mẫu,  $f_c$ ; (iii) nhóm tập hợp tham số đặc trưng cho kịch bản xét và tham số mô phỏng,  $CM$ . Lưu ý rằng trong **Prog 4.12** ta phải

thiết trị cho tập các tham số đặc trưng cho kênh UWB và tham số đặc trưng cho kỹ thuật mô phỏng gồm: thời gian quan trắc  $OT$ ; mức độ phân giải thời gian của đáp ứng xung kim rời rạc,  $t_s$ ; giá trị của các tham số thống kê đặc trưng hóa cho mô hình kênh UWB (xem bảng 4.6), nghĩa là, 7 tham số  $\Omega_{Mod-par-3a} = \{\Lambda; \lambda; \Gamma; \gamma; \sigma_1; \sigma_2; \sigma_X\}$ : (1) tốc độ đến của cụm, *LAMDA*; (2) tốc độ đến của tia, *lamda*; (3) hệ số phân rã của cụm, *GAMA*; (4) hệ số phân rã của tia, *gama*; (5) độ lệch chuẩn của pha định cụm, *sigma1*; (6) độ lệch chuẩn về biên độ của các thành phần đa đường trong mỗi cụm, *sigma2*; (7) độ lệch chuẩn của độ lợi đa đường tổng phân bố log-normal, *sigmax*. Hơn nữa, ta cũng phải chọn tham số được dùng trong mô phỏng để giới hạn số lượng các thành phần đa đường trong mỗi cụm, *rdt*. Nó được giả thiết trong mô hình mô phỏng là, bỏ qua các xung thu khi thành phần  $e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma}$  trong biểu thức (4.80) nhỏ hơn đại lượng tiền định (ngưỡng) *rdt* (lưu ý rằng giá trị *rdt* không được trình bày trong biểu thức (4.80), tham chiếu mô hình toán của đáp ứng xung kim có vô hạn các thành phần đa đường). Sự hiện hữu của *rdt* được gợi ý trong (Saleh và Valenzea, 1987). Bổ sung thêm tham số đầu vào, *PT*, được dùng để giới hạn số lượng thành phần đa đường của đáp ứng xung kim kênh. Sự hiện hữu tham số này được đề nghị trong việc định nghĩa mô hình kênh như được mô tả trong (IEEE 802.15.SG3a, 2003). Tham số đầu vào cuối cùng là, *G* để cho phép biểu đồ hóa các kết quả mô phỏng.

Chương trình **Prog 4.12** trả về 5 đầu ra: (1) vector biểu trưng cho đáp ứng xung kim kênh liên tục, *h0*; (2) vector biểu trưng cho đáp ứng xung kim kênh rời rạc, *hf*; (3) thời gian quan trắc (thời gian mô phỏng), *OT*; (4) mức độ phân giải thời gian (khoảng thời gian của bin), *ts*; (5) độ lợi kênh, *X*.

Mô phỏng đáp ứng xung kim của kênh bởi **Prog 4.12**:

$$[h0, hf, OT, ts, X] = \text{uwb40501\_IEEEuwb}(fc, TMG, CM);$$

Kết quả là, ta nhận được các đầu ra *h0*, *hf*, *OT*, *ts*, *X*. Nếu tham số *G=1*, đáp ứng xung kim kênh liên tục *h0* và rời rạc, *hf* được biểu diễn trên hình vẽ.

**Prog 4.13** Chương trình thực hiện ước tính trai trẽ trung bình quân phương **rms-ds** đối với đáp ứng xung kim của kênh *h(t)* theo biểu thức (4.57). Chương trình nhận hai tham số đầu vào: đáp ứng xung kim của kênh (được lấy mẫu tại tần số *f<sub>c</sub>*), *h*; tần số lấy mẫu, *fc*. Chương trình trả về trai trẽ trung bình quân phương, *rmsds*.

Mô phỏng để ước tính trai trẽ trung bình quân phương **rms-ds** bởi **Prog 4.13**:

$$[rmsds] = \text{uwb40501_rmsds}(h, fc)$$

**Prog 4.14** Chương trình nhận hai đầu vào: đáp ứng xung kim của kênh, *h*; tần số lấy mẫu, *fc*. Kết quả là, ta nhận được lý lịch trẽ công suất, PDP.

Mô phỏng ước lượng lý lịch trẽ công suất PDP bởi **Prog 4.14**:

$$[PDP] = \text{uwb40503_PDP}(h, fc);$$

Ta dùng **Prog 4.12**, **Prog 4.13** và **Prog 4.14** để mô phỏng phân tích các kịch bản kênh khác nhau được đề nghị bởi IEEE và được tổng hợp trong **bảng 4.6**.

#### ❖ Mô phỏng 1: Kịch bản CM1

Giả sử khoảng cách phát/thu là 2m, máy phát/thu trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS. Với kích bản này (ký hiệu là: “*kích bản CM1*”). Ta giả sử suy hao tham chuẩn  $A_0 = 47$  dB và số mũ suy hao  $\gamma = 1,7$  (Ghassemzadeh và Tarokh, 2003). Giá trị của TMG được xác định bằng cách tính bình phương của độ lợi kênh trung bình  $ag$ , được ước lượng bởi **Prog 5.01**:

```

tx          = 1;
c0          = 10^(-47/20);
d           = 2;
gamma       = 1.7;
[rx, ag]    = uwb50101_pathloss(tx, c0, d, gamma);
Kết quả:   rx = 0.0025; ag = 0.0025
TMG = ag^2;
    
```

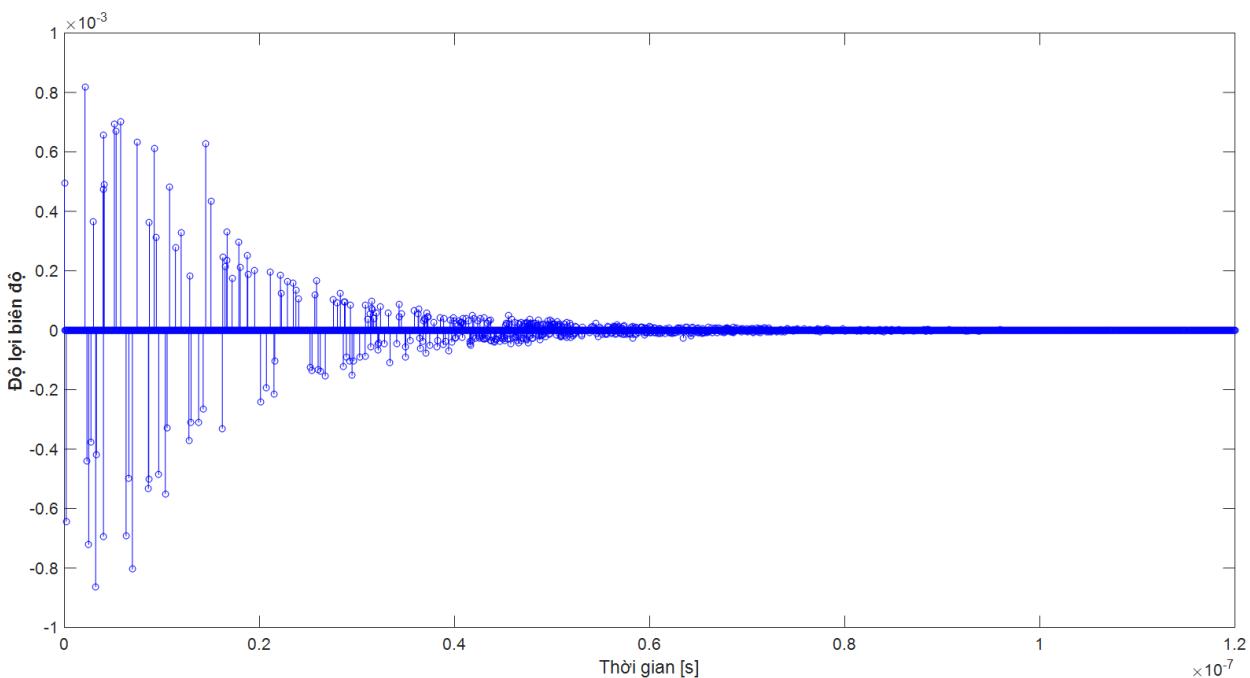
Một thực hiện đáp ứng xung kim của kênh đối với kích bản **CM1** có được bởi **Prog 4.12** với các tham số được thiết trị là:  $OT=300e-9$ ;  $ts=2e-9$ ;  $LAMBDA=0.0233*1e9$ ;  $lambda=2.5e9$ ;  $GAMMA=7.1e-9$ ;  $gamma=4.3e-9$ ;  $sigma1=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigma2=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigmax=10^{(3/10)}$ ;  $rdt=0.001$ ;  $PT=50$ ;  $G=1$ ;

Mô phỏng ước lượng đáp ứng xung kim của kênh là:

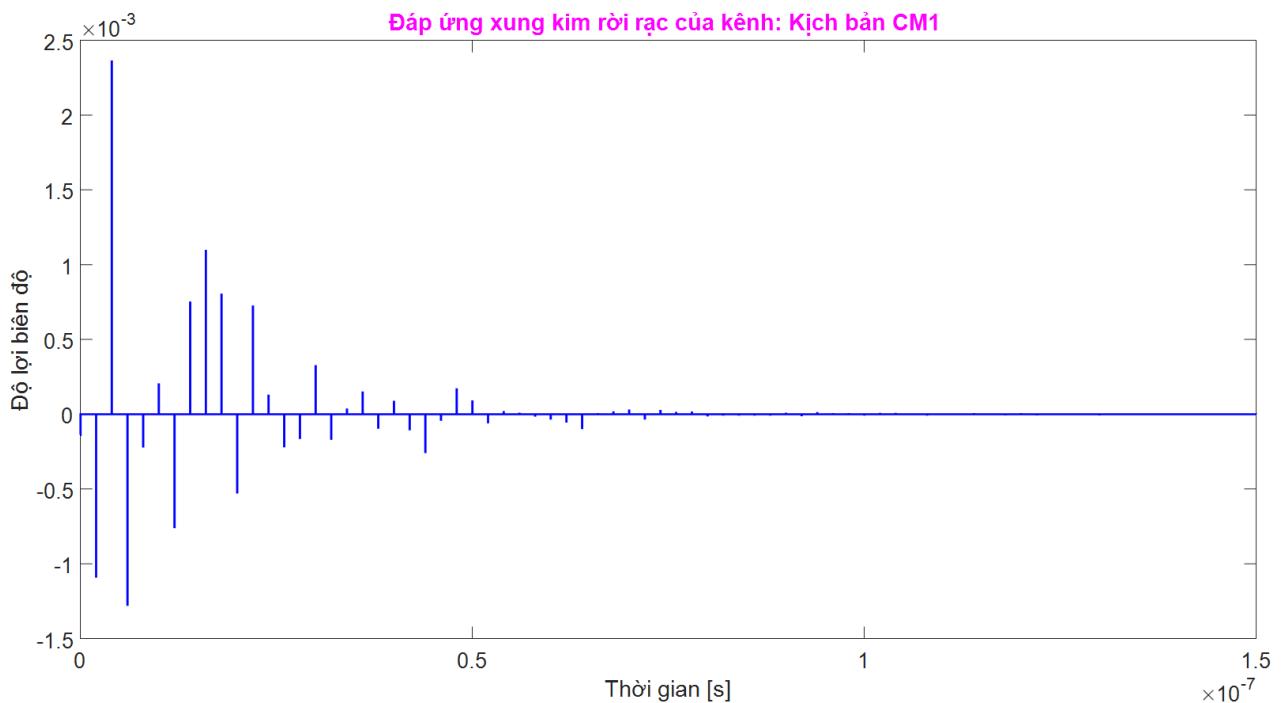
```

fc = 50e9;
[h0, hf, OT, ts, X] = uwb40501_IIEEEuwb(fc, TMG, CM1);
    
```

Kết quả là, ta nhận được 4 đầu ra:  $h0$ ,  $hf$ ,  $OT$ ,  $ts$ ,  $X$ , trong đó  $h0$  và  $hf$  được biểu diễn trong các hình 4.18 và hình 4.19, là đáp ứng xung kim của kênh liên tục và rời rạc. Hình 4.18 cho thấy truyền dẫn xung tạo ra nhiều thành phần ở máy thu. Như mong đợi, thành phần đa đường đầu tiên truyền năng lượng lớn nhất, dù là ta nhận thấy tồn tại hai phần tập trung năng lượng khác sau 25 ns và 50 ns từ việc lặp của các đa đường đầu tiên. Sự xuất hiện các cụm khác nhau không được rõ ràng, và khả năng chỉ có một cụm đặc trưng cho đáp ứng xung kim được xét. Nó gợi mở cho ta kết luận chung bởi đáp ứng xung kim trong hình 4.19.



**Hình 4.18** Đáp ứng xung kim của kênh đối với kích bản CM1(môi trường LOS)

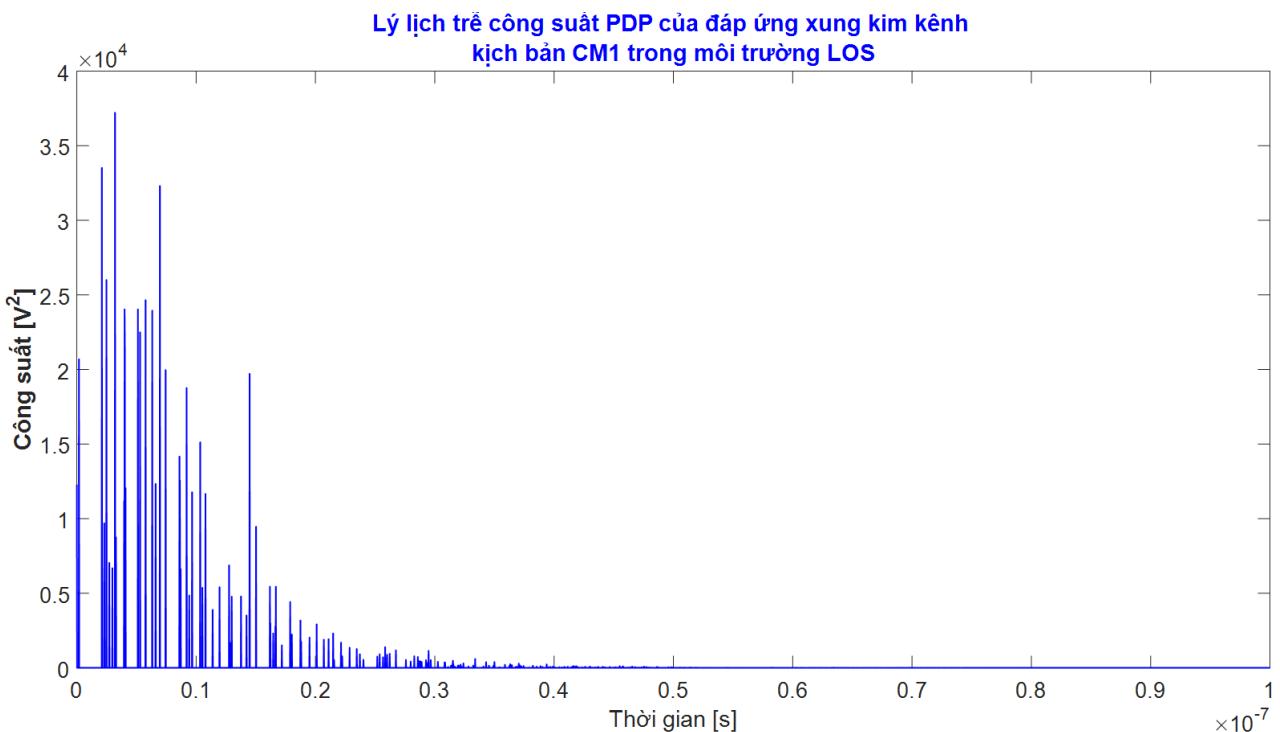


**Hình 4.19** Đáp ứng xung kim rời rạc của kênh đối với kịch bản CM1 (môi trường LOS)

Ta dùng **Prog 4.13** và **Prog 4.14** để ước lượng trễ trung bình quân phương **rmsds** và lý lịch trễ công suất PDP của đáp ứng xung kim kênh (CIR) trong hình 4.18,

$$\begin{aligned} [rmsds] &= \text{uwb40501_rmsds}(h0, fc); \\ rmsds &= 8.8711e-9; \\ [PDP] &= \text{uwb40503_PDP}(h0, fc); \end{aligned}$$

Kết quả được biểu diễn trong hình 4.20, trong đó ta thấy sự phân rã về công suất thu theo hàm mũ.



**Hình 4.20** Lý lịch trẽ công suất PDP của đáp ứng xung kim kênh trong hình 4.18 (kịch bản CM1, môi trường LOS)

Lưu ý rằng, các kết quả nhận được từ việc thực hiện **Prog 4.12** có thể thay đổi đáng kể trong mỗi lần mô phỏng. Vì vậy, ta cần phải phân tích thống kê về các kết quả từ một số mô phỏng để xác nhận được khả năng của thuật toán. Chẳng hạn, ta có thể xác nhận các đặc tính thống kê của độ lợi biên độ X bằng cách đo đánh giá phân bố của các giá trị X từ nhiều lần mô phỏng. Muốn vậy, ta tạo 1000 đáp ứng xung kim kênh khác nhau đối với kịch bản CM1 và lưu các giá trị X tương ứng trong bộ nhớ bằng đoạn mã chương trình sau:

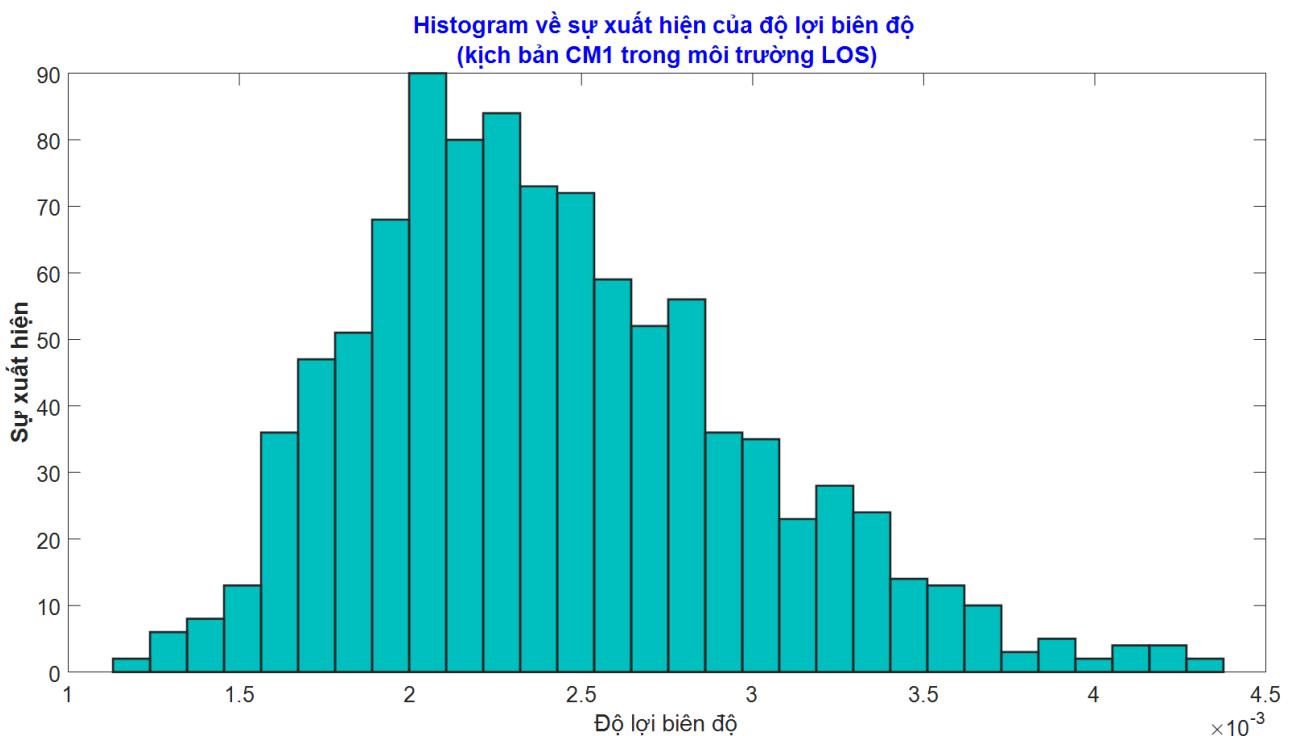
```
for j = 1:1000
    [h0, hf, OT, ts, X] = uwb40501_IEEEuwb(fc, TMG, CM1);
    G(j) = X;
end
```

Ta hình họa hóa phân bố của các giá trị x bằng hàm Matlab **hist(A, N)**, hàm này cho ta một hoành đồ (histogram) về các phần tử của vector A với M bin cách đều nhau.

Mô phỏng để biểu diễn hoành đồ của X là:

```
Hist(G, 30);
```

Kết quả được biểu diễn trong hình 4.21, trong đó ta nhận ra dạng hàm mật độ xác xuất phân bố *log-normal*. Phân bố của biến ngẫu nhiên X này được trung tâm quanh giá trị trung bình 0, 0020, là giá trị của độ lợi biên độ trung bình khoảng cách máy phát và máy thu là 2m.

**Hình 4.21** Hoành đồ về sự xuất hiện của độ lợi biên độ (kịch bản CM1, môi trường LOS)

Ta có thể thực hiện phân tích tương tự để ước lượng các giá trị trung bình của tất cả các tham số khác đặc trưng hóa cho mô hình như trải trễ trung bình quân phương rms-ds.

**❖ Mô phỏng 2: Kịch bản CM2**

Kịch bản CM2 tương ứng với kịch bản trong đó khoảng cách phát/thu như kịch bản CM1 nhưng trong môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS. Ta giả sử suy hao tham chuẩn  $A_0 = 51\text{dB}$  và số mũ tồn hao đường truyền  $\gamma = 3.5$ . Giá trị của độ lợi đa đường tổng trung bình TMG được xác định như sau:

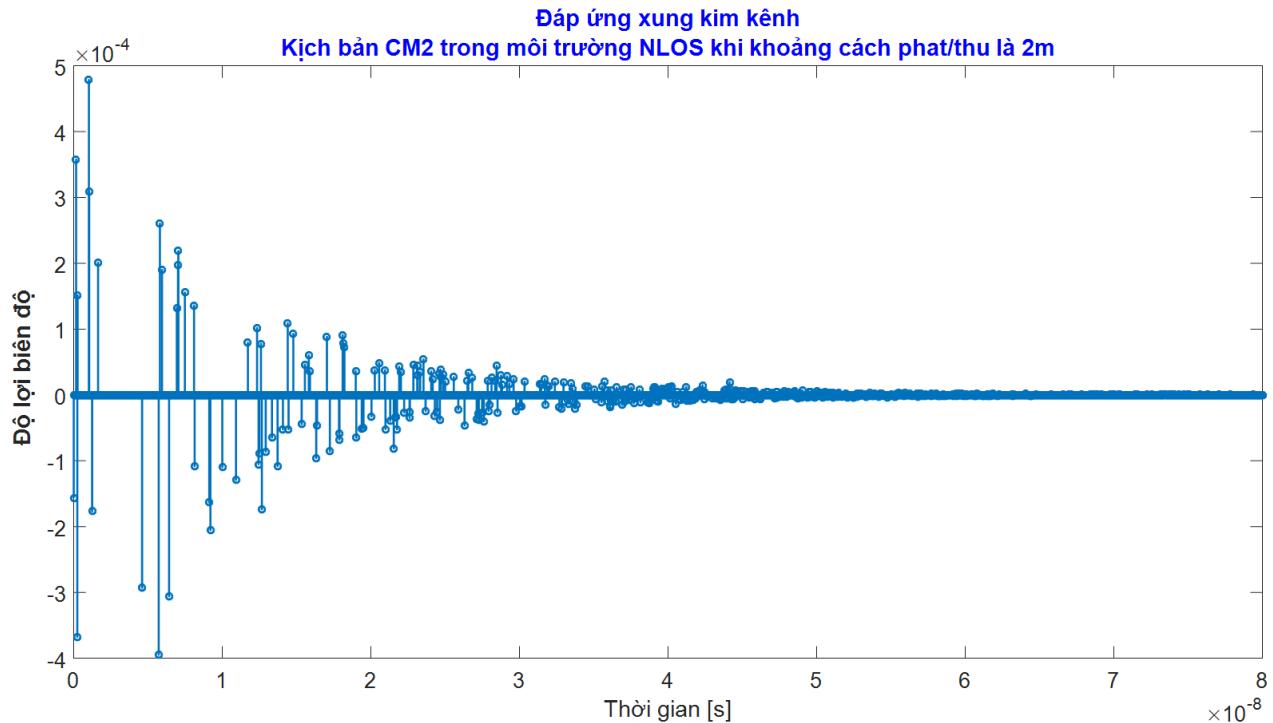
```

tx      = 1;
c0      = 10^(-51/20);
d       = 2;
gamma   = 3.5;
[rx, ag] = uwb50101_pathloss(tx, c0, d, gamma);
TMG    = ag^2;

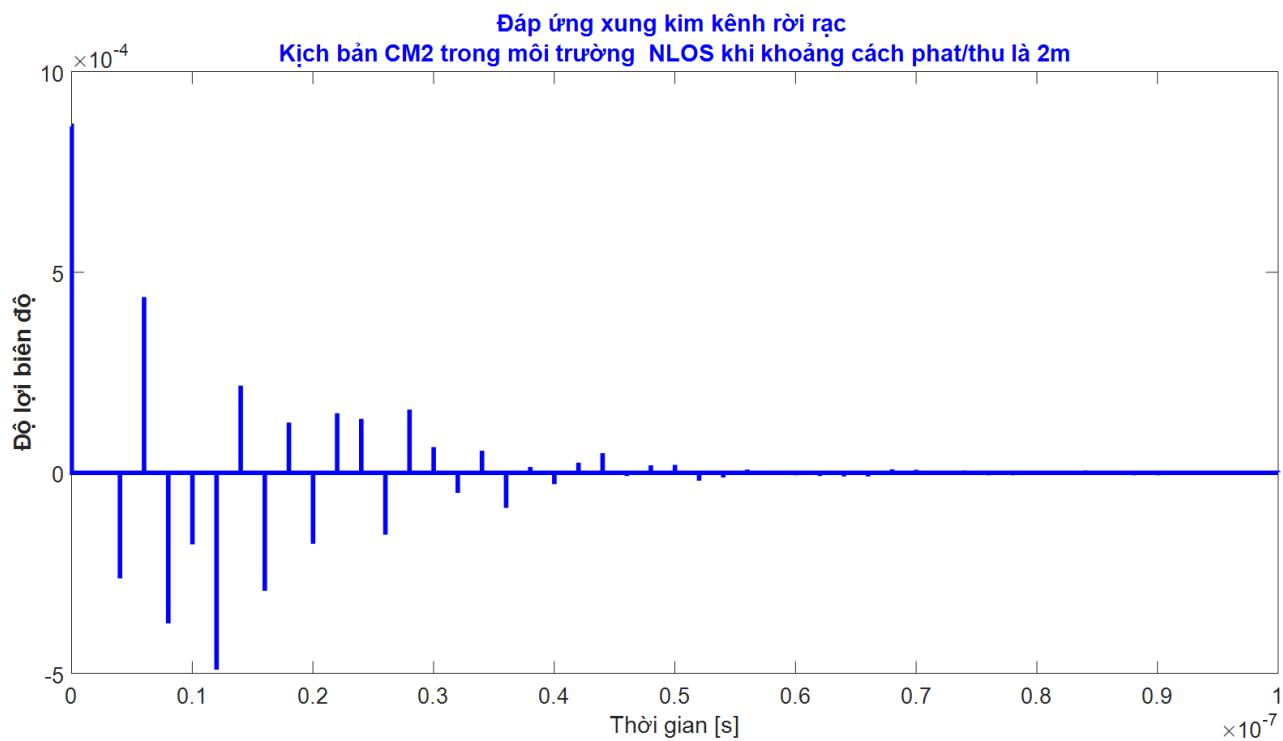
```

Các tham số phải được thiết trị trong **Prog 4.12** là:  $OT=300e-9$ ;  $ts=2e-9$ ;  $LAMBDA=0.4*1e9$ ;  $lambda=0.5e9$ ;  $GAMMA=5.5e-9$ ;  $gamma=6.7e-9$ ;  $sigma1=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigma2=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigmax=10^{(3/10)}$ ;  $rdt=0.001$ ;  $PT=50$ ;  $G=1$ .

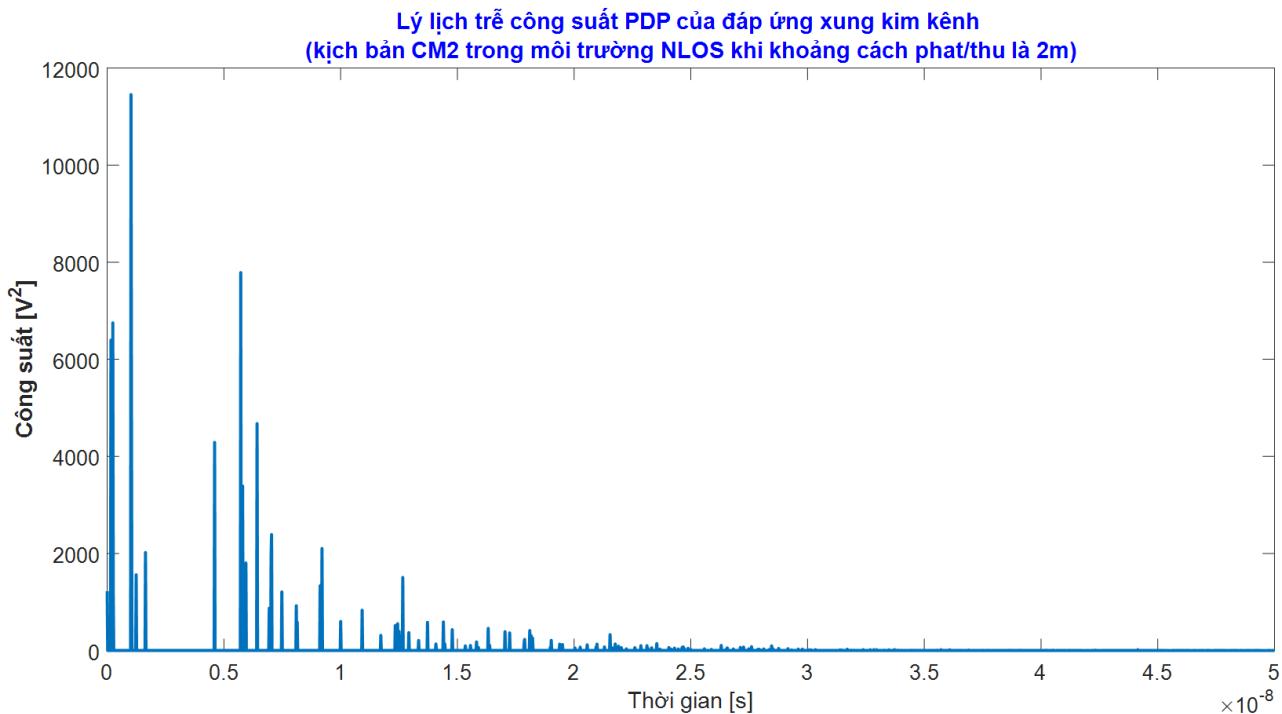
Đáp ứng xung kim của kênh liên tục, đáp ứng xung kim của kênh rời rạc, và lý lịch trễ công suất PDP được biểu diễn trong các hình 4.22, hình 4.23, hình 4.24.



**Hình 4.22** Đáp ứng xung kim kênh đối với kịch bản CM2 (môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS tại khoảng cách phát/thu là 2 m)



**Hình 4.23** Đáp ứng xung kim kênh rời rạc đối với kịch bản CM2 (môi trường truyền sóng không trực tiếp NLOS tại khi khoảng cách phát/thu là 2 m)



**Hình 4.24** Lý lịch trễ công suất PDP của đáp ứng xung kim kênh trong hình 4.22 (kịch bản CM2 - môi trường NLOS tại khoảng cách phát/thu là 2 m)

Từ các hình 4.22, hình 4.23, hình 4.24 cho thấy đáp ứng xung kim đa đường bao gồm sự xếp chồng một số cụm chồng lấn nhau. Đặc biệt được thấy rõ trong lý lịch trễ công suất PDP của hình 4.24, trong đó ta nhận ra sự hiện hữu một số đỉnh mạnh được bao quanh bởi nhiều đỉnh nhỏ hơn. Hơn nữa, ta thấy các đỉnh lớn nhất không phải là thành phần đầu tiên đến máy thu, nhưng chúng đến máy thu sau thành phần thứ nhất khoảng 4 ns. Đây là giá trị điển hình của kịch bản truyền sóng không trực tiếp NLOS, nghĩa là, tồn tại vật cản giữa máy phát và máy thu (máy phát/thu không nhìn

thay nhau và bị che khuất bởi các vật cản). Trong kịch bản này, các đỉnh lớn nhất đến máy thu sau khi bị phản xạ hoặc nhiễu xạ, trong khi đó đỉnh đầu tiên đến anten thu sau khi xuyên qua vật cản. Suy hao do xuyên qua vật cản thường lớn hơn so với suy hao do phản xạ hoặc nhiễu xạ.

Ta không lặp lại việc phân tích thống kê về thành phần X, được cho ở phần mã chương trình Matlab trong **Prog 4.12**, ở đó phỏng tạo (*emulate*) tính chất dao động của độ lợi kênh là độc lập với phân bố cụ thể của các thành phần đa đường.

### ❖ Mô phỏng 3: Kịch bản CM3

Trường hợp này phân tích kịch bản, trong đó khoảng cách phát/thu là 8m trong môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS. Trường hợp này, cả suy hao tham chiếu và mủ tốn hao là như kịch bản CM2, nhưng khác ở chỗ là khoảng cách phát/thu 8 m thay vì 2 m (kịch bản CM2). Khi này, giá trị của độ lợi đa đường tổng bình TMG được xác định là:

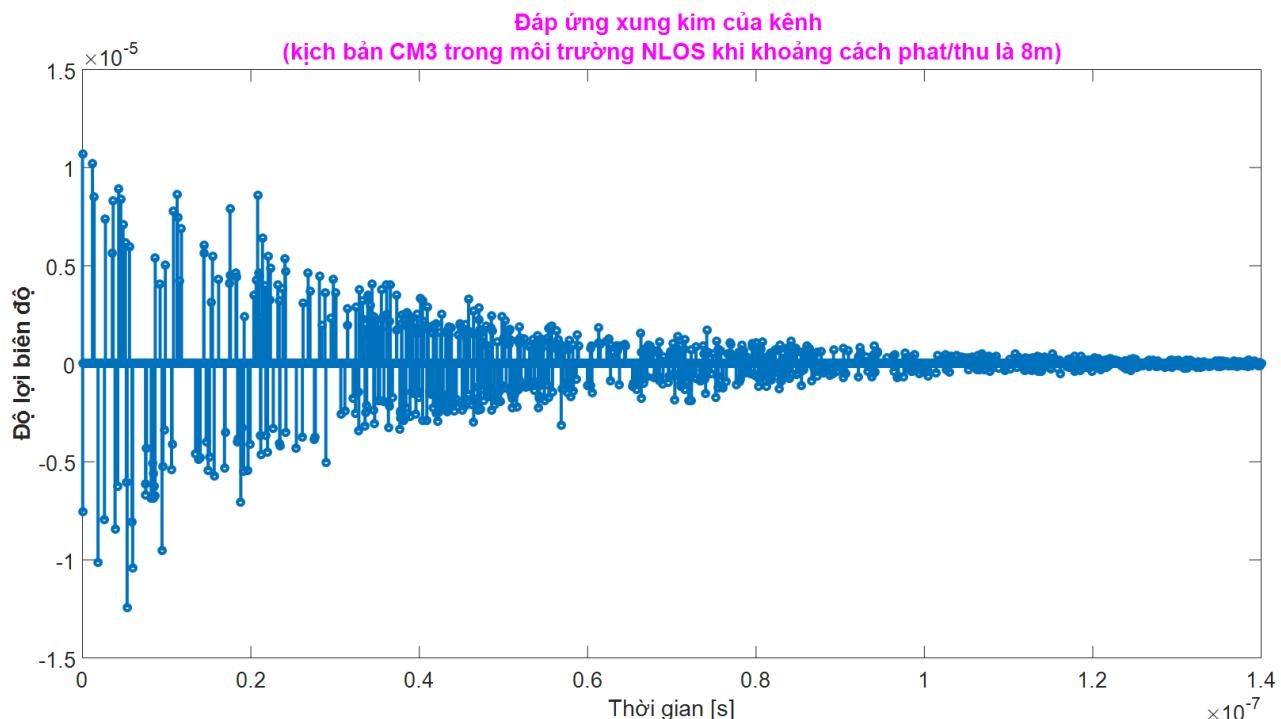
```

tx      = 1;
c0      = 10^(-51/20);
d       = 8;
gamma   = 3.5;
[rx, ag]= uwb50101_pathloss(tx, c0, d, gamma);
TMG    = ag^2;

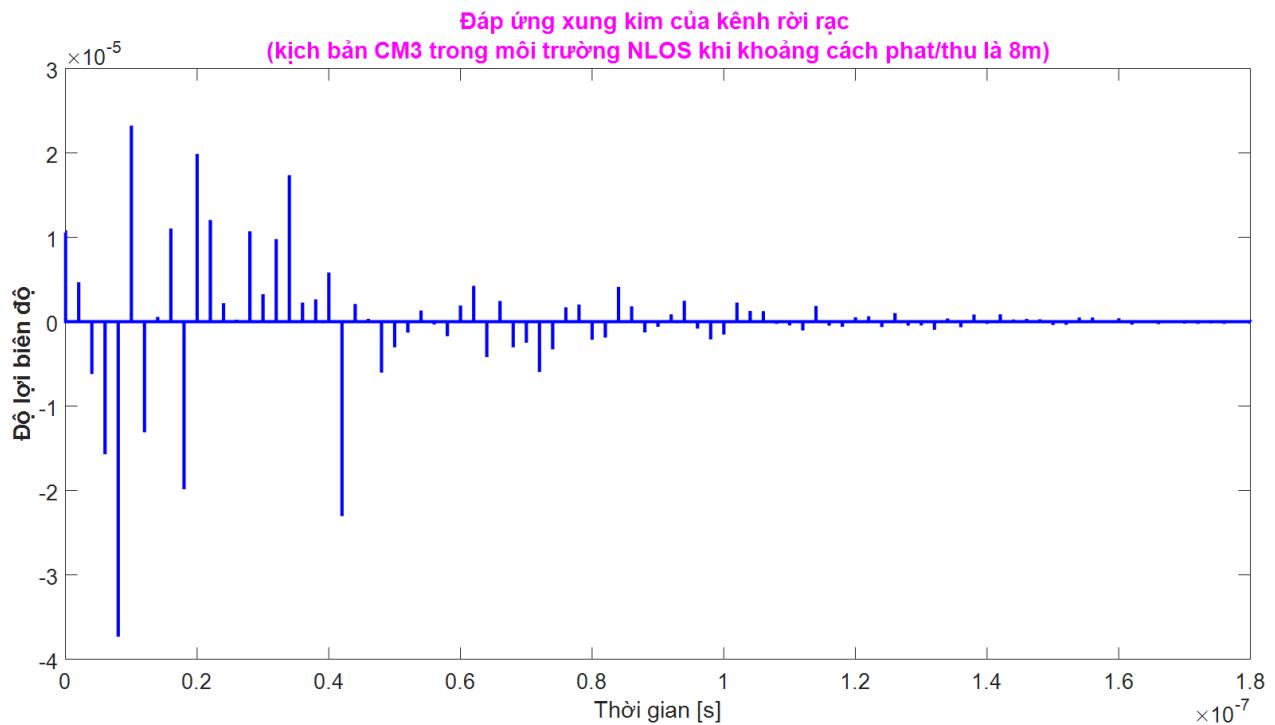
```

Các tham số được thiết trị trong chương trình **Prog 4.12** khi này là:  $OT=300e-9$ ;  $ts=2e-9$ ;  $LAMBDA=0.0667*1e9$ ;  $lambda=2.1e9$ ;  $GAMMA=14e-9$ ;  $gamma=7.9e-9$ ;  $sigma1=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigma2=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigmax=10^{(3/10)}$ ;  $rdt=0.001$ ;  $PT=50$ ;  $G=1$ .

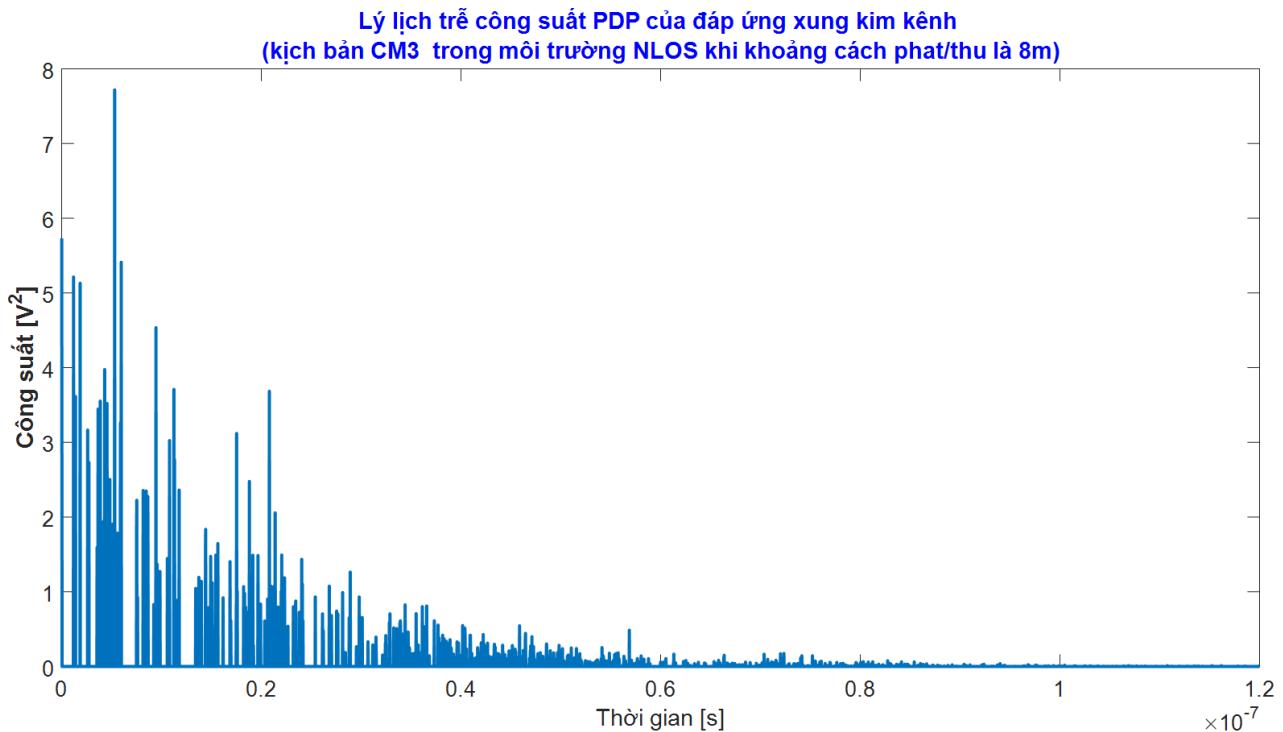
Đáp ứng xung kim của kênh liên tục, đáp ứng xung kim của kênh rời rạ, và PDP đối với kịch bản CM3 được cho ở các hình 4.25, hình 4.26 và hình 4.27



**Hình 4.25** Đáp ứng xung kim kênh đối với kịch bản CM3 (môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS tại khoảng cách phát/thu là 8 m)



**Hình 4.26** Đáp ứng xung kim kênh rời rạc đối với kịch bản CM3 (môi trường NLOS khi khoảng cách phát/thu là 8m)



**Hình 4.27** Lý lịch trẽ công suất PDP của đáp ứng xung kim kênh trong hình 4.25 (kịch bản CM3 - môi trường NLOS khi khoảng cách phát/thu là 8m)

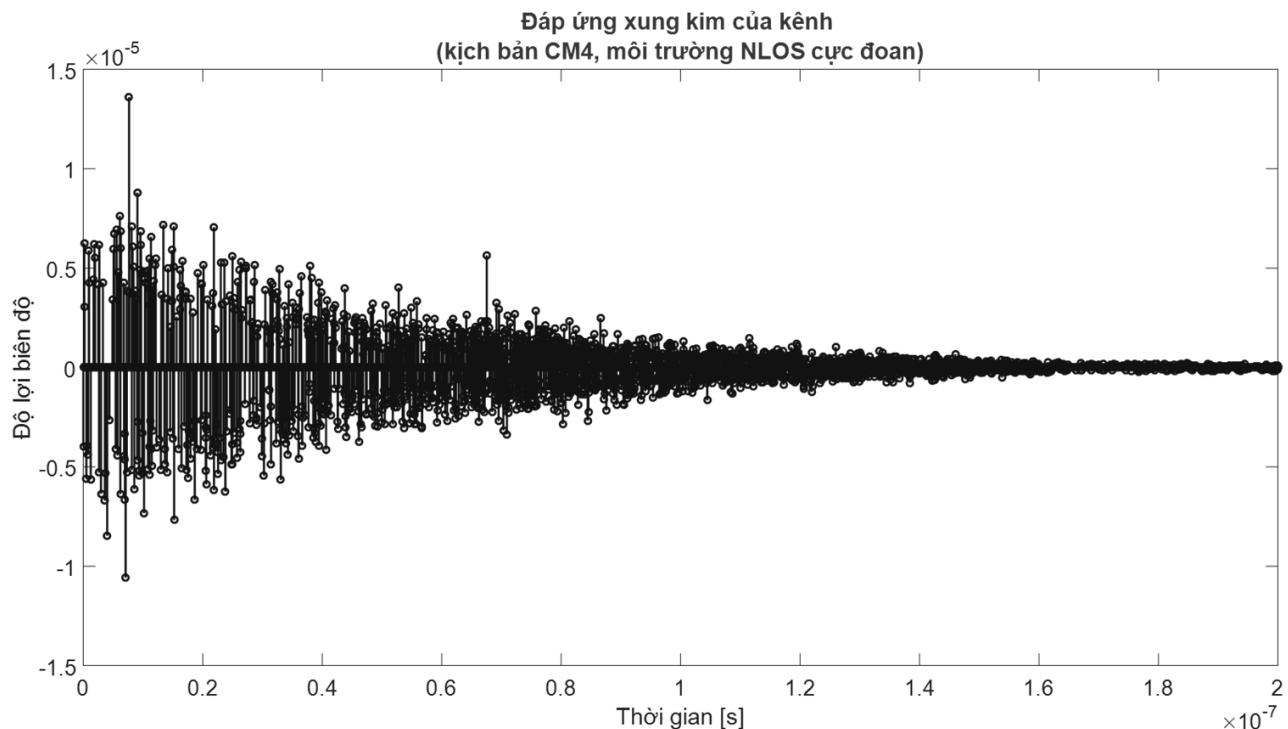
Các hình 4.25, hình 4.26, hình 4.27 cho thấy, kịch bản CM3 được đặc trưng bởi mức độ phân tán thời gian nhiều hơn so với các trường hợp trước (kịch bản CM1 và CM2). Lưu ý rằng, thời điểm xuất hiện của các xung là chậm hơn so với của kịch bản CM1 và CM2 (40-50 ns trong kịch

bản CM1 và CM2; 60-80 ns trong kịch bản CM3). Ta lại thấy rằng, đỉnh lớn nhất không phải là thành phần đầu tiên đến anten thu.

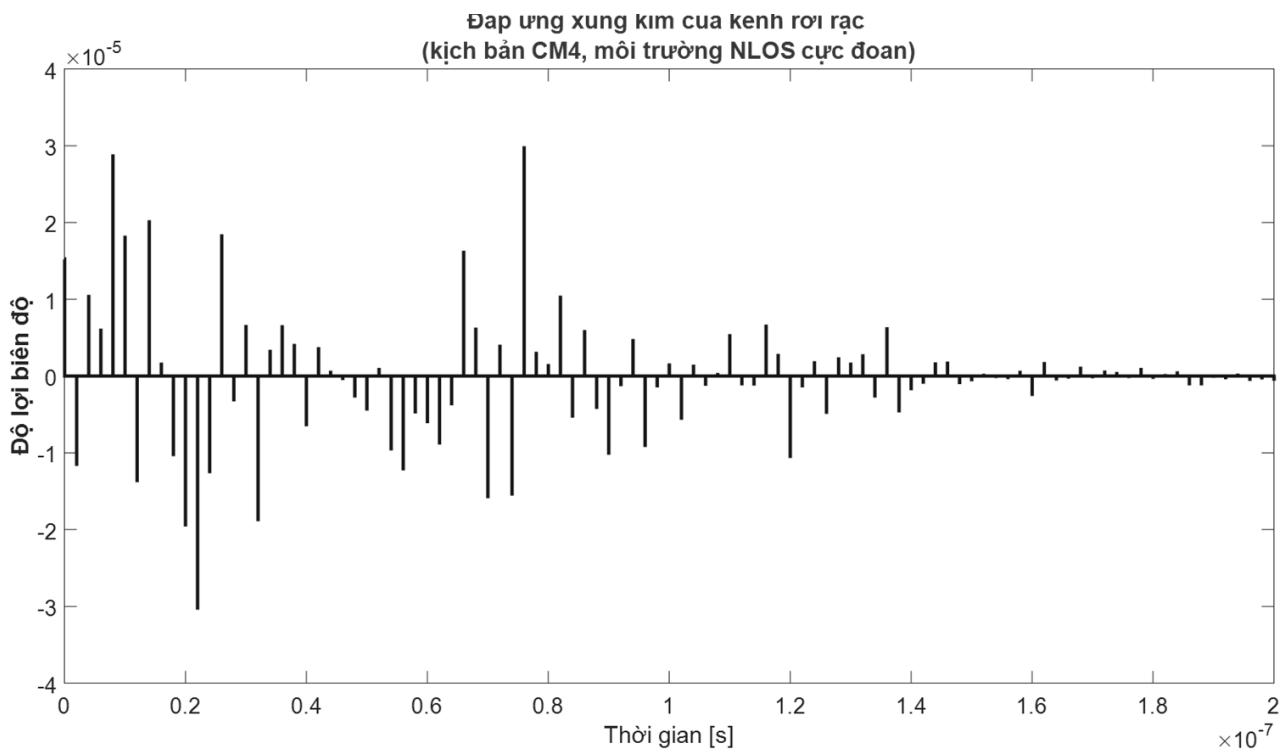
#### ❖ Mô phỏng 4: Kịch bản CM4

Mô phỏng cuối cùng, ta xét kịch bản “*truyền sóng không trực tiếp NLOS cực đoan*”, được đề nghị bởi IEEE (kịch bản CM4). Cả hai tham số: khoảng cách phát/thu và giá trị TMG giống như kịch bản CM3, nhưng tập các tham số đặc trưng cho kịch bản này (kịch bản CM4 trong bảng 4.6) được thiết trị trong **Prog 4.12** như sau:  $OT=300e-9$ ;  $ts=2e-9$ ;  $LAMBDA=0.0667*1e9$ ;  $lambda=2.1e9$ ;  $GAMMA=24e-9$ ;  $gamma=12e-9$ ;  $sigma1=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigma2=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigmax=10^{(3/10)}$ ;  $rdt=0.001$ ;  $PT=50$ ;  $G=1$ .

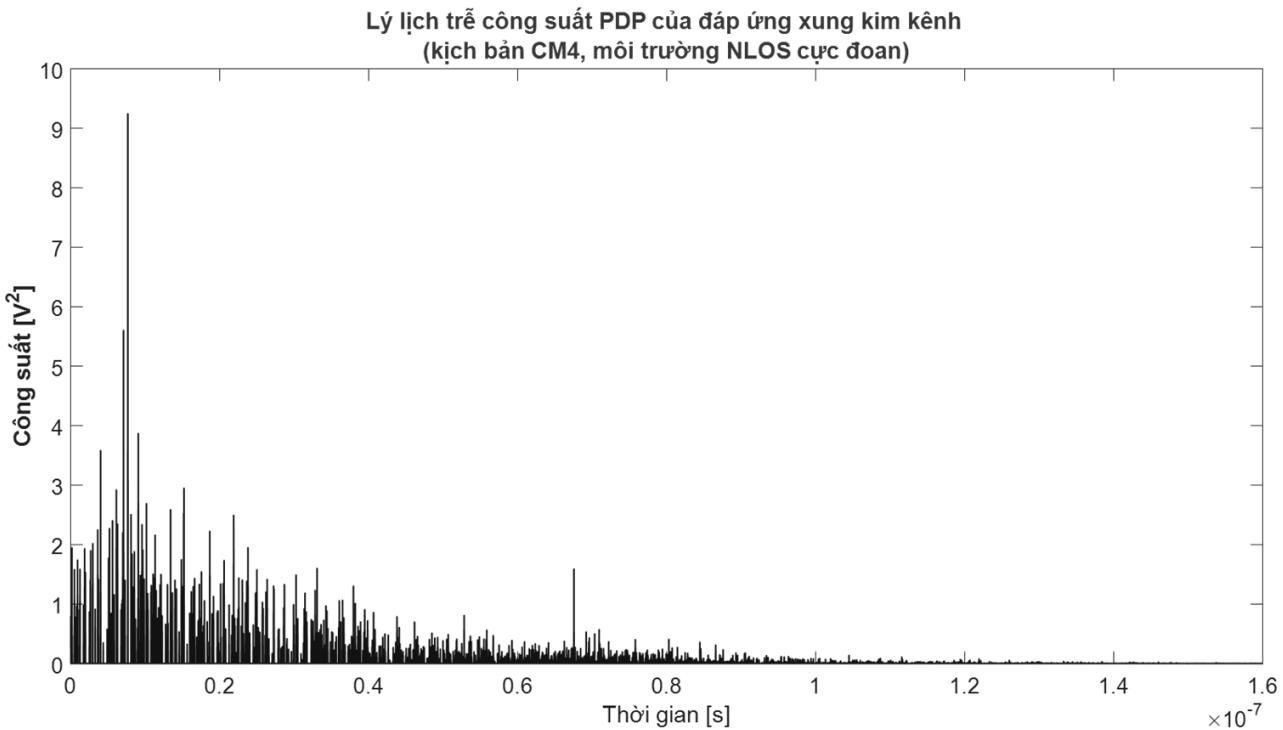
Kết quả mô phỏng kịch bản CM4 được cho ở các hình 4.28, hình 4.29, hình 4.30.



**Hình 4.28:** Đáp ứng xung kim kênh đối với kịch bản CM4 (môi trường NLOS cực đoan)



**Hình 4.29** Đáp ứng xung kim kenh rời rạc đối với kịch bản CM4 (môi trường NLOS cực đoan)



**Hình 4.30** Lý lịch trẽ công suất PDP của đáp ứng xung kim kenh trong hình 4.28 (kịch bản CM4 - môi trường NLOS cực đoan)

Các hình 4.28, hình 4.29 và hình 4.30 cho thấy, trong trường hợp NLOS cực đoan, ảnh hưởng của tán thời làm phân tán năng lượng tín hiệu phát là rõ hơn so với trường hợp được phân tích trên. Cụ thể là, ta thấy sự tập đênh kề của năng lượng tín hiệu thu (năng lượng của tín hiệu phát tại anten thu) sau khoảng thời gian 50 ns so với thành phần đầu tiên. Từ hình 4.30 cho thấy, ta chỉ có thể kiểm soát, không chế nhiễu xuyên kỵ hiệu ISI bằng cách phân cách giữa các xung ít nhất là 100 ns

(khoảng cách giữ các ký hiệu dữ liệu phát ít nhất là 100 ns). Các mô phỏng cũng cho thấy rằng, sau khi truyền lan sóng, năng lượng tín hiệu phát bị trãi rộng trong cửa sổ thời gian lớn. Vì vậy, máy thu phải có khả năng tập hợp tất cả các năng lượng này để cải thiện khả năng tách chính xác tín hiệu (xác suất lỗi nhỏ). Bài toán thiết kế máy thu có khả năng bắt và tận dụng các bản sao tín hiệu thu của cùng một xung phát (ví như: kỹ thuật kết hợp tín hiệu và bộ thu RAKE,v.v...) được phân tích trong chương 5

#### 4.4. Tổng kết

Với mục đích lột tả bản chất, tính cách đặc trưng, và sự khác biệt của kênh UWB, mục 4.2 của chương ta trình lọc một cách hệ thống đối với kênh vô tuyến như: kênh và mô hình kênh, phân loại kênh và mô hình vô tuyến, kênh pha định phạm vi rộng và kênh pha định phạm vi hẹp, mô hình và tham số đặc trưng. Với quy định, định nghĩa và đặc điểm cơ bản của tín hiệu UWB là băng thông siêu rộng, băng tần không cần cấp phép, sự đồng hoạt động và yêu cầu không ảnh hưởng lên các hệ thống vô tuyến khác, công suất phát thấp, vùng phủ sóng hẹp, dẫn đến mô hình kênh đa đường trong nhà là phù hợp và được thừa nhận.

Mục 4.3 của chương này ta xét mô hình kênh trong nhà với trọng tâm là mô hình kênh UWB và sự khác biệt của kênh UWB, cụ thể là: tóm tắt đặc điểm của mô hình kênh truyền sóng trong nhà và ngoài trời; xét mô hình kênh truyền sóng trong nhà điển hình (mô hình kênh IEEE 802.11, mô hình kênh S-V); cuối cùng là, mô hình kênh UWB bao gồm việc đặc tính hóa kênh UWB, Mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.3a, Mô hình kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.4a. Kết quả là, ta nhận được mô hình kênh và tập các tham số đặc trưng của mô hình kênh UWB, các kịch bản kênh được tham số hóa ở dạng bảng các tham số đặc trưng của từng mô hình. Tập các tham số đặc trưng của kênh UWB này là các tham số cho việc Matlab hóa mô hình kênh. Đặc biệt, nó là tập các tham số đầu vào của quá trình thiết kế, xử lý tín hiệu và hệ thống UWB, là căn nguyên của việc chọn và đưa ra các giải pháp kỹ thuật phù hợp.

Mức độ chi tiết, mức độ tường minh, tính cách của mô hình kênh và của kỹ thuật xử lý được được thể hiện thông qua các kết quả tính toán, kết quả mô phỏng và đặc biệt là giải thuật trong các chương trình tính toán và mô phỏng. Các chương trình tính toán và mô phỏng trên Matlab được lưu trên đĩa CD kèm theo, được tổng hợp và tóm tắt ở phụ lục 1A.

## Thu và xử lý tín hiệu UWB

### 5.1 Mở đầu

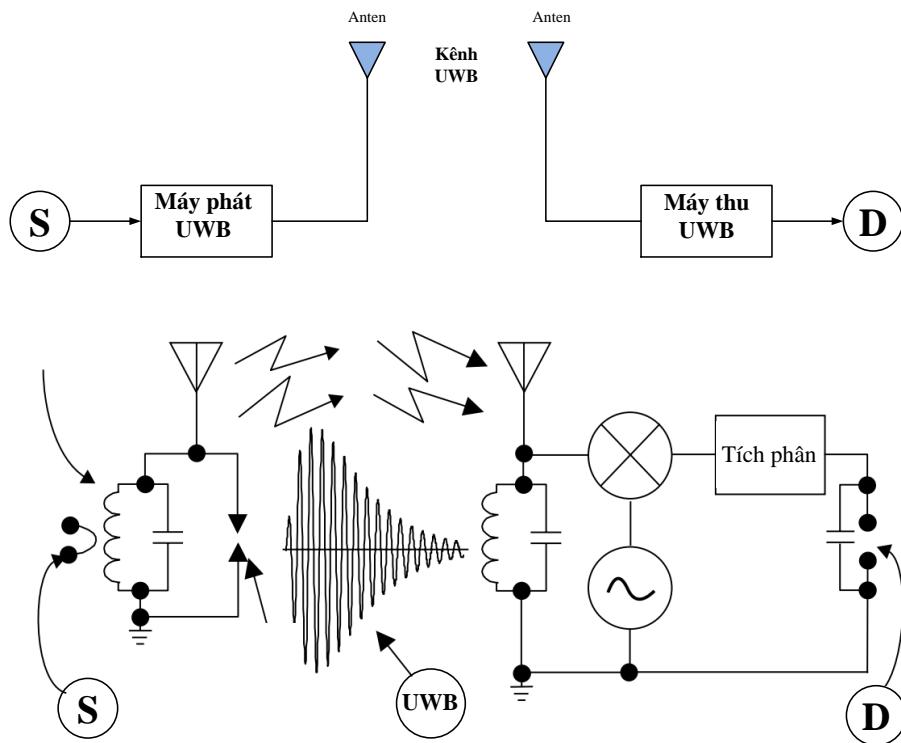
Thiết bị thu, ví như thiết bị vô tuyến giải trí tại nhà, nó thu tín hiệu và chuyển chúng thành âm thanh. Ngoài ra, máy thu còn có một số chức năng khác. Chúng thu năng lượng tín hiệu từ anten, tách và khôi phục thông tin, và biểu diễn tín hiệu đó. Ta đã thấy kỹ thuật vô tuyến gần đây sử dụng băng tần rộng với công suất tương đương tạp âm và nhiễu nền và một số thiết bị thu. Việc khôi phục tín hiệu và tách thông tin được chính xác và hiệu quả là chìa khóa thành công của một đường truyền vô tuyến (liên kết vô tuyến).

Trong phạm vi nhất định, ta có thể coi việc thu và xử lý tín hiệu UWB thu là vấn đề xét “*matching: tính thích hợp*” hay “*correlating: tính tương quan*” của tín hiệu thu với mẫu tín hiệu tiền định. Khi ta biết được dạng của tín hiệu và biết thông tin về tín hiệu như dạng và định thời phù hợp, ta có thể cải thiện khả năng thu và tách tín hiệu. Cửa sổ thời gian, khoảng thời gian cho phép của máy thu và bộ tách sóng (tách tín hiệu) là một phần của kỹ thuật “*matching*”. Nếu cồng mờ quá rộng sẽ gom thêm nhiễu làm yếu tín hiệu (lần át tín hiệu hữu ích) và ảnh hưởng đến tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR.

Từ quan điểm toán học, tín hiệu mẫu được nhân với tín hiệu thu, kết quả là ta có được hệ số “*tương quan*” được đưa qua bộ “*tích phân*” hay bộ tích luỹ năng lượng. Sự không phù hợp hoặc sự mất đồng chỉnh giữa dạng tín hiệu thu và mẫu (sự mất đồng bộ giữa 2 thành phần này) thì kết quả sau “*bộ tích phân*” cũng có giá trị thấp đặc biệt trong môi trường kênh pha định.

Từ quan điểm xử lý tín hiệu, mức độ xử lý tín hiệu, tính phức tạp của máy thu, cấu trúc máy phát/thu,v.v... chủ yếu được xác định, được xuất phát từ: yêu cầu về hiệu năng, mức độ ảnh hưởng của môi trường truyền (mức độ pha định, mức độ suy hao,v.v....). Nói cách khác, một cách sơ bộ, môi trường truyền thông có tính quyết định đến mức độ xử lý và mức độ phức tạp của cấu trúc máy phát/thu. Cũng vậy, mức độ xử lý tín hiệu (mức độ xử lý triệt để, mức độ xử lý tối ưu), cấu trúc máy phát/thu, tính phù hợp của các kỹ thuật xử lý tín hiệu được chọn chủ yếu được xác định bởi ảnh hưởng của môi trường truyền thông (đặc biệt là môi trường kênh vô tuyến) và tài nguyên của môi trường truyền thông. Ta nên trở lại chương 4 và quan tâm nghiên cứu sâu hơn về môi trường kênh vô tuyến để thấy rõ cẩn nguyên của các giải pháp kỹ thuật. Đặc biệt khi nghiên cứu các giải pháp kỹ thuật mới trong các hệ thống vô tuyến thế hệ mới nhằm khai thác hiệu quả và triệt để tài nguyên vô tuyến khan hiếm, và thấy rõ được mức độ hợp tác của các phần tử hệ thống, tính thông minh, tính linh hoạt và mềm dẻo, tính động,v.v... trong các mạng vô tuyến thế hệ mới.

Sơ đồ khái niệm đặc trưng cho hệ thống UWB được minh họa ở hình 5.1, trong đó sử dụng một số dạng của tín hiệu mẫu thích hợp ở phía thu. Hệ thống này sử dụng bộ trộn tương quan (bộ xử lý tương quan) ở phía thu, theo sau là một bộ tích phân có vai trò như một bộ lọc băng tần số liệu. Tín hiệu mẫu trong hình 5.1 là sóng *sin*. Sơ đồ hệ thống này sử dụng máy thu biến đổi trực tiếp “*homodyne*”, còn được gọi là máy thu trung tần không “ $f_{IF}=0$ ”. Một khi xảy ra sự không phù hợp giữa tín hiệu mẫu dạng *sin* liên tục và dạng sóng tín hiệu thu “*sóng sin nghẹt*”, chất lượng sẽ bị kém.



**Hình 5.1** Minh họa hệ thống UWB đơn giản sử dụng bộ thu thích hợp

Ta đã xét các đặc tính của tín hiệu vô tuyến xung kim IR-UWB, tạo tín hiệu IR-UWB (gồm tín hiệu DS-UWB và TH-UWB) với các đặc tính phổ tần ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống UWB. Trong chương này, ta tập trung phân tích và xử lý tín hiệu tại máy thu. Muốn vậy, ta xét các nhân tố ảnh hưởng lên hiệu năng một cách hệ thống: từ mô hình kênh được dùng (kênh và mô hình kênh được xét chi tiết ở chương 4), mô hình máy thu tối ưu, và xử lý tín hiệu thu UWB.

*Trước hết là*, xét trường hợp đơn giản nhất (truyền tín hiệu DS-UWB và TH-UWB qua kênh AWGN), ta phân tích tín hiệu và xét cấu trúc máy thu tối ưu.

*Sau đó là*, vận dụng nguyên lý hoạt động của máy thu UWB tối ưu trong môi trường kênh AWGN để xét cấu trúc máy thu UWB trong môi trường kênh UWB đa đường. Khi này ta dùng kênh UWB đa đường theo IEEE 802.15.3a (được xét ở chương 4).

Do truyền sóng đa đường, năng lượng của các xung UWB bị phân tán trên nhiều đường truyền đến máy thu, nên ta dùng máy thu Rake (gồm nhiều bộ tương quan tương ứng với các “nhánh” của đa đường). Bộ thu Rake sẽ tận dụng hiệu quả ưu điểm của tín hiệu đa đường, khai thác tối đa tính chất “*phân tách thời gian*” trong tín hiệu thu. Tín hiệu thu **khả phân giải** từ các nhánh được kết hợp trước khi thực hiện quyết định. Khi dùng bộ thu Rake làm tăng mức độ phức tạp, mức độ phức tạp này sẽ tăng theo số lượng các thành phần đa đường khả phân giải. Tuy nhiên, khi số lượng các thành phần đa đường khả phân giải được xử lý mà ít, thì năng lượng tín hiệu thu bị giảm. Dưới đây, ta phân tích máy thu tín hiệu DS-UWB và TH-UWB rời rạc với giả thiết đồng bộ hoàn hảo giữa phát thu tín hiệu. Máy thu trong môi trường kênh AWGN là rất đơn giản bởi lẽ tín hiệu thu không chứa thành phần nhiều giữa các ký hiệu ISI và nhiều đa truy nhập (MAI).

Kênh AWGN được đặc trưng chủ yếu bởi hai tham số, độ khuếch đại kênh và độ trễ kênh, điển hình là tạp âm nhiệt tại máy thu. Khi này, cấu trúc của máy thu tối ưu là tương đối đơn giản.

Về cơ bản, máy thu có nhiệm vụ lựa chọn một dạng sóng phù hợp nhất trong số M tín hiệu thu được.

Vì truyền sóng đa đường giữa máy phát và máy thu làm phức tạp cả cấu trúc máy thu và mô hình kênh. Hơn nữa, các tham số kênh đa đường lại thay đổi theo thời gian vì vậy tính chất này phải được xét trong quá trình mô hình hóa kênh (đã được xét ở chương 4). Do méo, nên dạng sóng tín hiệu thu khác với dạng sóng tín hiệu phát. Điều này đặc biệt đúng và phù hợp đối với truyền sóng trong nhà, trong đó truyền sóng bị dao động bởi một số đối tượng nhiều. Truyền lan sóng đa đường làm suy thoái hiệu năng hệ thống, ảnh hưởng này có thể được giảm nhẹ nếu có được đặc trưng chi tiết của kênh đa đường tại máy thu. Lý thuyết chung về việc đặc trưng hóa các kênh đa đường được trình lô ở chương 4.

Bám theo mục tiêu của cuốn sách cùng với các vấn đề và chủ đề được tóm tắt ở trên, chương này ta tiến hành xét các nội dung sau: (1) Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh AWGN đối với tín hiệu 2-PPM trực giao, tín hiệu 2-PPM không trực giao, tín hiệu M-PPM trực giao, tín hiệu 2-PAM đối cực, tín hiệu M-PAM, tín hiệu đa xung; (2) Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh đa đường gồm kỹ thuật kết hợp tín hiệu, phân tập thời gian và máy thu RAKE); (3) Phân tích hiệu năng đường truyền vô tuyến băng siêu rộng UWB bao gồm giới hạn công suất phát và mặt nạ phát xạ, quỹ đường truyền; (4) Vấn đề đồng bộ trong truyền thông IR-UWB gồm bắt tín hiệu đồng bộ và bám đồng bộ.

Để có được cơ sở cho việc xét quá trình thu và xử lý tín hiệu cũng như phân tích hiệu năng, xử lý đồng bộ... trong các mục dưới đây. Ta nên dành thời gian xem các phụ lục 1B, phụ lục 1C. Trong đó trình bày chi tiết về không gian tín hiệu, xây dựng mô hình phát thu trên cơ sở không gian tín hiệu, cấu trúc may thu tối ưu trong môi trường kênh AWGN, xây dựng các sơ đồ đồng bộ sóng mang và đồng bộ định thời ký hiệu.

## 5.2 Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh AWGN

Ta phân tích truyền tín hiệu vô tuyến xung kim IR qua kênh AWGN. Tín hiệu thu được biểu diễn là:

$$r(t) = r_u(t) + n(t) \quad (5.1)$$

trong đó: tạp âm nhiệt  $n(t)$  là quá trình ngẫu nhiên Gausơ trung bình không với mật độ phổ công suất PSD hai biên là  $N_0/2$ ; tín hiệu hữu ích  $r_u(t)$  là tín hiệu phát  $s(t)$  bị suy hao và bị trễ, nghĩa là

$$r_u(t) = \alpha s(t - \tau) \quad (5.2)$$

Cả hai tham số: hệ số suy hao  $\alpha$  và trễ kênh  $\tau$  đều phụ thuộc vào khoảng cách truyền sóng  $d$ , trong đó  $\alpha$  được biểu diễn

$$\alpha = \frac{c_0}{\sqrt{d^n}} \quad (5.3)$$

trong đó:  $n$  là số mũ hao công suất;  $c_0$  là hằng số khả chỉnh để đạt được tăng ích tham chiếu  $\alpha_0$  tại khoảng cách tham chiếu  $d_0 = 1 m$ . Chọn:  $n=2$  đối với môi trường không gian tự do;  $n>2$  trong môi trường kênh truyền sóng không trực xạ NLOS;  $n < 2$  trong môi trường kênh truyền sóng

trực xạ LOS đa đường trên khoảng cách ngắn. Để  $LP_{dB} = 10\lg(E_{TX}/E_{RX})$  tại  $d_0 = 1m$ , thì  $c_0$  phải thỏa mãn điều kiện

$$c_0 = 10^{-LP_{dB}/20} \quad (5.4)$$

theo đó  $\tau = d/c$  (5.5)

trong đó  $c$  là vận tốc ánh sáng trong môi trường chân không. Khi đồng bộ hoàn hảo giữa phát/thu, thì giá trị của  $\tau$  là tất định ở máy thu.

Máy thu tối ưu trong môi trường kênh AWGN bao gồm: bộ tương quan và bộ tách tín hiệu, trong đó bộ tương quan thực hiện chuyển tín hiệu thu (5.1) thành tập các biến quyết định  $\{\mathbf{Z}\}$ , bộ tách tín hiệu dựa trên tín hiệu quan trắc  $\{\mathbf{Z}\}$  thực hiện quyết định tín hiệu nào đã được phát.

Nếu tín hiệu được phát là  $s_m(t)$ ,  $m = 0, 1, \dots, M-1$ , thì trong khoảng thời gian ký hiệu  $T$  chỉ có một tín hiệu  $s_m(t)$  trong số  $M$  tín hiệu có thể có được phát. Tín hiệu  $s_m(t)$  được tạo bởi  $N$  hàm trực chuẩn  $\{\psi_k(t)\}$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , khi này  $s_m(t)$  được biểu diễn như sau:

$$s_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} \psi_k(t), \text{ với } t \in [0, T] \quad (5.6)$$

trong đó  $s_{mk} = \int_0^T s_m(t) \psi_k(t) dt$  với  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .

Từ biểu thức (5.6), năng lượng  $E_m$  của tín hiệu  $s_m(t)$  trong khoảng thời gian  $T$  là:

$$\begin{aligned} E_m &= \int_0^T (s_m(t))^2 dt \\ &= \int_0^T \left( \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} \psi_k(t) \right)^2 dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk}^2, \quad \forall m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Thay (5.6) vào (5.1) và (5.2), ta có được tín hiệu thu trong khoảng thời gian  $t \in [0, T]$  tương ứng với tín hiệu phát  $s_m(t)$  là:

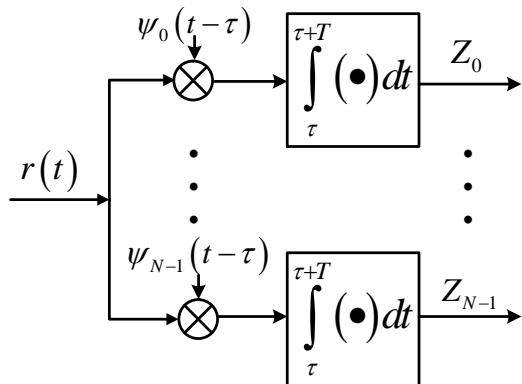
$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \alpha \cdot s_{mk} \cdot \psi_k(t - \tau) + n(t) \quad (5.8)$$

Cấu trúc máy thu tương quan đối với tín hiệu thu  $r(t)$  bao gồm  $N$  bộ tương quan tương ứng với  $N$  biến quyết định  $Z_k$ , và được biểu diễn là:

$$\begin{aligned} Z_k &= \int_{-\tau}^{T+\tau} r(t) \psi_k(t - \tau) dt \\ &= \alpha s_{mk} + n_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (5.9)$$

trong đó  $n_k = \int_{-\tau}^{T+\tau} n(t) \psi_k(t - \tau) dt$

Sơ đồ máy thu tương quan theo (5.9) được cho ở hình 5.2.



**Hình 5.2** Máy thu xử lý tương quan tín hiệu

Dựa vào tập các biến quyết định  $\{\mathbf{Z}\} = \{Z_0, \dots, Z_{N-1}\}$ , bộ tách sóng tín hiệu thực hiện ước tính dạng sóng tín hiệu đã được phát. Thành phần tạp âm  $n_k$  trong (5.9) là biến ngẫu nhiên Gausô không tương quan, trung bình không và đồng phương sai:

$$\sigma_n^2 = N_0/2 \quad (5.10)$$

Khi bộ tách sóng thực hiện tách tín hiệu tối ưu đối với tín hiệu (5.8) theo tiêu chuẩn khả năng giống nhât ML, thì nó chọn một trong  $M$  dạng sóng tín hiệu phát sao cho tối đa hóa hàm xác suất có điều kiện  $P(\mathbf{Z}|s_m(t))$ , nghĩa là  $P(\mathbf{Z}|s_m(t))$  đạt cực đại. Tương đương với việc chọn  $s_m(t)$  ứng với  $s_m = \{s_{m,0}, \dots, s_{m,N-1}\}$  gần với tập  $\{\mathbf{Z}\} = \{Z_0, \dots, Z_{N-1}\}$  nhất. Vì vậy, theo tiêu chuẩn ML, thì hàm dưới đây được giảm thiểu (cực tiểu):

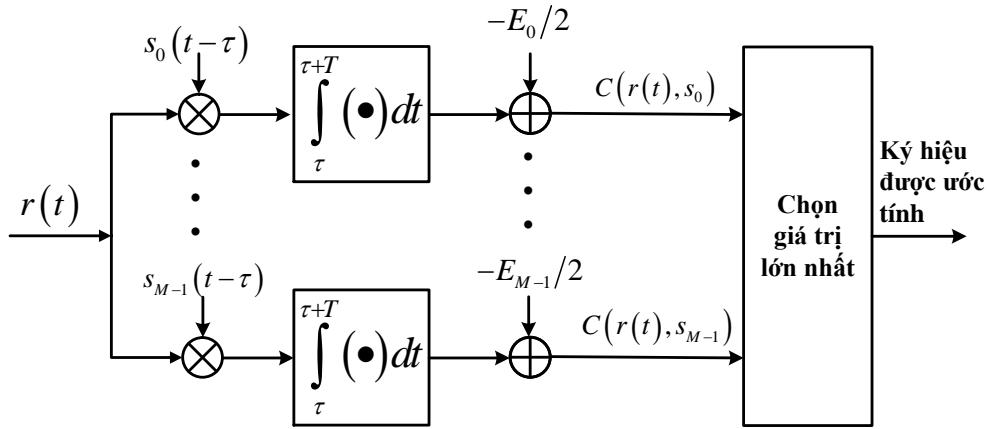
$$\begin{aligned} e(r(t), s_m) &= \sum_{k=0}^{N-1} (Z_k - s_{mk})^2 \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} Z_k^2 + \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk}^2 - 2 \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} Z_k \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} Z_k^2 - 2 \underbrace{\left( \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} Z_k - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk}^2 \right)}_{\text{cực tiểu}} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Từ (5.11) cho thấy, dạng sóng làm tối đa hàm  $P(\mathbf{Z}|s_m(t))$  là dạng sóng tối đa hóa hệ số tương quan  $\mathbf{C}$  (số đo tương quan):

$$\begin{aligned} C(r(t), s_m) &= \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} Z_k - \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk}^2 \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} s_{mk} Z_k - \frac{E_m}{2} \\ &= \int_{\tau}^{T+\tau} r(t) s_m(t-\tau) dt - \frac{E_m}{2} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Vì vậy, bộ tách tín hiệu tối ưu thực hiện lựa chọn tín hiệu  $s_m(t)$  sao cho tối đa hóa hệ số tương quan  $C(r(t), s_m)$ . Từ (5.12) cho thấy, trình tự hoạt động của máy thu tối ưu như sau: (i)

tương quan hóa tín hiệu thu  $r(t)$  với  $M$  dạng sóng phát  $s_m(t)$ ; (ii) mỗi đầu ra của bộ tương quan được trừ đi một lượng  $E_m/2$ ; (iii) chọn giá trị lớn nhất trong số  $M$  giá trị. Hình 5.3 minh họa cấu trúc máy thu này.



**Hình 5.3** Máy thu tối ưu trong môi trường kênh AWGN

### 5.2.1 Máy thu tín hiệu PPM nhị phân trực giao

Trong điều chế PPM nhị phân trực giao,  $M = 2$  và hai tín hiệu được phát là:

$$s(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t), & b = 0 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t) = \sqrt{E_{TX}} p_0(t - \varepsilon), & b = 1 \end{cases} \quad (5.13)$$

trong đó:  $p_0(t)$  là sóng năng lượng chuẩn hoá của xung cơ sở;  $E_{TX}$  là năng lượng phát của mỗi xung;  $\varepsilon$  là dịch thời do điều chế vị trí xung PPM tạo ra. Nếu  $\varepsilon$  lớn hơn thời gian của một xung  $T_M$ , thì tập các hàm trực chuẩn được hình thành bởi  $p_0(t)$  và  $p_1(t)$ , và  $s_m(t)$  được biểu diễn là:

$$s_m(t) = s_{m0} p_0(t) + s_{m1} p_1(t), \quad m = 0, 1 \quad (5.14)$$

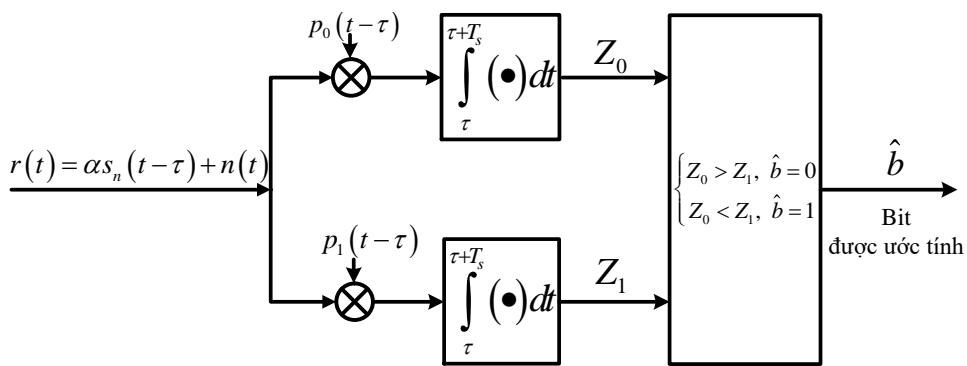
trong đó  $\begin{cases} s_{00} = \sqrt{E_{TX}} \\ s_{01} = 0 \\ s_{10} = 0 \\ s_{11} = \sqrt{E_{TX}} \end{cases}$

Máy thu tối ưu đối với tín hiệu này được sơ đồ hóa bởi hình 5.4.

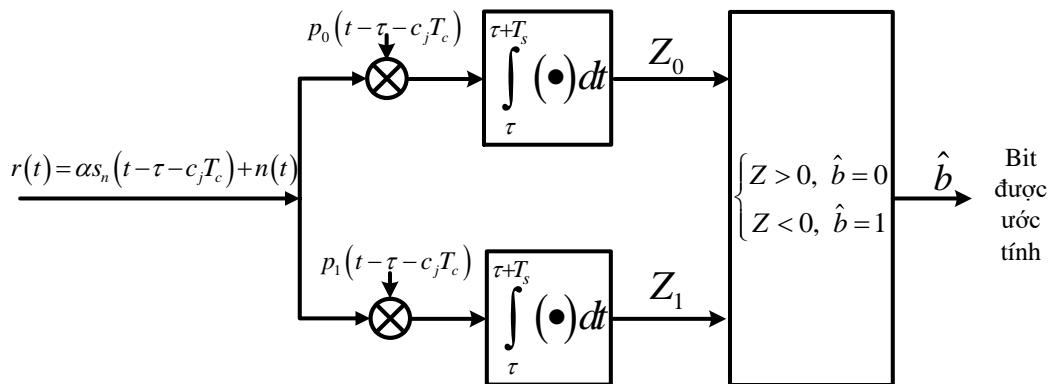
Các biến quyết định tại đầu ra các bộ tương quan là:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \alpha s_{m0} + n_0 \\ Z_1 &= \alpha s_{m1} + n_1 \end{aligned} \quad (5.15)$$

trong đó:  $n_0$  và  $n_1$  là hai biến ngẫu nhiên Gausô độc lập trung bình không và phương sai  $N_0/2$ . Trường hợp kết hợp với mã hóa nhảy thời gian TH, sơ đồ bộ tương quan ở hình 5.4 được chuyển thành sơ đồ hình 5.5, trong đó  $c_j$  là hệ số thứ  $j$  của mã TH được gán cho người dùng.

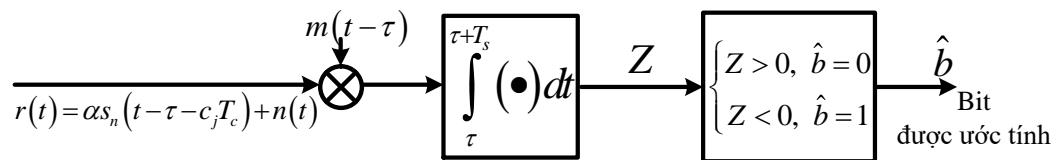


**Hình 5.4** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu PPM nhị phân trực giao



**Hình 5.5** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu PPM-TH nhị phân trực giao

Lưu ý rằng, có thể rút gọn sơ đồ hình 5.5 thành sơ đồ hình 5.6 (chỉ sử dụng một bộ tương quan).



**Hình 5.6** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu PPM-TH nhị phân trực giao dùng một bộ tương quan.

Trong sơ đồ một bộ tương quan ở hình 5.6, tín hiệu đến được nhân với  $m(t)$ ,  $m(t)$  được coi là mặt nạ tương quan trong đó  $m(t) = p_0(t - \tau - c_j T_c) - p_0(t - \tau - c_j T_c - \varepsilon)$

Đầu ra của bộ tương quan này là:

$$Z = \alpha s_m + n_0 - n_1 \quad (5.16)$$

$$\text{trong đó } s_m = \begin{cases} s_0 = +\sqrt{E_{TX}}, & b = 0 \\ s_1 = -\sqrt{E_{TX}}, & b = 1 \end{cases}$$

Khi các bit được phát có cùng xác suất và độc lập thống kê nhau, thì xác suất lỗi trung bình  $\Pr_b$  đối với máy thu tối ưu là:

$$\begin{aligned}
 \Pr_b &= \frac{1}{2} \Pr(Z > 0 | b = 1) + \frac{1}{2} \Pr(Z < 0 | b = 0) \\
 &= \Pr(Z < 0 | b = 0) \\
 &= \Pr(\alpha \sqrt{E_{TX}} + n_0 - n_1 < 0) \\
 &= \Pr(\sqrt{E_{RX}} + n_0 - n_1 < 0)
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

trong đó:  $E_{RX} = \alpha^2 E_{TX}$  là năng lượng của tín hiệu thu trong mỗi xung. Do  $n_0$  và  $n_1$  đều là biến ngẫu nhiên Gausor đồng xác suất và độc lập, nên (5.17) được viết lại như sau:

$$\Pr_b = \Pr(x > \sqrt{E_{RX}}) \tag{5.18}$$

trong đó  $x = n_1 - n_0$  là biến ngẫu nhiên Gausor trung bình không và phương sai  $N_0$ . Vì vậy  $\Pr_b$  được biểu diễn như sau:

$$\Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_{RX}}{2N_0}}\right) \tag{5.19}$$

trong đó hàm lỗi bù:  $\operatorname{erfc}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{\infty} e^{-\xi^2} d\xi$

### 5.2.2 Máy thu tín hiệu PPM nhị phân không trực giao

Cấu trúc máy thu hình 5.6 cũng phù hợp đối với trường hợp tín hiệu điều chế vị trí xung PPM nhị phân không trực giao, khi này tham số dịch thời  $\varepsilon$  của PPM nhỏ hơn khoảng thời gian của một xung  $T_M$ . Tín hiệu phát vẫn được biểu diễn bởi (5.14), nhưng đầu ra của bộ tương quan này là:

$$Z = \alpha s_m + n_0 - n_1 \tag{5.20}$$

$$\text{với } s_m = \begin{cases} s_0 = +\sqrt{E_{TX}}(1 - R_0(\varepsilon)), & b = 0 \\ s_1 = -\sqrt{E_{TX}}(1 - R_0(\varepsilon)), & b = 1 \end{cases}$$

trong đó  $R_0(\varepsilon)$  là hàm tự tương quan của sóng xung  $p_0(t)$ . Xác suất lỗi bit trung bình khi này là:

$$\begin{aligned}
 \Pr_b &= \Pr(Z < 0 | b = 0) \\
 &= \Pr\left(\underbrace{\sqrt{E_{RX}}(1 - R_0(\varepsilon)) + n_0 - n_1}_{< 0} < 0\right)
 \end{aligned} \tag{5.21}$$

Dẫn đến biểu diễn như sau

$$\begin{aligned} \Pr_b &= \Pr\left(\underbrace{n_1 - n_0}_{>} > \underbrace{\sqrt{E_{RX}}(1 - R_0(\varepsilon))}_{\text{}}\right) \\ &= \Pr\left(x > \underbrace{\sqrt{E_{RX}}(1 - R_0(\varepsilon))}_{\text{}}\right) \end{aligned} \quad (5.22)$$

trong đó  $x$  được hiểu là tổng của hai biến ngẫu nhiên Gausor nhưng độc lập thống kê không dùng trung bình không và phương sai  $N_0/2$ . Vì vậy,  $x$  là một biến ngẫu nhiên Gausor trung bình không và phương sai được cho bởi:

$$\sigma_x^2 = 2\sigma_{n_0}^2 + 2Cov(n_1, -n_0) \quad (5.23)$$

trong đó  $Cov(n_1, -n_0)$  là hiệp biến (đồng phương sai) của hai biến ngẫu nhiên  $n_1$  và  $-n_0$  và được biểu diễn bởi:

$$\begin{aligned} Cov(n_1, -n_0) &= \langle -n_1 n_0 \rangle - \langle n_1 \rangle \langle -n_0 \rangle \\ &= -\langle n_1 n_0 \rangle \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\begin{aligned} Cov(n_1, -n_0) &= - \int_{-\tau}^{T_s+\tau} \int_{-\tau}^{T_s+\tau} \langle n(x) n(y) \rangle p_0(x-\tau) p_1(y-\tau) dx dy \\ &= -\frac{N_0}{2} \int_{-\tau}^{T_s+\tau} \int_{-\tau}^{T_s+\tau} \delta(x-y) p_0(x-\tau) p_1(y-\tau) dx dy \\ &= -\frac{N_0}{2} \int_{-\tau}^{T_s+\tau} p_0(x-\tau) p_1(x-\tau) dx \\ &= -\frac{N_0}{2} \int_{-\tau}^{T_s+\tau} p_0(x-\tau) p_0(x-\tau-\varepsilon) dx \\ &= -\frac{N_0}{2} R_0(\varepsilon) \end{aligned} \quad (5.25)$$

Do đó:

$$\begin{aligned} \sigma_x^2 &= 2\frac{N_0}{2} - 2\frac{N_0}{2} R_0(\varepsilon) \\ &= N_0(1 - R_0(\varepsilon)) \end{aligned} \quad (5.26)$$

Vì vậy, xác suất lỗi bit trung bình là:

$$\begin{aligned} \Pr_b &= \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_{RX}(1 - R_0(\varepsilon))^2}{2N_0(1 - R_0(\varepsilon))}}\right) \\ &= \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_{RX}(1 - R_0(\varepsilon))}{2N_0}}\right) \end{aligned} \quad (5.27)$$

 **Nhận xét:** Từ (5.27) cho thấy, hiệu năng xác suất lỗi bit không những phụ thuộc vào kênh AWGN, năng lượng thu, mà còn phụ thuộc vào  $\varepsilon$  đặc trưng cho dịch thời của PPM.

- ✓ Khi  $R_0(\varepsilon) = 0$ , thì (5.27) trở thành (5.19), nghĩa là bộ điều chế PPM sử dụng tín hiệu trực giao.
  - ✓ Nếu  $R_0(\varepsilon) > 0$ , máy thu sẽ bị tổn thất hiệu năng, nghĩa là để có cùng hiệu năng xác suất lỗi bit trung bình như trường hợp tín hiệu trực giao thì phải tăng năng lượng của tín hiệu.
  - ✓ Nếu  $R_0(\varepsilon) < 0$ , hiệu năng được cải thiện, nó cho thấy vai trò của tham số dịch thời gian  $\varepsilon$  trong thiết kế bộ điều chế PPM.
- ⇒ Tồn tại một giá trị dịch thời tối ưu  $\varepsilon_{opt}$  trong PPM là giá trị của  $\varepsilon$  thỏa mãn điều kiện:

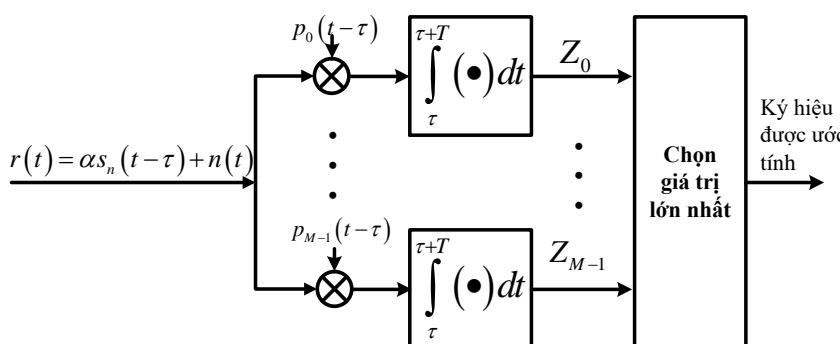
$$R_0(\varepsilon_{opt}) \leq R_0(\varepsilon), \forall \varepsilon \quad (5.28)$$

### 5.2.3 Máy thu tín hiệu M-PPM trực giao

Trường hợp tín hiệu M-PPM là sự mở rộng của điều chế PPM nhị phân. Khi này  $\varepsilon$  được giả thiết là lớn hơn khoảng thời gian của một xung  $T_M$ ,  $\varepsilon > T_M$ . Cấu trúc máy thu tối ưu được cho ở hình 5.8, trong đó các biến quyết định tại đầu ra của bộ tương quan được biểu diễn là:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \alpha s_{m0} + n_0 \\ &\vdots \\ Z_{M-1} &= \alpha s_{m(M-1)} + n_{M-1} \end{aligned} \quad (5.29)$$

trong đó  $s_{mk} = \sqrt{E_{TX}} \int_0^{T_s} p_0(t - m\varepsilon) p_0(t - k\varepsilon) dt$



**Hình 5.8** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu M-PPM trực giao với TH

Nếu  $M$  sóng tín hiệu phát là đồng xác suất và đều bằng  $1/M$ , thì xác suất lỗi ký hiệu trung bình  $Pr_e$  là xác suất tách sai một trong các ký hiệu này. Ví dụ: Nếu phát tín hiệu  $s_0(t)$ , xảy ra lỗi nếu ít nhất một trong số  $M - 1$  đầu ra  $Z_k$ ,  $k \neq 0$  lớn hơn  $Z_0$ . Khi này xác suất lỗi ký hiệu trung bình  $Pr_e$  được tính bởi:

$$\begin{aligned} Pr_{\text{error}} &= 1 - Pr_{\text{correct}} = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} Pr\left(\underbrace{n_1 < Z_0, \dots, n_{M-1} < Z_0}_{n_x} | Z_0\right) \times p(Z_0) \times dZ_0 \\ &= 1 - \int_{-\infty}^{\infty} Pr(n_x < Z_0 | Z_0)^{M-1} \times p(Z_0) \times dZ_0 \end{aligned} \quad (5.30)$$

trong đó  $n_x$  là biến ngẫu nhiên Gausor trung bình không và phương sai  $N_0/2$ . Khi giả thiết tạp âm Gausor, thì xác suất lỗi ký hiệu trung bình  $\Pr_{error}$  đối với tín hiệu M-PPM trực giao là:

$$\Pr_{error} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left( 1 - \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{M-1} \right) e^{-\frac{1}{2}\left(y - \sqrt{\frac{2E_{RX}}{N_0}}\right)^2} dy \quad (5.31)$$

Có thể ước lượng xác suất này bằng phương pháp số.

#### 5.2.4 Máy thu tín hiệu 2-PAM đối cực

Trường hợp tín hiệu PAM nhị phân đối cực, máy phát tạo ra hai tín hiệu sau:

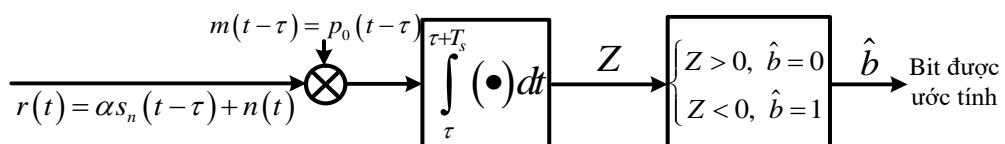
$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} p_0(t), & b=1 \\ \sqrt{E_{TX}} p_1(t) = -\sqrt{E_{TX}} p_0(t), & b=0 \end{cases} \quad (5.32)$$

trong đó:  $p_0(t)$  là sóng năng lượng chuẩn hoá của xung cơ sở;  $E_{TX}$  là năng lượng được phát trên mỗi xung. Do  $p_1(t) = -p_0(t)$  nên các tín hiệu được gọi là đối cực nhau. Cả  $s_0(t)$  và  $s_1(t)$  đều tỷ lệ với một tín hiệu cơ sở  $p_0(t)$ , nghĩa là:

$$s_m(t) = s_m p_0(t), \quad m=0,1 \quad (5.33)$$

trong đó:  $\begin{cases} s_0 = -\sqrt{E_{TX}} \\ s_1 = +\sqrt{E_{TX}} \end{cases}$

Vì vậy, máy thu tối ưu đối với loại tín hiệu này được cho ở hình 5.9.



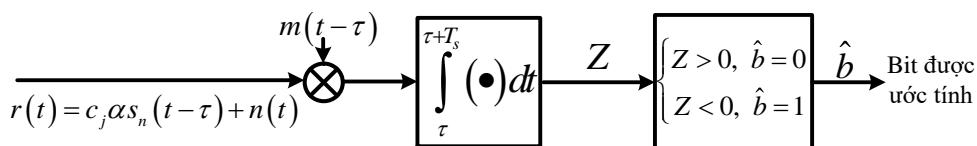
**Hình 5.9** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu PPM nhị phân đối cực

Đầu ra của bộ tương quan khi này là:

$$Z = \alpha s_m + n \quad (5.34)$$

trong đó  $n$  là biến ngẫu nhiên Gausor trung bình không và phương sai  $N_0/2$ .

Với trường hợp trải phổ chuỗi trực tiếp DS, thì sơ đồ hình 5.9 được chuyển thành hình 5.10, trong đó thành phần  $c_j$  để biểu trưng cho hệ số nhị phân đối cực thứ  $j$  của tín hiệu trải phổ chuỗi trực tiếp DS được gán cho người sử dụng, và  $m(t - \tau) = c_j p_0(t - \tau)$  là mặt nạ tương quan của bộ tương quan.



**Hình 5.10** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu PAM-DS nhị phân đối cực (2PAM-DS đối cực)

Đầu ra của bộ tương quan ở hình 5.10 khi này là:

$$Z = \alpha s_m + n \quad (5.35)$$

với:  $\begin{cases} s_0 = +\sqrt{E_{TX}}, & b=1 \\ s_1 = -\sqrt{E_{TX}}, & b=0 \end{cases}$

trong đó,  $n$  là biến ngẫu nhiên Gauso trung bình không và phương sai bằng  $N_0/2$ . Nếu các bit được phát là đồng xác suất và độc lập thống kê nhau, thì xác suất lỗi bit trung bình  $\Pr_b$  là:

$$\begin{aligned} \Pr_b &= \frac{1}{2} \Pr(Z < 0 | b=1) + \frac{1}{2} \Pr(Z > 0 | b=0) \\ &= \Pr(Z > 0 | b=0) \\ &= \Pr(-\alpha \sqrt{E_{TX}} + n > 0) \\ &= \Pr(n > \alpha \sqrt{E_{TX}}) \\ &= \Pr(n > \sqrt{E_{RX}}) \end{aligned} \quad (5.36)$$

trong đó  $E_{RX} = \alpha^2 E_{TX}$  là năng lượng thu trên một xung. Vì vậy,  $\Pr_b$  được biểu diễn như sau:

$$\Pr_b = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_{RX}}{N_0}}\right) \quad (5.37)$$

So sánh (5.37) với (5.19) ta thấy, để có cùng một xác suất lỗi bit thì tín hiệu PAM nhị phân đối cực chỉ cần một nửa năng lượng của tín hiệu PPM nhị phân *trực giao*.

### 5.2.5 Máy thu tín hiệu M-PAM

Tín hiệu M-PAM thu được biểu diễn như sau:

$$r(t) = s_m(t-\tau) + n(t) \quad (5.38)$$

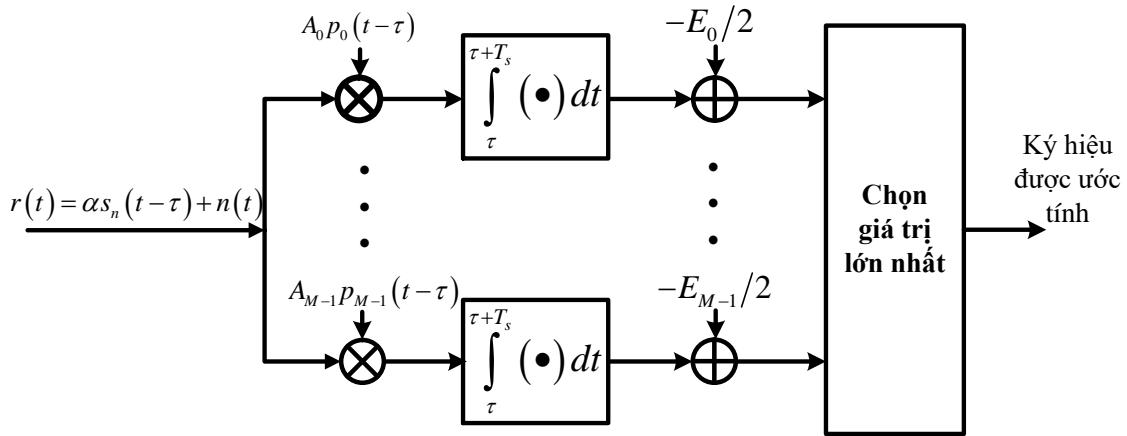
với  $s_m(t) = A_m \sqrt{E_{RX}} p_0(t)$

trong đó:  $E_{RX} = \alpha^2 E_{TX}$  là năng lượng thu trong một xung cơ sở; thành phần  $A_m$  được cho bởi:

$$A_m = \frac{2m-M+1}{2}, \quad m=0, \dots, M-1 \quad (5.39)$$

Máy thu tối ưu khi này được cho ở hình 5.12, trong đó  $E_m$  được xác định là:

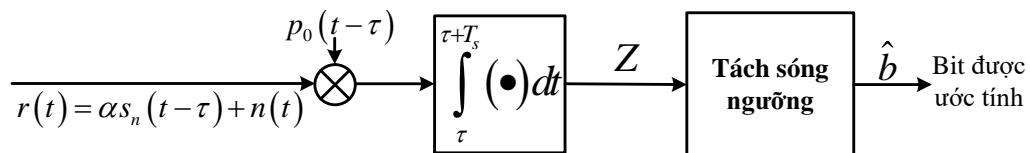
$$\begin{aligned}
 E_m &= A_m^2 E_{RX} \\
 &= \left( \frac{2m-M+1}{2} \right)^2 E_{RX}, \quad \forall m = 0, \dots, M-1
 \end{aligned} \tag{5.40}$$



**Hình 5.12.** Máy thu tối ưu đối với tín hiệu M-PAM

Sơ đồ tương đương với sơ đồ hình 5.12 được cho ở hình 5.13. Đặc trưng của sơ đồ này là chỉ có một bộ tương quan và một bộ tách tín hiệu (bộ tách tín hiệu thực hiện so sánh biến ngẫu nhiên quan trắc  $Z$  với một tập gồm  $M-1$  mức ngưỡng,  $w_m$ , sau đó chọn, quyết định giá trị lớn nhất). Các mức ngưỡng này được xác định như sau:

$$w_m = \sqrt{E_{RX}} \frac{A_m + A_{m+1}}{2}, \quad m = 0, \dots, M-2 \tag{5.41}$$



**Hình 5.13.** Sơ đồ máy thu tối ưu đối với tín hiệu M-PAM (tương đương với sơ đồ hình 5.12)

Nguyên tắc quyết định được biểu diễn như sau:

$$\left\{
 \begin{array}{ll}
 Z < w_0 & \Rightarrow m = 0 \\
 w_0 < Z < w_1 & \Rightarrow m = 1 \\
 \vdots & \vdots \\
 w_{M-2} < Z < w_{M-1} & \Rightarrow m = M-2 \\
 w_{M-1} < Z & \Rightarrow m = M-1
 \end{array}
 \right. \tag{5.42}$$

Lưu ý rằng, trong cả hai sơ đồ, dù dùng một hay nhiều bộ tương quan, thì khi xem xét  $E_{RX}$ , đều phải tính đến hệ số suy hao  $\alpha$ . Ngược lại, không nhất thiết phải tính  $\alpha$  trong PPM vì tín hiệu PPM mang thông tin ở dạng làm thay đổi vị trí của xung chứ không phải là biên độ của xung.

Nếu tất cả các giá trị của  $A_m$  có cùng xác suất, thì xác suất lỗi ký hiệu trung bình  $Pr_e$  trong trường hợp M-PAM được biểu diễn như sau:

$$\Pr_e = (M-2) \Pr(|n| > \eta) \frac{1}{M} + \Pr(n > \eta) \frac{1}{M} + \Pr(n < -\eta) \frac{1}{M} \quad (5.43)$$

trong đó:  $n$  là tạp âm tại đầu ra của bộ tương quan;  $\eta$  là hằng số tương ứng với một nửa khoảng cách giữa hai mức giá trị ngưỡng lân cận, nghĩa là:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{1}{2}(w_1 - w_0) \\ &= \frac{1}{2}\sqrt{E_{RX}} \left( \frac{A_1 + A_2}{2} - \frac{A_0 + A_1}{2} \right) \\ &= \frac{1}{4}\sqrt{E_{RX}} (A_2 - A_0) \\ &= \frac{\sqrt{E_{RX}}}{2} \end{aligned} \quad (5.44)$$

Từ (5.43) cho thấy, với  $(M-2)$  khoảng giữa các ký hiệu, nghĩa là, các ký hiệu không tương ứng với các giá trị biên của khoảng giữa các mức biên độ, xảy ra lỗi khi giá trị tuyệt đối của  $n$  lớn hơn giá trị  $\eta$  trong (5.44). Với các ký hiệu biên dưới (hoặc trên), hay các giới hạn dưới (hoặc trên) của khoảng giữa các mức biên độ đầu ra, xảy ra lỗi khi giá trị của  $n$  dương (hoặc âm) và lớn hơn  $\eta$ . Do tính đối xứng trong phân bố xác suất của biến ngẫu nhiên  $n$  xung quanh trị trung bình (bằng không), nên (5.43) được viết lại:

$$\begin{aligned} \Pr_e &= (M-2) \Pr(|n| > \eta) + \frac{1}{2} \Pr(|n| > \eta) \frac{1}{M} + \frac{1}{2} \Pr(|n| > \eta) \frac{1}{M} \\ &= \left( \frac{M-2}{M} + \frac{1}{M} \right) \Pr(|n| > \eta) \\ &= \left( 1 - \frac{1}{M} \right) \Pr(|n| > \eta) \end{aligned} \quad (5.45)$$

Dẫn đến

$$\Pr_e = \left( 1 - \frac{1}{M} \right) erfc \left( \sqrt{\frac{E_{RX}}{2N_0}} \right) \quad (5.46)$$

Lưu ý rằng,  $E_{RX}$  trong (5.46) khác với  $E_{RX}$  trong (5.37). Với trường hợp M-PAM, thì  $E_{RX}$  là năng lượng thu trên một xung và không trùng với năng lượng thu trung bình trên một xung  $\bar{E}_{RX}$

$$\begin{aligned} \bar{E}_{RX} &= \frac{1}{M} E_{RX} \sum_{m=0}^{M-1} \left( \frac{2m-M+1}{2} \right)^2 \\ &= \frac{E_{RX}}{4M} \sum_{m=0}^{M-1} (2m-M+1)^2 \end{aligned} \quad (5.47)$$

### 5.2.6. Máy thu tín hiệu đa xung

Trên đây ta đã xét cho trường hợp truyền dẫn **một xung trên một ký hiệu** (các phần 5.2.1 đến 5.2.5). Trong mọi trường hợp, hiệu năng của máy thu được cải thiện thông qua  $E_{RX}/N_0$ . Nói cách khác, một khi tín hiệu thu chỉ bị ảnh hưởng bởi tạp âm nhiệt, ta xác định được năng lượng phát trên

mỗi xung ứng với xác suất lỗi ký hiệu  $Pr_e$  đích. Tuy nhiên, có thể cải thiện hiệu năng bằng cách tăng số lượng xung trên một ký hiệu.

Một khi phát **nhiều xung trên một ký hiệu**, thì phía thu có thể thực hiện: tách sóng tín hiệu quyết định mềm hoặc tách sóng tín hiệu quyết định cứng.

#### ❖ Tách tín hiệu quyết định mềm:

Máy thu coi tín hiệu được tạo bởi  $N_s$  xung trên một ký hiệu là một tín hiệu đa xung  $s_{mp}(t)$ . Khi này, tín hiệu thu sẽ được lấy tương quan với một mặt nạ tương quan (phù hợp với chuỗi xung trong toàn bộ ký hiệu, thể hiện một chuỗi xung trong ký hiệu). Ví dụ, trường hợp PPM-TH nhị phân trực giao. Với  $N_s$  xung trên một bit, máy phát tạo ra hai tín hiệu trong khoảng thời gian bit  $[0, T_b]$ :

$$s_{mp}(t) = \begin{cases} \sqrt{E_{TX}} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - c_j T_c), & b=0 \\ \sqrt{E_{TX}} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - c_j T_c - \varepsilon), & b=1 \end{cases} \quad (5.48)$$

trong đó:  $p_0(t)$  là xung năng lượng chuẩn hóa trong khoảng thời gian  $T_M$ ;  $E_{TX}$  là năng lượng phát trên một xung;  $T_s$  là thời gian trung bình của xung;  $T_c$  là thời gian của một chip;  $c_j$  là hệ số thứ  $j$  của mã TH được gán cho người dùng;  $\varepsilon > T_M$  là dịch thời của tín hiệu PPM. Tín hiệu đa xung (5.48) được biểu diễn ở dạng kết hợp tuyến tính của hai hàm trực giao đa xung  $p_{mp0}(t)$  và  $p_{mp1}(t)$  như sau:

$$s_{mp}(t) = s_{m0}p_{mp0}(t) + s_{m1}p_{mp1}(t), \quad m=0,1 \quad (5.49)$$

trong đó

$$\begin{cases} p_{mp0}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{j=0}^{N_s-1} p_0(t - jT_s - c_j T_c) \\ p_{mp1}(t) = p_{mp0}(t - \varepsilon) \end{cases}$$

và

$$\begin{cases} s_{00} = \sqrt{N_s E_{TX}} = \sqrt{E_b} \\ s_{01} = 0 \\ s_{10} = 0 \\ s_{11} = \sqrt{N_s E_{TX}} = \sqrt{E_b} \end{cases}$$

với  $E_b = N_s E_{TX}$  là năng lượng phát trên một bit. Tương tự như phần máy thu tín hiệu PPM nhị phân trực giao, máy thu tối ưu cho tín hiệu (5.49) được cho ở hình 5.5, khi này mặt nạ tương quan  $m(t)$  là một tín hiệu đa xung được xác định như sau:

$$\begin{aligned} m(t) &= p_{mp0}(t) - p_{mp1}(t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_s}} \sum_{j=0}^{N_s-1} (p_0(t - jT_s - c_j T_c) - p_0(t - jT_s - c_j T_c - \varepsilon)) \end{aligned} \quad (5.50)$$

Để ước lượng xác suất lỗi bit trung bình  $\text{Pr}_b$ , ta thực hiện phân tích từng bước như phần máy thu tín hiệu PPM nhị phân trực giao (mục 5.2.1), kết quả là:

$$\begin{aligned}\text{Pr}_b &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_{bRX}}{2N_0}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{N_s E_{RX}}{2N_0}} \right)\end{aligned}\quad (5.51)$$

trong đó:  $E_{bRX}$  là năng lượng tín hiệu thu trên bit;  $E_{RX}$  là năng lượng thu trên một xung. Từ (5.51) cho thấy, bằng cách tăng số lượng xung trên một bit (làm tăng năng lượng lên  $N_s$  lần), dẫn đến giảm được xác suất lỗi bit. Lưu ý rằng, khi này không cần tăng công suất phát trung bình  $P_{av} = E_{TX}/T_s$ , nhưng phải chia tốc độ bit bởi  $N_s$  lần.

Tương tự đối với trường tín hiệu PPM nhị phân trực giao, nhưng cũng được mở rộng cho các dạng điều chế khác trong các sơ đồ máy thu trình bày trên đây (các mục 5.2.1 đến 5.2.5).

#### ❖ Trong tách tín hiệu quyết định cứng:

Máy thu thực hiện  $N_s$  quyết định độc lập trên  $N_s$  xung ( $N_s$  xung biểu thị cho một bit). Thực hiện quyết định cuối cùng theo nguyên tắc đa số. Khi một số xung thuộc vào một ngưỡng và so sánh chúng với số xung bên dưới ngưỡng đó, bit được ước tính tương ứng với giá trị lớn nhất trong hai giá trị đó. Xảy ra lỗi nếu quá nửa số xung được biên dịch sai và xác suất lỗi ký hiệu khi này là:

$$\text{Pr}_e = \sum_{j=\lceil \frac{N_s}{2} \rceil}^{N_s} \binom{N_s}{j} \times \text{Pr}_{e0}^j \times (1 - \text{Pr}_{e0})^{N_s-j} \quad (5.52)$$

trong đó  $\text{Pr}_{e0}$  là xác suất xảy ra một lỗi, là xác suất lỗi thu một xung riêng biệt trong các sơ đồ máy thu ở trên (mục 5.2.1 đến mục 5.2.5).

Việc so sánh hiệu năng giữa tách tín hiệu quyết định **cứng** và tách tín hiệu quyết định **mềm** là bài toán điển hình trong truyền thông số. Nhìn chung, với hầu hết các họ mã trong môi trường kênh AWGN, thì quyết định mềm có hiệu năng tốt hơn quyết định cứng, điều này được sáng tỏ bởi mô phỏng trong **Sim\_UWB 5.01**.

Hiệu năng quyết định cứng kém so với quyết định mềm trong môi trường kênh AWGN (trường hợp tạp âm phân bố Gauso). Khi tạp âm không phải là phân bố Gauso (*Non-Gauso Noise*), như tạp âm nhiễu (*Interference Noise*), có thể quan sát xu hướng ngược lại. Trường hợp IR-UWB, Weeks et al.. chỉ ra rằng quyết định cứng có thể tốt hơn khi xuất hiện một số tín hiệu nhiễu UWB ở máy thu. Hiệu năng của quyết định **cứng** khi này chủ yếu bị ảnh hưởng bởi số lượng nguồn nhiễu, nghĩa là, tỷ lệ lỗi ký hiệu giảm do xuất hiện xung đột khi thực hiện quyết định cho một xung, trong khi đó hiệu năng của quyết định **mềm** chủ yếu bị ảnh hưởng bởi công suất nhiễu trung bình (được tập hợp ở máy thu trong chu kỳ của ký hiệu). Khi xảy ra sự thay đổi lớn về các công suất tín hiệu trung bình (trường hợp ít nguồn nhiễu gần, nhiều nguồn nhiễu xa), thì quyết định cứng có thể thực hiện tốt hơn quyết định mềm.

Tuy nhiên, với trường hợp IR-UWB, quyết định cứng có thể tốt hơn một khi xuất hiện nhiều nhiễu UWB tại máy thu. Hiệu năng của quyết định cứng khi này bị ảnh hưởng chủ yếu bởi số nguồn nhiễu.

## Sim\_UWB 5.01

Trong phần này, ta mô phỏng tính cách của máy thu (đã được mô tả trong mục 5.2). Muốn vậy, ta trình lọc các chương trình Matlab để mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu UWB trong môi trường kênh AWGN và tách tín hiệu tại máy thu. Hiệu năng của hệ thống UWB được ước tính ở dạng xác suất lỗi trung bình tại đầu ra của bộ tách tín hiệu.

Tại máy phát, tín hiệu PPM-TH-UWB và tín hiệu PAM-DS-UWB được tạo bởi các chương trình **Prog** Matlab đã được trình lọc trong chương 2, cụ thể là **Prog 2.10** và **Prog 2.13**.

Việc mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu này trên kênh AWGN được thực hiện bởi 3 chương trình Matlab: **Prog 5.01** phỏng tạo suy hao năng lượng của tín hiệu phát theo khoảng cách; **Prog 5.02** và **Prog 5.03** tạp âm hóa tín hiệu tại đầu vào máy thu. Giả thiết rằng, máy phát và máy thu được đồng bộ hoàn hảo và trễ truyền dẫn  $\tau = 0$ , nghĩa là, không cần có chương trình khác để mô phỏng ảnh hưởng của trễ.

**Prog 5.01** Làm suy giảm tín hiệu phát  $tx$  theo biểu thức (5.3), nghĩa là, độ lợi kênh được ước lượng theo khoảng cách giữa máy phát/thu. Chương trình nhận ba đầu vào gồm: thành phần biểu trưng cho sự phân rã công suất theo khoảng cách và suy hao tham chiếu tại khoảng cách 1m,  $gamma$  và  $c0$ ; tín hiệu phát (từ đầu ra của **Prog 2.10**),  $tx$ . **Prog 5.01** trả về hai đầu ra: vector biểu trưng cho tín hiệu phát bị suy hao,  $rx$ ; độ lợi kênh,  $attn$ .

Mô phỏng quá trình làm suy hao tín hiệu phát bởi **Prog 5.01** như sau:

$$[rx, attn] = \text{uwb50101\_pathloss}(tx, c0, d, gamma)$$

**Prog 5.02** Tạo tạp âm Gauso trắng cộng và cộng nó với vector tín hiệu vào,  $input$ . Mức tạp âm được xác định theo  $E_b/N_0$ ,  $E_b$  là năng lượng tín hiệu hữu ích trên một bit tại đầu vào máy thu. **Prog 5.01** có khả năng kiểm soát được nhiều giá trị của  $E_b/N_0$ ,  $E_b/N_0$  phải được đưa vào **Prog** ở dạng vector,  $ebn0$  (đơn vị dB), từ đó ta có được giá trị  $E_b$  tương ứng. Tại một giá trị  $E_b/N_0$ , chương trình xác định được giá trị  $E_b$  và  $N_0$  tương ứng. Cụ thể là, **Prog 5.02** xác định được giá trị của  $E_b$  trên cơ sở số lượng bit mang thông tin đầu vào,  $numbits$ . Vì vậy, chương trình nhận 3 đầu vào gồm: tín hiệu vào,  $input$ ; giá trị  $E_b/N_0$ ,  $ebn0$ ; số lượng bit,  $numbits$ . **Prog** trả về hai tín hiệu đầu ra: (i) mảng tín hiệu chứa tất cả tín hiệu đầu vào bị tạp âm hóa (mỗi hàng của mảng out tương ứng với một giá trị  $E_b/N_0$ ),  $out$ ; (ii) mảng tạp âm chứa các thực hiện khác nhau của tạp âm Gauso (một thực hiện trên mỗi hàng),  $noise$ .

Mô phỏng quá trình tạp âm hóa tín hiệu vào bởi **Prog 5.02** là:

$$[output, noise] = \text{uwb50102\_Gnoise1}(input, ebno, numbits)$$

Kết quả là, chương trình tạo ra hai mảng đầu ra  $out$  và  $noise$ , trong đó mảng out chứa tất cả các tín hiệu ứng với các giá trị  $E_b/N_0$  (đầu vào  $ebn0$ ).

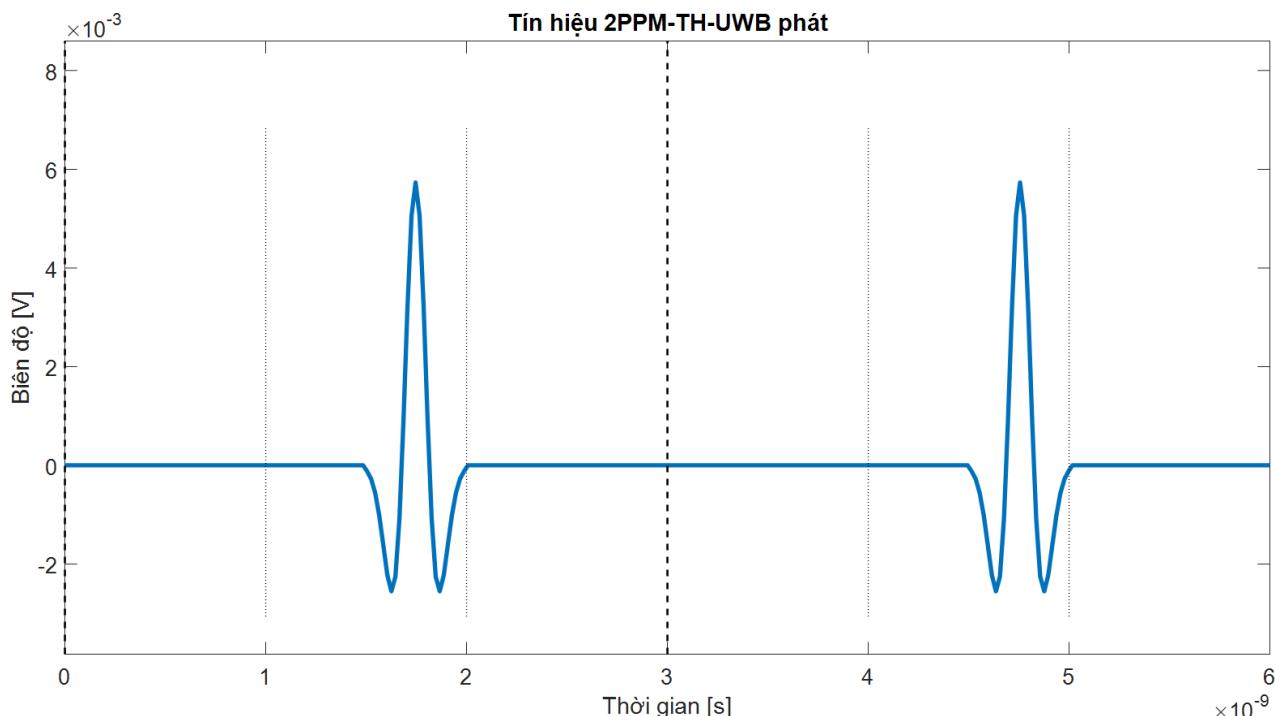
Ta dùng **Prog 5.01** và **Prog 5.02** để ước lượng, đánh giá ảnh hưởng của truyền dẫn tín hiệu 2PPM-TH-UWB trong môi trường kênh AWGN. Tín hiệu phát được tạo ra bởi **Prog 2.10** (xem **Sim\_UWB 2.03** trong chương 2) với việc thiết trị cho các tham số trong **Prog 2.10**:  $Pow=-30$ ;

$fc=50e9;$   $numbits=2;$   $Ts=3e-9;$   $Ns=1;$   $Tc=1e-9;$   $Nh=3;$   $Np=2;$   $Tm=0.5e-9;$   $tau=0.25e-9;$   $dPPM=0.5e-9;$   $G=1.$

Mô phỏng tạo tín hiệu 2PPM-TH-UWB bởi **Prog 2.10:**

$[bits, THcode, stx0, ref] = \mathbf{uwb20307\_transmitter\_2PPM\_TH}(Pow, fc, ...)$   
 $numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)$

Chương trình cho ra 4 đầu ra, ta quan tâm lưu ý: vector chứa chuỗi bit nhị phân  $bits$ ; vector biểu trưng cho tín hiệu phát,  $stx0$ . Tín hiệu  $stx0$  được biểu diễn trên hình 5.14



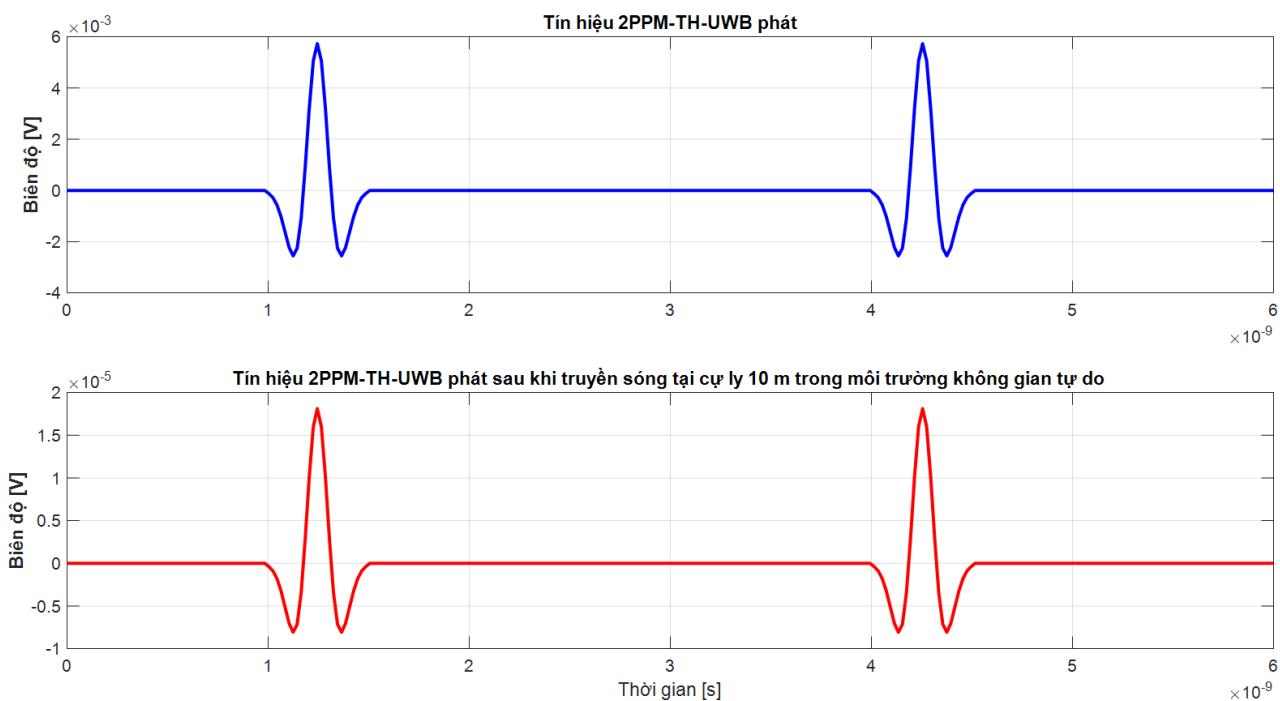
**Hình 5.14** Tín hiệu 2PPM-TH-UWB phát,  $stx0$

Hình 5.14 cho thấy tín hiệu phát  $stx0$  gồm hai xung, được định vị tại khe trung tâm của khung tương ứng, giá trị đỉnh của mỗi xung khoảng  $6.10^{-3}V$ .

**Prog 5.01** được dùng để mô phỏng suy hao tín hiệu phát từ đầu ra của **Prog 2.10**. Cụ thể là, giả sử khoảng cách phát/thu là 10m trong môi trường không gian tự do với suy hao công suất 30 dB tại khoảng cách tham chuẩn 1 m. Vì vậy, ta xác định được các đại lượng sau:  $d = 10$ ;  $gama = 2$ ;  $c0 = 10^{(-30/20)}$ ;

$[srx0, attn] = \mathbf{uwb50101\_pathloss}(stx0, c0, d, gama)$

Kết quả là, vector tín hiệu biểu trưng cho tín hiệu  $stx0$  bị suy hao là  $srx0$ , được biểu diễn trong hình 5.15 ở dạng đường bao của tín hiệu  $stx0$ .



**Hình 5.15** Tín hiệu  $srx0$ , nghĩa là, tín hiệu  $stx0$  sau khi truyền sóng tại cự ly 10 m trong môi trường không gian tự do

Giá trị định của hai xung trong hình 5.15 khoảng  $2 \cdot 10^{-5}$  V. Vì vậy độ lợi kênh  $\alpha$  khoảng 0,0033.

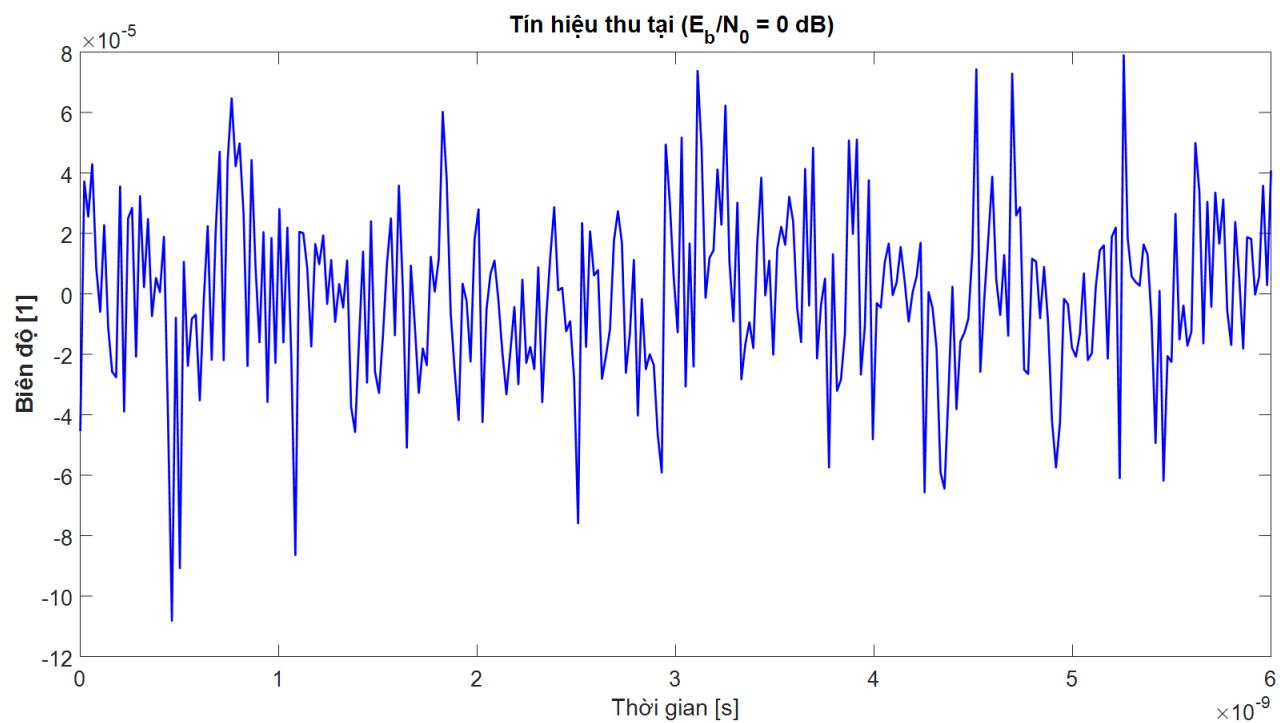
Tạp âm nhiệt được đưa vào tín hiệu  $srx0$  bởi **Prog 5.02**. Ta xét 4 giá trị của  $E_b/N_0$ : 0dB; 10dB; 20dB; 30dB. Vì vậy, ta xác định và thiết trị cho các đại lượng sau bởi đoạn mã Matlab:

$$\begin{aligned} \text{numbits} &= \text{length}(bits); \\ \text{ebn0} &= [0 \ 10 \ 20 \ 30]; \end{aligned}$$

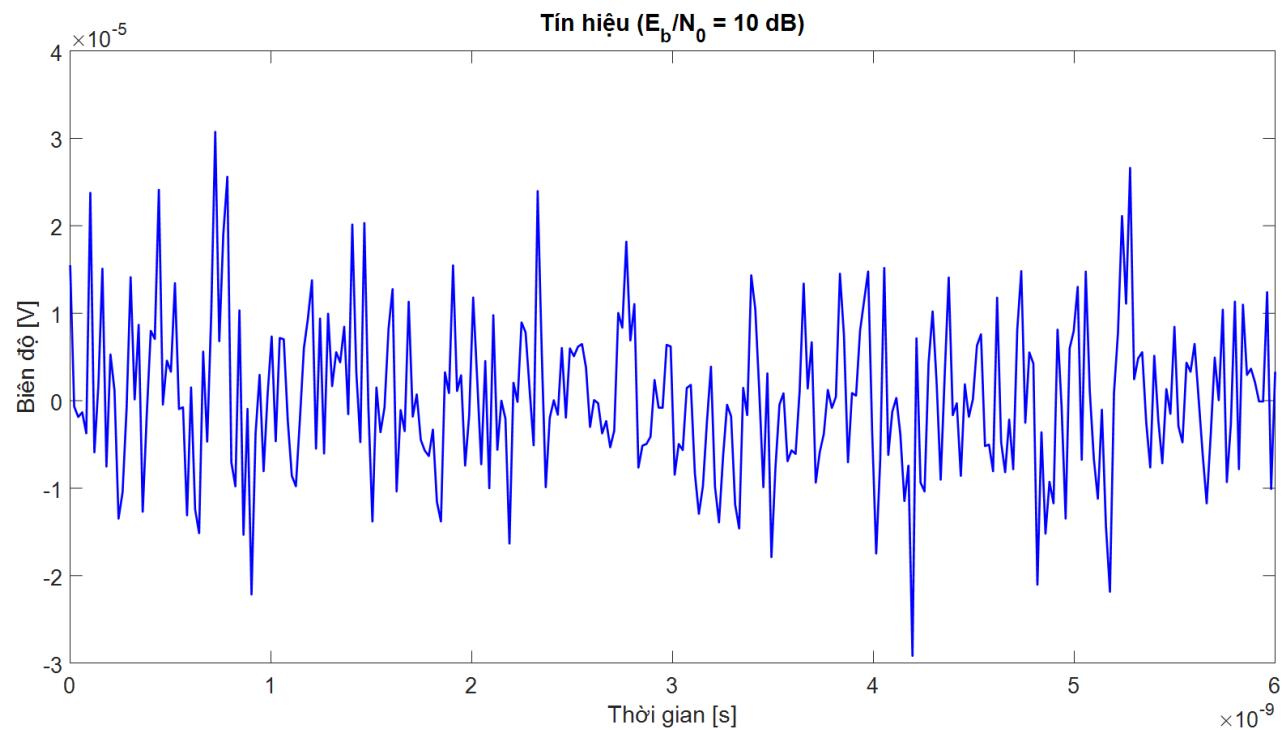
Thực hiện mô phỏng quá trình tạp âm hóa tín hiệu tại máy thu bởi đoạn mã chương trình Matlab sau:

$$\begin{aligned} [\mathbf{rx0}, \mathbf{noise}] &= \mathbf{uwb50102\_Gnoise1}(srx0, ebn0, numbits); \\ \mathbf{rx1} &= \mathbf{rx0}(1, :); \\ \mathbf{rx2} &= \mathbf{rx0}(2, :); \\ \mathbf{rx3} &= \mathbf{rx0}(3, :); \\ \mathbf{rx4} &= \mathbf{rx0}(4, :); \end{aligned}$$

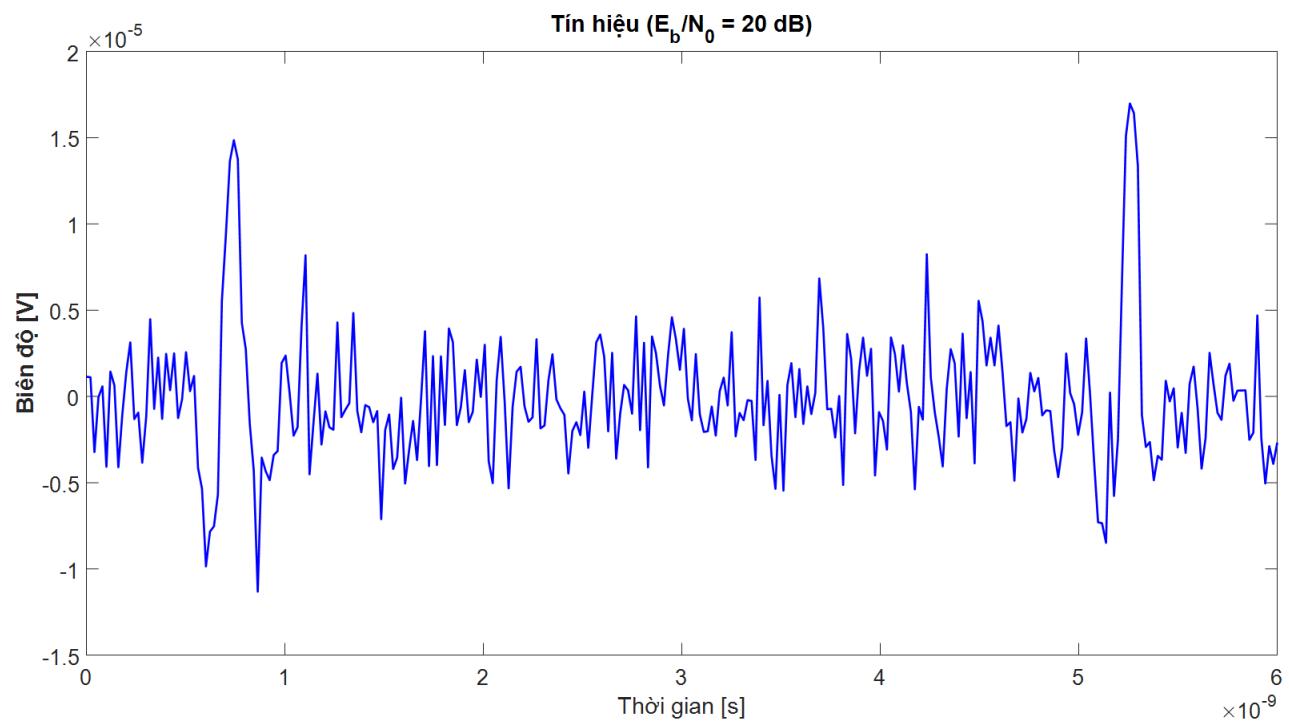
Kết quả là, ta có được 4 tín hiệu  $rx1$ ,  $rx2$ ,  $rx3$ ,  $rx4$  tương ứng với các mức tạp âm nhiệt tại máy thu. Các tín hiệu này được biểu diễn trên các hình 5.16 đến hình 5.19.



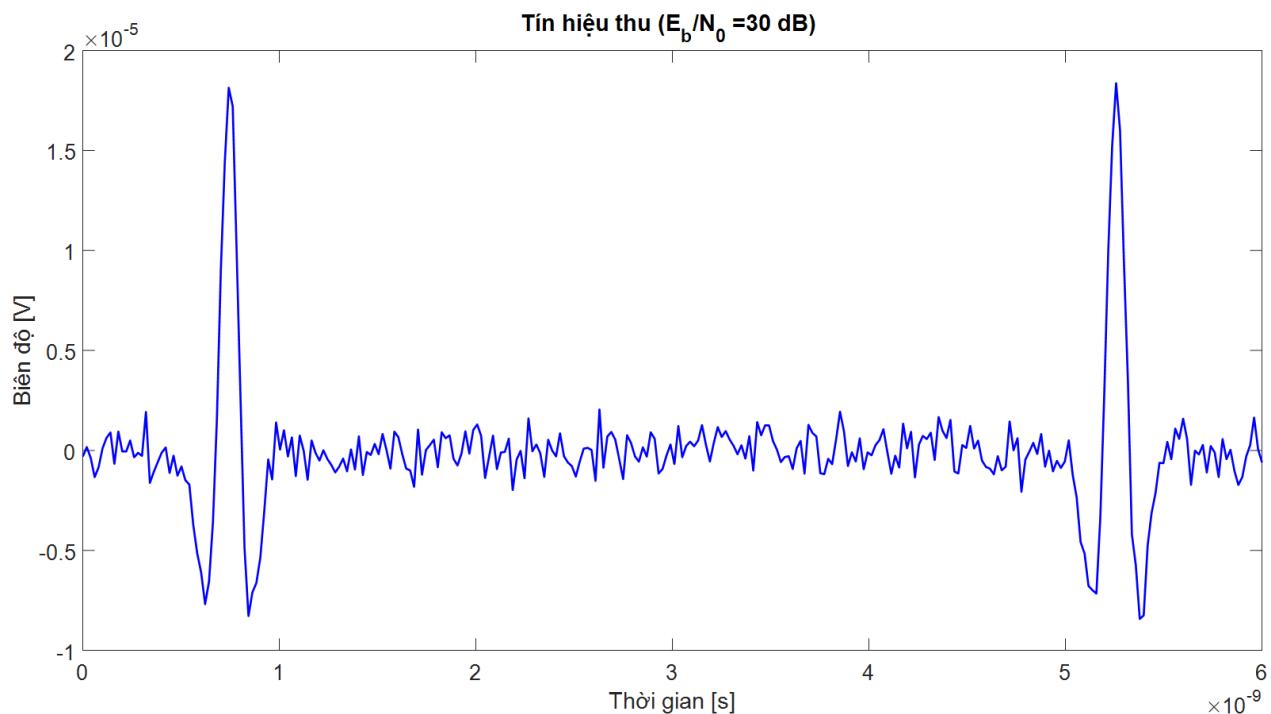
**Hình 5.16** Tín hiệu rx1 ( $E_b/N_0 = 0 \text{ dB}$ )



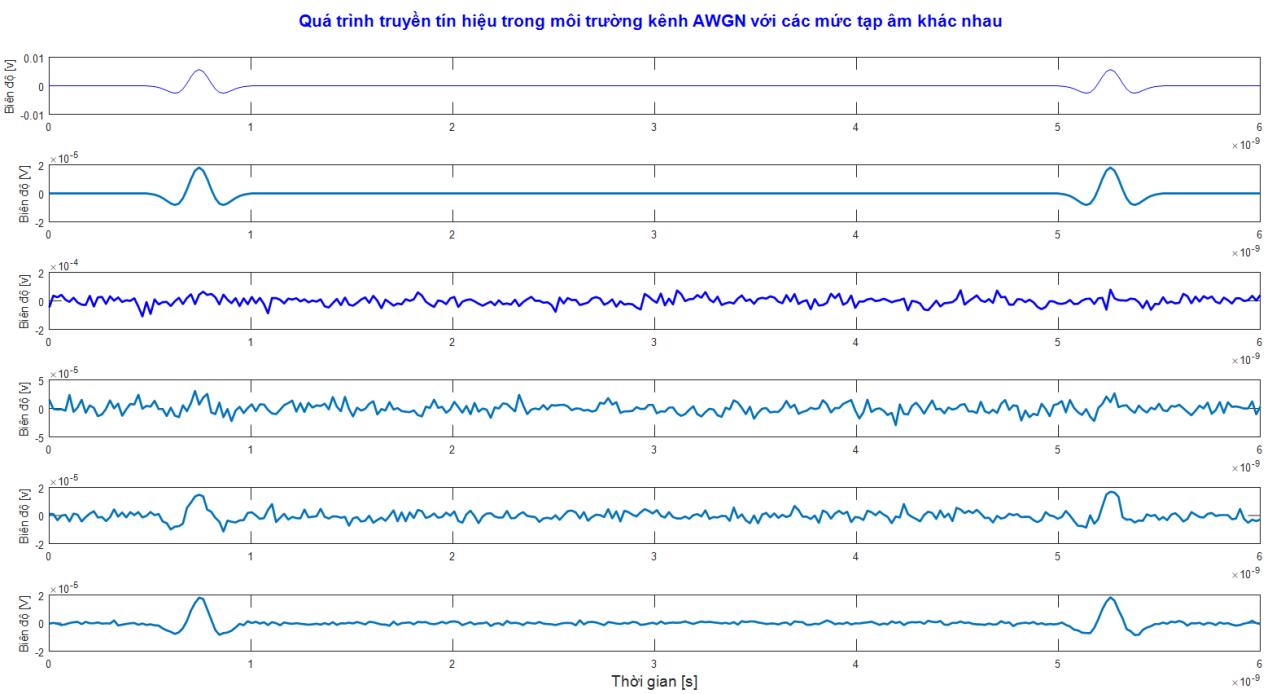
**Hình 5.17** Tín hiệu rx1 ( $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$ )



**Hình 5.18** Tín hiệu rx1 ( $E_b/N_0 = 20 \text{ dB}$ )



**Hình 5.19** Tín hiệu rx1 ( $E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$ )



**Hình 5.19b** Tổng hợp quá trình truyền tín hiệu trong môi trường kênh AWGN với các mức tạp âm khác nhau

Các hình 5.16 đến hình 5.18 cho thấy, ảnh hưởng của tạp âm nhiệt lên tín hiệu. Như kỳ vọng, méo thể hiện rõ tại các giá trị  $E_b/N_0$  nhỏ.

Trong các mô phỏng ở trên, ta tập trung cho tín hiệu PPM nhị phân, tương tự ta mô phỏng cho tín hiệu PAM.

**Prog 5.03** Chương trình mô phỏng để tạo tạp âm Gauso tương tự như **Prog 5.02**, nhưng các mức tạp âm được ước lượng theo các giá trị  $E_x/N_0$  chứ không phải là theo  $E_b/N_0$  trong đó  $E_x$  là năng lượng tín hiệu thu trong một bit. Giá trị  $E_x$  được xác định bằng cách chia toàn bộ năng lượng thu được cho số lượng xung phát. Lưu ý rằng, số lượng xung phát lớn hơn số lượng bit phát (do thực hiện mã hóa lặp mã), phải được đưa vào chương trình thông qua tham số *numpulse*.

Mô phỏng bởi **Prog 5.03** là:

`[output, noise] = uwb50103_Gnoise2(input, exno, numpulses);`

Kết quả là, tương tự như **Prog 5.02**, tín hiệu đầu ra là một mảng chứa các tín hiệu tương ứng với các giá trị của  $E_x/N_0$  (mỗi tín hiệu ứng với một hàng của mảng), *output*.

Tại đây, ta dùng các chương trình được trình lọc ở trên để mô phỏng hoạt động của máy thu.

Theo các phân tích trong mục 5.2, máy thu tối ưu trong môi trường kênh AWGN bao gồm một bộ tương quan và một bộ tách tín hiệu ML. Như được thấy ở hình 5.3, bộ tương quan thực hiện tính tương quan chéo giữa tín hiệu thu với nhiều sóng để có được các số đo tương quan. Ta mô phỏng quá trình này cho các trường hợp cụ thể: PPM-TH-UWB và PAM-DS-UWB. **Prog 5.04** và **Prog 5.05** mô phỏng cho trường hợp PPM-TH-UWB. **Prog 5.06** và **Prog 5.07** mô phỏng cho trường hợp PAM-DS-UWB.

**Prog 5.04:** Chương trình ước lượng, đánh giá mặt nạ tương quan  $m(t)$  của bộ tương quan trong hình 5.6. Để xác định được mặt nạ tương quan, máy thu phải biết chính xác vị trí của tất cả

các xung trong mỗi khung của tín hiệu phát. Một khi, tín hiệu PPM-TH được tạo ra bởi **Prog 2.10** (xem chương 2), thông tin này có sẵn ở vector đầu ra của chương trình, *ref*. Thực tế, vector *ref* là bản sao của tín hiệu phát *Stx*, nhưng chưa được điều chế PPM. **Prog 5.04** nhận 4 đầu vào gồm: vector, *ref*; tần số lấy mẫu, *fc*; số lượng xung phát, *numpulse*; giá trị dịch thời PPM, *dPPM*. Chương trình **Prog 5.04** trả về vector biểu trưng cho dạng sóng của mặt nạ tương quan, *mask*.

Mô phỏng quá trình ước lượng mặt nạ tương quan bởi **Prog 5.04** là:

$$[mask] = \text{uwb50104\_PPMcorr}(ref, fc, numpulses, dPPM)$$

Lưu ý rằng, vector mask biểu trưng cho mặt nạ tương quan đối với toàn bộ tín hiệu phát. Để thực hiện quyết định trên một bit, máy thu chia vector trên thành nhiều phần, mỗi phần tương ứng với mặt nạ tương quan cho một bit.

**Prog 5.05** Mô phỏng hoạt động của bộ tương quan và hoạt động của bộ tách tín hiệu trong sơ đồ máy thu hình 5.6, và ước lượng hiệu năng của máy thu ở dạng xác suất lỗi bit trung bình,  $Pr_b$ . Ta phân tích nhiều tín hiệu đối với cùng một luồng bit nhị phân, nghĩa là,  $Pr_b$  tại các giá trị khác nhau của tập âm, được ước lượng với một lần thực hiện của mã chương trình. **Prog 5.05** nhận 7 đầu vào gồm: mảng biểu trưng cho các sóng khác nhau (mỗi hàng là một sóng), *R*; vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan (như nhau đối với tất cả các tín hiệu), *mask*; tần số lấy mẫu, *fc*; chuỗi nhị phân ban đầu được tạo bởi máy phát, *bits*; số xung phát trong một bit, *Ns*; chu kỳ lặp xung trung bình, *Ts*. Hai đầu ra của **Prog 5.05** gồm: mảng chứa các luồng nhị phân khác nhau (mỗi hàng một luồng) tại đầu ra máy thu, *Rxbit*; vector chứa các giá trị  $Pr_b$ , *BER*.

Mô phỏng quá trình hoạt động của bộ tương quan, tách tín hiệu, ước lượng xác suất lỗi bởi chương trình **Prog 5.05** là:

$$[RXbits, BER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(R, mask, fc, bits, numbit, Ns, Ts)$$

**Prog 5.06** Chương trình ước lượng, đánh giá mặt nạ tương quan  $m(t)$  cho trường hợp tín hiệu PAM-DS (xem hình 5.10). Thuật toán thực hiện trong **Prog 5.06** tương tự như trong **Prog 5.04**. Ba đầu vào của **Prog 5.06** gồm: vector tham chuẩn được cung cấp bởi **Prog 2.13** khi tạo tín hiệu PAM-DS, *ref*; tần số lấy mẫu, *fc*; số lượng xung phát, *numbits*. Đầu ra của **Prog 5.06** là một vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan đối với toàn bộ tín hiệu phát, *mask*. Lưu ý rằng, để quyết định trên một bit, máy thu chia vector trên thành nhiều phần khác nhau, mỗi phần tương ứng với mặt nạ tương quan đối với một bit.

Mô phỏng bởi chương trình **Prog 5.06**:

$$[mask] = \text{uwb50106\_PAMcorr}(ref, fc, numpulses)$$

**Prog 5.07** Mô phỏng hoạt động của bộ tương quan và bộ tách tín hiệu trong sơ đồ máy thu hình 5.10 và ước lượng, đánh giá hiệu năng máy thu ở dạng xác suất lỗi bit trung bình,  $Pr_b$ . **Prog 5.07** tương tự như **Prog 5.05** loại trừ nguyên tắc quyết định. Trường hợp PAM, bộ tách tín hiệu quyết định là bit 0 khi giá trị đầu ra bộ tương quan là âm, ngược lại bộ tách tín hiệu quyết định là bit 1 khi đầu ra bộ tương quan có giá trị dương.

Mô phỏng bởi chương trình **Prog 5.07**:

$$[RXbits, BER] = \text{uwb50107\_PAMreceiver}(R, mask, fc, bits, numbit, Ns, Ts)$$

Chương trình **Prog 5.07**, chương trình **Prog 5.08** được dùng để đánh giá hiệu năng bởi mô phỏng cho các cấu trúc máy thu được mô tả trong mục 5.2. Ta bắt đầu xét trường hợp PPM-TH nhị phân trực giao. Ta tạo hai tín hiệu UWB ứng với hai giá trị của  $N_s$ : tín hiệu  $s_{ppm1}$  với  $N_s=1$  và  $s_{ppm2}$  với  $N_s=3$ . Ta thiết trị cho các tham số chung của hai tín hiệu này trong **Prog 2.10** như sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=10000$ ;  $Ts=3e-9$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=3$ ;  $Np=30000$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.25e-9$ ;  $dPPM=0.5e-9$ ;  $G=0$ ;

Mô phỏng tạo hai tín hiệu này bởi chương trình **Prog 2.10** như sau:

```
[bits, THcode, s_ppm1, ref1] = uwb20307_transmitter_2PPM_TH (Pow, fc, ...
                                                               numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)
[bits, THcode, s_ppm2, ref2] = uwb20307_transmitter_2PPM_TH (Pow, fc, ...
                                                               numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)
```

Lưu ý rằng, trường hợp tín hiệu  $s_{ppm2}$ , máy phát tạo ra ba xung trong từng bit. Vì vậy số bit phát của tín hiệu  $s_{ppm2}$  là bằng số bit phát của tín hiệu  $s_{ppm1}$ , nhưng số xung phát của tín hiệu  $s_{ppm2}$  nhiều gấp ba lần.

Với tín hiệu  $s_{ppm1}$  và  $s_{ppm2}$  đã được tạo ra, ta xác định được các mặt nạ tương quan,  $mppm1$  đối với tín hiệu  $s_{ppm1}$  và  $mppm2$  đối với tín hiệu  $s_{ppm2}$  bởi đoạn mã chương trình Matlab sau:

$fc$	$= 50e9;$
$dPPM$	$= 0.5e-9;$
$Ts$	$= 3e-9;$
$numbits$	$= 10000;$
$numpulses1$	$= 10000;$
$numpulses2$	$= 3*numpulses1;$
$[mppm1]$	$= \text{uwb50104\_PPMcorrmask}(ref1, fc, numpulses1, dPPM);$
$[mppm2]$	$= \text{uwb50104\_PPMcorrmask}(ref2, fc, numpulses2, dPPM);$

Tại đây, ta mô phỏng ảnh hưởng của truyền lan sóng trong môi trường kênh AWGN. Mục đích của ta là, ước lượng hiệu năng đối với các khuôn dạng tín hiệu khác nhau theo SNR tại máy thu. Cụ thể là, ta ước lượng xác suất lỗi bit  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$ , trong đó  $E_x$  là năng lượng của tín hiệu thu trong một xung. Lưu ý rằng, **Prog 5.02** và **Prog 5.03** đưa tạp âm nhiệt vào tín hiệu phát (tạp âm hóa tín hiệu phát) bằng cách đo năng lượng của tín hiệu thu, nghĩa là, hoặc  $E_b$  hoặc  $E_x$ , và sau đó bằng cách tạo tạp âm tại giá trị của  $N_0$ . Kết quả là, trong trường hợp cụ thể, độ lợi kênh không ảnh hưởng lên hiệu năng máy thu và ta có thể đưa trực tiếp tạp âm nhiệt vào tín hiệu phát. Để ước lượng  $Pr_b$  khi  $E_x/N_0$  trong khoảng 0 dB đến 8 dB, ta định nghĩa vector  $exn0$  là:

$exn0 = [0 2 4 6 8];$

Sau đó ta tạo tạp âm tại máy thu bưởi **Prog 5.03**:

```
[rx_ppm1, noise] = uwb50103_Gnoise2(s_ppm1, exno, numpulses1);
[rx_ppm2, noise] = uwb50103_Gnoise2(s_ppm2, exno, numpulses2);
```

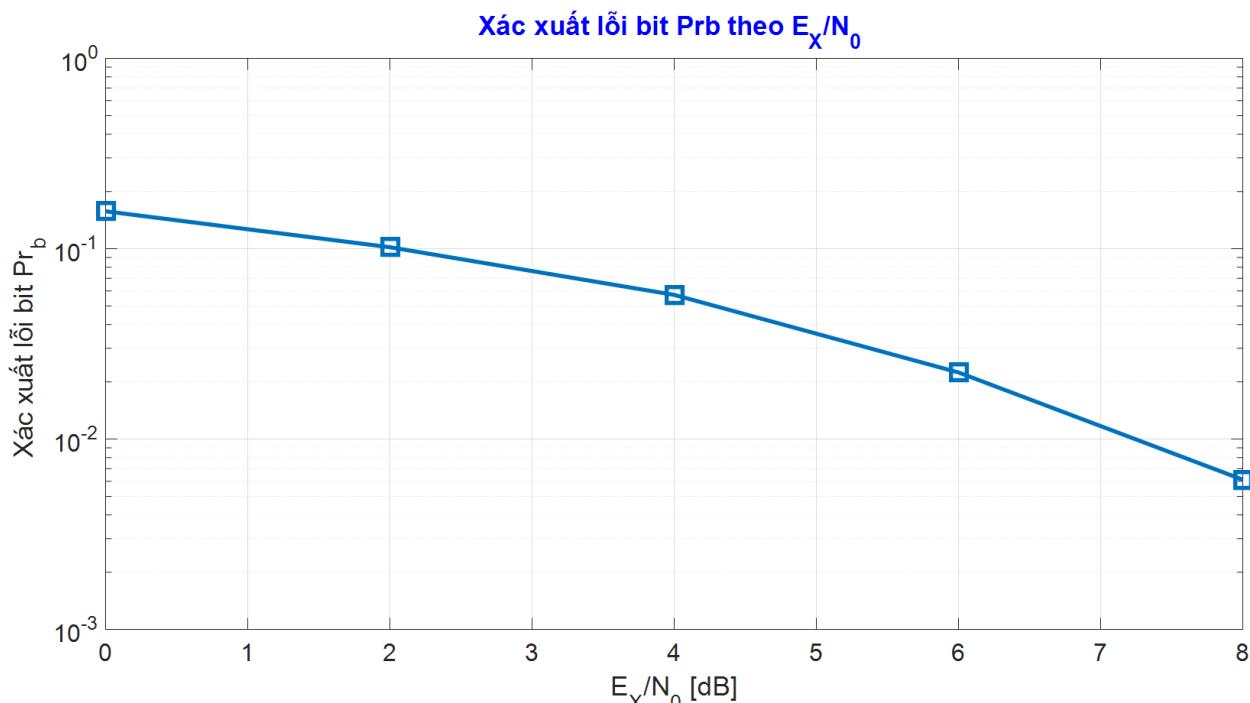
Cả hai mảng  $rx\_ppm1$  và  $rx\_ppm2$  đều bao gồm 5 hàng, mỗi hàng tương ứng với một giá trị của  $E_x/N_0$ .

Bước cuối cùng là, ta thực hiện mô phỏng bởi **Prog 5.05**. Trường hợp tín hiệu  $s_{ppm1}$ , tham số HDSD không làm ảnh hưởng lên hiệu năng vì quyết định cứng bằng quyết định mềm khi phát

một xung trên một bit. Mã chương trình Matlab để ước lượng  $Pr_b$  trong trường hợp tín hiệu  $s_{ppm1}$  là:

```
[RXbits1, BER1] = uwb50105_PPMreceiver(rx_ppm1, mppm1, fc, bits, numbit, Ns, Ts);
```

Kết quả là ta nhận được: năm luồng nhị phân được ước tính,  $RXbits1$ ; và vector  $BER1$  tương ứng các giá trị của  $Pr_b$ . Hình 5.20 minh họa kết quả mô phỏng ở dạng biểu diễn  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$ . Như mong đợi, xác suất lỗi bit  $Pr_b$  giảm khi  $E_x/N_0$  tăng. Hơn nữa, do dịch thời PPM của tín hiệu  $s_{ppm1}$  băng thời gian của một xung, nên hình 5.20 tương ứng với trường hợp truyền dẫn nhị phân với tín hiệu trực giao. Bằng cách so sánh hình 5.20 với hình 5.7, ta xác nhận sự đồng nhất của kết quả mô phỏng với các giá trị được rút ra từ phân tích.

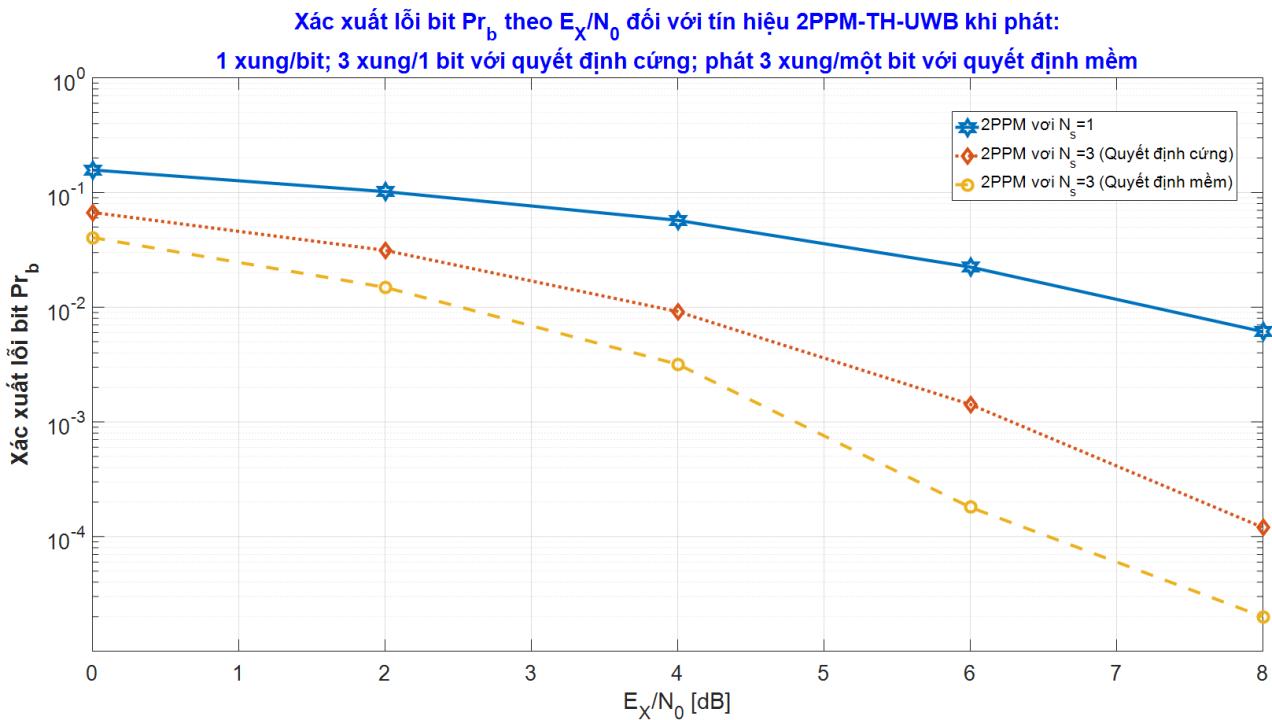


**Hình 5.20** Xác suất lỗi bit  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$  đối với tín hiệu  $s_{ppm1}$

Trường hợp tín hiệu  $s_{ppm2}$ , trước hết ta thực hiện mô phỏng bởi **Prog 5.05** với  $HDSD=1$  sau đó  $HDSD=2$ . Cả hai trường hợp cùng chung dòng lệnh:

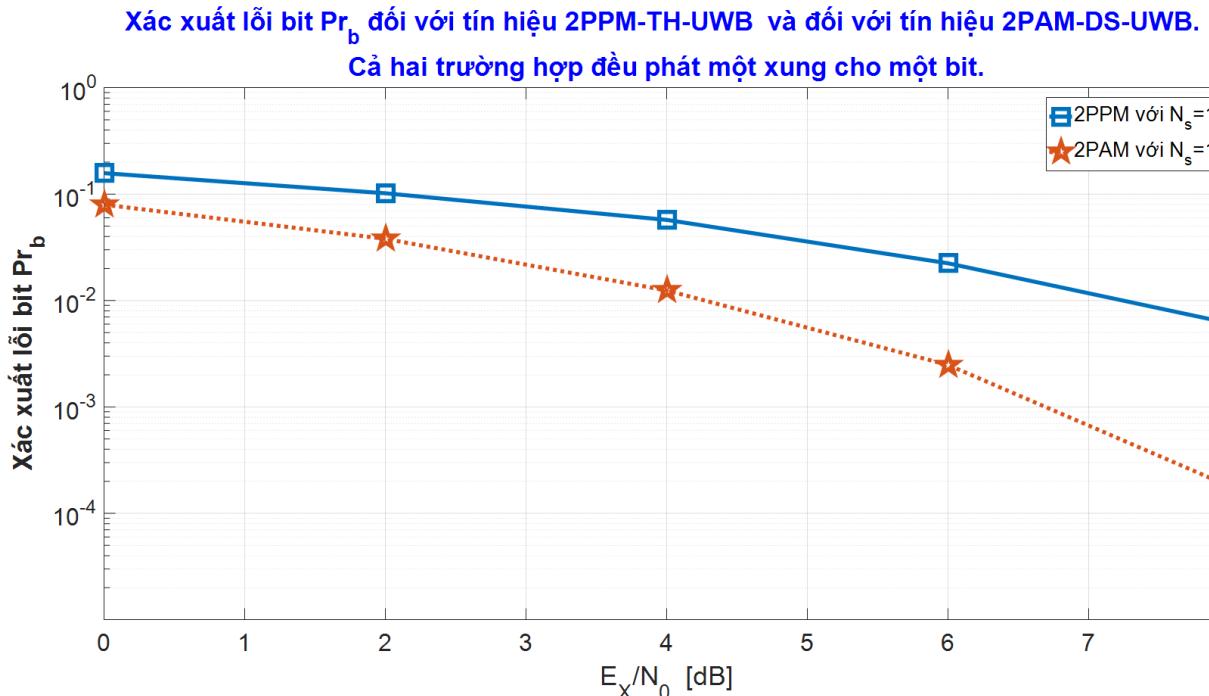
```
[RXbits2, BER2] = uwb50105_PPMreceiver(rx_ppm2, mppm2, fc, bits, numbit, 3, Ts);
```

Hình 5.21 so sánh  $Pr_b$  đối với tín hiệu  $s_{ppm1}$  với  $Pr_b$  đối với tín hiệu  $s_{ppm2}$ . Với tín hiệu  $s_{ppm2}$ , ta biểu diễn cả quyết định cứng và quyết định mềm. Như mong đợi, xác suất lỗi bit giảm khi tăng phần dư (được biểu trưng bởi tham số  $Ns$  của bộ mã hóa lặp mã). Hơn nữa, kết quả trong hình 5.21 xác nhận trong trường hợp tạp âm Gaus, quyết định mềm tốt hơn quyết định cứng. Ta lưu ý rằng, khi  $E_x/N_0 > 6$  dB và  $Ns=3$ , trong một số trường hợp mô phỏng giá trị của  $Pr_b$  đối với quyết định cứng và quyết định mềm có thể không biểu diễn được nếu mô phỏng đối với số lượng bit chưa đủ lớn vì vậy  $Pr_b = 0$ .



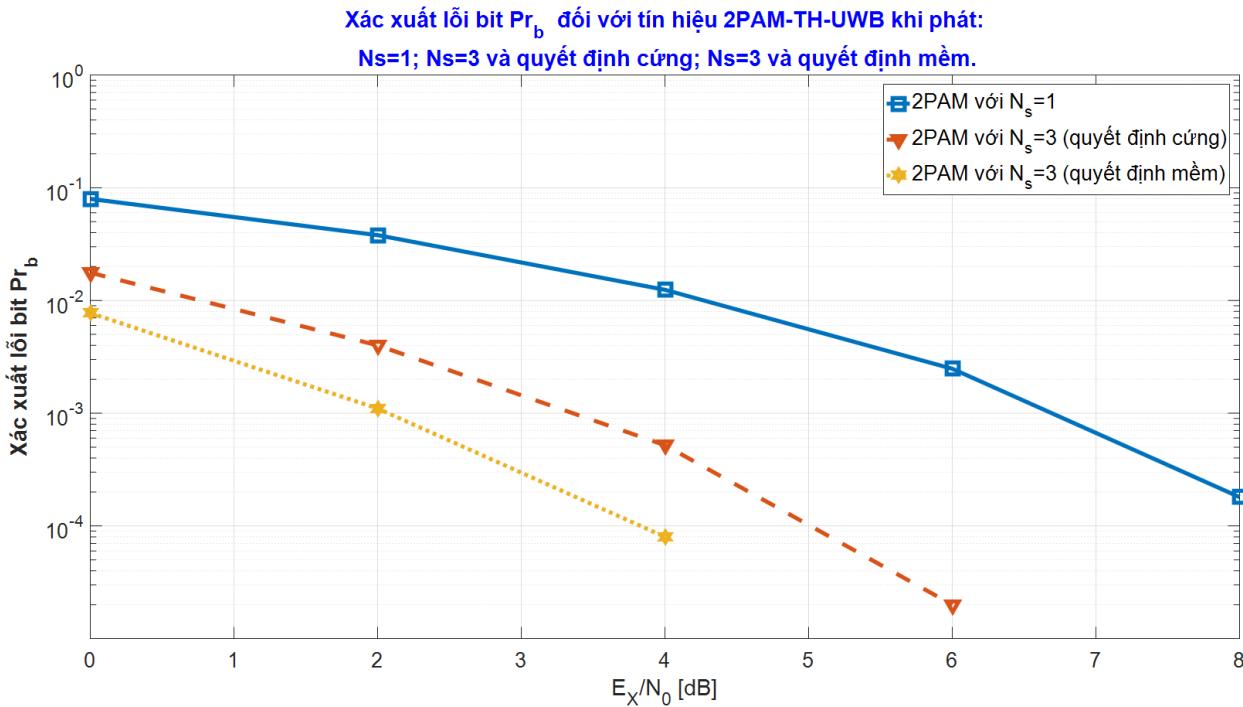
**Hình 5.21** Xác suất lỗi bit  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$  đối với tín hiệu 2PPM-TH-UWB khi: phát một xung trên một bit; phát ba xung trên một bit với quyết định cứng; phát ba xung trên một bit với quyết định mềm.

Phân tích hoàn toàn tương tự đối với trường hợp PAM-DS, chỉ khác ở chỗ **Prog 5.06** và **Prog 5.07** được thực hiện thay cho **Prog 5.04** và **Prog 5.05**. Kết quả là, hình 5.22 so sánh xác suất lỗi trung bình  $Pr_b$  của tín hiệu 2PPM trong trường hợp chỉ một xung trong 1 bit ( $N_s=1$ ). Kết quả mô phỏng trong hình 5.22 xác nhận rằng, với cùng năng lượng phát, sử dụng tín hiệu đối cực hiệu năng được cải thiện khi dùng PAM. Các kết quả mô phỏng cũng xác nhận được lợi 3dB về công suất phát.



**Hình 5.22** Xác suất lỗi bit  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$  đối với tín hiệu 2PPM-TH-UWB, và đối với tín hiệu 2PAM-DS-UWB. Cả hai trường hợp đều phát một xung cho một bit

Cuối cùng, hình 5.23 so sánh  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$  đối với tín hiệu 2PAM tại các giá trị của  $N_s$  khác nhau và giải mã quyết định cứng và giải mã quyết định mềm. Ta lại thấy,  $Pr_b$  giảm khi tăng phần dư của bộ mã hóa lặp mã, và quyết định mềm tốt hơn quyết định cứng.



**Hình 5.23** Xác suất lỗi bit  $Pr_b$  theo  $E_x/N_0$  đối với tín hiệu 2PAM-TH-UWB khi: phát một xung trên một bit  $N_s=1$ ; phát ba xung trên một bit ( $N_s=3$ ) và quyết định cứng; phát ba xung trên một bit ( $N_s=3$ ) và quyết định mềm

### 5.3 Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh UWB đa đường

Phân tập (Diversity) là quá trình (chủ ý), hiện tượng (không chủ ý) cùng một tín hiệu được truyền trên nhiều đường truyền **độc lập nhau**. Cũng vậy, phân tập thời gian là cùng một tín hiệu được phát đi tại các thời điểm (hoặc khoảng thời gian) khác nhau, phân tập tần số là cùng một tín hiệu được truyền trên nhiều vùng tần số (dải tần, băng tần) khác nhau, phân tập không gian là quá trình cùng một tín hiệu được truyền trên nhiều vùng không gian khác nhau (ví như, phân tập anten phát/thu), phân tập mã, phân tập góc, phân tập phân cực, phân tập trễ vòng, v.v.. Phân tập có thể chủ ý (ví như: ta tạo ra phân tập tần số, phân tập anten phát/thu,...), phân tập không chủ ý (ví như: do truyền sóng đa đường của kênh vô tuyến gây ra). Tại phía thu, ta nhận được nhiều bản sao của cùng một tín hiệu. Tồn tại nhiều giải pháp kết hợp, chọn lọc tín hiệu ở phía thu để cải thiện, nâng cao hiệu năng (thường là dung lượng và chất lượng, cải thiện mức độ tin cậy) của hệ thống truyền thông. Ở một chừng mực nhất định, từ điểm nhìn về sử dụng hiệu quả tài nguyên là không hiệu quả bởi lẽ cùng một tín hiệu chiếm dụng nhiều tài nguyên (thời gian, tần số, không gian, mã, công suất, v.v...) hơn, nhưng đổi lại ta được lợi về khả năng đối phó với pha định được tốt hơn. Ở các hệ thống vô tuyến thế hệ mới thường dùng cơ chế thích ứng để cải thiện hiệu năng, điển hình như MIMO thích ứng (khi kích bản kênh truyền tốt, hệ thống sử dụng ghép kênh không gian để được lợi về dung lượng, trái lại khi kênh truyền bị pha định nghiêm trọng, hệ thống chọn cấu hình phân tập để tăng mức độ tin cậy, đảm bảo tính liên tục cho dịch vụ thời gian thực). Trong mục này, ta đề cập về phân tập thời gian do truyền sóng đa đường. Từ các nội dung cốt lõi về kênh vô tuyến và kênh UWB (chương 4) cũng như các đặc điểm của tín hiệu và hệ thống UWB được xét ở chương 1, chương 2, chương 3. Cũng từ mối quan hệ giữa tín hiệu UWB và môi trường truyền sóng vô tuyến,

dẫn đến các đặc trưng của kênh UWB và việc mô hình hóa và mô phỏng cho các kịch bản kênh UWB được xét ở chương 4. Theo đó cho ta thấy, phân tập thời gian là một đặc trưng cốt lõi của truyền thông UWB. Vì thế giải pháp xử lý tín hiệu được chọn là xử lý RAKE (nguyên lý thu RAKE) và kết hợp tín hiệu.

### 5.3.1 Kỹ thuật kết hợp tín hiệu

#### ❖ Kết hợp chọn lọc

Bộ kết hợp chọn lọc hay phân tập chọn lọc là sơ đồ đơn giản nhất. Bộ kết hợp chọn lọc lý tưởng chọn tín hiệu có SNR tức thời lớn nhất, vì thế SNR đầu ra bằng SNR của tín hiệu đến tốt nhất. Thực tế hệ thống không thể làm việc trên cơ sở tức thời. Để thành công cần đảm bảo hằng số thời gian nội của hệ thống chọn lọc nhỏ hơn nhiều so với đại lượng nghịch đảo của tốc độ pha định.

Ta giả thiết rằng, tín hiệu thu tại mỗi nhánh độc lập thống kê với các tín hiệu ở các nhánh khác và có phân bố Rayleigh với công suất trung bình  $P_0$  như nhau. Hàm mật độ xác suất của đường bao tín hiệu trên nhánh  $i$  được xác định như sau:

$$p(r_i) = \frac{2r_i}{P_0} e^{-r_i^2/P_0} \quad (5.53)$$

trong đó  $P_0 = 2\sigma_s^2$  là công suất tín hiệu trung bình bình phương trên một nhánh và  $r_i^2$  là công suất tức thời trong nhánh  $i$ .

Giả sử  $\varepsilon_i = r_i^2/N_i$  và  $\varepsilon_0 = P_0/N_i$ , trong đó  $N_i$  là công suất tạp âm trong nhánh  $i$ , ta được:

$$\frac{\varepsilon_i}{\varepsilon_0} = \frac{r_i^2}{P_0} \quad (5.54)$$

Sau khi chuyển đổi biến ngẫu nhiên theo phương trình (5.54) ta được hàm mật độ xác suất cho  $\varepsilon_i$  như sau:

$$p(\varepsilon_i) = \frac{1}{\varepsilon_0} e^{-\varepsilon_i/\varepsilon_0} \quad (5.55)$$

Vậy xác suất SNR trên mỗi nhánh nhỏ hơn hoặc bằng một giá trị  $\varepsilon_g$  cho trước là:

$$P(\varepsilon_i \leq \varepsilon_g) = \int_0^{\varepsilon_g} p(\varepsilon_i) d\varepsilon_i = 1 - e^{-\varepsilon_g/\varepsilon_0} \quad (5.56)$$

Vì thế xác suất tất cả SNR trong tất cả các nhánh đồng thời nhỏ hơn hoặc bằng  $\varepsilon_g$  được xác định như sau:

$$P_L(\varepsilon_g) = P(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_L \leq \varepsilon_g) = [1 - e^{-\varepsilon_g/\varepsilon_0}]^L \quad (5.57)$$

Xác suất ít nhất một nhánh sẽ vượt quá giá trị SNR ngưỡng,  $\varepsilon_g$  được xác định như sau:

$$\Pr(\text{ít nhất một nhánh} \geq \varepsilon_g) = 1 - P_L(\varepsilon_g) \quad (5.58)$$

Lấy vi phân phương trình (5.57) ta được hàm mật độ xác suất:

$$P_L(\mathcal{E}_g) = \frac{L}{\mathcal{E}_0} \left[ 1 - e^{(-\mathcal{E}_g/\mathcal{E}_0)} \right]^{L-1} e^{(-\mathcal{E}_g/\mathcal{E}_0)} \quad (5.59)$$

Giá trị trung bình của SNR có thể được xác định như sau:

$$\bar{\mathcal{E}}_L = \int_0^{\infty} L \frac{\mathcal{E}_g}{\mathcal{E}_0} \left[ 1 - e^{(-\mathcal{E}_g/\mathcal{E}_0)} \right]^{L-1} e^{(-\mathcal{E}_g/\mathcal{E}_0)} d\mathcal{E}_g \quad (5.60)$$

Đặt  $x = \mathcal{E}_g / \mathcal{E}_0$  và  $dx = d\mathcal{E}_g / \mathcal{E}_0$  ta được:

$$\frac{\bar{\mathcal{E}}_L}{\mathcal{E}_0} = L \int_0^{\infty} x \left[ 1 - e^{-x} \right]^{L-1} e^{-x} dx \quad (5.61)$$

Thay  $y = 1 - e^{-x}$  hay  $x = -\ln(1-y)$ , thì  $dy = e^{-x}dx$  và ta được:

$$\frac{\bar{\mathcal{E}}_L}{\mathcal{E}_0} = L \int_0^1 [-\ln(1-y)] y^{L-1} dy \quad (5.62)$$

$$\frac{\bar{\mathcal{E}}_L}{\mathcal{E}_0} = \sum_i^L \frac{1}{i} \quad (5.63)$$

Công thức (5.63) cho thấy SNR trung bình tăng rất chậm khi tăng L.

### ❖ Kết hợp tỷ lệ cực đại

Kết hợp tỷ lệ cực đại do Kahn đề xuất đầu tiên. M tín hiệu được đánh trọng số tỷ lệ với các tỷ số điện áp tín hiệu trên tạp âm của chúng sau đó được cộng lại với nhau.

$$r_L = \sum_i^L a_i r_i(t) \quad (5.64)$$

Vì tạp âm trong mỗi nhánh được đánh giá theo công suất tạp âm nên:

$$\overline{n_i^2(t)} = \sum_{j=1}^L \sum_{i=1}^L a_i a_j \overline{n_i(t) n_j(t)} \quad (5.65)$$

Công suất tạp âm trung bình:

$$N_T = \sum_{i=1}^L \overline{a_i^2 n_i^2(t)} = \sum_{i=1}^L |a_i|^2 N_i \quad (5.66)$$

trong đó:

$$\overline{n_i^2(t)} = N_i \quad (5.67)$$

với  $N_i$  là công suất tạp âm.

SNR tại đầu ra được xác định như sau:

$$\mathcal{E}_L = \frac{\left| \sum_{i=1}^L a_i r_i(t) \right|^2}{\sum_{i=1}^L |a_i|^2 N_i} \quad (5.68)$$

Ta cực đại hóa  $\varepsilon_M$  bằng cách sử dụng bất đẳng thức Schwartz:

$$\left| \sum_{i=1}^L a_i r_i \right|^2 \leq \left[ \sum_{i=1}^L |r_i|^2 \right] \left[ \sum_{i=1}^L |a_i|^2 \right] \quad (5.69)$$

Nếu  $a_i = \frac{r_i}{\sqrt{N_i}}$ , thì:

$$\varepsilon_L = \frac{\sum_{i=1}^L r_i^2 \sum_{i=1}^L \frac{r_i^2}{N_i}}{\sum_{i=1}^L r_i^2} \quad (5.70)$$

$$\varepsilon_L = \sum_{i=1}^L \frac{r_i^2}{N_i} = \sum_{i=1}^L \varepsilon_i \quad (5.71)$$

Như vậy, SNR tại đầu ra của bộ kết hợp là tổng SNR của các nhánh:

$$\bar{\varepsilon}_L = \sum_{i=1}^L \bar{\varepsilon}_i = \sum_{i=1}^L \varepsilon_0 = L \varepsilon_0 \quad (5.72)$$

Và:

$$\frac{\bar{\varepsilon}_L}{\varepsilon_0} = L \quad (5.73)$$

$\varepsilon_i = r_i^2 / N_i$  với  $r_i$  là đường bao tín hiệu gồm hai biến thể ngẫu nhiên Gausơ trung bình không, phương sai  $\sigma_s^2 = P_0/2$  trong đó  $P_0$  là công suất trung bình của  $r_i$  nên  $\varepsilon_i$  cũng gồm hai biến ngẫu nhiên Gausơ bình phương có phương sai  $P_0/2 N_i = \varepsilon_0/2$  và  $\varepsilon_L$  gồm  $2L$  biến ngẫu nhiên Gausơ bình phương nói trên với  $n = 2L$ , phương sai  $\sigma^2 = \varepsilon_0/2$  nên nó có hàm mật độ xác suất Chi bình phương như sau:

$$p(\varepsilon_L) = \frac{\varepsilon_L^{L-1} \varepsilon_0^{-\varepsilon_L}}{\varepsilon_0^L (L-1)!} \quad (5.74)$$

Xác suất mà  $\varepsilon_L \leq \varepsilon_g$  được xác định như sau:

$$P(\varepsilon_L \leq \varepsilon_g) = 1 - e^{\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0}} \sum_{i=1}^L \frac{\left( \frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0} \right)^{i-1}}{(i-1)!} \quad (5.75)$$

Vậy xác suất  $\varepsilon_M > \varepsilon_g$  như sau:

$$P(\varepsilon_M > \varepsilon_g) = e^{\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0}} \sum_{i=1}^L \frac{\left( \frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0} \right)^{i-1}}{(i-1)!} \quad (5.76)$$

#### ❖ Kết hợp khuếch đại bằng nhau

Kết hợp khuếch đại bằng nhau giống như kết hợp tỷ lệ cực đại, nhưng không xảy ra đánh trọng số tín hiệu trước khi cộng, vì thế  $a_i = 1$ . Khi này đường bao đầu ra của tín hiệu được xác định theo phương trình (5.64) với tất cả  $a_i = 1$  như sau:

$$r = \sum_{i=1}^L r_i \quad (5.77)$$

Và SNR đầu ra trung bình được xác định như sau:

$$\bar{\varepsilon}_L = \frac{\left[ \sum_{i=1}^L r_i \right]^2}{\sum_{i=1}^L \bar{N}_i} \quad (5.78)$$

Nếu ta coi rằng công suất tạp âm trung bình trong các nhánh như nhau (bằng  $N$ ) thì phương trình (5.78) trở thành:

$$\bar{\varepsilon}_L = \frac{1}{NL} \left[ \sum_{i=1}^L \bar{r}_i \right]^2 = \frac{1}{NL} \sum_{j,i=1}^L \bar{r}_j \bar{r}_i \quad (5.79)$$

$$\text{Nhưng } \bar{r}_i^2 = P_0 \text{ và } \bar{r}_i = \sqrt{\frac{\pi P_0}{4}}$$

Vì tín hiệu ở các nhánh khác nhau không tương quan với nhau, nên  $\bar{r}_i \bar{r}_j = \bar{r}_j \bar{r}_i = \bar{r}_i \bar{r}_j$  đối với  $i \neq j$ . Vì thế phương trình (5.79) trở thành:

$$\bar{\varepsilon}_M = \frac{1}{NL} \left[ LP_0 + L(L-1) \frac{\pi P_0}{4} \right] = \varepsilon_0 \left[ 1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \right] \quad (5.80)$$

$$\frac{\bar{\varepsilon}_M}{\varepsilon_0} = 1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \quad (5.81)$$

Đối với  $L = 2$  có thể viết xác suất  $P$  ở dạng kín như sau:

$$P(\varepsilon_L \leq \varepsilon_0) = 1 - e^{-\left(\frac{2\varepsilon_g}{\varepsilon_0}\right)} - \sqrt{\pi \left(\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0}\right)} e^{-\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0}} \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{\varepsilon_g}{\varepsilon_0}}\right) \quad (5.82)$$

Đối với  $L > 2$  xác suất nhận được bằng phương pháp tích phân số.

### 5.3.2 Phân tập thời gian và máy thu Rake

Như đã được xét ở phần 5.2, tín hiệu thu đa đường  $r(t)$  bao hàm các tham số: trễ, suy hao, méo. Khi môi trường thay đổi trong thời gian quan sát  $T \gg T_b$  và không xét méo do kênh, thì  $r(t)$  được biểu diễn như sau:

$$r(t) = \sum_j a_j s_m(t - \tau_j) + n(t) \quad (5.83)$$

trong đó  $n(t)$  là AWGN ở đầu vào máy thu.

Ta viết lại (5.83) cho truyền dẫn vô tuyến xung kim IR trên cơ sở mô hình kênh kê đã được xét ở phần 4.4 (chương 4) như sau:

$$r(t) = X \sqrt{E_{TX}} \sum_j \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} a_j p_0(t - jT_s - \varphi_j - \tau_{nk}) + n(t) \quad (5.84)$$

trong đó:

- $X$  là độ lợi biên độ kênh phân bố *log-normal*
- $E_{TX}$  là năng lượng phát trên một xung
- $N$  là số cụm quan sát được
- $K(n)$  là số đa đường trong cụm thứ  $n$
- $\alpha_{nk}$  là hệ số kênh của đa đường thứ  $k$  trong cụm thứ  $n$
- $a_j$  là biên độ của xung phát thứ  $j$  ( $a_j = 1$  trong trường hợp PPM)
- $T_s$  là khoảng thời gian lặp trung bình của xung
- $\varphi_j$  là thời gian rung của xung thứ  $j$  ( $\varphi_j = 0$  trong trường hợp DS-PAM)
- $\tau_{nk}$  là độ trễ của đa đường thứ  $k$  trong cụm thứ  $n$

Với mỗi thực hiện của đáp ứng xung kim kênh, năng lượng được chứa trong các hệ số kênh  $\alpha_{nk}$  được chuẩn hóa đơn vị, nghĩa là:

$$\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} |\alpha_{nk}|^2 = 1 \quad (5.85)$$

và (5.84) được viết lại như sau:

$$r(t) = \sqrt{E_{RX}} \sum_j \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} a_j p_0(t - jT_s - \varphi_j - \tau_{nk}) + n(t) \quad (5.86)$$

trong đó  $E_{RX} = X^2 E_{TX}$  là tổng năng lượng thu đối với một xung. Khác với kênh AWGN, do hiện tượng đa đường nên  $E_{RX}$  bị trải rộng về thời gian. Thực tế, máy thu chỉ có thể phân tích một tập con hữu hạn  $N_R$  thành phần đa đường, vì vậy năng lượng hiệu dụng  $E_{eff}$  để quyết định sẽ nhỏ hơn  $E_{RX}$  nghĩa là:

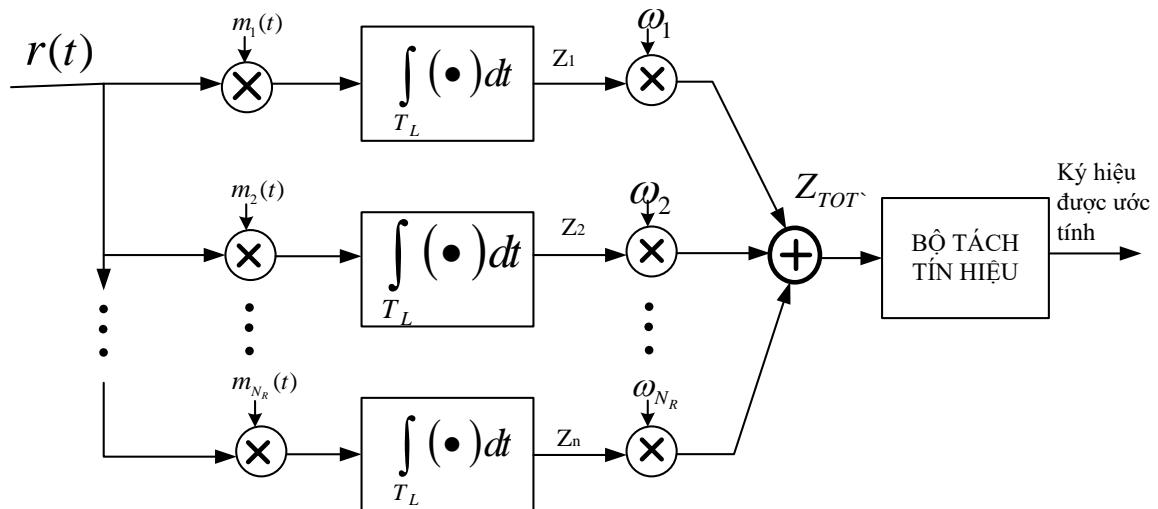
$$E_{eff} = E_{RX} \sum_{j=1}^{N_R} |\alpha_j|^2 \leq E_{RX} \quad (5.87)$$

từ (5.86), tại máy thu các bản sao của cùng một xung phát chỉ chồng lấn lên nhau khi thời điểm giữa các lần đến của xung nhỏ hơn độ rộng xung  $T_M$ . Khi này, tín hiệu của các đa đường là không độc lập nhau, nghĩa là, biên độ xung ở thời điểm  $t$  bị ảnh hưởng bởi các đa đường trước và sau thời điểm  $t$ . Một khi đã biết các đặc tính kênh truyền sóng, số đường truyền độc lập ở máy thu phụ thuộc vào  $T_M$ : khi  $T_M$  càng nhỏ thì số đường truyền độc lập ở đầu vào máy thu càng nhiều. Đối với hệ thống IR-UWB, giá trị  $T_M$  vào khoảng ns hoặc một phần của ns, dẫn đến ta coi mọi đa đường là không chồng lấn nhau, vì vậy dạng sóng thu bao gồm một số thành phần độc lập. Vì vậy,

hệ thống IR-UWB sẽ nhận được ưu điểm của truyền sóng đa đường băng cách kết hợp nhiều bản sao độc lập của cùng một xung phát. Khi này máy thu khai thác triệt để “**tính phân tập thời gian**” của kênh đa đường để cải thiện hiệu năng của quá trình quyết định.

Các phương pháp phổ biến được dùng ở máy thu để khai thác tính phân tập là: Phân tập chọn lọc (SD: Selection Diversity); kết hợp đồng độ lợi (EGC: Equal Gain Combining); kết hợp tỷ lệ cực đại (MRC: Maximal Ratio Combining). Trong phương pháp SD, máy thu chọn ra đa đường có chất lượng tín hiệu tốt nhất và quyết định ký hiệu phát chỉ dựa vào đường truyền này, đồng nghĩa việc tăng SNR ở máy thu. Phương pháp khác để tăng SNR là kết hợp nhiều đường truyền. Trong phương pháp EGC, các đường khác nhau được đồng chỉnh về thời gian, sau đó cộng chúng lại nhưng không trọng số hóa chúng. Trong phương pháp MRC, thực hiện trọng số hóa các đa đường trước khi kết hợp chúng, các trọng số này được xác định để tối đa hóa SNR trước khi thực hiện quyết định. Khi xét tạp âm Gaus ở máy thu, SNR được tối đa khi xét tạp âm cho mỗi đa đường. Nói cách khác, phương pháp MRC điều chỉnh các thành phần thu trước khi kết hợp chúng. Việc điều chỉnh được thực hiện bằng cách: khuếch đại thành phần mạnh nhất và làm suy yếu thành phần yếu nhất. Trong hệ thống truyền thông một người sử dụng không có ISI, phương pháp đạt được hiệu năng tốt nhất là phương pháp MRC, nó bảo đảm SNR lớn nhất ở đầu ra bộ kết hợp.

Trong các trường hợp trên, máy thu chỉ nhận được ưu điểm của truyền sóng đa đường khi phân tích tách biệt và kết hợp các bản sao của cùng một xung phát. Vì vậy trong trường hợp này, máy thu tối ưu cho kênh AWGN được xét trong mục 5.2 không phù hợp bởi lề cấu trúc của nó có một bộ tương quan (phù hợp với một dạng sóng duy nhất). Máy thu tương quan tối ưu khi này phải bao gồm nhiều bộ tương quan tương ứng với các bản sao khác nhau của cùng một dạng sóng phát, được gọi là máy thu Rake (cấu trúc này được Price và Green phát minh vào năm 1958)



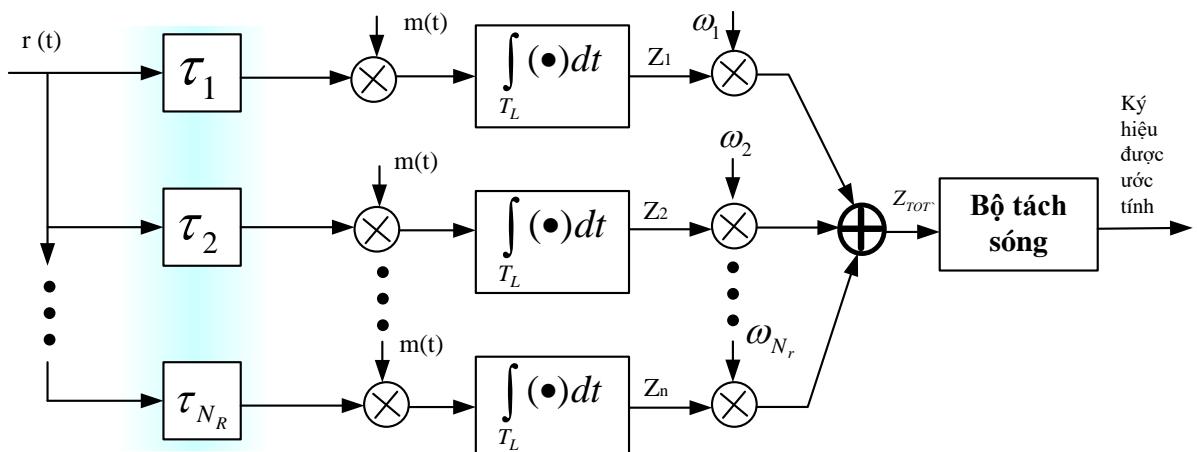
**Hình 5.24** Máy thu Rake gồm  $N_R$  bộ tương quan song song

Trong hình 5.24,  $T_L > T_s$  là khoảng thời gian của đáp ứng xung kim của kênh và  $Z_{TOT}$  ở đầu ra của bộ kết hợp Rake,  $Z_{TOT}$  đưa vào bộ tách tín hiệu. Máy thu Rake hình 5.24 bao gồm  $N_R$  bộ tương quan mắc song song, sau đó được kết hợp để xác định biên quyết định cho bộ tách tín hiệu. Mỗi bộ tương quan được gắn với một trọng số các bản sao của ký hiệu phát, nghĩa là mặt nạ tương quan  $m_j(t)$  trên nhánh thứ  $j$  của bộ thu Rake được đồng chỉnh về thời gian (đồng bộ) với bản sao của ký hiệu phát bị trễ thứ  $j$ , hay:

$$m_j(t) = m(t - \tau_j) \quad (5.88)$$

trong đó:  $m(t)$  là mặt nạ tương quan như trong kênh AWGN;  $\tau_j$  là trễ truyền sóng của đường truyền thứ  $j$ . Đầu ra của bộ tương quan được đưa vào bộ kết hợp. Tùy vào việc dùng phương pháp phân tập ở máy thu, một tập các trọng số  $\{\omega_1, \dots, \omega_n\}$  được sử dụng để kết hợp các đầu ra của các bộ tương quan. Với phương pháp phân tập chọn lọc SD, chỉ có trọng số ứng với nhánh có biên độ lớn nhất là bằng 1, tất cả các trọng số còn lại đều bằng không. Với phương pháp EGC, tất cả các trọng số đều bằng 1, nghĩa là bộ kết hợp chỉ cộng các đầu ra của các bộ tương quan mà không thực hiện trọng số hóa. Trường hợp MRC, đầu ra của mỗi bộ tương quan đều được trọng số hóa, trọng số này tỷ lệ với biên độ tín hiệu trên nhánh đó.

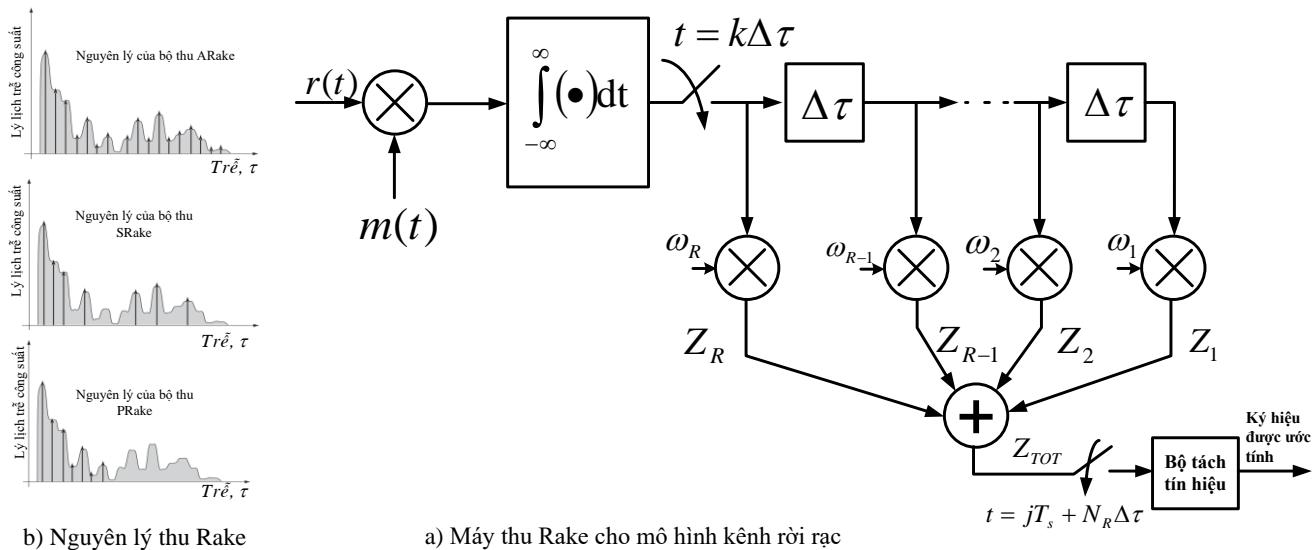
Một biến thể của bộ thu Rake được cho ở hình 5.25, trong đó các phần tử dịch thời  $\tau_j$  được đặt trước các bộ tương quan nhằm đồng chỉnh thời gian các đa đường, vì vậy cho phép dùng cùng một mặt nạ tương quan  $m(t)$  trên tất cả các nhánh của bộ thu Rake.



**Hình 5.25** Máy thu Rake gồm  $N_R$  bộ tương quan song song và phần tử trễ

Theo sơ đồ hình 5.24 và hình 5.25, máy thu Rake phải biết phân bố thời gian của tất cả các thành phần đa đường có trong tín hiệu thu. Vì vậy, bộ thu Rake phải có khả năng quét đáp ứng xung kim khen, bám, và điều chỉnh trễ của các đa đường. Việc đồng bộ trễ thời gian của các thành phần đa đường dựa vào phép đo tương quan trên dạng sóng thu. Ngoài ra, nếu dùng phương pháp SD hoặc MRC trong bộ kết hợp, thì cần phải biết biên độ của các thành phần đa đường để điều chỉnh các trọng số. Thường dùng ký hiệu hoa tiêu để ước tính khen.

Kiến trúc bộ máy thu Rake hình 5.25 cực kỳ đơn giản khi khen được mô hình hóa bằng đáp ứng xung kim rời rạc. Khi này, các đa đường ở máy thu được phân tách về thời gian bởi một bội số của độ rộng bin  $\Delta t$ , và dùng cấu trúc một bộ tương quan cho máy thu Rake hình 5.26b. Trong hình 5.26a, bộ tương quan lấy tương quan giữa mặt nạ tương quan  $m(t)$  và tín hiệu thu  $r(t)$ , đầu ra của bộ tương quan được lấy mẫu tại các thời điểm  $k \Delta \tau$  trước khi qua các phần tử trễ và bộ kết hợp, bộ kết hợp này sử dụng một trong các phương pháp phân tập: SD, EGC hoặc MRC.



**Hình 5.26** Máy thu Rake cho mô hình kênh rời rạc và nguyên lý thu Arake, SRake, PRake

Hiệu năng của bộ thu Rake trong môi trường kênh truyền sóng đa đường được ước lượng như sau: (i) trước hết giả định một mô hình kênh cụ thể cho đáp ứng xung kim của kênh; (ii) sau đó ước lượng xác suất lỗi ký hiệu  $P_e$  theo  $E_{RX} / N_0$  (là hàm của  $E_{RX} / N_0$ ) tương ứng với phương pháp phân tập được dùng. Thường thực hiện phép phân tích này trong điều kiện biết chính xác các hệ số của đáp ứng xung kim kênh (ước tính kênh hoàn hảo).

Việc chấp nhận Rake làm gia tăng đáng kể mức độ phức tạp của máy thu. Mức độ phức tạp này tăng theo số lượng thành phần đa đường *khả phân giải* và được kết hợp trước khi thực hiện quyết định (trước khi tách tín hiệu), và ta có thể giảm mức độ phức tạp của máy thu bằng cách giảm số thành phần đa đường được xử lý ở máy thu. Tuy nhiên, theo phương trình (5.57), khi giảm số lượng thành phần đa đường làm giảm năng lượng được tập hợp ở máy thu. Khi nghiên cứu theo giải pháp tựa giải tích (*quasi-analytical*), tồn tại sự dung hòa giữa mức độ phức tạp và năng lượng được bắt giữ trong bộ thu Rake đối với hệ thống IR-UWB được trình bày ở (Win and Scholtz, 198b). Kết quả cho thấy rằng, bộ thu Rake hoạt động trong tòa nhà văn phòng hiện đại điển hình cần có khoảng 50 nhánh Rake khác nhau để bắt giữ được khoảng 60% toàn bộ năng lượng tín hiệu thu. Tồn tại hai giải pháp điển hình để giảm mức độ phức tạp của máy thu Rake được trình bày và phân tích ở dạng suy thoái hiệu năng xác suất lỗi *Pre*. Giải pháp đầu tiên, được gọi là Rake lựa chọn **SRake** (Selective Rake) bao gồm việc lựa chọn  $L_s$  thành phần đa đường tốt nhất trong tổng số  $L_{TOT}$  đa đường khả dụng (khả phân giải) ở đầu vào máy thu. Tuy giảm số lượng các nhánh của bộ thu Rake, nhưng máy thu vẫn phải duy trì việc bám tắt cả các thành phần đa đường để thực hiện lựa chọn. Giải pháp thứ hai có phần đơn giản hơn, được gọi là Rake từng phần **PRake** (Partial Rake), thực hiện kết hợp  $L_p$  đa đường đến đầu tiên mà không có bất kỳ sự lựa chọn nào giữa tất cả các thành phần đa đường khả dụng. Bộ thu Rake lý tưởng được gọi là **ARake** (All-Rake), là thu xử lý tất cả các thành phần đa đường của đáp ứng xung kênh.

Hình 5.26b minh họa khái niệm về nguyên lý bộ thu **ARake**, bộ thu **SRake**, bộ thu **PRake**.

Kỳ vọng rằng, **SRake** thực hiện tốt hơn **PRake** vì nó đạt được SNR lớn hơn tại đầu ra bộ kết hợp. Tuy nhiên, sự chênh lệch về hiệu năng này rút ngắn khi các thành phần đa đường tốt nhất được định vị ở thời điểm đầu của đáp ứng xung kênh (khi xét các kịch bản truyền sóng trực xạ LOS, Sim\_UWB 4.05). Trong Sim\_UWB 5.02 ta mô phỏng so sánh hiệu năng của SRake và PRake.

## Sim\_UWB 5.02

Trong phần này, ta xét thuật toán để mô phỏng hoạt động của bộ thu Rake trong môi trường kênh truyền sóng đa đường. Máy thu được mô phỏng này thực hiện phương pháp kết hợp tỷ lệ cực đại MRC. Các phương pháp khác để giảm mức độ phức tạp của máy thu cũng được xét.

Ý tưởng cơ bản của thuật toán bao gồm việc đơn giản hóa sơ đồ máy thu Rake trong hình 5.24 nhưng chấp nhận tăng tính phức tạp của mặt nạ tương quan  $m(t)$ . Ta xét sơ đồ cơ bản hình 5.24. Tín hiệu  $Z_{TOT}$  tại đầu ra của bộ kết hợp được biểu diễn:

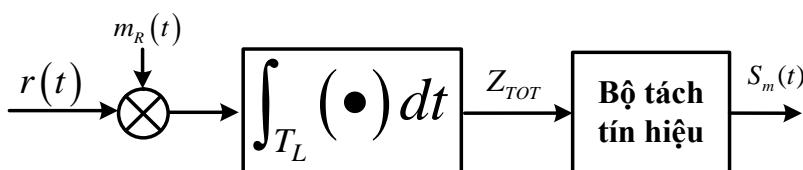
$$\begin{aligned} Z_{TOT} &= \sum_{j=1}^{N_R} W_j \int_{T_L} r(t) m_j(t) dt \\ &= \sum_{j=1}^{N_R} W_j \int_{T_L} r(t) m(t - \tau_j) dt \end{aligned} \quad (5.89)$$

trong đó:  $T_L$  là khoảng thời gian quan trắc;  $N_R$  là số lượng nhánh của máy thu Rake;  $W_j$  là hệ số trọng số của thành phần thứ  $j$ ;  $m(t)$  là mặt nạ tương quan đối với ký hiệu phát; và  $\tau_j$  là trễ của thành phần đa đường thứ  $j$ , nó được xử lý trên nhánh thứ  $j$  của bộ thu Rake.

Biểu thức (5.89) cũng được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} Z_{TOT} &= \int_{T_L} r(t) m_R(t) dt \\ \text{trong do } m_R(t) &= \sum_{j=1}^{N_R} \omega_j m(t - \tau_j) \end{aligned} \quad (5.90)$$

Từ phương trình (5.90) ta có được cấu trúc máy thu hình 5.27 chỉ có một bộ tương quan mà không cần có bộ kết hợp. Lưu ý rằng, sơ đồ hình 5.27 có mức độ phức tạp như hình 5.24 vì để có được sóng  $m_R(t)$  vẫn cần có các thuật toán chính xác để ước tính kênh cũng như bám kênh. Ưu điểm chính (lợi thế) của giải pháp này là sử dụng cùng các hàm như trường hợp AWGN, nghĩa là, chương trình **Prog 5.05** đối với PPM và chương trình **Prog 5.07** đối với PAM.



**Hình 5.27** Cấu trúc máy thu Rake tương đương

Hai chương trình Matlab được dùng trong phần này là **Prog 5.08** và **Prog 5.09**. Trong đó **Prog 5.08** thực hiện thuật toán Rake, nó thực hiện ước tính kênh và tạo các hệ số trọng số nhằm định nghĩa mặt nạ  $m_R(t)$ . Cụ thể là:

**Prog 5.08** Thực hiện ước tính kênh trong trường hợp của mô hình kênh UWB rời rạc. Chương trình **Prog 5.08** nhận 5 đầu vào: (1) vector chứa các hệ số của đáp ứng xung kim của kênh (theo mục 4.3, các hệ số này biểu trưng cho độ lợi biên độ của các thành phần đa đường trong các bin khác nhau),  $hf$ ; (2) khoảng thời gian của bin,  $ts$ ; (3) tần số lấy mẫu (để chuyển đổi giữa miền thời gian liên tục và rời rạc),  $fc$ ; (4) số lượng thành phần đa đường trong trường hợp SRake,  $S$ ; (5) số lượng thành phần đa đường trong trường hợp PRake,  $L$ .

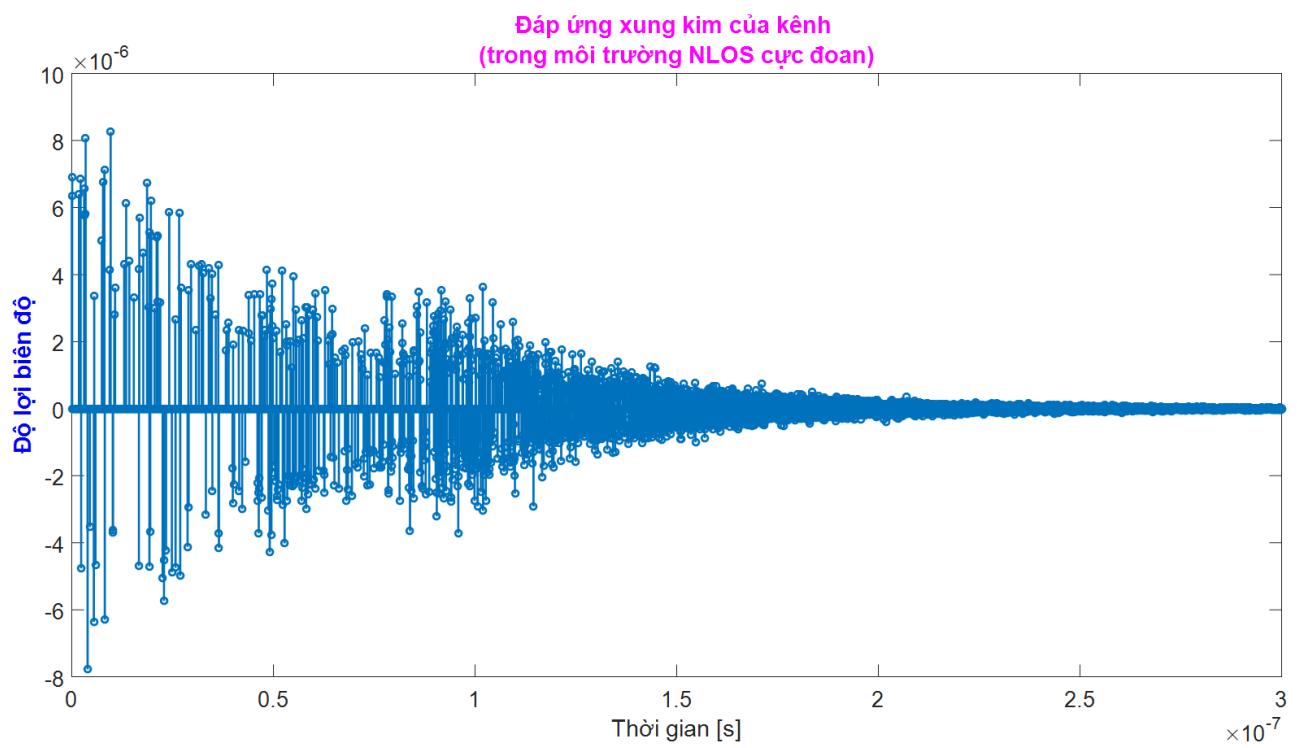
Chương trình **Prog** 5.08 cho ra 6 đầu ra: (1) vector chứa tất cả các hệ số biên độ của đáp ứng xung kim của kênh,  $G$ ; (2) vector chứa tất cả các trễ tương đối tương ứng với các phần tử trong  $G$  (ngĩa là,  $T(j)$  biểu trưng cho trễ dương đối của thành phần đa đường có biên độ  $G(j)$ ); (3) số lượng thành phần đa đường khác không có trong đáp ứng xung kim của kênh,  $NF$ ; (4) vector biểu trưng cho các hệ số trọng số được dùng trong Rake lý tưởng mà nó xử lý tất cả các thành phần đa đường có trong tín hiệu đầu vào máy thu, **Arake**; (5) vector biểu trưng cho các hệ số trọng số được dùng trong Rake lựa chọn mà nó thực hiện xử lý  $S$  thành phần đa đường tốt nhất có trong tín hiệu đầu vào máy thu, **Srake**; (6) vector biểu trưng cho các hệ số trọng số được dùng trong Rake một phần mà nó thực hiện xử lý  $L$  thành phần đa đường đầu tiên có trong tín hiệu đầu vào máy thu, **Prake**.

Mô phỏng bởi chương trình **Prog** 5.08 là:

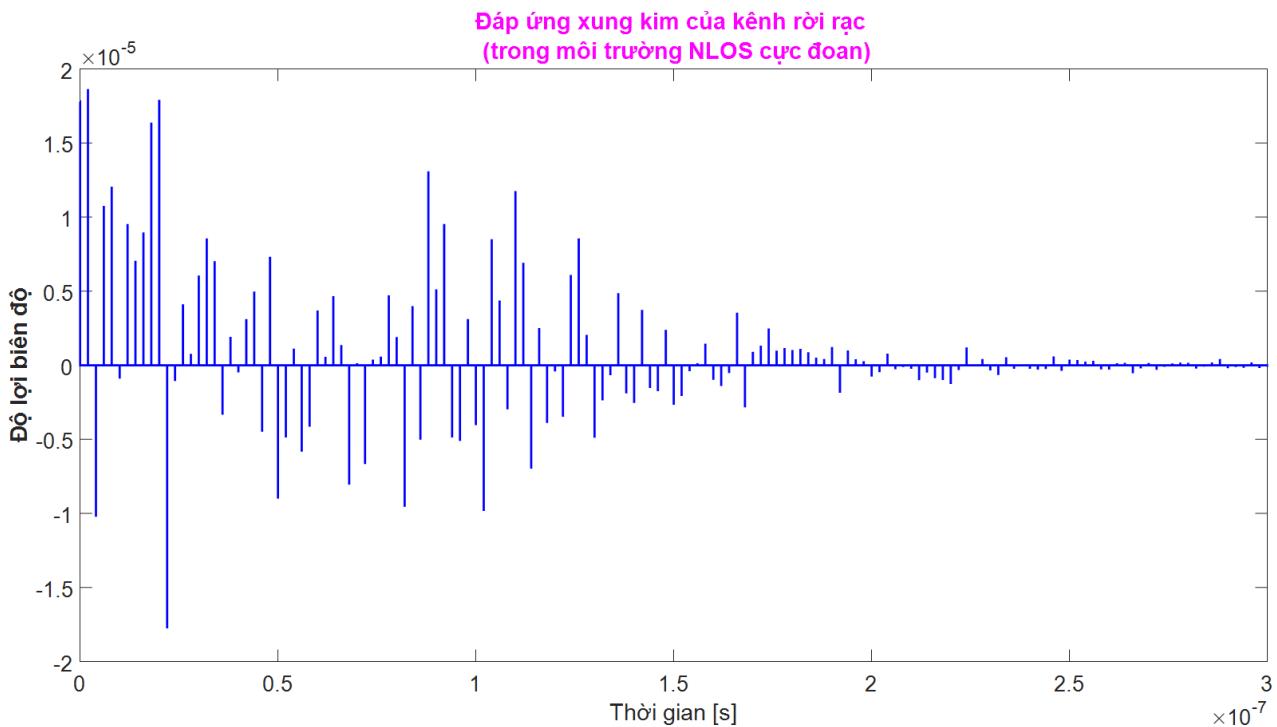
$[G, T, NF, Arake, Srake, Prake] = \text{uwb50201_rakeselector}(hf, fc, ts, L, S)$

Để được tường minh, ta xét ví dụ sử dụng chương trình **Prog** 5.08 để ước tính kênh:

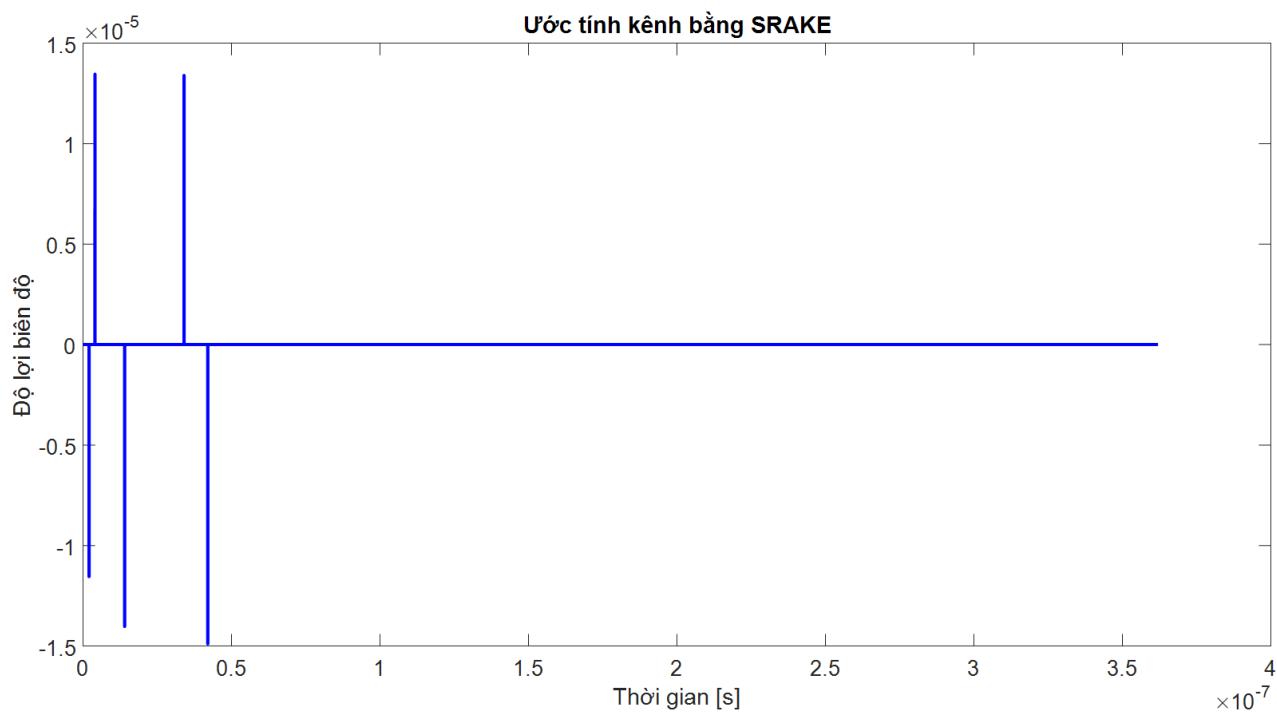
Trước hết, ta tạo đáp ứng xung của kênh bằng cách thực hiện chương trình mô phỏng kênh **Prog** 4.12. Trường hợp NLOS cực đoan (kịch bản CM4 xem bảng tham số đặc trưng của kênh UWB bảng 4.6). Sau đó, ta thực hiện chương trình ước tính kênh **Prog** 5.08 với  $L=5$  và  $S=5$ . Các kết quả mô phỏng được cho ở hình 5.28 đến hình 8.31. Hình 5.28 biểu diễn đáp ứng xung kim của kênh liên tục, và hình 5.29 biểu diễn phiên bản đáp ứng xung kim kênh rời rạc của nó. Vì Rake lý tưởng thực hiện xử lý và tính tất cả các thành phần khác không có trong đáp ứng xung kim của kênh, nên kết quả trong hình 5.29 trùng khớp với vector **Arake**, nó được tạo ra bởi chương trình ước tính kênh **Prog** 5.08. Trong mô phỏng này, vector **Arake** chứa khoảng 185 thành phần khác không dẫn đến mức độ phức tạp đối với máy thu là không thể chấp nhận được. Hình 5.30 biểu diễn ước tính kênh đối với **SRake** với 5 nhánh. Như mong đợi, các thành phần của vector **Srake** tương ứng với 5 thành phần của đáp ứng xung của kênh rời rạc có trị giá trị tuyệt đối lớn nhất. Cuối cùng, hình 5.31 cho thấy ước tính kênh đối với **PRake** với năm nhánh. Khi so sánh hình 5.30 với hình 5.31, ta nhận thấy, **PRake** giảm được mức độ phức tạp (do không cần phải xử lý lựa chọn) nhưng năng lượng được tập hợp bởi máy thu bị giảm. Cụ thể là, ta xác nhận rằng, trong mô phỏng này chỉ mất một thành phần trong số 5 thành phần đầu tiên đến máy thu thuộc tập 5 thành phần đa đường tốt nhất.



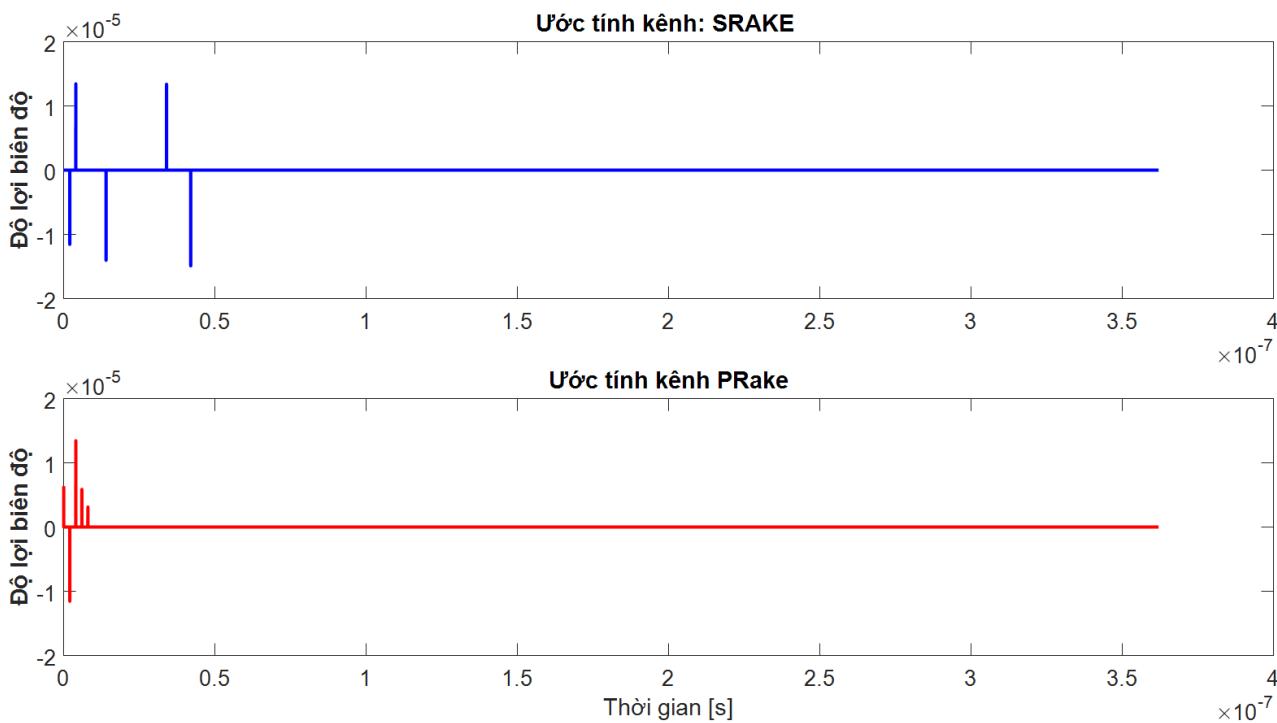
**Hình 5.28** Đáp ứng xung kim của kênh (trong môi trường NLOS cực đoan)



**Hình 5.29** Đáp ứng xung kim của kênh rời rạc tương ứng với hình 5.28 (môi trường truyền sóng không trực tiếp NLOS cực đoan)



**Hình 5.30:** Ước tính kênh với SRake



**Hình 5.31** Ước tính kênh với PRake và so sánh với ước tính kênh SRake

Một khi đã biết các hệ số của đáp ứng xung kim của kênh, ta dùng hai chương trình Matlab để ước lượng mặt nạ tương quan trong trường hợp điều chế PAM và điều chế PPM.

**Prog 5.09** Ước lượng mặt nạ tương quan trong trường hợp tín hiệu PPM-TH-UWB. Máy thu Rake được giả định là dùng phương pháp kết hợp tỷ lệ cực đại MRC. Cũng chương trình này được dùng để mô phỏng hoạt động của bộ thu Rake lý tưởng, hoặc hoạt động của bộ thu PRake, hoặc SRake, nó chỉ xử lý tập con của các thành phần này. Chương trình **Prog 5.09** nhận 5 đầu vào: (i) vector chứa mã TH (mã TH được gán cho người dùng và được tạo ra bởi chương

trình **Prog** 2.10 ở chương 2), *ref*; (*ii*) tần số lấy mẫu *fc*; (*iii*) số lượng xung, *numpulse*; (*iv*) giá trị dịch thời do điều chế PPM, *dPPM*; (*v*) vector chứa thông tin về vị trí và biên độ của các thành phần đa đường, *rake*, (trường hợp Rake lý tưởng, thì nó trùng khớp với vector *Arake* được tạo ra bởi **Prog** 5.08; trường hợp SRake và PRake, vector này trùng khớp với *Srake* và *Prake*), *rake*. Đầu ra của **Prog** 5.09 là vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan  $m_R(t)$  được dùng trong bộ thu Rake, *mask*.

Mô phỏng để ước lượng mặt nạ tương quan của tín hiệu PPM-TH-UWB bởi **Prog** 5.09 là:

$[mask] = \text{uwb50202\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rake)$

**Prog 5.10** Uớc lượng mặt nạ tương quan cho trường hợp các tín hiệu PAM-TH-UWB. Chương trình nhận các đầu vào như **Prog** 5.09, nhưng không có tham số dịch thời của điều chế PPM, nghĩa là chương trình chỉ có 4 đầu vào. Chương trình trả về vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan  $m_R(t)$  được dùng trong bộ thu Rake.

Mô phỏng bởi **Prog** 5.10:

$[mask] = \text{uwb50203\_PAMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, rake)$

Từ các chương trình **Prog** 5.08, **Prog** 5.09 và **Prog** 5.10, ta tiến hành mô phỏng để phân tích hiệu năng của bộ thu Rake. Ta chỉ xét trường hợp PPM nhị phân. Tuy nhiên, có thể áp dụng để xét cho trường hợp của PAM

#### ✓ **Bước 1**

Tạo tín hiệu phát được thực hiện bởi **Prog** 2.10 (trong chương 2) với việc thiết trị cho các tham số đặc trưng của tín hiệu PPM-TH-UWB như sau:  $Pow=-30$ ;  $fc=50e9$ ;  $numbits=2000$ ;  $Ts=60.1e-9$ ;  $Ns=1$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=5$ ;  $Np=2000$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.2e-9$ ;  $dPPM=0.5e-9$ ;  $G=0$ ;

Kết quả là, tín hiệu 2PPM-TH-UWB chứa 2000 bit được phát trên 2000 xung, nghĩa là, không dùng mã lặp mã chu kỳ lặp xung trung bình là 60 ns, nó đảm bảo tránh được ISI trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS (xem Sim\_UWB 4.05 trong chương 4). Ta xét PPM trực giao. Tín hiệu UWB trong mô phỏng này được tạo ra bởi lệnh (gọi chương trình **Prog** 2.10 trong Sim\_UWB 2.03 chương 2):

$[bits, THcode, Stx, ref] = \text{uwb20307\_transmitter\_2PPM\_TH}(Pow, fc, \dots$

$numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)$

Kết quả là, có được 4 đầu ra: *bits*, *THcode*, *Stx*, *ref*. Trong đó: luồng bit được tạo ra bởi nguồn, *bits*; mã TH được gán cho người dùng, *THcode*; tín hiệu 2PPM-TH-UWB tại đầu ra máy phát, *Stx*; tín hiệu tham chuẩn được dùng để ước lượng mặt nạ tương quan ở máy thu, *ref*.

#### ✓ **Bước 2**

Ta ước lượng ảnh hưởng của truyền sóng trong môi trường kênh đa đường. Ta xét kịch bản đơn giản là: phát/thu tín hiệu trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS; khoảng cách phát/thu là 2 m (kịch bản này là trường hợp CM1 trong Sim\_UWB 4.05 trong chương 4), ta coi suy hao đường truyền tham chiếu  $A_0 = 47$  dB và số mũ tổn hao truyền sóng  $\gamma=1.7$ . Độ lợi đa đường tổng của kênh được xác định bởi đoạn mã chương trình Matlab sau:

tx = 1;  
c0 = 10<sup>-47/20</sup>;  
d = 2;

```
gamma= 1.7;
[rx, ag] = uwb50101_pathloss(tx, c0, d, gamma);
TMG = ag^2;
```

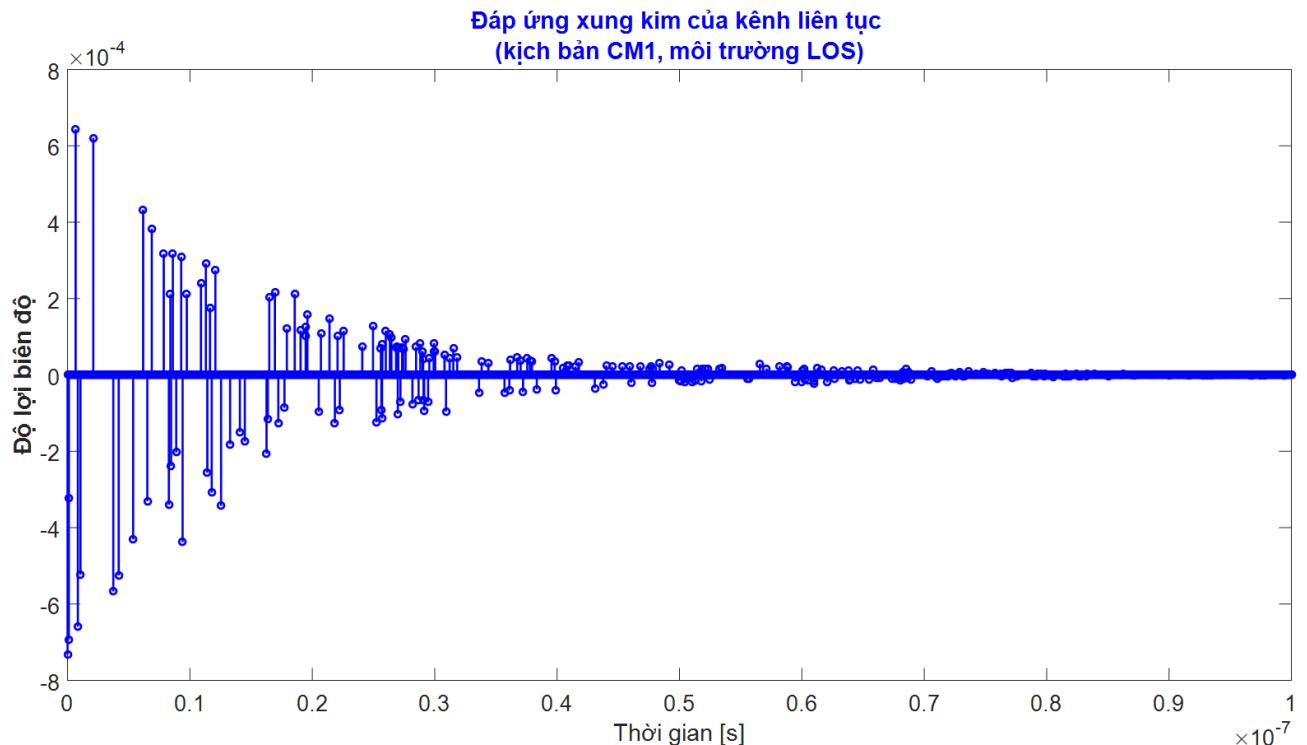
Đáp ứng xung kim của kênh được tạo bởi chương trình **Prog 4.12** (Sim\_UWB 4.05 chương 4) với việc thiết trị cho tập các tham số đặc trưng của kịch bản kênh CM1 như sau:  $OT=200e-9$ ;  $ts=1e-9$ ;  $LAMBDA=0.0233*1e9$ ;  $lambda=2.5e9$ ;  $GAMMA=7.1e-9$ ;  $gamma=4.3e-9$ ;  $sigma1=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigma2=10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigmax=10^{(3/10)}$ ;  $rdt=0.001$ ;  $PT=50$ ;  $G=1$ . Ta lưu ý rằng, khoảng thời gian của bin được thiết trị bằng 1 ns, nó bằng với thời gian của chip.

Thực hiện mô phỏng để tạo đáp ứng xung kim của kênh bởi **Prog 4.12**:

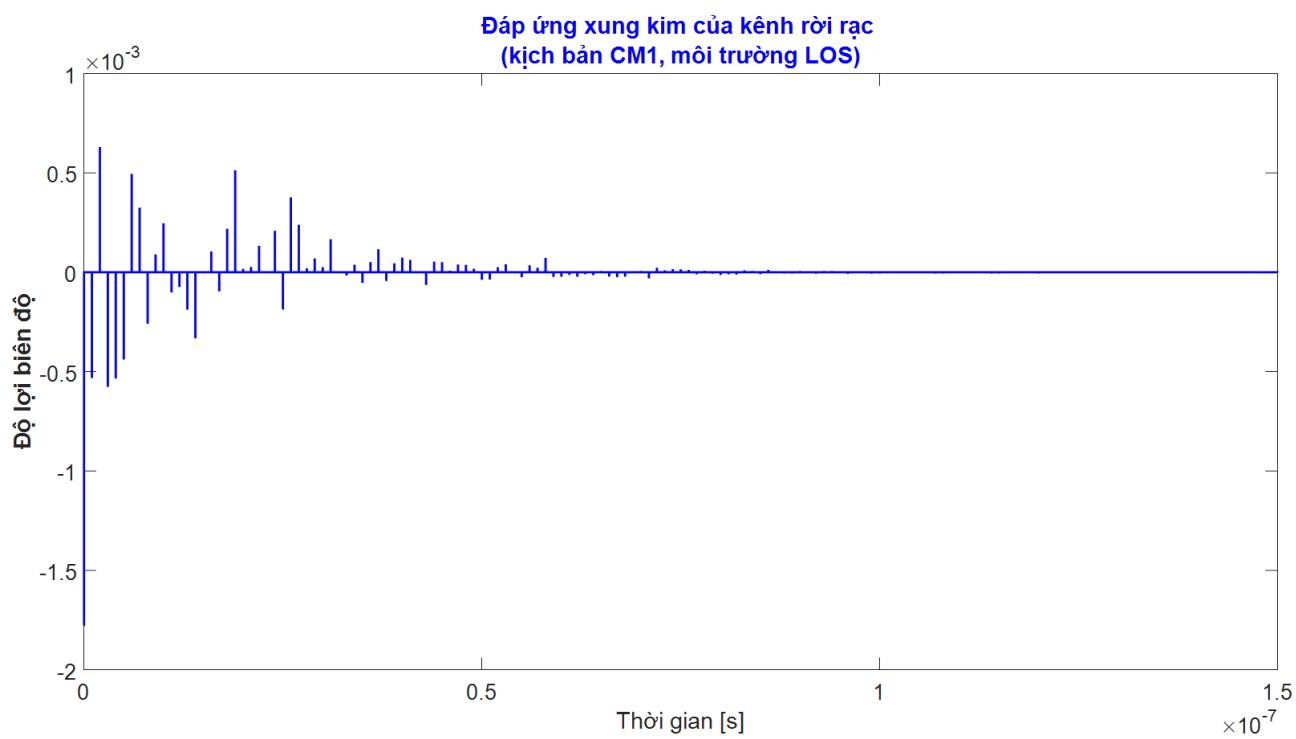
$fc = 50e9$ ;

```
[h0, hf, OT, ts, X] = uwb40501_IIEEEuwb(fc, TMG, CM1);
```

Kết quả là, các phiên bản liên tục và rời rạc của đáp ứng xung kim kênh bằng được biểu diễn ở hình 5.32 và hình 5.33.



**Hình 5.32** Đáp ứng xung kim của kênh liên tục kịch bản CM1 trong môi trường LOS

**Hình 5.33** Đáp ứng xung kim của kênh rời rạc kích bản CM1

### ✓ Bước 3

Tạo tạp âm Gauso ở máy thu. Nhiệm vụ này được thực hiện bằng cách, trước hết làm suy hao tín hiệu phát và sau đó bởi chương trình **Prog 5.03**. Muốn vậy, ta mô phỏng quá trình này bằng đoạn mã chương trình Matlab sau:

```

SRX0      = Stx.*ag;
numpulses = 2000;
exn0      = [0 3 6 9];
[rx_ppm2, noise] = uwb50103_Gnoise2(SRX0, exno, numpulses);

```

Kết quả là, tạo ra bốn tín hiệu tạp âm khác nhau, được đặc trưng bởi giá trị công suất tạp âm.

Tại đây, sóng tín hiệu tại đầu vào máy thu được ước lượng bằng cách: trước hết lấy tích chập giữa tín hiệu phát với đáp ứng xung kim rời rạc của kênh, sau đó cộng với tạp âm Gauso. Muốn vậy, ta thực hiện đoạn mã chương trình Matlab sau:

```

SRX      = conv(Stx, hf);
SRX     = SRX(1:length(Stx));
SRX(1, :) = SRX+noise(1, :);
SRX(2, :) = SRX+noise(2, :);
SRX(3, :) = SRX+noise(3, :);
SRX(4, :) = SRX+noise(4, :);

```

Kết quả là, ta có được ma trận biểu trưng cho tín hiệu tại anten thu, nghĩa là, sau khi truyền lan hiệu phát trên môi trường kênh đa đường và cộng với tạp âm Gauso. Ma trận này gồm 4 hàng, mỗi hàng tương ứng với một giá trị của  $E_x/N_0$ .

### ✓ Bước 4

Mô phỏng hoạt động của bộ thu Rake và ước lượng hiệu năng. Tại đây, ta xử lý tiếp bằng cách mô phỏng hoạt động của bộ thu Rake. Ta xét 5 trường hợp: (i) Rake lý tưởng, xử lý tất cả các thành phần đa đường (rec\_A); (ii) SRake với s=5 (rec\_B); (iii) SRake với s=2; (iv) PRake với L=5 (rec\_D); (v) PRake với L=2 (rec\_E).

Bước 4.1: Ước tính kênh

$$L = 5; S = 5;$$

$[G, T, NF, rec\_A, rec\_B, rec\_D] = \text{uwb50201\_rakeselector}(hf, fc, ts, L, S);$

$$L = 2; S = 2;$$

$[G, T, NF, rec\_A, rec\_C, rec\_E] = \text{uwb50201\_rakeselector}(hf, fc, ts, L, S);$

Bước 4.2: Cấu trúc máy thu tương ứng với mặt nạ tương quan và ước tính mặt nạ tương quan

$$dPPM = 0.5e-9;$$

$[mask\_A] = \text{uwb50104\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rec\_A);$

$[mask\_B] = \text{uwb50104\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rec\_B);$

$[mask\_C] = \text{uwb50104\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rec\_C);$

$[mask\_D] = \text{uwb50104\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rec\_D);$

$[mask\_E] = \text{uwb50104\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rec\_E);$

Bước 4.3: Xử lý tương quan tín hiệu, thực hiện quyết định và ước lượng xác suất lỗi bit

$$\text{numbit} = 2000;$$

$$Ns = 1;$$

$$Ts = 60e-9;$$

$[RXbits, ABER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(RX, mask\_A, fc, bits, numbit, Ns, Ts);$

$[RXbits, BBER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(RX, mask\_B, fc, bits, numbit, Ns, Ts);$

$[RXbits, CBER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(RX, mask\_B, fc, bits, numbit, Ns, Ts);$

$[RXbits, DBER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(RX, mask\_D, fc, bits, numbit, Ns, Ts);$

$[RXbits, EBER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(RX, mask\_E, fc, bits, numbit, Ns, Ts);$

Kết quả của mô phỏng được đồ thị hóa bằng cách dùng hàm **semilogy**:

**semilogy**(exn0, ABER, exn0, BBER, exn0, CBER, exn0, DBER, exn0, EBER);

## 5.4 Phân tích hiệu năng đường truyền vô tuyến băng siêu rộng UWB

Về nguyên tắc, tín hiệu vô tuyến UWB phải cùng tồn tại với các tín hiệu vô tuyến khác như đã được đề cập ở mục 2.2 (chương 2). Thiết bị UWB phát xạ không được gây nhiễu lên các thiết bị của hệ thống khác. Nhiều từ hoặc trên các hệ thống truyền thông khác phải được quy định để công suất được phép phát tối đa trên giao diện vô tuyến, và được xác lập bởi mặt nạ phát xạ. Trong mục này, ta phân tích cách đọc và áp dụng mặt nạ phát xạ, sau đó, trình bày phương pháp luận tính toán quỹ đường truyền (*link budget*), tức là, ta xác định khoảng cách truyền dẫn tối đa tại tốc độ dữ liệu tiền định với điều kiện ràng buộc xác suất lỗi cực đại cho đường truyền UWB điểm-điểm.

### 5.4.1 Giới hạn công suất phát và mặt nạ phát xạ

Giới hạn công suất được xác định bởi mặt nạ phát xạ, là công suất phát xạ *đẳng hướng* tương đương (*EIRP*) trong một dải tần công tác được xác định bởi:

$$EIRP = P_{TX} G_{AT} \quad (5.91)$$

trong đó:  $P_{TX}$  là công suất phát khả dụng (công suất cực đại mà máy phát đưa vào anten);  $G_{AT}$  là độ lợi anten phát. Đơn vị của  $EIRP$  thường là dBm, tức là  $10\log_{10}(EIRP_{mWatts})$ . Khi đảm bảo sự phôi hợp trở kháng giữa đầu ra của máy phát  $Z_{oTX}$  và đầu vào anten  $Z_{AT}$ ,  $Z_{AT} = Z_{oTX}^*$ , thì  $P_{TX}$  được truyền tín hiệu từ máy phát lên anten được hiệu quả.

Cách tương tự là điều khiển cường độ trường  $V_s$ . Cường độ trường thể hiện điện áp đưa vào trở kháng bằng trở kháng đặc tính của không gian tự do  $Z_{FS}$  để đạt được công suất khả dụng  $P_{TX}$  sau khi truyền lan trên một khoảng cách  $d$ .  $Z_{FS}$  có quan hệ với độ từ thẩm và hằng số điện môi của không gian tự do và xác xấp xỉ bằng  $377\Omega$  (chính xác là  $120\pi$ ). Về nguyên tắc,  $Z_{FS}$  không phụ thuộc vào tần số. Quan hệ giữa cường độ điện trường (đơn vị V/m) và công suất khả dụng (đơn vị w) như sau:

$$EIRP = \frac{V_s^2}{377} 4\pi d^2 \quad (5.92)$$

Công suất được định nghĩa bởi phương trình (5.92) là công suất trung bình. Trong hệ thống vô tuyến xung kim IR nhị phân, công suất trung bình được tính bằng cách lấy trung bình trên chu kỳ bit  $T_b$ . Với năng lượng của một xung,  $E_p$ , và năng lượng tổng của các xung biểu diễn cho 1 bit,  $N_s E_p$ , thì công suất trung bình  $P_{av}$  khi giả thiết  $T_b = N_s T_s$  được biểu diễn như sau:

$$P_{av} = \frac{N_s E_p}{T_b} = \frac{N_s E_p}{N_s T_s} = \frac{E_p}{T_s} \quad (5.93)$$

trong đó  $1/T_s$  là tốc độ lặp của xung.

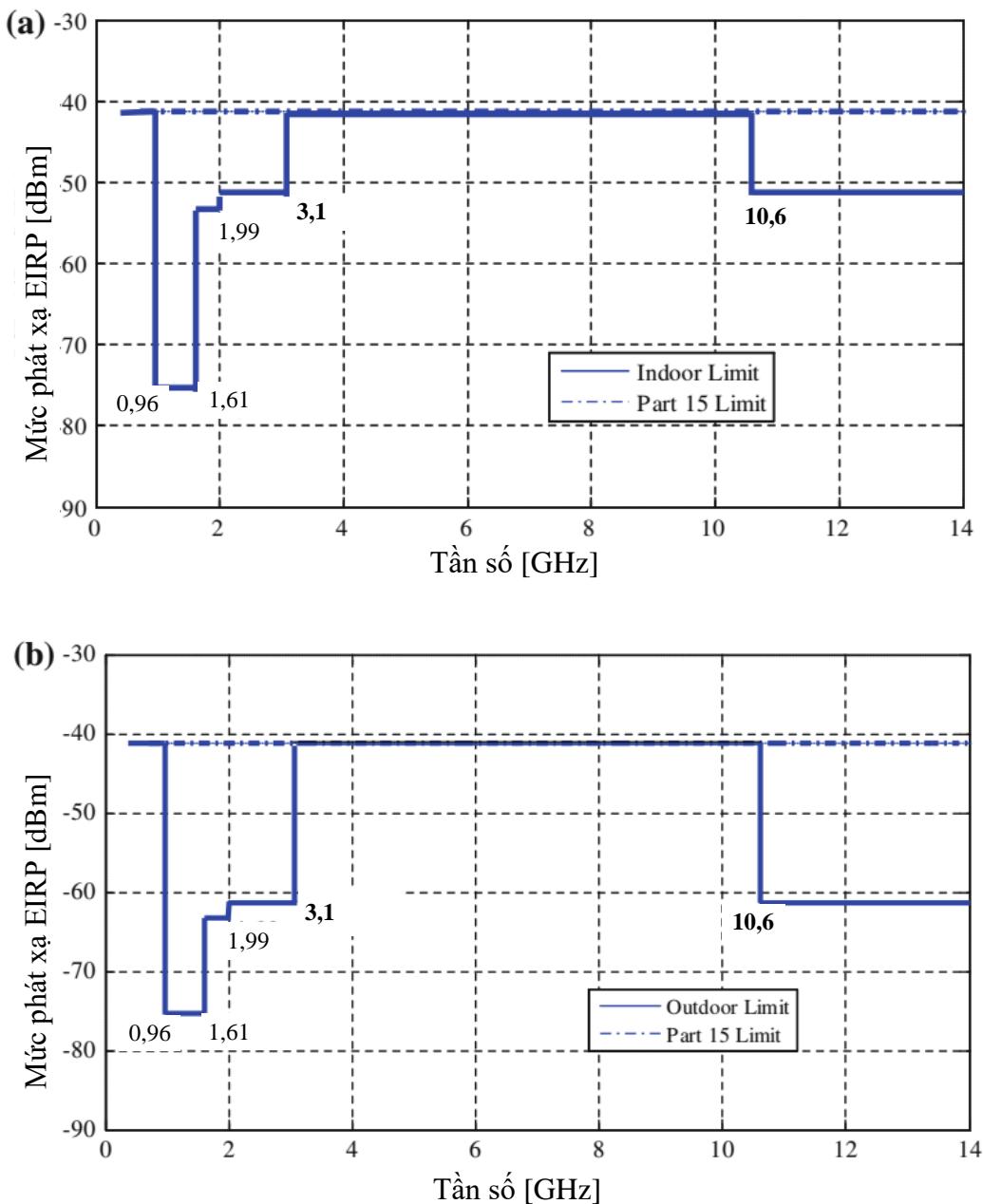
Từ phương trình (5.93) cho thấy, các tín hiệu khác nhau biểu diễn cùng một  $P_{av}$  với năng lượng xung khác nhau  $E_p$ , phụ thuộc vào tốc độ lặp lại xung. Cùng một công suất trung bình, các tín hiệu có tốc độ lặp thấp có  $E_p$  lớn hơn. Với khoảng thời gian xung bằng nhau, tương đương với công suất tức thời cực đại khác biệt rõ giữa các tín hiệu có cùng công suất trung bình.

Mặt nạ phát xạ áp đặt giới hạn mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu phát xạ, tức là, xét theo mật độ phổ  $EIRP$ , được biểu diễn theo dBm/Hz hay dBm/MHz. Tuy nhiên, mặt nạ phát xạ thường được cho ở dạng giá trị công suất đơn vị dBm tại một tần số cụ thể (thay vì giá trị mật độ công suất). Thực tế, giá trị của mặt nạ phát xạ tại tần số  $f_c$  biểu trưng cho  $EIRP$  tối đa được phép trên độ rộng băng thông đo (mb) quanh tần số trung tâm  $f_c$ , ta ký hiệu là  $EIRP_{mb}$ , trùng với  $EIRP$  tổng chỉ khi băng thông B của tín hiệu phát bằng băng thông đo mb (*measured bandwidth*). Khi tín hiệu chiếm hữu băng thông lớn hơn băng thông đo mb, thì  $EIRP$  cực đại bằng tổng các giá trị  $EIRP_{mb}$  được cấp bởi mặt nạ tương ứng với dải tần số mà tín hiệu chiếm hữu. Trường hợp đặc biệt, khi giá trị của  $EIRP_{mb}$  được chỉ thị bởi mặt nạ là không đổi trên B, ta có:

$$EIRP_{mb} \frac{B}{mb} = EIRP \cong \frac{V^2}{377} 4\pi d^2 \quad (5.94)$$

Lưu ý rằng phương trình (5.94) cho ta một định nghĩa chính thức về  $EIRP_{mb}$  là  $EIRP$  tối đa được phép khi tín hiệu có băng thông  $B = mb$ .

Tại đây, ta chỉ xét các mặt nạ phát xạ khả dụng do FCC tại Mỹ phát hành (FCC, 2002). Với hệ thống UWB trong nhà, các giới hạn mặt nạ hoạt động tại băng thông -10 dB trên dải tần từ 3,1 GHz đến 10,6 GHz, và thiết lập các giới hạn nghiêm ngặt đối với các mặt nạ phát xạ ngoài băng. Các giá trị mặt nạ phát xạ được cho ở bảng 5.1 và hình 5.35a. Nguyên tắc cũng xác định giới hạn mức phát xạ đỉnh trên băng thông 50 MHz tại tần số trung tâm  $f_M$ , tại đó phát xạ xảy ra lớn nhất. Giới hạn được thiết lập là 0 dBm/50 MHz, tức là, công suất trên dải tần 50 MHz xung quanh  $f_M$  bị giới hạn là 0 dBm. Mặt nạ UWB-FCC ngoài trời được cho ở hình 5.35b.



**Hình 5.35** Mặt nạ phát xạ đối với thiết bị UWB (FCC, 2002); a) trong nhà; b) ngoài trời

**Bảng 5.1** Giới hạn công suất trung bình được thiết lập bởi FCC ở Mỹ đối với thiết bị UWB trong nhà

Tần số (GHz)	EIRP <sub>mb</sub> (dBm)
--------------	--------------------------

0,00-0,96	-41,3
0,96-1,61	-75,3
1,61-1,99	-53,3
1,99-3,10	-51,3
3,10-10,60	-41,3
Trên 10,60	-51,3

Cần lưu ý rằng, định nghĩa của FCC liên quan tới mật độ phổ công suất một phía PSD  $P_M^+(f)$ ; do đó, công suất tổng được phép tối đa  $P_{M \max}$  đối với tín hiệu chiếm dụng tần số giữa  $f_L$  và  $f_H$  là:

$$P_{M \max} = \int_{f_L}^{f_H} P_M^+(f) df \quad (5.95)$$

Chẳng hạn, khi  $f_L = 3,1$  GHz và  $f_H = 10,6$  GHz, ta có:

$$\begin{aligned} P_{M \max} |_{dBm} &= 10 \log_{10} \left( \int_{3,1 \times 10^3}^{10,6 \times 10^3} P_M^+(f) df \right) \\ &= 10 \log_{10} \left( EIRP_{mb} \frac{(10,6 \times 10^3 - 3,1 \times 10^3) |_{MHz}}{mb} \right) \\ &= -41,3 + 10 \log_{10}(7,5 \times 10^3 / 1) \\ &\approx -2,8 dBm \\ \Leftrightarrow P_{M \max} &\approx 0,55 mW \end{aligned} \quad (5.96)$$

## Ví dụ

Bảng 5.1 biểu thị các giới hạn được thiết lập bởi FCC đối với  $EIRP_{mb}$  (dBm). Các giá trị này biểu thị  $EIRP$  được phép tối đa đối với tín hiệu có băng thông bằng băng thông đo (mb). Ta có thể tính được giới hạn cường độ trường trung bình từ giới hạn  $EIRP$  trung bình theo (5.92). Những giới hạn này theo đơn vị  $\mu V/m$ , được cho ở bảng 5.2.

**Bảng 5.2** Giới hạn cường độ trường trung bình tại  $d = 3m$  theo FCC đối với UWB trong nhà

Tần số (GHz)	Cường độ điện trường ( $\mu V/m$ )
0,00-0,96	500
0,96-1,61	10

1,61-1,99	125
1,99-3,10	157
3,10-10,60	500
Trên 10,60	157

Với tín hiệu B=500 MHz, giới hạn  $EIRP_{mb}$  của bảng 5.1,  $P_{M \max}$ :

$$P_{M \max} \cong \frac{V^2}{377} 4\pi d^2 \frac{500}{1} = 500 EIRP_{mb} \quad (5.97)$$

Nếu B=500 MHz được đặt trong dải tần 3,1-10,6 MHz, ta có:

$$P_{M \max} \cong \frac{(5 \times 10^{-4})^2}{377} 4\pi \times 3^2 \times \frac{500}{1} = 3,75 \times 10^{-5} W \quad (5.98)$$

tương đương với

$$P_{M \max} |_{dBm} \cong -41,3 + 10 \log_{10} \left( \frac{500}{1} \right) = -14,3 dBm \quad (5.99)$$

Quy tắc FCC cũng giới hạn phát xạ đỉnh 0 dBm =  $10^{-3}$  W cho mb = 50 MHz quanh tần số  $f_M$  của bức xạ cực đại. Cường độ trường, tương ứng với phát xạ đỉnh trên băng thông B = mb, như sau:

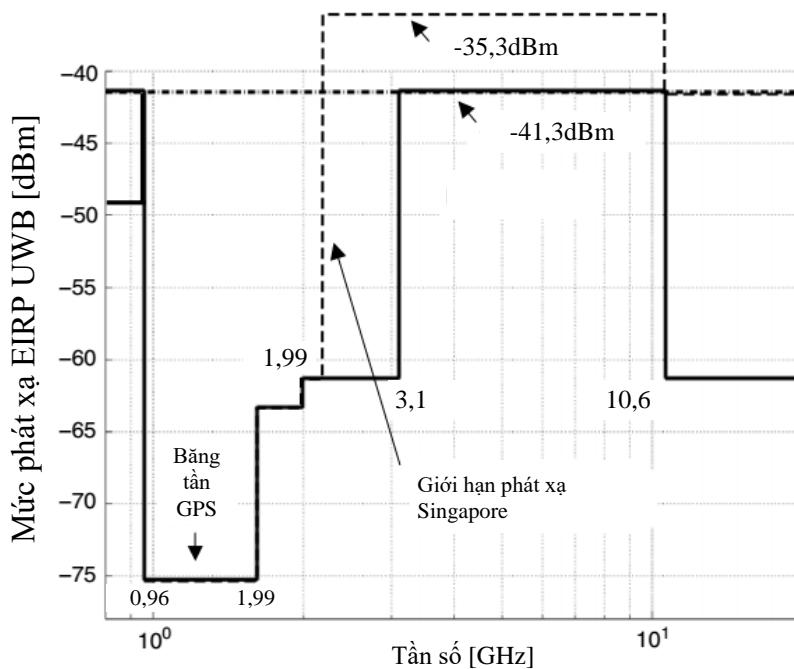
$$V \cong \sqrt{EIRP \frac{377}{4\pi 3^2}} = \sqrt{10^{-3} \cdot \frac{377}{36\pi}} \cong 58 mV / m \quad (5.100)$$

Các giới hạn công suất phát xạ áp đặt giới hạn năng lượng xung, năng lượng xung là một hàm của chu kỳ lặp xung  $T_s$  tại một công suất phát xạ cố định theo phương trình (5.93). Vì vậy, ta viết:

$$E_{p \max} = T_s P_{M \max} = T_s \int_{f_L}^{f_H} P_M^+(f) df \quad (5.101)$$

Với  $E_{p \max}$  là năng lượng xung cực đại đối với giới hạn  $P_{M \max}$ .

Trong quá trình triển khai có sự điều chỉnh ở một số khu vực trên thế giới. Chẳng hạn, theo sát mặt nạ phát xạ FCC trong dải 3,1-10,6 GHz, cũng được thử nghiệm và điều chỉnh tại châu Âu (Sorensen, 2002). Các quốc gia khác như Canada, Nhật Bản, Hàn Quốc và Nga, cũng triển khai và theo sát việc phát hành, và cũng đưa ra được mặt nạ phát xa cho bức xạ UWB. Chẳng hạn ở Singapore được cho ở hình 5.36.



**Hình 5.36** Các giới hạn phát xạ Singapore so với các giới hạn FCC

#### 5.4.2 Quỹ đường truyền

Giới hạn mật độ công suất PSD được định nghĩa bởi các mặt nạ phát xạ, nó xác định công suất phát được phép tối đa. Tại giá trị công suất được phép tối đa, ta sẽ ước lượng khoảng cách truyền dẫn tối đa nhưng vẫn đảm bảo xác suất lỗi tiền định tại tốc độ dữ liệu cụ thể. Trước tiên ta xét trường hợp truyền dẫn vô tuyến xung kim IR. Sau đó là trường hợp OFDM.

Việc quyết định tại máy thu phụ thuộc vào quan sát năng lượng thu  $E$  trên một khoảng thời gian hữu hạn, gồm 2 thành phần: năng lượng tín hiệu  $E_r$ , và năng lượng tạp âm  $E_{noise}$ . Thành phần tạp âm có thể gồm một số nguồn tạp âm độc lập như tạp âm nhiệt, nhiễu đa người dùng, nhiễu ngoài, v.v... nghĩa là:

$$E = E_r + \sum_{i=1}^N E_i = E_r + E_{noise} \quad (5.102)$$

Và ta xác định tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) như sau:

$$SNR = \left( \sum_{i=1}^N (SNR_i)^{-1} \right)^{-1} \quad (5.103)$$

trong đó  $SNR_i$  với  $i = 1, 2, 3, \dots, N$  là các  $SNR$  tương ứng với các nguồn tạp âm khác nhau, nghĩa là:

$$SNR_i = E_r / E_i \quad (5.104)$$

Trong phân tích dưới đây, ta chỉ xét nguồn tạp âm nhiệt ở máy thu là tạp âm Gauso trắng cộng (AWGN) và ta cũng bỏ qua nhiễu đa người dùng (nhiễu đa người dùng được xét ở chương 6: “Truyền thông băng siêu rộng UWB đa người dùng”, tại đó ta xét chi tiết mô hình Gauso cho nhiễu đa người dùng. Tạp âm nhiệt hai phía PSD  $N_0 / 2$  đơn vị Jun, nghĩa là, W/Hz được cho bởi:

$$\begin{aligned}\frac{1}{2}N_0 &= \frac{1}{2}kTemp_s(f) \\ &= \frac{1}{2}k(Temp_A + (F(f)-1)Temp_0)\end{aligned}\quad (5.105)$$

trong đó:  $Temp_s$  là nhiệt độ tạp âm điểm tại máy thu (nghĩa là, liên quan tới 1 điểm cụ thể hoặc tần số trong phổ tần);  $Temp_A$  là nhiệt độ anten thu;  $Temp_0 = 290^0K$  là nhiệt độ tiêu chuẩn (nhiệt độ phòng là  $17^0C$  hoặc  $62,3^0F$ );  $k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$  là hằng số Boltzman; và  $F(f)$  là hệ số tạp âm điểm của thiết bị thu. Trường hợp truyền dẫn băng hẹp,  $F(f)$  thường được lấy trung bình trên các tần số đang xét (nghĩa là, lấy trung bình trên độ rộng băng B quanh tần số sóng mang  $f_c$ ), và hệ số tạp âm trung bình  $F$  được sử dụng thay thế cho  $F(f)$  trong phương trình (5.105):

$$\begin{aligned}\frac{1}{2}N_0 &= \frac{1}{2}kTemp_s \\ &= \frac{1}{2}k \frac{1}{B} \int_{\frac{f_c-B}{2}}^{\frac{f_c+B}{2}} (Temp_A + (F(f)-1)Temp_0) df \\ &= \frac{1}{2}k(Temp_A + (F-1)Temp_0)\end{aligned}\quad (5.106)$$

Với hệ thống UWB, việc lấy trung bình  $F(f)$  trên các tần số đang xét có thể không đáng kể do băng thông của tín hiệu rất lớn. Từ đó, tạm thời ta sẽ xem xét công thức (5.105) trong trường hợp các máy thu UWB.

Ta coi rằng, tín hiệu truyền lan trên kênh truyền không gian tự do (kênh UWB đa đường được xét ở chương 4). Suy hao không gian tự do  $PL_{FS}$  được biểu diễn bởi:

$$PL_{FS} = \frac{4\pi d^2}{G_{TX} S_{RX}} \quad (5.107)$$

trong đó:  $d$  là cự ly truyền dẫn;  $G_{TX}$  là độ lợi anten phát theo anten đẳng hướng; và  $S_{RX}$  là diện tích hiệu dụng của anten thu biểu thị khả năng chặn (hứng) năng lượng của anten thu. Diện tích hiệu dụng và độ lợi của anten, có quan hệ như sau:

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (5.108)$$

trong đó:  $\lambda = c/f$  là bước sóng công tác;  $f$  là tần số công tác,  $c$  là vận tốc ánh sáng ( $c = 3 \times 10^8 m/s$ ).

Công thức (5.108) thể hiện tính cách của anten thu thay đổi theo tần số công tác. Trường hợp hệ thống băng hẹp, tần số công tác là tần số sóng mang và ta tính độ lợi anten thu theo tần số sóng mang  $f_c$ . Với UWB, dải tần số rất rộng (vượt quá vài trăm MHz hoặc thậm chí vài GHz), khái niệm tần số sóng mang không còn đúng, và việc tính độ lợi của anten thu theo phương trình (5.108) là không chính xác. Khi này, suy hao không gian tự do được tính theo:

$$PL_{FS}(f) = \frac{(4\pi)^2 d^2 f^2}{G_{TX} G_{RX} c^2} \quad (5.109)$$

Tại đây, ta coi dạng sóng tín hiệu phát được đặc trưng bởi PSD hai phía  $P_s(f)$ , (chương 3 ta đã xét chi tiết: PSD của tín hiệu TH-UWB; PSD của tín hiệu DS-UWB; PSD của tín hiệu MB-UWB đối với tín hiệu UWB dưới các giả thiết điều chế khác nhau). Mặt nạ phát xạ thiết lập giới hạn tới một giá trị giả định bằng  $P_s(f)$ . Xét trường hợp mặt nạ FCC minh họa trong phần trước. Mặt khác, ta phải biết rằng mặt nạ FCC này là một phia. Việc tuân thủ giới hạn mặt nạ phải được xác nhận tại mọi tần số  $P_s^+(f)$  hai phia của dạng sóng tín hiệu phát.

Công suất phát tổng  $P_s$  được tính bằng cách lấy tích phân  $P_s(f) df$  trên dải tần truyền dẫn. Nếu  $f_L$  và  $f_H$  là tần số thấp nhất và cao nhất, thì ta có:

$$P_s = 2 \int_{f_L}^{f_H} P_s(f) df \quad (5.110)$$

Lưu ý rằng, mặt nạ cũng áp đặt một giới hạn trên vào công suất phát tổng như giới hạn trên  $P_s(f)$ . Cũng cần lưu ý rằng,  $P_M^-(f)$  biểu thị lý lịch mặt nạ mật độ phổ công suất một phia PSD như với mặt nạ FCC ở hình 5.35, ta có:

$$P_s \leq \int_{f_L}^{f_H} P_M^+(f) df = P_{\max} \quad (5.111)$$

Theo cách tiếp cận được đề xuất bởi (Sheng, 2003) và suy hao không gian tự do theo (5.109), ta có thể biểu diễn công suất tín hiệu tại máy thu  $P_r$ :

$$\begin{aligned} P_r &= 2 \int_{f_L}^{f_H} \frac{P_s(f)}{PL_{FS}(f)} df \\ &= 2 \int_{f_L}^{f_H} P_s(f) \frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2 d^2 f^2} df \\ &= \frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2 d^2} 2 \int_{f_L}^{f_H} \frac{P_s(f)}{f^2} df \end{aligned} \quad (5.112)$$

Để đạt được yêu cầu về giá trị  $SNR_{spec}$  trung bình tại máy thu với độ dự trữ hệ thống  $M_s$ , công suất thu  $P_r$  trở thành:

$$P_r = M_s SNR_{spec} P_N \quad (5.113)$$

trong đó  $P_N$  là công suất tạp âm nhiệt tại máy thu. Ta viết lại (5.113) ở dạng năng lượng thu  $E_r$  và năng lượng tạp âm  $E_N$

$$\begin{aligned} E_r &= M_s SNR_{spec} E_N \\ &= M_s SNR_{spec} \frac{1}{2} kTemp_s \end{aligned} \quad (5.114)$$

Đối với  $SNR_{spec}$ , ta tham chiếu trở lại (5.104) và viết:

$$\begin{aligned}
 M_s SNR_{spec} &= \frac{E_r}{E_N} = \frac{P_r T_b}{\frac{1}{2} k Temp_s} \\
 &= \frac{\frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2 d^2} 2T_b \int_{f_L}^{f_H} \frac{P_s(f)}{f^2} df}{\frac{1}{2} k (Temp_A + (F(f) - 1) Temp_0)}
 \end{aligned} \tag{5.115}$$

Vì vậy, ta suy ra rằng, với mỗi giá trị  $SNR_{spec}$  cho trước và độ dự trữ hệ thống  $M_s$ , khoảng cách truyền dẫn tối đa  $d$  là:

$$d^2 = \frac{\frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2} 2T_b \int_{f_L}^{f_H} \frac{P_s(f)}{f^2} df}{M_s SNR_{spec} \frac{1}{2} k (Temp_A + (F(f) - 1) Temp_0)} \tag{5.116}$$

Nếu coi nhiệt độ tạp âm của anten thu là nhiệt độ tiêu chuẩn,  $Temp_A = Temp_0$ , thì (5.116) được đơn giản hóa. Giả thuyết này là hợp lý cho đường truyền mặt đất. Hơn nữa, khi không xét các mô hình hệ số tạp âm UWB, ta giả định mô hình hệ số tạp âm băng hẹp ( IEEE 802.15.SG3a, 2003). Công thức (5.116) trở thành:

$$d^2 = \frac{\frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2} 2T_b \int_{f_L}^{f_H} \frac{P_s(f)}{f^2} df}{M_s SNR_{spec} \frac{1}{2} FkTemp_0} \tag{5.117}$$

Nếu ta giả thiết cho  $P_s(f)$  trường hợp xấu nhất, nghĩa là, ta thay bởi giá trị cực tiểu  $P_{s\min}$  trong băng tần, thì (5.117) trở thành:

$$\begin{aligned}
 d^2 &= \frac{\frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2} 2T_b P_{s\min} \int_{f_L}^{f_H} \frac{1}{f^2} df}{M_s SNR_{spec} \frac{1}{2} FkTemp_0} \\
 &= \frac{\frac{G_{TX} G_{RX} c^2}{(4\pi)^2} 2T_b P_{s\min} \frac{f_H - f_L}{f_H f_L}}{M_s SNR_{spec} \frac{1}{2} FkTemp_0}
 \end{aligned} \tag{5.118}$$

Đặc tính kỹ thuật của hệ thống thường được xác định ở dạng xác suất lỗi ký hiệu  $Pr_e$  thay vì SNR. Quan hệ giữa SNR và  $Pr_e$  phụ thuộc vào sơ đồ điều chế và có thể biểu diễn tương đối dễ dàng nếu thành phần tạp âm là AWGN. Khi này, ta dễ dàng rút ra được máy thu tối ưu (Proakis, 1995). Máy thu tối ưu bao gồm bộ giải điều chế tối ưu và bộ tách sóng tối ưu, bộ giải điều chế tối ưu điển hình là bộ giải điều chế nháy quán hoặc bộ lọc thích hợp, bộ tách sóng tối ưu là bộ tách sóng ML hay MAP, được xét chi tiết ở trên. Tại đây, ta coi máy thu là tối ưu và thực hiện ước lượng hiệu năng đối với các sơ đồ điều chế khác nhau. Hơn nữa, ta cũng coi độ dự trữ hệ thống bằng 0 ( $M_s = 0$ ); tại  $Pr_e$  mục tiêu, ta cần phải ước tính được  $SNR_{spec}$ . Tại đây, ta sẽ tổng hợp lại đối với trường hợp PAM nhị phân và PPM để  $Pr_e$  giảm xác suất lỗi bit  $Pr_b$ , và M-PAM và M-PPM.

### ❖ Trường hợp điều chế PAM nhị phân

Trường hợp điều chế PAM nhị phân với  $p_1(t) = -p_0(t)$ , nghĩa là, các tín hiệu đổi cực nhị phân, có thể chỉ ra rằng mối quan hệ giữa  $\text{Pr}_e$  và  $\text{SNR}_{\text{spec}}$  (*PAM nhị phân đổi cực*) là:

$$\text{Pr}_b = \frac{1}{2} \text{erfc}(y)$$

trong do

$$\begin{aligned} y^2 &= \frac{1}{2} \text{SNR}_{\text{spec}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{P_r}{2 \frac{1}{2} FkTemp_0 2 \frac{f_b}{2}} = \frac{P_r T_b}{FkTemp_0} \\ &= \frac{E_b}{N_0} \\ \text{erfc}(y) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{+\infty} e^{-\xi^2} d\xi \end{aligned} \tag{5.119}$$

### ❖ Trường hợp điều chế PPM nhị phân trực giao:

PPM nhị phân trực giao tương ứng với truyền dẫn tín hiệu nhị phân trực giao. Khi này, như được biết và đã được chứng minh trong mục 5.2, tồn tại một tốn hao 3 dB do gia tăng ánh hưởng của tạp âm xét trong công thức (5.119) hoặc giảm một nửa công suất hữu ích hoặc công suất tạp âm tăng gấp đôi. Ta có thể viết (*PPM nhị phân trực giao*):

$$\text{Pr}_b = \frac{1}{2} \text{erfc}(y)$$

trong do

$$\begin{aligned} y^2 &= \frac{1}{2} \text{SNR}_{\text{spec}} = \frac{1}{2} \frac{P_r}{2 \frac{1}{2} FkTemp_0 2 \frac{f_b}{2}} \\ &= \frac{E_b}{2N_0} \end{aligned} \tag{5.120}$$

Khi chọn tham số dịch thời  $\varepsilon$  của PPM được tối ưu (xem mục 5.2), tức là với PPM tối ưu, hiệu năng được cải thiện rất ít so với trường hợp trực giao. Nói cách khác, giá trị  $\text{Pr}_b$  có thể nhận được tại giá trị SNR thấp hơn không đáng kể. Lưu ý rằng, tại cùng một giá trị  $\text{Pr}_b$ ,  $\text{SNR}_{\text{spec}}$  của PPM nhị phân trực giao phải gấp đôi giá trị so với PAM nhị phân đổi cực.

### ❖ Trường hợp M-PAM

Trường hợp M-PAM được miêu tả bởi quan hệ sau (lưu ý rằng, khi này  $\log_2 M$  bit được truyền trong khoảng thời gian  $T_b$ ):

$$\Pr_e = \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc}(y)$$

trong do

$$\begin{aligned} y^2 &= \frac{SNR_{spec}}{\frac{2}{3}(M^2 - 1)} = \frac{P_r T_b \log_2 M}{\frac{1}{2} FkTemp_0 \frac{2}{3}(M^2 - 1)} \\ &= \frac{E_b}{N_0} \frac{3 \log_2 M}{(M^2 - 1)} \end{aligned} \quad (5.121)$$

Trường hợp M-PPM có thể được miêu tả bằng hàm sau (*M-PPM trực giao*):

$$\begin{aligned} \Pr_e &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-x^2/2} dx\right)^{M-1}\right) e^{-\frac{1}{2}(y - \sqrt{SNR_{spec}})^2} dy \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-x^2/2} dx\right)^{M-1}\right) e^{-\frac{1}{2}\left(y - \sqrt{\frac{P_r T_b \log_2 M}{\frac{1}{2} FkTemp_0}}\right)^2} dy \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-x^2/2} dx\right)^{M-1}\right) e^{-\frac{1}{2}\left(y - \sqrt{\frac{2 E_b \log_2 M}{N_0}}\right)^2} dy \end{aligned} \quad (5.122)$$

Ta có thể rút ra được giới hạn trên đối với xác suất lỗi cho các tín hiệu trực giao, chẳng hạn như trường hợp M-ary trực giao (Proakis, 1995) cho quan hệ đơn giản hơn so với công thức (5.122).

Khi SNR đủ lớn, và đặc biệt  $E_b / N_0$  (dB) lớn hơn  $10 \log_{10}(4 \log_e 2) = 4.43$  dB, giới hạn trên cho công thức (5.122) đủ chặt (M-PPM trực giao—giới hạn trên cho  $E_b / N_0 > 4.43$  dB):

$$\Pr_e < e^{-\log_2 M (E_b / N_0 - 2 \log_e 2) / 2} \quad (5.123)$$

## Sim\_UWB 5.04

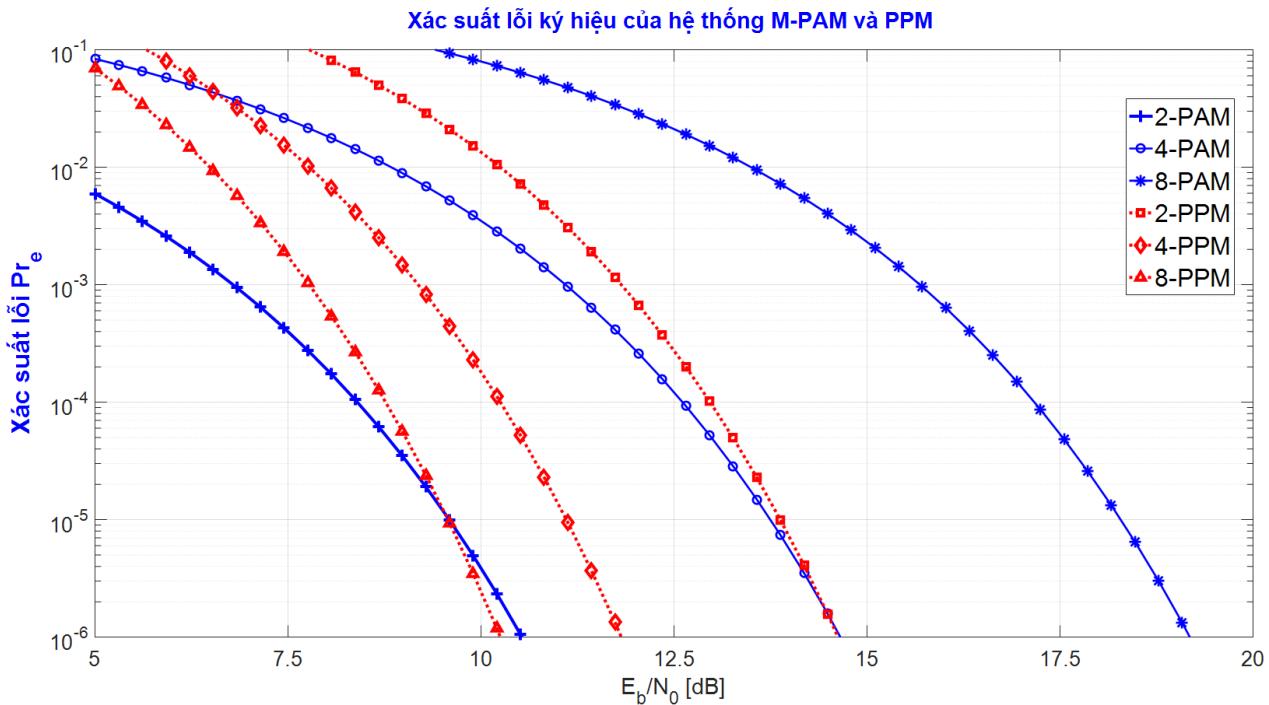
Chương trình Matlab thực hiện tính toán và biểu diễn xác suất lỗi  $\Pr_e$  cho hệ thống M-PAM (5.121), và tính toán giới hạn của xác suất lỗi  $\Pr_e$  cho hệ thống M-PPM trực giao. Sau đó thực hiện tính toán quỹ đườòng truyền theo (5.27).

**Prog 5.11:** Thực hiện ước lượng và biểu diễn  $\Pr_e$  cho hệ thống M-PAM theo (5.211), và ước lượng và biểu diễn giới hạn của xác suất lỗi ký hiệu  $\Pr_e$  cho hệ thống M-PPM theo (5.123).  
Chương trình nhận hai đầu vào: Vector giá trị của  $E_b/N_0$ ,  $Eb\_N0$ ; vector giá trị của  $M$ ,  $M$ . Hai đầu ra: Xác suất lỗi cho hệ thống M-PAM theo, PAM; xác suất lỗi cho hệ thống M-PPM theo, M-PPM

Lệnh để gọi chương trình là:

`[M_PAM, M_PPM] = uwb50401_symbol_error_probability(Eb_N0, M)`

Chương trình này thực hiện tính toán, biểu diễn (vẽ) xác suất lỗi ký hiệu theo  $E_b / N_0$  cho các trường hợp  $M = 2, 4$ , và  $8$ , kết quả được thể hiện trên hình 5.37.



Hình 5.37 Xác suất lỗi ký hiệu của hệ thống M-PAM và PPM theo (5.121) và (5.123)

Lưu ý rằng với tín hiệu M-PPM, hiệu năng được cải thiện khi  $M$  tăng, và ngược lại đối với tín hiệu M-PAM. Điều này cho thấy rằng, với hệ thống PPM ta có thể giảm  $Pr_e$  bằng cách tăng  $M$ . Ta có thể tìm được SNR tối thiểu để đạt được  $Pr_e \rightarrow 0$  bằng cách tìm giới hạn thích hợp theo (5.122) khi SNR thấp, vì (5.123) chỉ đúng với các giá trị SNR cao (lớn hơn 4,43 dB). Với SNR nhỏ hơn 4,43 dB, ta có thể tìm một giới hạn chặt hơn như sau:

$$Pr_e < 2e^{-\log_2 M (\sqrt{E_b/N_0} - \sqrt{\log_e 2})^2} \quad (5.124)$$

tiến tới 0 khi  $E_b / N_0 |_{dB} > 10 \log_{10} (\log_e 2) = -1,59$  dB.

Tại đây ta sử dụng (5.121) và (5.123) để tính toán quỹ đường truyền cho tín hiệu UWB: M-PAM và M-PPM. Ta rút ra được, với mỗi giá trị của  $M$ , ta tìm được giá trị nhỏ nhất của  $y^2$  đảm bảo được  $Pr_e$  mục tiêu. Từ  $y^2$ , ta tính được  $E_b / N_0$  và xác định khoảng cách truyền dẫn tối đa  $d$  giữa máy phát và máy thu theo (5.117).

Lưu ý rằng,  $d$  phụ thuộc vào mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu. Trong ví dụ của ta, sóng xung là đạo hàm bậc 5 của xung Gausơ trong dải tần 3,1-10,6 GHz theo FCC. Mật độ phổ công suất PSD của đạo hàm bậc 5 của xung Gausơ, sau khi chuẩn hóa biên độ đáp ứng mặt nạ phát xạ trong nhà theo FCC, được cho bởi (Sheng, 2003):

$$P_s(f) = A_{max} \frac{(2\pi f \sigma)^{10} e^{-(2\pi f \sigma)^2}}{5^5 e^{-5}} \quad (5.125)$$

trong đó  $A_{max} = 10^{-13.125}$  W/Hz và  $\sigma = 51$  ps.

Các chương trình Matlab **Prog 5.12**, **Prog 5.13**, **Prog 5.15** và **Prog 5.15** thực hiện ước lượng khoảng cách cực đại  $d$  cho hệ thống M-PAM và M-PPM theo số mức M và tốc độ dữ liệu  $R_b$ .

**Prog 5.12** Thực hiện tính quỹ đường truyền cho hệ thống M-PAM và M-PPM, vẽ biểu diễn khoảng cách lớn nhất từ máy phát đến máy thu theo tốc độ dữ liệu tại ba giá trị của M được xét là: M=2, M=4 và M=8. Bảy tham số đầu vào của chương trình để tính toán và biểu diễn quỹ đường truyền gồm: độ lợi anten phát/thu,  $G_t$  và  $G_r$ ; dự trữ đường truyền (dB),  $MargindB$ ; hệ số tạp âm máy thu (dB),  $F dB$ ; mật độ phổ công suất một phía của tín hiệu  $PSD$  trên một dải tần số được xác định bởi vector  $f$ ; xác suất lỗi ký hiệu yêu cầu,  $P_{re}$ . Chương trình trả về hai ma trận  $dist\_PAM$  và  $dist\_PPM$ , chứa khoảng cách lớn nhất  $d$  cho các trường hợp M={2, 4, 8} và  $R_b$  trong khoảng [20 Mbits/s, 200 Mbits/s] thực hiện với bước nhảy 10 Mbits/s cho tín hiệu PAM và PPM.

Lệnh gọi **Prog 5.12** như sau:

$[dist\_PAM, dist\_PPM] = \text{uwb50402\_link\_budget}(Gt, Gr, MargindB, FdB, f, PSD, Pre)$

**Prog 5.13** Ước lượng khoảng cách lớn nhất theo (5.117). Tám tham số đầu vào của **Prog 5.13** gồm: độ lợi anten phát/thu,  $Gt/Gr$ ; vector tần số biểu thị dải tần số khảo sát,  $f$ ; mật độ phổ công suất của tín hiệu phát,  $PSD$ ; dự trữ đường truyền theo đơn vị tuyến tính,  $Margin$ ; thời gian của bit,  $T_b$ ; giá trị của  $N_0$ ,  $NO$ ; và giá trị của  $E_b/N_0$ ,  $Eb\_NO$ . Kết quả của chương trình là khoảng cách tối đa  $D$  giữa máy phát và máy thu. Lệnh để thực hiện chương trình là:

$[D] = \text{uwb uwb50403\_max\_distance}(Gt, Gr, f, PSD, Margin, Tb, NO, Eb\_NO)$

**Prog 5.14** Tạo PSD chuẩn hóa tín hiệu đạo hàm bậc  $n$  của xung Gausơ. Bốn tham số đầu vào của chương trình gồm: (1) vector tần số biểu thị trực tần số,  $frequency$ ; (2) bậc của đạo hàm,  $n$ ; (3) độ lệch chuẩn của xung Gausơ,  $sigma$ ; (4) giá trị đỉnh của PSD,  $Amax$ . Chương trình được thực hiện như sau:

$[PSD] = \text{uwb50404\_Gaussian\_PSD\_nth}(frequency, n, sigma, Amax)$

**Prog 5.15** Ước lượng băng thông của PSD đầu vào tại một ngưỡng tiền định. Mật độ phổ công suất đầu vào PSD được giới hạn trong dải tần  $[f_L, f_H]$ . Ba tham số đầu vào của **Prog** gồm: vector tần số biểu thị cho dải tần số đang xét,  $f$ ; mật độ phổ công suất của tín hiệu phát,  $PSD$ ; giá trị ngưỡng (dB),  $threshold$ . Kết quả là, **Prog** trả về vector biểu diễn dải tần số trong băng tần được ước lượng,  $freq\_th\_dB$ ; và vector chứa các thành phần của PSD gốc bên trong băng thông đang xét,  $PSD\_th\_dB$ . Lệnh để thực hiện **Prog 5.15** như sau:

$[f\_th\_dB, PSD\_th\_dB] = \text{uwb50405\_thr\_dB\_vectors}(f, PSD, threshold)$

Để được sáng tỏ, ta thực hiện tính toán và biểu diễn quỹ đường truyền trong dải tần (0,30 GHz):

#### ✓ **Bước 1**

Tạo tín hiệu PSD một phía theo phương trình (5.125) bằng chương trình **Prog 5.14**. Ta thiết lập giá trị cho bốn tham số đầu vào của **Prog** gồm:  $frequency = \text{linspace}(1, 30\text{e}9, 2048)$ ;  $sigma = 51\text{e}-12$ ;  $n = 5$ ;  $Amax = 10^{-13.125}$ ;

$PSD = \text{uwb50404\_Gaussian\_PSD\_nth}(frequency, n, sigma, Amax);$

#### ✓ **Bước 2**

Giới hạn vector  $f$  và  $PSD$  trong khoảng  $[f_L, f_H]$  đang xét trước khi đưa vào **Prog 5.12**. Dải tần  $[f_L, f_H]$  hợp lý thường được xác định tại băng thông -3 dB của tín hiệu phát.

✓ **Bước 3**

Xác định khoảng tần số cần xét và cắt xén vector  $f$  và  $PSD$  một cách phù hợp bởi **Prog 5.15**. Ở đây xét băng thông -3 dB.

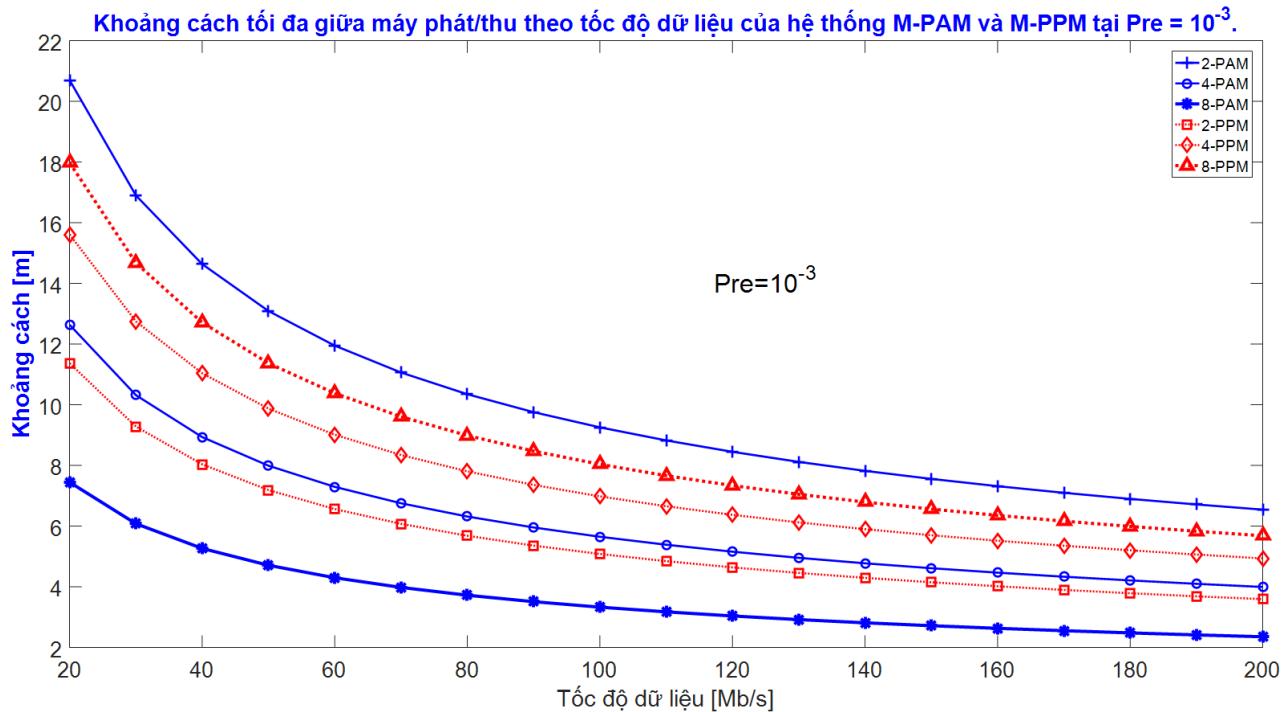
$$[f_{th\_dB}, PSD_{th\_dB}] = \text{uwb50405\_thr\_dB\_vectors}(f, PSD, -3);$$

✓ **Bước 4**

Thực hiện tính toán, biểu diễn quỹ đường truyền bởi **Prog 5.12** tại các giá trị của tham số hệ thống:  $G_t=G_r=1$ ;  $link\ margin=5\ dB$ ;  $noise\ figure=7\ dB$ ;  $Pr_e=10^{-3}$ .

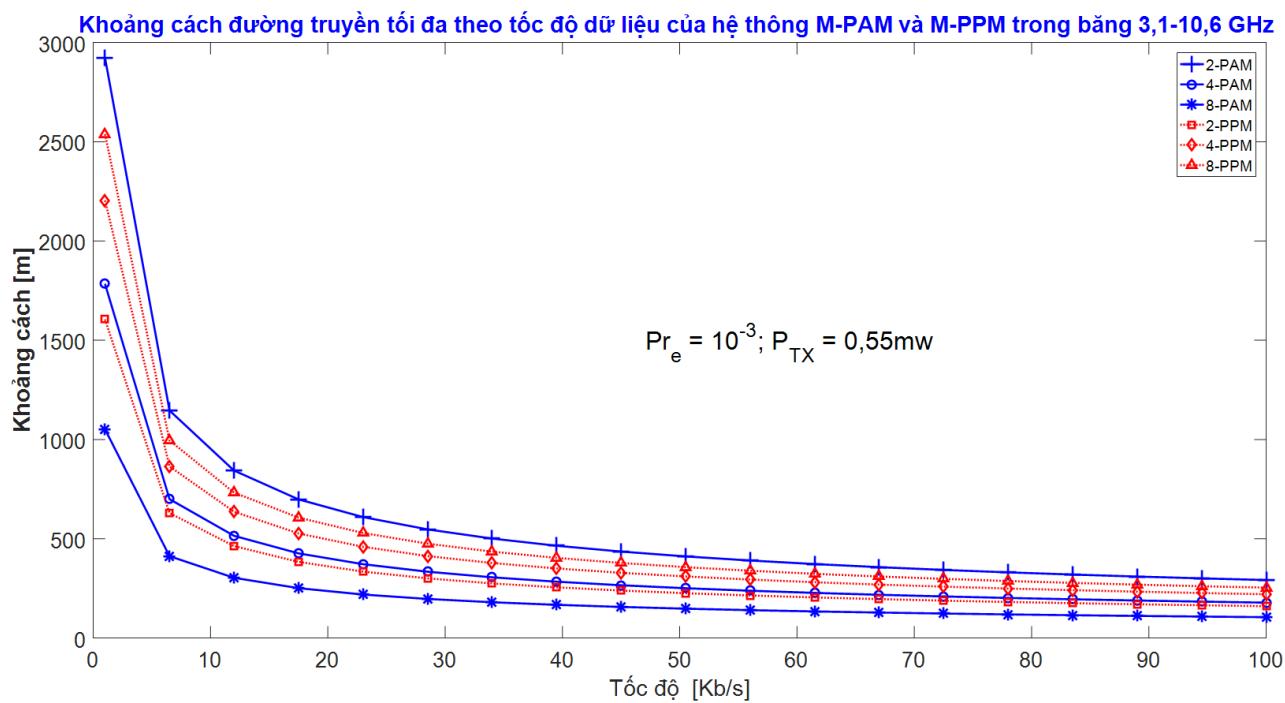
$$[distance\_matrix\_PAM, distance\_matrix\_PPM] = \text{uwb50402\_link\_budget}(1, 1, 5, 7, \dots, f_{th\_dB}, PSD_{th\_dB}, 1e-3);$$

Kết quả là, chương trình trả về hai ma trận chứa khoảng cách truyền dẫn tối đa  $d$  đối với hệ thống M-PAM và M-PPM,  $distance\_matrix\_PAM$ ,  $distance\_matrix\_PPM$  đồng thời được thể hiện trên hình 5.38.

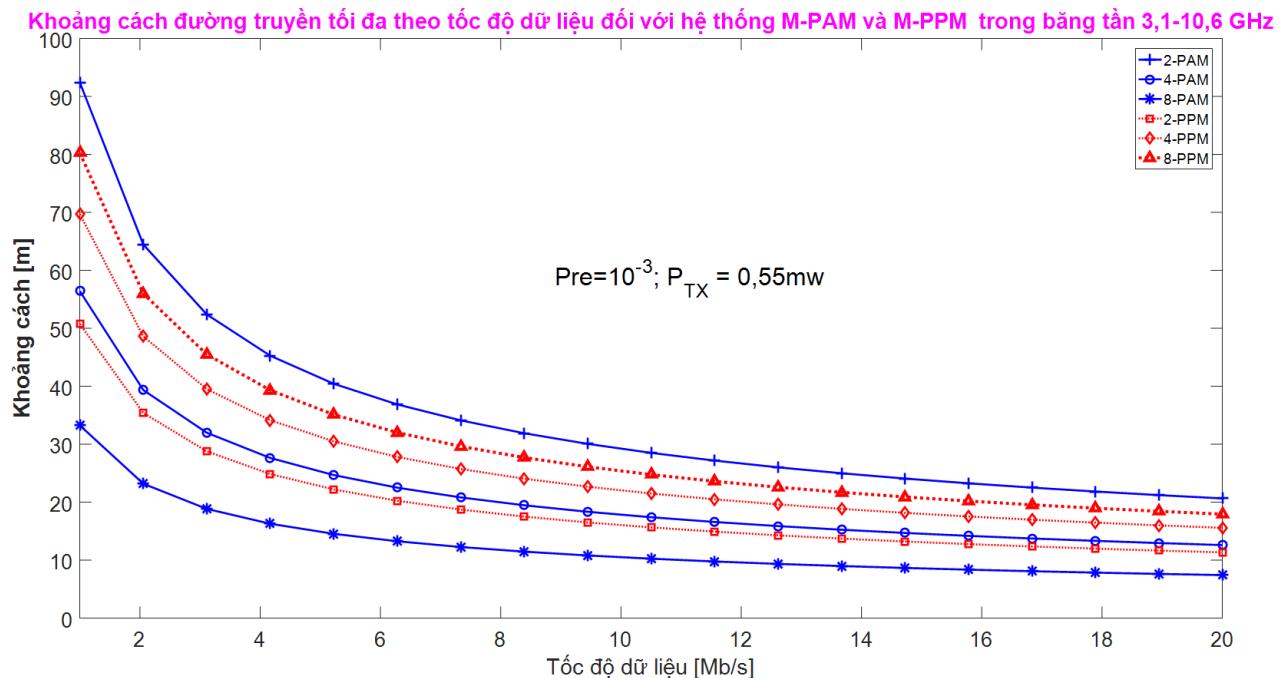


**Hình 5.38.** Giá trị khoảng cách lớn nhất giữa máy phát và máy thu theo tốc độ dữ liệu của hệ thống M-PAM và M-PPM tại  $Pr_e = 10^{-3}$

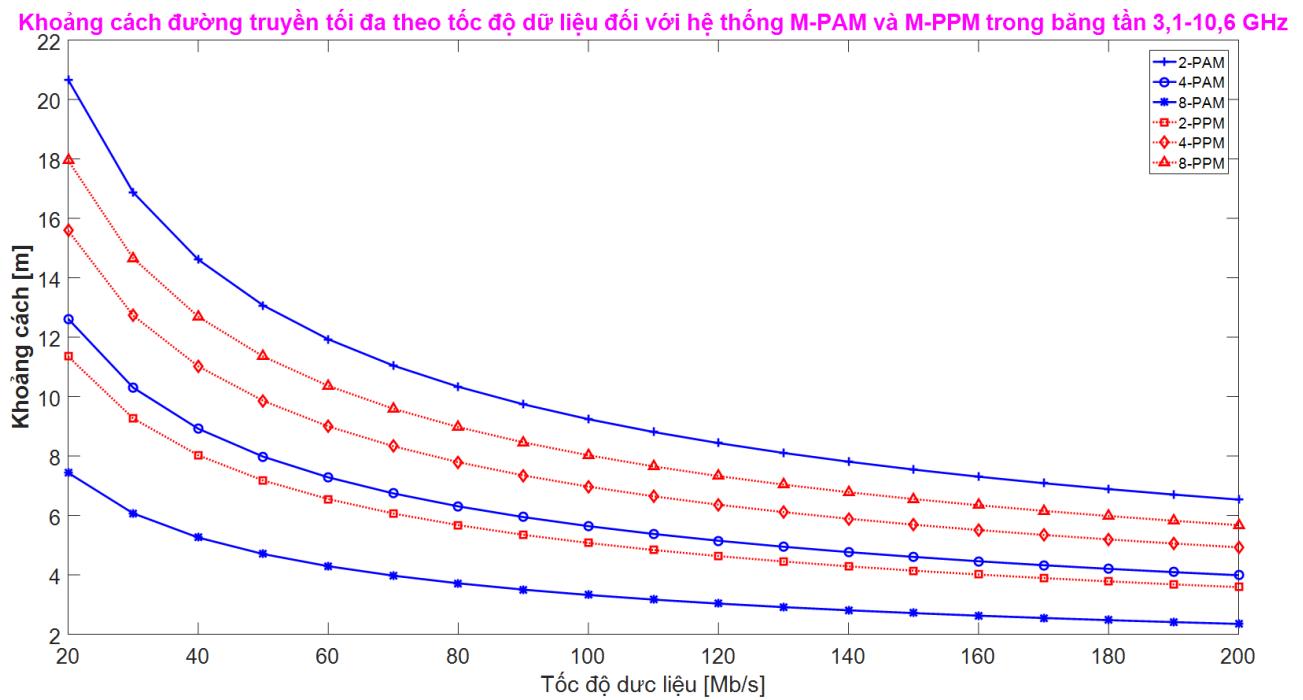
Bằng cách thiết lập giá trị cho các tham số đầu vào chương trình **Prog 5.15**, ta nhận được các đường cong kết quả tương tự như hình 5.38. Kết quả được cho trên các hình 5.39, hình 5.40 và hình 5.41 khảo sát khoảng cách đường truyền tối đa giữa máy phát và máy thu theo tốc độ dữ liệu  $R_b$  trong các khoảng [1-100 Kbits/s]; [1-20 Mbits/s]; [20-200 Mbits/s]. Đặc biệt, hình 5.39 cho thấy, tại các tốc độ dữ liệu thấp, ta có thể nhận được các khoảng cách tăng dần cỡ vài trăm mét, trong khi với tốc độ dữ liệu cực đại, như trên hình 5.41, khoảng cách truyền bị giảm chỉ còn vài mét.



**Hình 5.39** Khoảng cách đường truyền tối đa theo tốc độ dữ liệu đối với hệ thống M-PAM và M-PPM khi công suất khả dụng trong băng tần 3,1-10,6 GHz được khai thác triệt để cho  $R_b$  trong khoảng [1-100 Kbits/s].



**Hình 5.40** Khoảng cách đường truyền tối đa theo tốc độ dữ liệu đối với hệ thống M-PAM và M-PPM khi công suất khả dụng trong băng tần 3,1-10,6 GHz được khai thác triệt để cho  $R_b$  trong khoảng [1-20 Mbits/s].



**Hình 5.41** Khoảng cách đường truyền tối đa theo tốc độ dữ liệu đối với hệ thống M-PAM và M-PPM khi công suất khả dụng trong băng tần 3,1-10,6 GHz được khai thác triệt để cho  $R_b$  trong khoảng [20-200 Mbits/s]

Cuối cùng ta kết luận bằng việc kết hợp trường hợp OFDM với điều chế QAM. Ta có thể thấy rằng xác suất lỗi cho mỗi sóng mang con như sau:

$$\Pr_e \cong 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sigma_{noise} (\sqrt{M} - 1)} \right)$$

trong đó

$$\sigma_{noise}^2 = \frac{\lambda^2}{2} \left( 1 + \frac{T_g}{T_0} \right) \frac{2N_0}{E_M}$$
(5.126)

Với  $\lambda^2 = 2(\sqrt{M} + 1) / 3(\sqrt{M} - 1)$  là công suất chòm sao và  $E_m = (\lambda^2 T) / (2T_0)$  là năng lượng trên mỗi ký hiệu.

## 5.5 Đồng bộ trong truyền thông IR-UWB

### 5.5.1 Bắt tín hiệu đồng bộ

Các thuật toán để bắt tín hiệu UWB được đề xuất. Trong (Junk, 2003; Di Benedetto, 2003), đưa ra sơ đồ đồng bộ để giải thích cách thông tin được cấu trúc thành các gói tin bởi môđun điều khiển truy nhập môi trường (MAC). Thuật toán được đề xuất dựa vào sự hiện hữu của đoạn liên kết đồng bộ định sẵn ở phần đầu mỗi gói tin, và coi đồng bộ được duy trì trong toàn bộ thời gian của một gói tin. Với mỗi gói tin, đồng bộ phải được tái lập. Sơ đồ này giải thích cho sự xuất hiện của dịch đồng hồ giữa hai trạm tham gia vào quá trình xử lý đồng bộ. Trong mỗi gói tin, thủ tục duy trì bám đồng bộ giữa 2 gói tin, khi việc bám đồng bộ không được kích hoạt, có thể mất đồng bộ sau thời gian trễ phụ thuộc vào thời gian trôi (drift) giữa các bộ dao động nội. Mỗi gói dữ liệu được tạo ra bởi máy phát UWB gồm 3 phần: phần đồng bộ; tiêu đề chứa thông tin điều khiển và các ký hiệu

báo hiệu để ước tính kênh và phát hiện lỗi; và phần tải tin để mang dữ liệu người dùng (xem hình 5.42).

Đồng bộ (Trailer)	Tiêu đề (Header)	Tải tin (Payload)
----------------------	---------------------	----------------------

### Hình 5.42 Cấu trúc gói dữ liệu

Phần đồng bộ (*trailer*) gồm một chuỗi M xung và được biết trước bởi tất cả phần tử của mạng. Phần đồng bộ cho phép máy thu phát hiện/tách các gói tin. Các bộ lọc tương quan được phù hợp hóa với phần đồng bộ thực tế được thực hiện tại tất cả các trạm thu.

Hiệu năng đồng bộ liên quan trực tiếp với giá trị M. Việc định trị một cách sơ bộ của M đạt được bằng việc mô phỏng theo SNR tại máy thu. Như được chỉ ra trong (Di Benedetto, 2003), ước tính các giá trị M rơi vào khoảng từ 40-100 xung trong nhiều ứng dụng.

Thuật toán được đề xuất bởi (Yang và Giannakis, 2003) đưa thêm tương quan chéo của dạng sóng thu để tăng hiệu năng trong môi trường kênh đa đường. Sơ đồ được đề xuất dựa vào việc truyền dẫn chuỗi hoa tiêu và khai thác tính phân tập đa đường trong kênh UWB.

Vấn đề của bắt đồng bộ trong môi trường kênh đa đường cũng được xét trong (Tian và Giannakis, 2003a). Trong đó, các tác giả đề xuất thuật toán bắt định thời dựa trên ML (Maximum Likelihood, khả năng giống tối đa).

Một cách tiếp cận khác là, giảm mức độ phức tạp được trình bày trong (Reggiani and Maggio, 2003). Thủ tục bắt tín hiệu lấy tương quan tín hiệu thu với chuỗi xung được kỳ vọng tại bất kỳ vị trí nào trong cửa sổ quan trắc (khảo sát). Cách tiếp cận này làm giảm mức độ phức tạp thuật toán tìm kiếm bằng cách chấp nhận một mức lượng tử khác trên trực thời gian đối với mỗi lần thực hiện thuật toán. Nói cách khác, thuật toán bắt đầu bằng việc bắt sơ bộ và sau đó lặp lại để tinh lọc kết quả với độ chính xác tăng dần.

Thuật toán để bắt định thời được đề xuất trong (Carbonelli, 2003) gồm hai bước. Đầu tiên, phát định kỳ chuỗi xung hoa tiêu tại tần số lặp lớn để thực hiện ước tính kênh. Sau đó, phát dữ liệu và máy thu khai thác ước tính kênh trước đó để khôi phục định thời ký hiệu chính xác hơn.

Sơ đồ được đề xuất trong (Ma, 2002) gồm thuật toán tìm kiếm không liên tục dựa trên ngân hàng bộ lọc thích hợp được mắc song song. Với mỗi chu kỳ ký hiệu, đầu ra lớn nhất của ngân hàng các bộ lọc được so sánh với một ngưỡng tách tín hiệu. Nếu tín hiệu vượt quá ngưỡng, thì dùng khoảng quan sát dài hơn và ngưỡng tách tín hiệu lớn để làm giảm xác suất cảnh báo nhầm.

(Hong and Scaglione, 2003) mở rộng vấn đề tách xung đến mức mạng và trình bày phương pháp đồng bộ thời gian phân tán và thích nghi để phỏng tạo cơ chế ghép xung trong các hệ thống sinh học.

#### 5.5.2 Bám đồng bộ

Khi máy thu đạt được đồng bộ với máy phát tham chiếu. Cần có các thuật toán bám định thời chính xác của xung được để bù các sai số định thời do trượt và trôi đồng hồ. (Lovelace and Townsend, 2002) phân tích vấn đề bám định thời ở dạng suy giảm hiệu năng do trượt thời gian (*time Jitter*) trong cả đồng hồ thu/phát. Suy giảm hiệu năng được ước lượng trong các môi trường

xáo trộn khác nhau và là một hàm của mức độ trượt định thời (*Jitter*). Khi tạp âm nhiều đa người dùng MUI trội lên, phân tích cho thấy rằng, ngay cả trong trường hợp giá trị trượt định thời ít nhất, chẳng hạn tổng lượng trượt định thời  $30 \text{ ps}$ , sự giảm số lượng người dùng cực đại phải được xét đến để đạt được mục tiêu  $\text{Pr}_b = 10^{-3}$  với yêu cầu 30%. Khi tạp âm nhiệt trội hơn so với nhiều đa người dùng MUI, được cho thấy rằng lỗi định thời có thể được bù bằng cách tăng công suất phát. Như được mong đợi, thêm công suất đối với một trượt định thời cho trước phụ thuộc vào thông lượng hệ thống tích lũy, nghĩa là, thông lượng càng cao, công suất tăng thêm để bù cho cùng mức độ trượt xung clock càng tăng. Hơn nữa, suy giảm công suất do trượt định thời cũng phụ thuộc vào sơ đồ điều chế. Cụ thể là, PPM trực giao mạnh hơn so với PPM không trực giao, và dẫn đến lượng công suất gia tăng thêm để bù cho cùng lượng trượt định thời nhỏ hơn. (Tian and Giannakis, 2003b) làm sáng tỏ, dung lượng triển vọng của máy thu UWB để khai thác tính phân tập đa đường có thể bị tổn thất nghiêm trọng bởi lỗi định thời.

Phương pháp giải tích để xem xét độ nhạy máy thu UWB với trượt đồng hồ (clock Jitter) được trình bày trong (Pelissier, 2003). Trong đó, trượt định thời do vòng khóa trễ (DLL) và vòng khóa pha (PLL) của kiến trúc máy thu, và ảnh hưởng của trượt định thời được ước lượng ở dạng quan trắc phương sai không mong muốn khi lấy mẫu hoặc lấy tương quan dạng sóng đầu vào.

Trong (Chui and Scholtz, 2003), phân tích quan hệ giữa dạng xung và trượt định thời khi xét các bộ tách tín hiệu tương quan. Kết quả cho thấy, trong trường hợp cụ thể các xung Gaus được đạo hàm bậc  $n$ , ta nên chọn giá trị  $n$  nhỏ cho mục đích bắt đồng bộ, và giá trị  $n$  lớn để giảm phương sai trượt thời gian do tạp âm cộng ở đầu vào.

## Sim\_UWB 5.05

Mô phỏng giải pháp đơn giản để giải quyết vấn đề bắt tín hiệu và đồng bộ thời gian trong trường hợp truyền dẫn IR-UWB dựa trên việc truyền dẫn chuỗi xung hoa tiêu (đã được biết trước tại phía thu). Bộ lọc tương quan được phù hợp hóa với chuỗi này tại phía thu. Sự hiện hữu của chuỗi hoa tiêu được ước tính bằng cách quan sát tín hiệu đầu ra bộ tương quan. Hơn nữa, giá trị đỉnh tại đầu ra bộ tương quan cho phép máy thu đạt được đồng chỉnh thời gian với máy phát. Hai chương trình Matlab để thực hiện mô phỏng gồm: **Prog 5.16** và **Prog 5.17**. Trong đó **Prog 5.16** thực hiện dịch vòng các thành phần của vector đầu vào. Mục đích của **Prog** này là gấp đôi. **Prog 5.16** mô phỏng trễ truyền dẫn và thực hiện phép tính tương quan tại máy thu. **Prog 5.17** mô phỏng hoạt động của bộ tương quan.

**Prog 5.16** Tạo ra một lượng dịch vòng  $t$  giây vào tín hiệu (được biểu diễn bởi một vector đầu vào *in*). Chương trình nhận 3 đầu vào: tín hiệu đầu vào, *in*; tần số lấy mẫu, *fc*; và thời gian dịch vòng (giây), *t*. Chương trình trả về tín hiệu sau khi được dịch vòng, *out*. Dòng lệnh để thực hiện **Prog 5.16** là:

[*out*] = **uwb50501\_signalshift**(*in*, *fc*, *t*)

**Prog 5.17** Thực hiện phép tính tương quan giữa vector tín hiệu đầu vào máy thu *signal* và vector tham chiếu (chuỗi xung hoa tiêu) *template*. **Prog 5.17** nhận ba đầu vào gồm: vector tín hiệu đầu vào máy thu, *signal*; chuỗi xung hoa tiêu, *template*; giá trị tần số lấy mẫu, *fc*. **Prog 5.17** trả về tín hiệu biểu trưng cho đầu ra bộ tương quan, *C*. **Prog** được thực hiện bởi dòng lệnh sau:

[*C*] = **uwb50502\_corrssyn**(*signal*, *template*, *fc*)

Từ các **Prog 5.18** và **Prog 5.17** được xét ở trên, ta mô phỏng: quá trình tạo chuỗi hoa tiêu, quá trình truyền chuỗi này trên kênh vô tuyến; và thuật toán bắt tín hiệu hoa tiêu và đồng bộ thời gian trong môi trường kênh AWGN và môi trường kênh đa đường.

### ❖ Mô phỏng để tạo chuỗi hoa tiêu

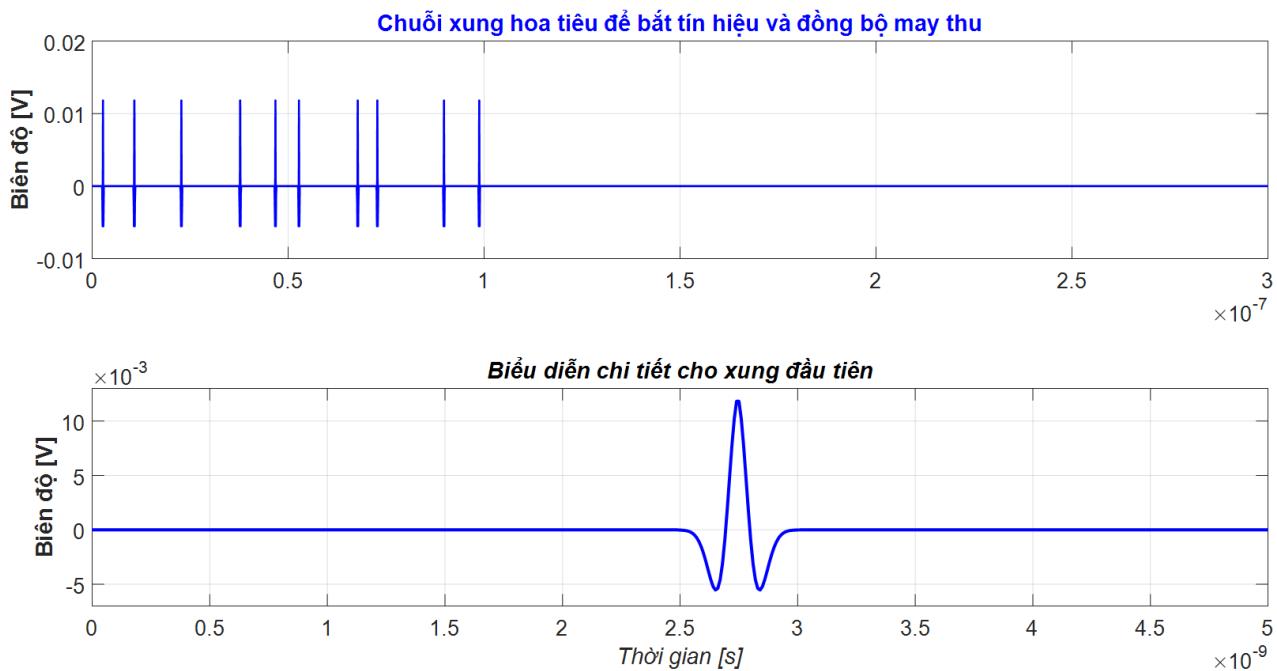
Việc tạo chuỗi xung hoa tiêu được thực hiện bởi **Prog 2.10**, chương trình này tạo ra một chuỗi xung cùng với tín hiệu PPM nhị phân và mã TH. Thiết trị cho tập các tham số trong mô phỏng này là:  $Pow=-30$ ;  $fc=1e11$ ;  $numbits=1$ ;  $Ts=10e-9$ ;  $Ns=10$ ;  $Tc=1e-9$ ;  $Nh=10$ ;  $Np=10$ ;  $Tm=0.5e-9$ ;  $tau=0.2e-9$ ;  $dPPM=0.5e-9$ ;  $G=0$ .

Chuỗi tín hiệu hoa tiêu được tạo ra như sau:

```
[bits, THcode, Stx, ref] = uwb20307_transmitter_2PPM_TH (Pow, fc, ...
numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)
```

```
n          = length(Stx);
xn         = 3*n;
pilot      = zeros(1, xn);
pilot(1:n) = Stx;
```

Đoạn mã chương trình trên lưu vector **pilot** trong bộ nhớ, biểu diễn một chuỗi 10 xung tại các vị trí ngẫu nhiên trên trục thời gian. Ta lưu ý rằng **pilot** chỉ chứa các thành phần khác 0 trong phần đầu của vector. Theo cách này, ta có thể chèn dịch thời do đường truyền sóng mà không gây ra sự rủi ro cho lỗi cắt xén đối với dạng sóng hữu dụng. Tín hiệu hoa tiêu được tạo ra ở trên được thể hiện trong Hình 5.43.



**Hình 5.43** Chuỗi xung hoa tiêu để bắt tín hiệu và đồng bộ máy thu (tín hiệu hoa tiêu).

Trễ truyền sóng được đưa vào tín hiệu hoa tiêu (**pilot**) bởi **Prog 5.16**:

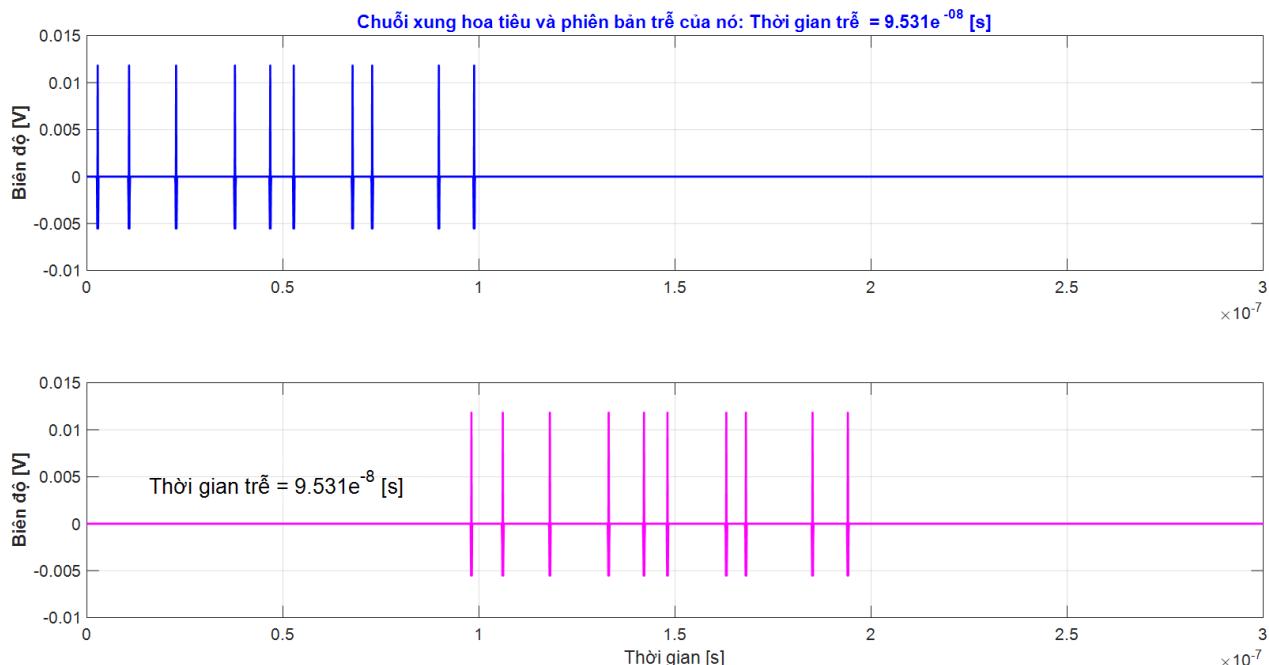
```
fc      = 1e11;
dt      = 1/fc;
Tb      = 100e-9;
```

```

delay = dt*floor((Tb*rand)/dt);
[rx0] = uwb50501_signalshift(pilot, fc, delay);

```

Kết quả là, ta nhận được tín hiệu  $rx0$  biểu diễn cho tín hiệu gốc  $pilot$  được dịch thời gian (giá trị thời gian trễ  $delay$  được đưa vào **Prog 5.16**). Lưu ý rằng, trễ  $delay$  được giả sử là một biến ngẫu nhiên phân bố đều trong thời gian chuỗi ban đầu (chuỗi gốc). Trong ví dụ này, biến này có giá trị  $delay = 9.531e-008$ , nghĩa là, dịch thời gian do truyền lan sóng là 95,31 ns. Để mô phỏng quá trình bắt hiệu và đồng bộ thời gian, ta giả sử rằng, giá trị  $delay$  không được biết trước tại máy thu. Tín hiệu bị dịch thời gian  $rx0$  được biểu diễn ở hình 5.44.



**Hình 5.44** Tín hiệu  $rx0$  tương ứng với phiên bản trễ thời gian của tín hiệu hoa tiêu của hình 5.43.

### ❖ Trường hợp kênh AWGN

#### ✓ Mô phỏng quá trình truyền dẫn hoa tiêu pilot trên kênh AWGN

Ta mô phỏng truyền dẫn tín hiệu  $pilot$  trên kênh AWGN. Tín hiệu tại đầu vào máy thu được ước lượng bởi **Prog 5.03**, chương trình này tạo ra tạp âm Gausơ trắng tương ứng với một số giá trị mục tiêu của  $E_{RX}/N_0$ , với  $E_{RX}$  là năng lượng thu trên mỗi xung. Các trường hợp khác được phân tích theo sự gia tăng giá trị của  $E_{RX}/N_0$ : kịch bản gần như lý tưởng ứng với  $E_{RX}/N_0=50$  dB, và hai kịch bản có tính thực tế hơn là  $E_{RX}/N_0=0$  dB và  $E_{RX}/N_0= -10$  dB. Tín hiệu thu đối với 3 trường hợp này được thực hiện như sau:

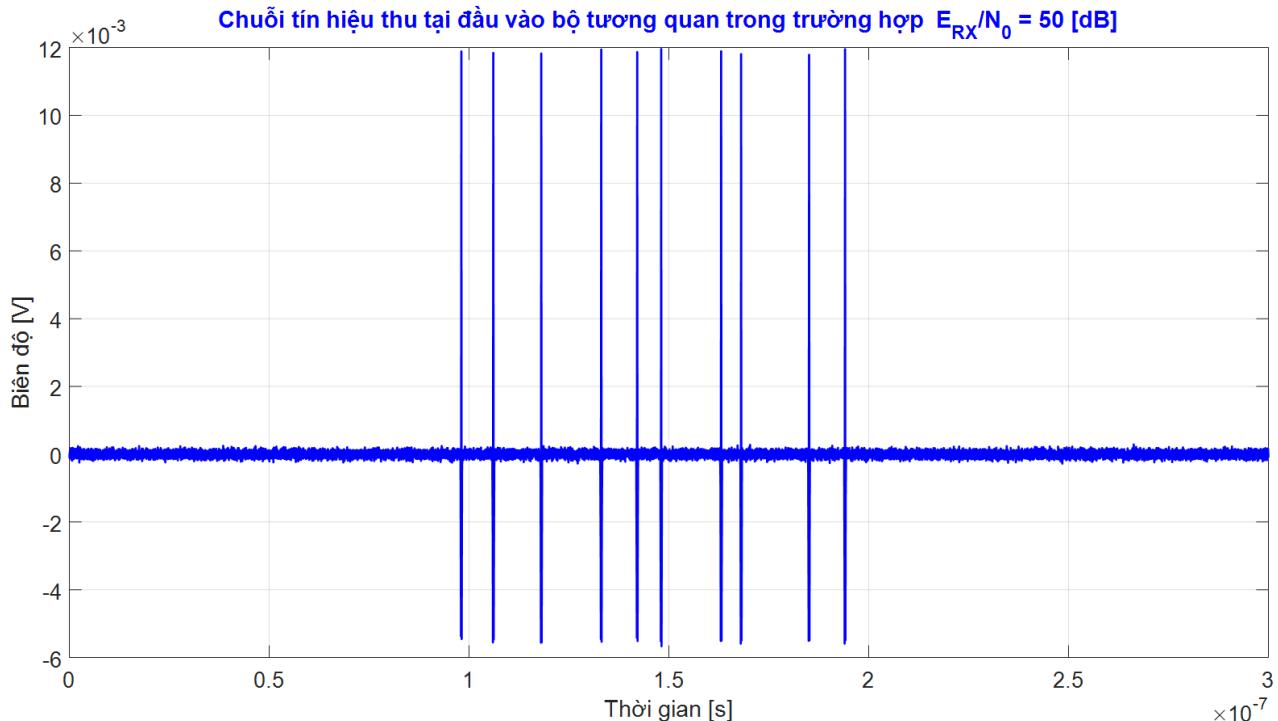
```

numpulses = 10;
exn0 = [50, 0, -10];
[rxn, noise] = uwb50103_Gnoise2(rx0, exn0, numpulses);

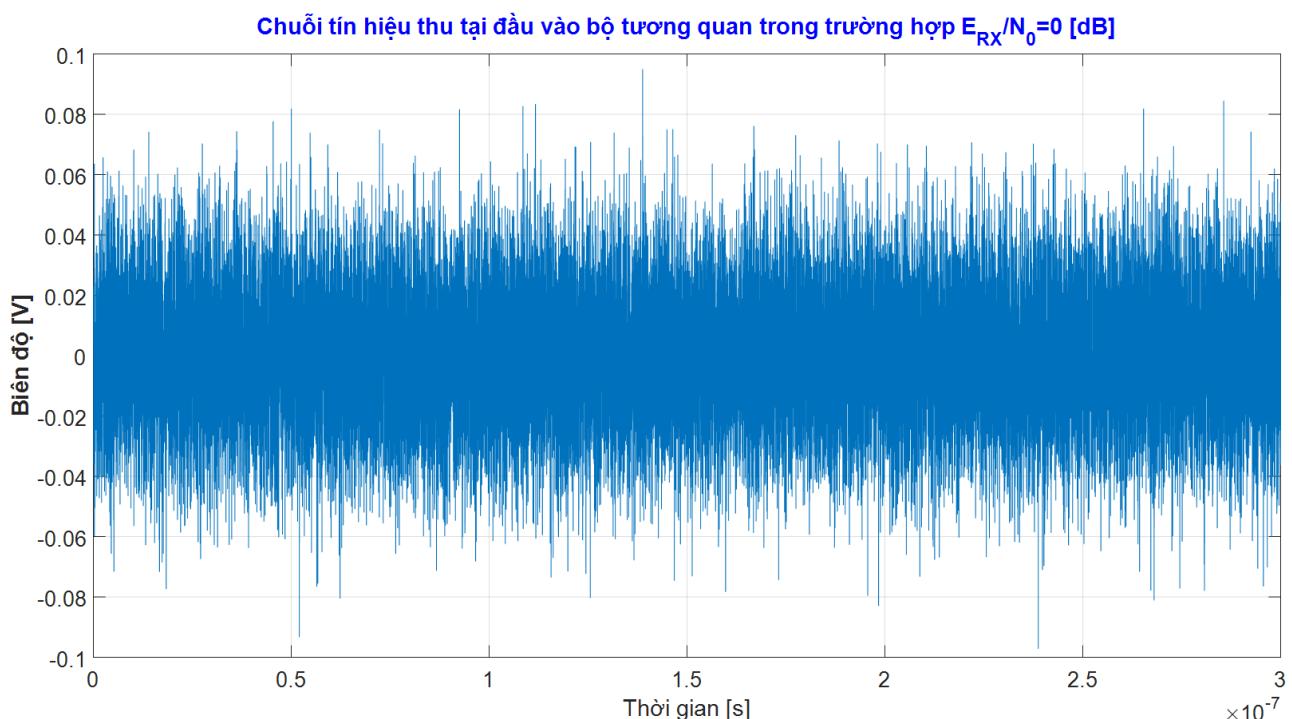
```

Kết quả là, ta được hai ma trận  $rxn$  và  $noise$ . Cụ thể là, ma trận  $rxn$  chứa các tín hiệu bị tạp âm hóa ở mức độ khác nhau (phụ thuộc vào giá trị của  $exn0$ ) tại đầu vào bộ thu, mỗi tín hiệu trên một hàng (trường hợp này là 3 hàng ứng với ba giá trị của  $exn0$ ). Cụ thể hơn, tín hiệu tại đầu vào bộ thu  $rxn$  được biểu diễn trên hình 5.45, hình 5.46 và hình 5.47. Lưu ý rằng trong trường hợp hình 5.45, ứng với  $E_{RX}/N_0=50$  dB, ta dễ nhận ra chuỗi hoa tiêu trong sóng tín

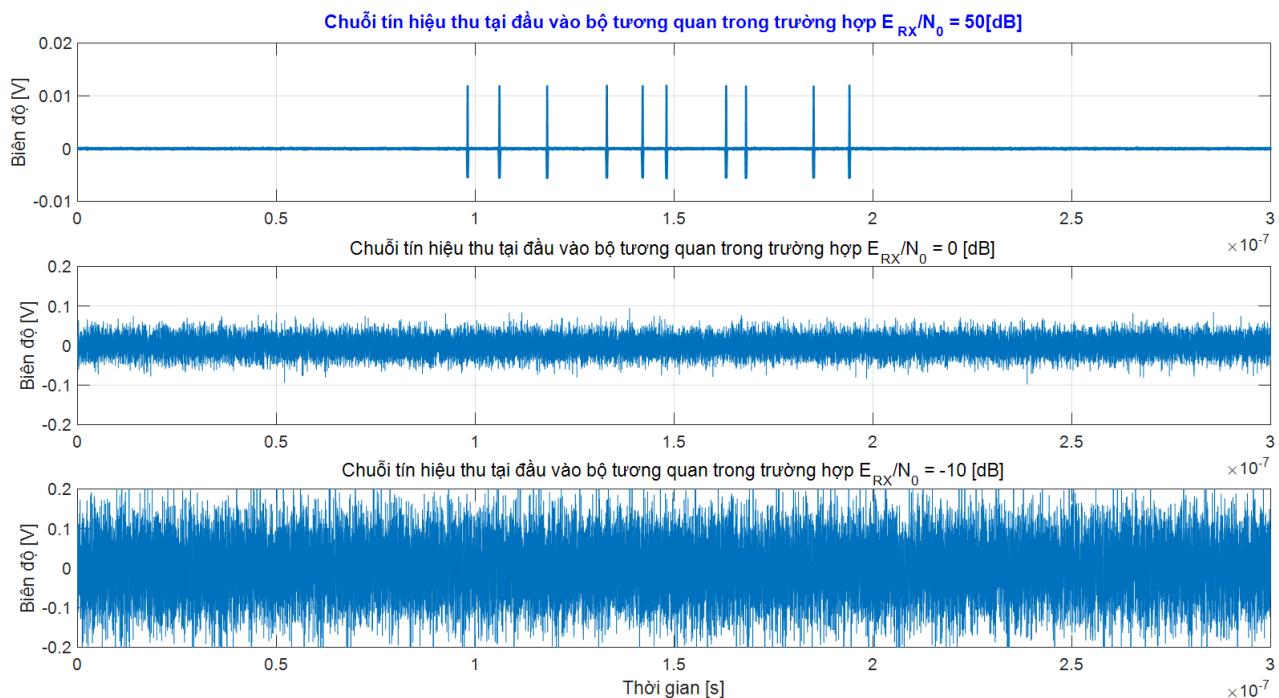
hiệu thu. Trong trường hợp này, ta hy vọng thủ tục bắt tín hiệu và đồng bộ thời gian sẽ quản lý việc phát hiện sự hiện hữu của chuỗi hoa tiêu và khôi phục đồng bộ. Hình 5.46 và hình 5.47 tương ứng với  $E_{RX}/N_0=0$  dB và  $E_{RX}/N_0= -10$  dB. Khi này, tín hiệu hữu dụng bị ảnh hưởng hoàn toàn bởi tạp âm, và xác suất máy thu phát hiện và ước tính chính xác vị trí của chuỗi hoa tiêu không được rõ như trường hợp trước.



**Hình 5.45** Chuỗi tín hiệu thu tại đầu vào bộ tương quan trong trường hợp  $E_{RX}/N_0=50$  dB



**Hình 5.46** Chuỗi tín hiệu thu tại đầu vào bộ tương quan trong trường hợp  $E_{RX}/N_0=0$  dB



**Hình 5.47:** Chuỗi tín hiệu thu tại đầu vào bộ tương quan tại một số giá trị khác nhau của  $E_{RX}/N_0$

Như đã dự đoán ở phần đầu của mô phỏng **Sim\_UWB 5.05** này, thuật toán bắt tín hiệu và đồng bộ thời gian lấy tương quan chéo tín hiệu thu với một bản sao chuỗi xung ban đầu, được biểu thị là tín hiệu mẫu (*template signal*). Tích phân tương quan phải được đánh giá bằng cách xét tất cả các vị trí có thể có trong thời gian của tín hiệu mẫu. Bằng cách này, độ lớn giá trị đầu ra của bộ tương quan phụ thuộc vào mức độ giống giữa tín hiệu thu với phiên bản dịch thời của tín hiệu mẫu. Đầu ra bộ tương quan càng lớn thì sự giống nhau (mức độ tương quan) giữa tín hiệu thu và phiên bản dịch thời của tín hiệu mẫu càng nhiều. Nếu đầu ra bộ tương quan vượt ngưỡng tiền định, thì máy thu coi rằng tín hiệu hoa tiêu đang hiện hữu tại anten (*bắt được tín hiệu - signal acquisition*). Trong trường hợp này, máy thu ước lượng giá trị định tại đầu ra bộ tương quan và tính toán xác định trễ tương ứng của tín hiệu mẫu. Trễ này là một ước tính của trễ truyền sóng. Trong kịch bản lý tưởng, khi tín hiệu không bị ảnh hưởng của tạp âm và méo, thì ước tính trên dẫn đến đồng bộ chính xác giữa máy phát và máy thu (đồng bộ thời gian). Tuy nhiên, với các kịch bản thực tế, việc bắt tín hiệu và đồng bộ thời gian đều bị ảnh hưởng bởi các lỗi.

✓ **Mô phỏng quá trình bắt tín hiệu pilot và đồng bộ định thời trong kênh AWGN:**

Mô phỏng ước lượng trễ truyền sóng dưới tác động của tạp âm và méo trong môi trường kênh AWGN. Ta sẽ tập trung xét ảnh hưởng của tạp âm và méo dựa trên việc ước lượng trễ truyền sóng.

Hoạt động của bộ lọc tương quan cho 3 trường hợp đã được biểu diễn trong Hình 5.45, hình 5.46 và hình 5.47 được mô phỏng như sau:

[C1] = **uwb50502\_corrsyn**(rxn (1, :), pilot, fc);

[C2] = **uwb50502\_corrsyn**(rxn (2, :), pilot, fc);

[C3] = **uwb50502\_corrsyn**(rxn (3, :), pilot, fc);

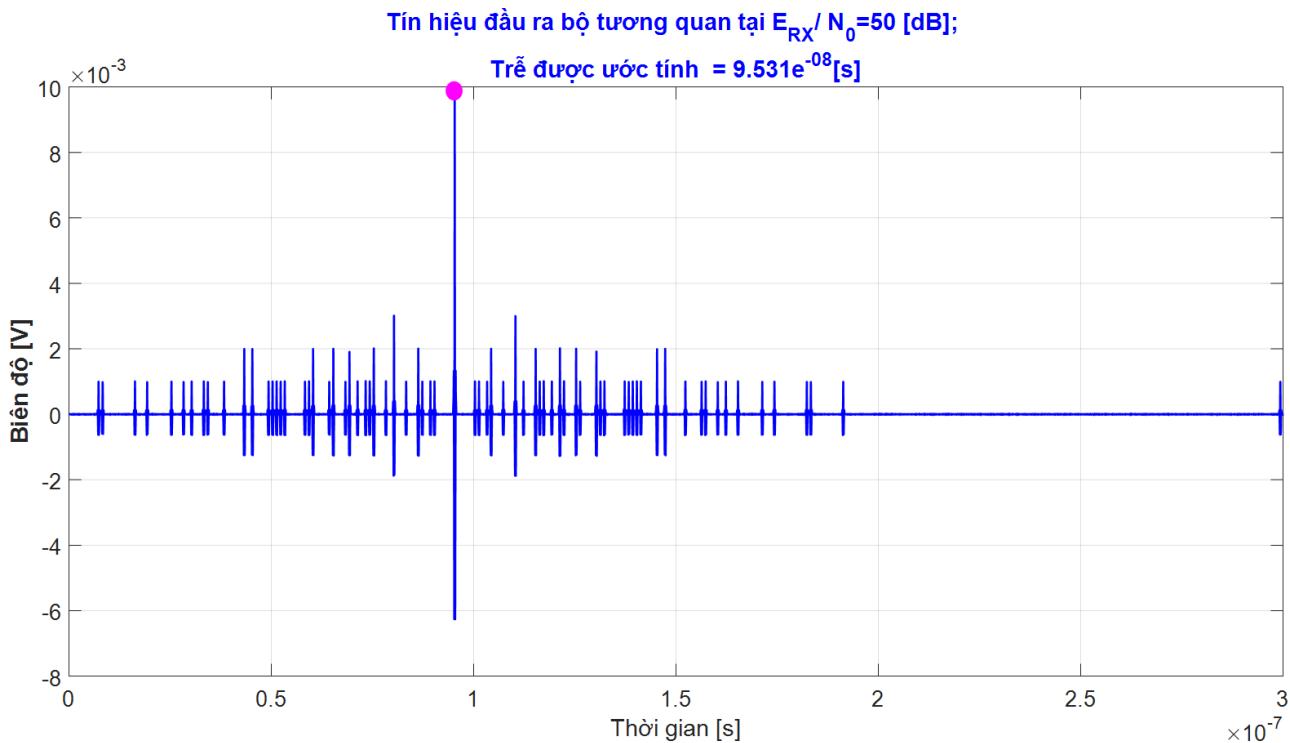
Kết quả là, ta có được các đầu ra của các bộ tương quan C1, C2, C3. Những giá trị này tương ứng với 3 trường hợp  $E_{RX}/N_0 = 50 \text{ dB}$ ,  $E_{RX}/N_0 = 0 \text{ dB}$  và  $E_{RX}/N_0 = -10 \text{ dB}$ . Hình 5.48 biểu diễn

đầu ra bộ tương quan **C1**. Tại đây, ta khảo sát một đỉnh tại 95ns, nghĩa là, tại vị trí bắt đầu của tín hiệu  $rx0$  trong Hình 5.44. Ước tính chính xác giá trị đỉnh đầu ra bộ tương quan có được bởi hàm Matlab,  $[Y, I] = \text{MAX}(X)$ , hàm trả về giá trị Y là phần tử lớn nhất trong X, và chỉ số của Y trong vector X là I. Sử dụng hàm Max vào mục đích của ta.

$$\begin{aligned} [\text{peak1}, \text{index1}] &= \max(C1); \\ \text{Trễ được ước tính}_1 &= \text{index1} * dt; \\ \Rightarrow \text{Trễ được ước tính}_1 &= 9.351e-008 \end{aligned}$$

Như kỳ vọng, vị trí về thời gian của giá trị đỉnh của tín hiệu **C1** cho ta ước tính chính xác về trễ truyền sóng của chuỗi hoa tiêu. Hơn nữa, không có sự mập mờ trong quá trình ước tính vì giá trị đỉnh của đầu ra bộ tương quan rõ ràng vượt qua các đỉnh nhỏ hơn của tín hiệu **C1**.

Hình 5.48 cũng làm nổi bật tầm quan trọng của việc lựa chọn chính xác giá trị ngưỡng. Nếu ngưỡng quá lớn, chẳng hạn lớn hơn 10 mV trong trường hợp hình 5.48, thì máy thu không thể phát hiện được chuỗi hoa tiêu. Nếu ngưỡng quá thấp, chẳng hạn, thấp hơn 3 mV trong trường hợp hình 5.48, thì quá trình bắt tín hiệu bị kích động (*triggered*) tại tất cả các đỉnh nhỏ của đầu ra bộ tương quan. Tuy nhiên, vấn đề này có thể được giải quyết bằng cách chọn các chuỗi hoa tiêu phù hợp, nghĩa là, các chuỗi dẫn đến hàm tự tương quan chỉ có một đỉnh vượt trội tại gốc và giá trị 0 (coi như bằng 0) ở ngoài gốc này.



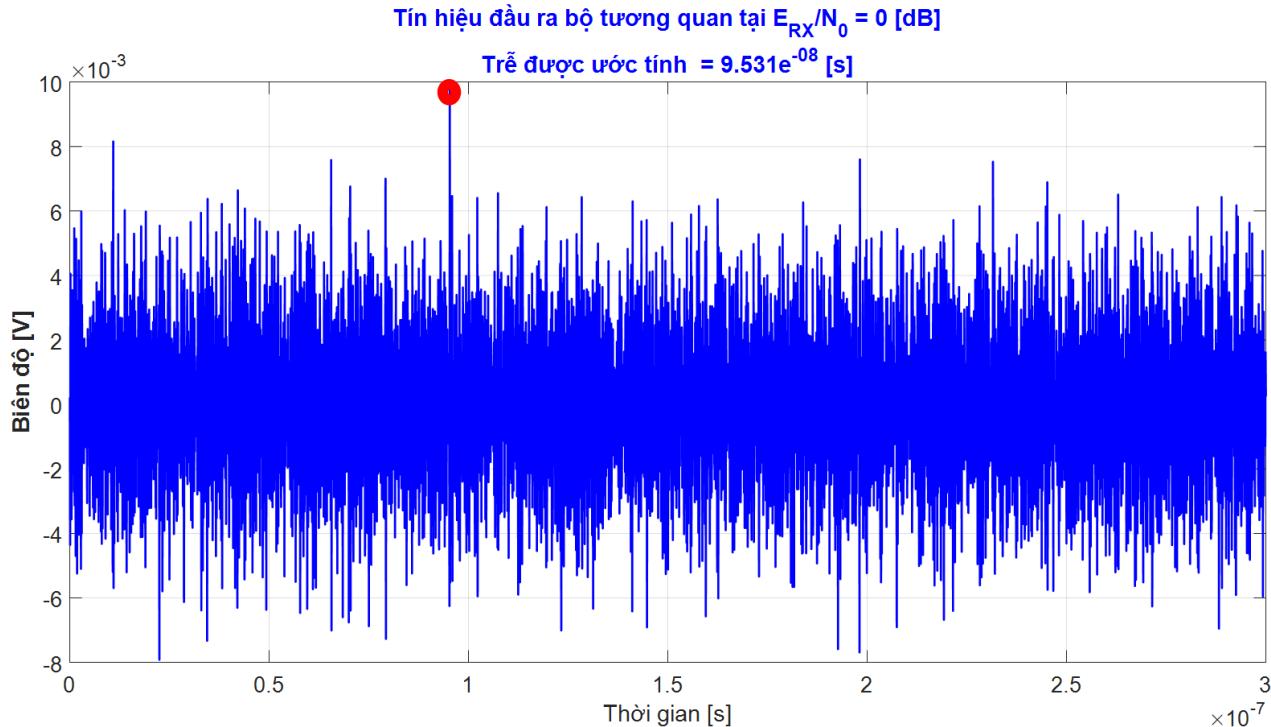
**Hình 5.48** Tín hiệu đầu ra bộ tương quan C1 tương ứng với  $E_{RX}/N_0 = 50$  dB

Đầu ra bộ tương quan **C2**, tương ứng với trường hợp thực tế hơn  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB, được biểu diễn trong hình 5.49. Trong trường hợp này, tín hiệu ở đầu ra bộ tương quan bị ảnh hưởng bởi tạp âm, nhưng ta vẫn nhận ra được một đỉnh nổi trội tại vị trí khoảng 95 ns. Ta suy ra rằng, bộ lọc tương quan tại máy thu có khả năng bắt được sự hiện hữu của chuỗi hoa tiêu ngay cả trong trường hợp tạp âm có năng lượng tổng tương đương với năng lượng của xung tín hiệu ( $E_{RX}/N_0 = 0$  dB). Ước tính chính xác về giá trị đỉnh của bộ tương quan như sau:

$$[\text{peak2}, \text{index2}] = \max(C2);$$

$$\begin{aligned} \text{Trễ được ước tính}_2 &= \text{index2*dt;} \\ \Rightarrow \text{Trễ được ước tính}_2 &= 9.531\text{e-008 s} \end{aligned}$$

Một lần nữa, việc phân tích tín hiệu tại đầu ra bộ tương quan cho ta khả năng ước lượng vị trí chính xác về thời gian của tín hiệu hoa tiêu, nghĩa là, đạt được sự đồng bộ thời gian giữa máy phát và máy thu.



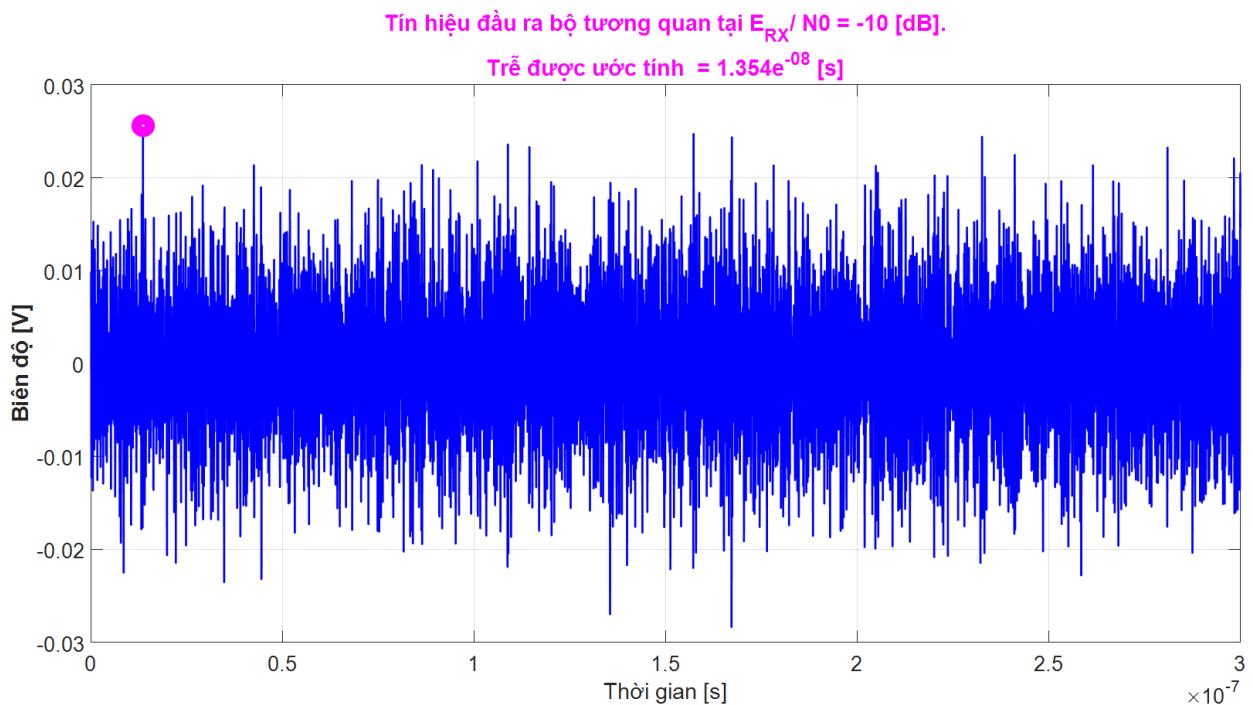
**Hình 5.49** Tín hiệu đầu ra bộ tương quan C2 tương ứng với  $E_{RX}/N_0=0$  dB.

Đầu ra bộ tương quan **C3**, tương ứng kịch bản  $E_{RX}/N_0 = -10$  dB, được biểu thị trên hình 5.50a. Trong trường hợp này, không thể nhận ra giá trị đỉnh ở 95 ns mà nó phát hiện đỉnh tại 13 ns, vì đỉnh 95 ns nó bị ẩn trong mức sàn tạp âm. Cụ thể là, ta quan sát thấy xuất hiện một số đỉnh khác có biên độ lớn hơn đỉnh hữu dụng. Trong điều kiện này, việc phát hiện tín hiệu hoa tiêu bị ảnh hưởng bởi một số cảnh báo nhầm do xuất hiện các đỉnh giả gây kích động quá trình đồng bộ. Trong điều kiện này, giải pháp có thể là tăng độ dài tín hiệu hoa tiêu. Ta lưu ý rằng, việc tăng độ dài của chuỗi hoa tiêu có ảnh hưởng lên năng lượng và thời gian gửi chuỗi hoa tiêu. Sự dung hòa giữa năng lượng và hiệu năng của quá trình phát hiện chuỗi hoa tiêu phụ thuộc vào các yêu cầu của ứng dụng được xét. Về hiệu năng của quá trình ước tính để đồng bộ thời gian, hiển nhiên rằng sự xuất hiện mức tạp âm lớn gây phát sinh lỗi trong quá trình ước lượng trễ đối với chuỗi hoa tiêu tại máy thu, ngay cả khi chuỗi được phát hiện chính xác. Trường hợp tín hiệu C3, thực tế, ta có:

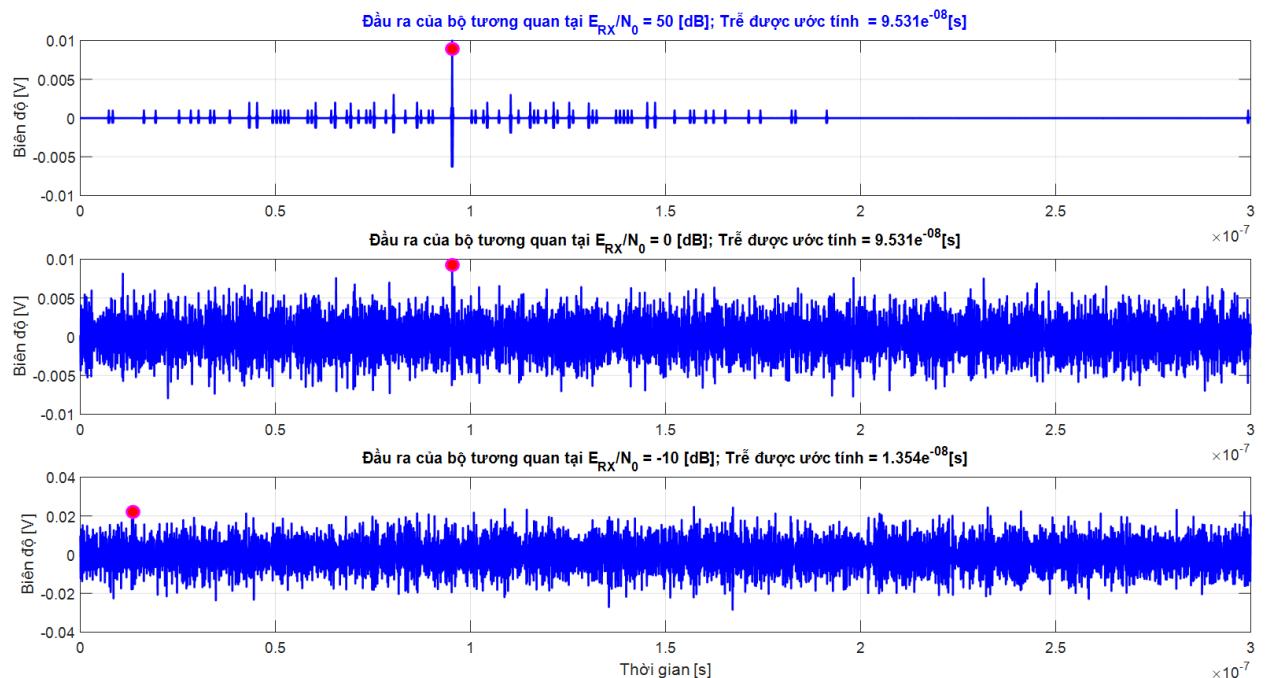
$$\begin{aligned} [\text{peak3}, \text{index3}] &= \max(C3); \\ \text{Trễ được ước tính}_3 &= \text{index3*dt;} \\ \Rightarrow \text{Trễ được ước tính}_3 &= 1.354\text{e-008} \end{aligned}$$

Ước tính thời điểm đến của chuỗi hoa tiêu trong trường hợp tín hiệu C3 bị ảnh hưởng bởi một lỗi 0,84 ns. Lỗi này có thể dẫn đến suy giảm hiệu năng của quá trình quyết định khi các ký hiệu dữ liệu được phát.

Tổng kết mô phỏng này bằng hình 4.50b với mục đích so sánh và biến diễn quá trình ước tính trễ truyền sóng.



**Hình 5.50a** Tín hiệu đầu ra bộ tương quan  $C3$ , tương ứng với  $E_{RX}/N_0 = -10$  dB.



**Hình 5.50b:** Tín hiệu đầu ra bộ tương quan  $C1, C2, C3$  tại một số giá trị khác nhau của  $E_{RX}/N_0$

#### ❖ Trường hợp kênh đa đường

Ảnh hưởng của truyền dẫn chuỗi hoa tiêu trong môi trường kênh đa đường lên hiệu năng đồng bộ. Ta có thể phân tích ảnh hưởng lên hiệu năng đồng bộ của truyền dẫn chuỗi hoa tiêu trên kênh đa đường. Cụ thể là, ta xét trường hợp xảy ra tán thời do đáp ứng xung kim kênh gây ra nhiều xuyên ký hiệu ISI tại máy thu, hoặc khi phân cách thời gian giữa các xung trong chuỗi hoa tiêu nhỏ hơn so với trại trễ do truyền sóng đa đường gây ra. Ta xét hai trường hợp, tương ứng với các kịch bản truyền dẫn khác nhau.

✓ **Kịch bản thứ nhất:**

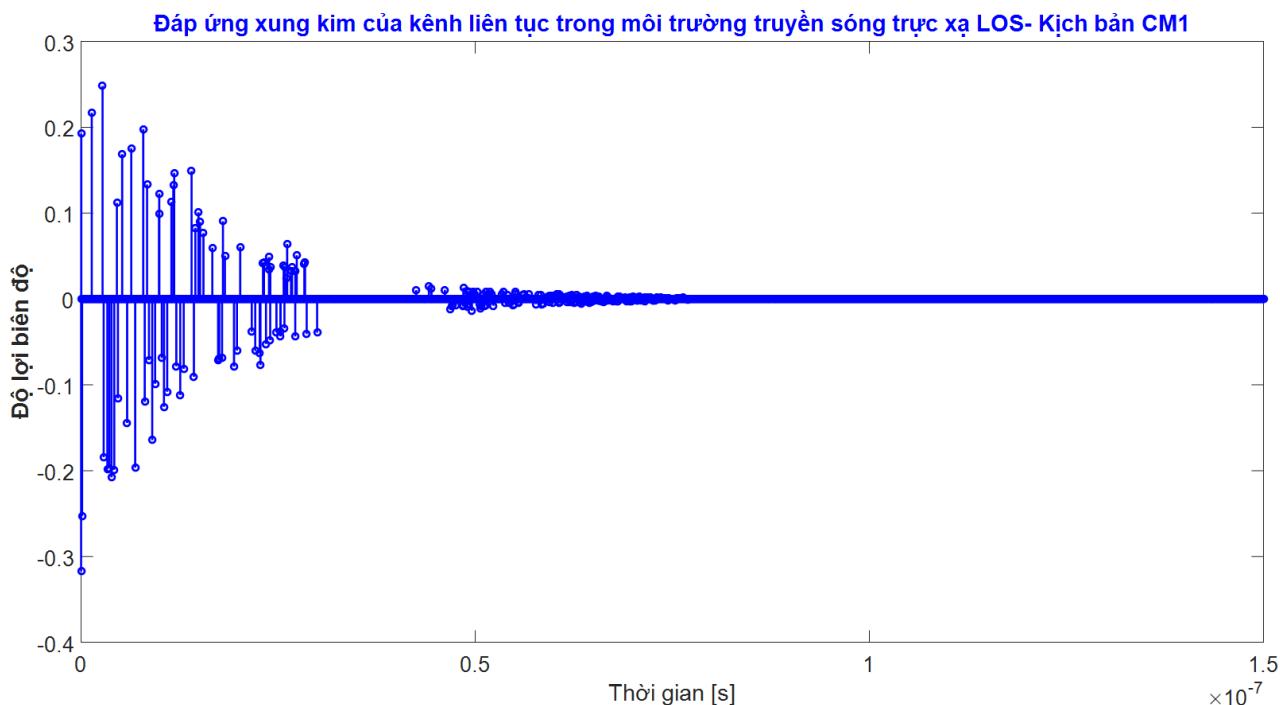
Ta mô phỏng đánh giá ảnh hưởng của truyền dẫn chuỗi hoa tiêu trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS lên hiệu năng đồng bộ.

Ta giả sử máy thu trực tiếp nhìn thấy máy phát (môi trường truyền sóng trực xạ LOS). Do đó, ta có thể xét kịch bản đầu tiên của mô hình kênh IEEE đã được mô tả trong mục 4.3. Kịch bản CM1 trong Sim\_UWB 4.05 (chương 4). Đáp ứng xung kim kênh (CIR) tương ứng với kịch bản này có được bằng cách thực hiện **Prog 4.12** với các tham số là:  $OT = 200e-9$ ;  $ts = 1e-9$ ;  $LAMBDA = 0.0233*1e9$ ;  $lambda = 2.5e9$ ;  $GAMMA = 7.1e-9$ ;  $gamma = 4.3e-9$ ;  $sigma = 10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigma2 = 10^{(3.3941/10)}$ ;  $sigmax = 10^{(3/10)}$ ;  $rdt = 0.001$ ;  $PT = 50$ ;  $G = 1$ .

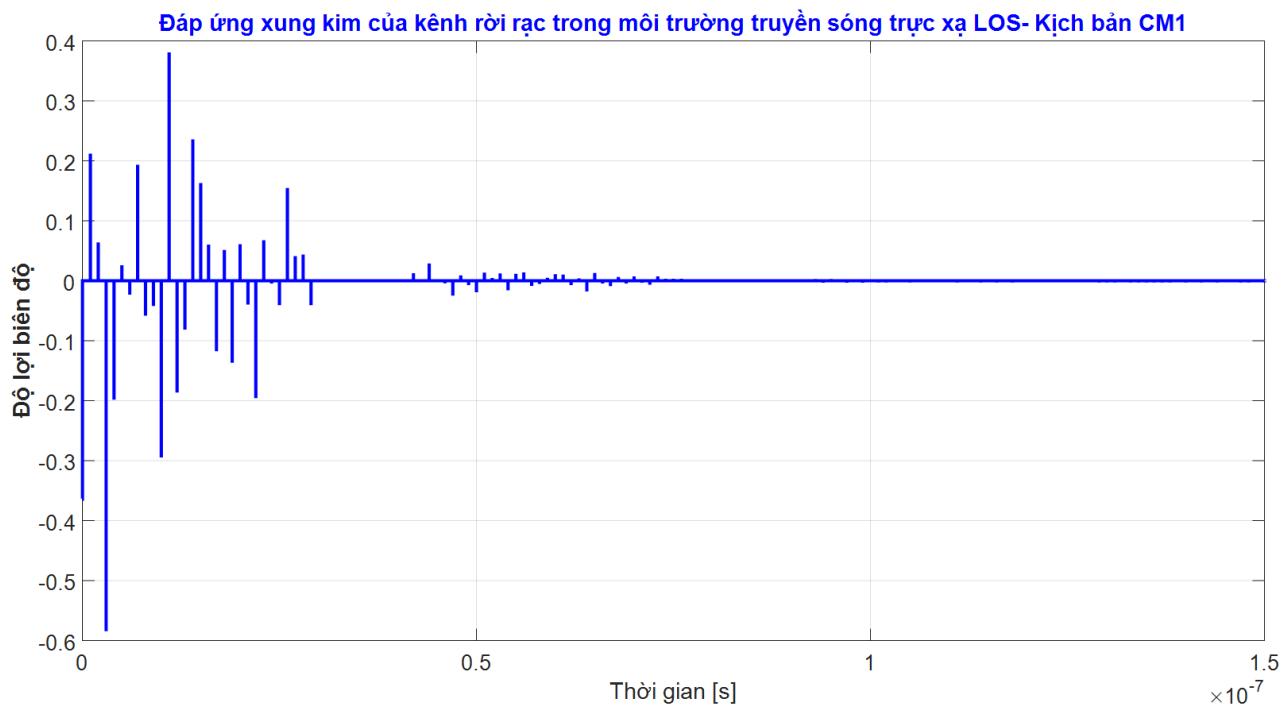
Mô phỏng để tạo đáp ứng xung kim của kênh cho kịch bản này là:

$[h0I, hfI, OT, ts, X] = \text{uwb40501\_IEEEuwb}(fc, I, CM1);$

Kết quả là, đáp ứng xung kim của kênh truyền sóng UWB liên tục và rời rạc trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS (*kịch bản CM1*) được biểu diễn trên hình 5.51 và hình 5.52.



**Hình 5.51** Đáp ứng xung kim của kênh liên tục (trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS-kịch bản CM1)



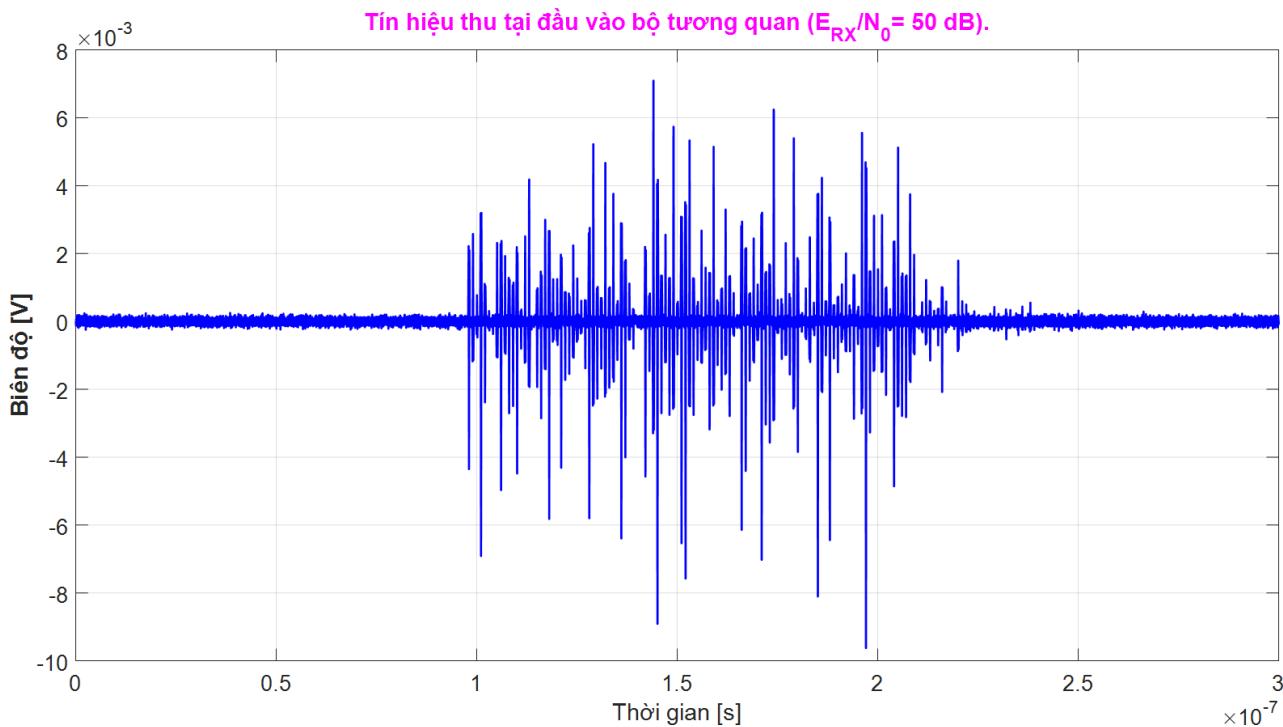
**Hình 5.52** Đáp ứng xung kim của kênh rời rạc (trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS-Kích bản CM1)

Tín hiệu thu tại đầu vào bộ tương quan được ước tính như sau:

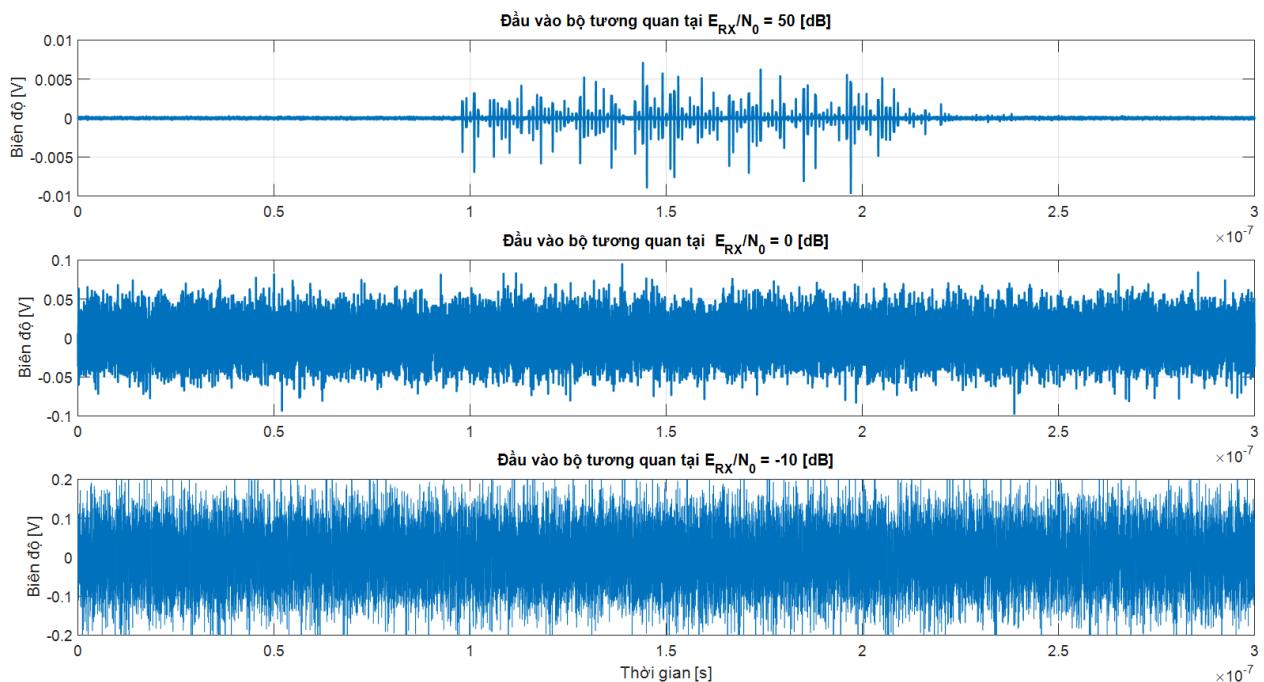
```
Rxc1 = conv(rx0, hfl);
Rxc1 = Rxc1(1:length(rx0));
Rxc1a = Rxc1 + noise(1, :);
Rxc1b = Rxc1 + noise(2, :);
Rxc1c = Rxc1 + noise(3, :);
```

Kết quả là, ta được 3 tín hiệu **Rxc1a**, **Rxc1b**, **Rxc1c** tương ứng chuỗi hoa tiêu được truyền qua kênh đa đường (hình 5.52) tại các giá trị khác nhau của  $E_{RX}/N_0$  ở máy thu. Trong đó: tín hiệu **Rxc1a** ứng với kịch bản tựa lý tưởng khi  $E_{RX}/N_0 = 50$  dB; tín hiệu **Rxc1b** ứng với trường hợp  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB; và tín hiệu **Rxc1c** ứng với trường hợp  $E_{RX}/N_0 = -10$  dB. Lưu ý rằng  $E_{RX}$  là tổng năng lượng thu trên mỗi xung (năng lượng được tập hợp bằng cách bắt giữ tất cả bản sao của cùng một xung phát đến máy thu sau khi truyền dẫn đa đường).

Như vậy, các tín hiệu **Rxc1a**, **Rxc1b** và **Rxc1c** tại đầu vào bộ tương quan phải chịu ảnh hưởng bởi cả tạo âm Gausse và méo (do chồng lấn xung). Minh họa ảnh hưởng của méo lên tín hiệu do truyền dẫn đa đường gây ra được biểu diễn trên hình 5.53a, biểu thị dạng sóng **rxc1a** tại đầu vào máy thu khi  $E_{RX}/N_0 = 50$  dB.



**Hình 5.53:** Tín hiệu thu **Rxc1a** tại đầu vào bộ tương quan ( $E_{RX}/N_0 = 50$  dB)



**Hình 5.53b:** Tín hiệu thu tại đầu vào bộ tương quan tại một số giá trị của  $E_{RX}/N_0$

Tùy dạng sóng **Rxc1a**, **Rxc1b** và **Rxc1c**, hoạt động của bộ lọc tương quan có thể được mô phỏng như trong trường hợp AWGN:

[*Cm1*] = **uwb50502\_corrssyn**(*Rxc1a*, *pilot*, *fc*);  
 [*Cm2*] = **uwb50502\_corrssyn**(*Rxc1b*, *pilot*, *fc*);  
 [*Cm3*] = **uwb50502\_corrssyn**(*Rxc1c*, *pilot*, *fc*);

Xác định trễ được ước tính bằng cách:

$$[\text{peak, index}] = \max(Cm1);$$

Trễ được ước tính\_m1 = index\*dt;  
 ⇒ **Trễ được ước tính\_m1 = 9.531e-008**

[peak, index] = max(Cm2);  
 Trễ được ước tính\_m2 = index\*dt;  
 ⇒ **Trễ được ước tính\_m2 = 9.531e-008**

[peak, index] = max(Cm3);  
 Trễ được ước tính\_m3 = index\*dt;  
 ⇒ **Trễ được ước tính\_m3 = 1.354e-008**

Kết quả mô phỏng này giống với trường hợp AWGN, nghĩa là, ta đạt được sự đồng bộ hoàn hảo tại  $E_{RX}/N_0 = 50$  dB và  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB, trong khi lỗi đồng bộ 0, 84 ns xảy ra trong trường hợp  $E_{RX}/N_0 = -10$  dB. Ta nhận thấy rằng, trong mô phỏng của ta, sự hiện diện của đa đường không làm suy giảm thêm về hiệu năng do quá trình thực hiện đồng bộ hóa. Tuy nhiên, sự hiện diện của đa đường làm cho tín hiệu tại đầu ra bộ tương quan trở nên nhạy cảm với tạp âm hơn, khi này ta có thể xác minh bằng cách giảm hơn nữa giá trị của  $E_{RX}/N_0$ .

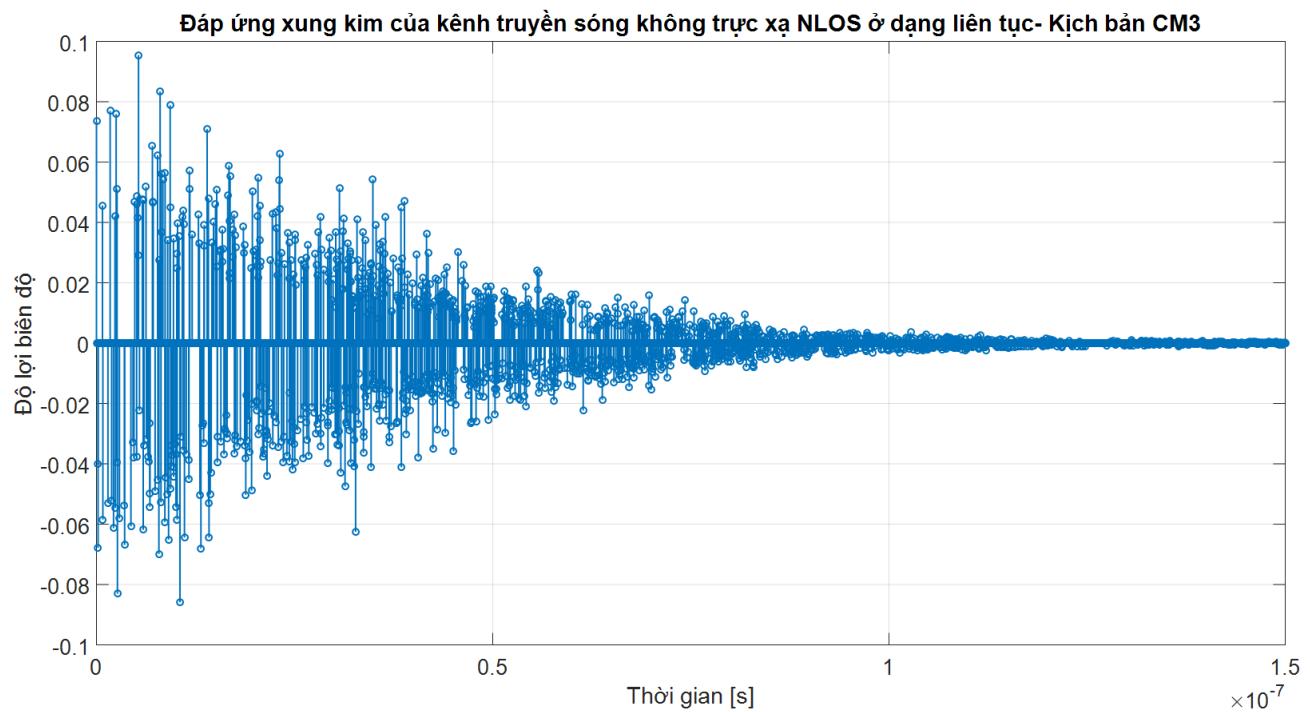
✓ **Kịch bản thứ hai:**

Ta mô phỏng đánh giá ảnh hưởng của truyền dẫn chuỗi hoa tiêu trong môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS lên hiệu năng đồng bộ.

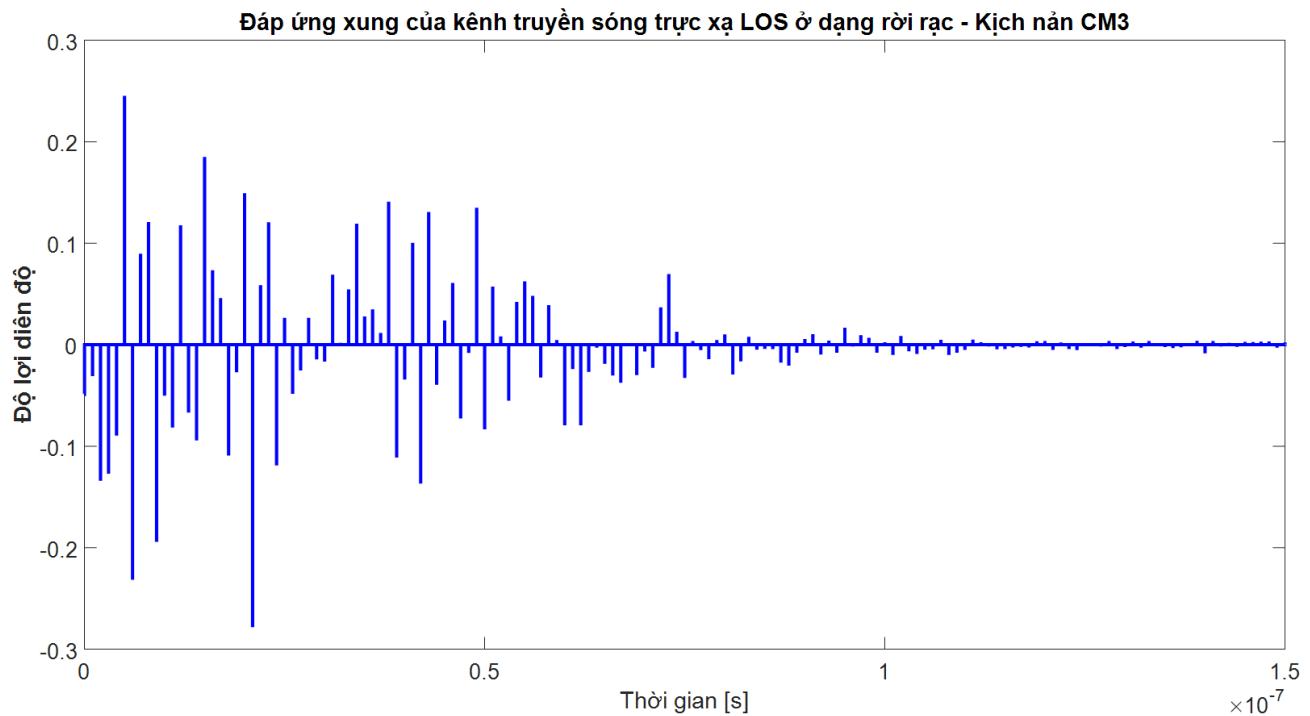
Có thể quan sát được các kết quả khác khi xét kịch bản truyền sóng không trực xạ NLOS, nghĩa là, khi trải trễ của kênh đa đường tăng. Muốn vậy, ta tạo đáp ứng xung ứng xung kim của kênh NLOS bằng cách thực hiện mô phỏng bởi **Prog 4.12**. Khi này, ta thiết trị cho tập các tham số đặc trưng của kênh NLOS như sau:  $OT=200e-9; ts=1e-9; LAMBDA=0.0667*1e9; lambda=2.1e9; GAMMA=14e-9; gamma=7.9e-9; sigma=10^{(3.3941/10)}; sigma2=10^{(3.3941/10)}; sigmax=10^{(3/10)}; rdt= 0.001; PT= 50; G= 1$ . Kịch bản CM3 trong **Sim\_UWB 4.05**. Mô phỏng tạo đáp ứng xung kim của kênh NLOS là:

$[h02, hf2, OT, ts, X] = \text{uwb40501\_IEEEuwb}(fc, 1, CM3);$

Kết quả là, ta được đáp ứng xung kim của kênh NLOS và được biểu diễn trên Hình 5.54 và hình 5.55.



**Hình 5.54** Đáp ứng xung kim của kênh truyền sóng không trực xạ NLOS ở dạng liên tục- kích bản CM3.



**Hình 5.55:** Đáp ứng xung của kênh truyền sóng trực xạ LOS ở dạng rời rạc – Kích bản CM3

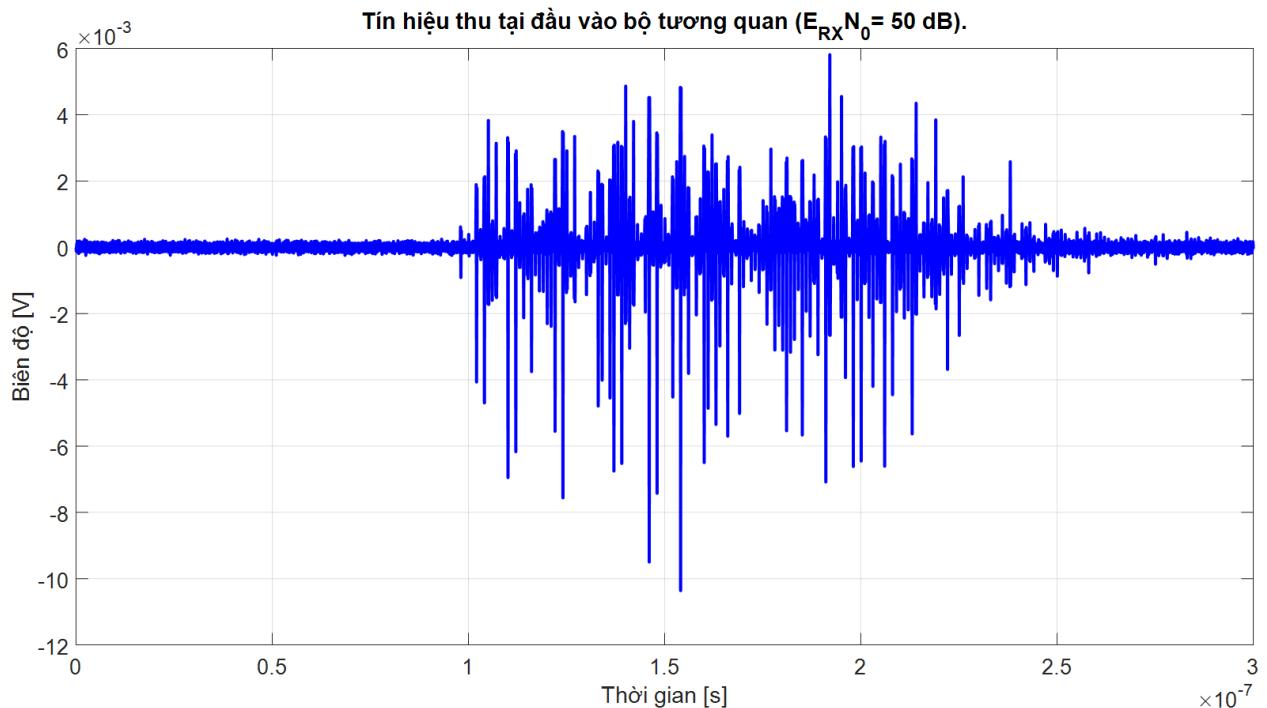
Khi này, tín hiệu thu tại đầu vào bộ tương quan được ước tính như sau:

```

Rxc2 = conv(rx0, hf2);
Rxc2 = Rxc2(1:length(rx0));
Rxc2a = Rxc2 + noise(1, :);
Rxc2b = Rxc2 + noise(2, :);
Rxc2c = Rxc2 + noise(3, :);

```

Tương tự như kịch bản thứ nhất, tín hiệu **Rxc2a**, **Rxc2b**, **Rxc2c** tương ứng với trường hợp truyền dẫn chuỗi hoa tiêu trên kênh đa đường (hình 5.55) tại các giá trị khác nhau của  $E_{RX}/N_0$  ở máy thu. Trong đó: tín hiệu **Rxc2a** ứng với kịch bản tựa lý tưởng khi  $E_{RX}/N_0 = 50$  dB; tín hiệu **Rxc2b** ứng với trường hợp  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB; và tín hiệu **Rxc2c** ứng với trường hợp  $E_{RX}/N_0 = -10$  dB. Do trai trẽ lớn hơn (là đặc trưng của truyền sóng không trực xạ NLOS), nên gây méo nghiêm trọng hơn so với trường hợp truyền sóng trực xạ LOS. Ảnh hưởng này có thể quan sát được trên hình 5.56, trong đó biểu diễn dạng sóng **Rxc2a** ở đầu vào máy thu tại  $E_{RX}/N_0=50$  dB. Khi so sánh đồ thị trong hình 5.56 với đồ thị hình 5.53, ta có thể nhận thấy rằng ảnh hưởng của trai trẽ do truyền dẫn đa đường trong trường hợp NLOS rõ ràng hơn so với trường hợp LOS.



**Hình 5.56** Tín hiệu thu Rxc2a tại đầu vào bộ tương quan ( $E_{RX}/N_0 = 50$  dB).

Hiệu năng của bộ lọc tương quan trong trường hợp truyền sóng không trực xạ NLOS có được như sau:

```
[Cn1] = uwb50502_corrssyn(Rxc2a, pilot, fc);
[Cn2] = uwb50502_corrssyn(Rxc2b, pilot, fc);
[Cn3] = uwb50502_corrssyn(Rxc2c, pilot, fc);
```

Xác định trẽ được ước tính bằng cách:

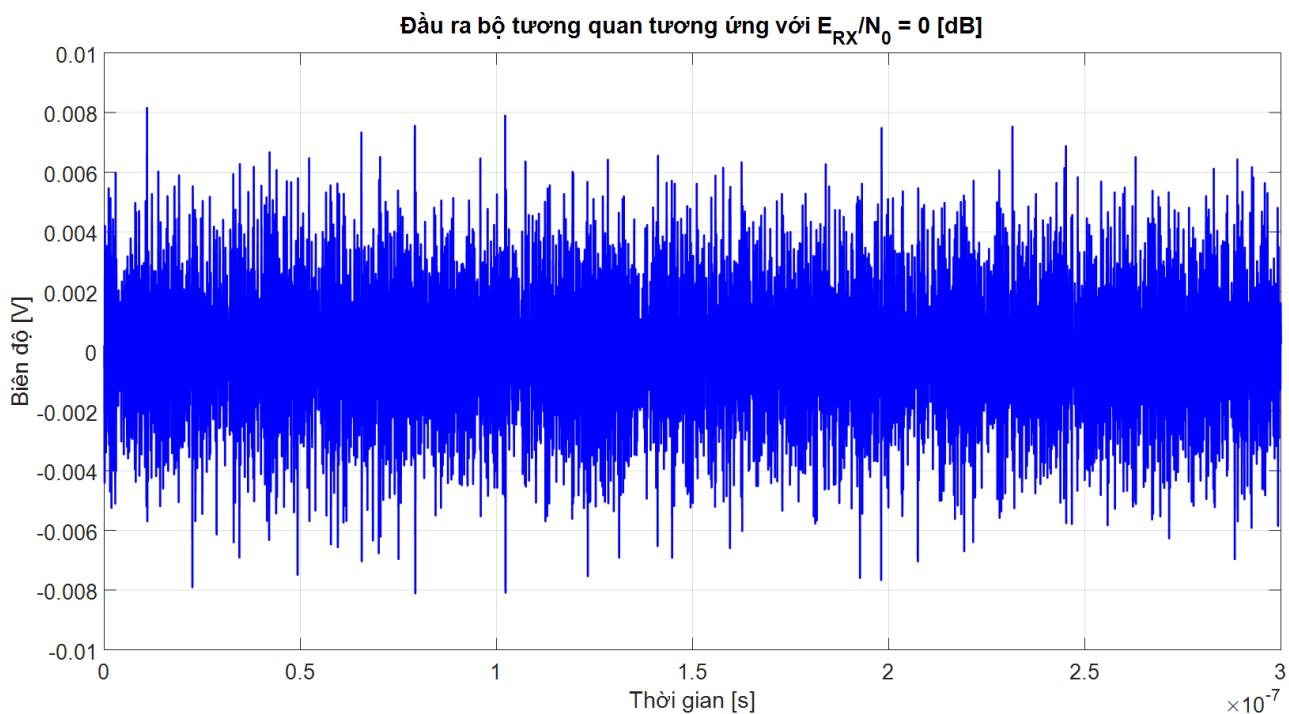
$$\begin{aligned} [\text{peak}, \text{index}] &= \max(Cn1); \\ \text{Trẽ được ước tính}_n1 &= \text{index} * dt; \\ \Rightarrow \text{Trẽ được ước tính}_n1 &= 5.0280e-008 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [\text{peak}, \text{index}] &= \max(Cn2); \\ \text{Trẽ được ước tính}_n2 &= \text{index} * dt; \\ \Rightarrow \text{Trẽ được ước tính}_n2 &= 5.9200e-008 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [\text{peak}, \text{index}] &= \max(Cn3); \\ \text{Trẽ được ước tính}_n3 &= \text{index} * dt; \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \text{Tr} \tilde{e} \text{ được ước tính}_n = 5.9280e-008$$

Từ các kết quả ở trên, ảnh hưởng của méo do truyền sóng không trực xạ NLOS lên chuỗi hoa tiêu thu gây ra sai số đồng bộ thời gian khoảng 9 ns cho cả trường hợp  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB và  $E_{RX}/N_0 = -10$  dB. Lý do đối với sự chênh lệch này giữa trễ truyền sóng và trễ ước tính được tại máy thu có thể thấy trong hình dạng của đáp ứng xung kim kênh hình 5.55. Trong hình này, ta có thể xác minh sự xuất hiện đường truyền sóng nổi trội tại 9 ns sau đường truyền sóng đầu tiên tới máy thu. Ảnh hưởng của đường truyền vượt trội này được thấy ở hình 5.57, biểu trưng cho đầu ra bộ tương quan trong trường hợp  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB. Trong hình này, đỉnh hữu hiệu tại 50,28 ns bị vượt quá về biên độ bởi đỉnh lớn nhất tại 59,2 ns (nghĩa là đỉnh mong muốn bị lấn át, đỉnh mong đợi này không phải là đỉnh lớn nhất).



**Hình 5.57** Đầu ra bộ tương quan  $Cn2$  tương ứng với  $E_{RX}/N_0 = 0$  dB.

## 5.5. Tổng kết

Chương này ta đã xét các kỹ thuật then chốt cho việc thu và xử lý tín hiệu UWB. Trên cơ sở các đặc trưng của tín hiệu UWB (chương 2), đặc tính và tính cách của kênh truyền sóng UWB (chương 4), các kỹ thuật đặc thù và phù hợp được trình bày, cụ thể là: (1) Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh AWGN cho từng loại tín hiệu UWB; (2) Thu và xử lý tín hiệu trong môi trường kênh đa đường; (3) Phân tích hiệu năng đường truyền vô tuyến băng siêu rộng UWB (giới hạn công suất phát và mặt nạ phát xạ, quỹ đường truyền); (4) Vấn đề đồng bộ trong truyền thông IR-UWB.

Thông qua kỹ thuật xử lý được trình bày và được Matlab hóa, các kết quả mô phỏng đã làm sáng tỏ hiệu năng của các kỹ thuật xử lý tín hiệu UWB như bộ thu tương quan (thu và xử lý tương quan), quyết định cứng và quyết định mềm, kỹ thuật kết hợp tín hiệu, máy thu Rake, v.v... các tham số và nhân tố ảnh hưởng lên hiệu năng của hệ thống UWB. Các chương trình tính toán và mô phỏng trên Matlab được lưu trên đĩa CD kèm theo, được tổng hợp và tóm tắt ở phụ lục 1A.

## Truyền thông vô tuyến UWB đa người dùng

### 6.1 Mở đầu

Việc thiết kế hệ thống truyền thông vô tuyến đa người dùng dựa vào việc chấp nhận chiến lược đa truy nhập ở dạng nhiều người dùng cùng chia sẻ tài nguyên phổ tần chung với điều kiện các mức nhiễu tương hỗ được kiểm soát. Chương này ta phân tích truyền thông vô tuyến UWB đa người dùng. Cụ thể là, ta tập trung phân tích nhiễu đa người dùng, mở rộng các kết quả đã xét ở chương 5 “*Phân tích hiệu năng của đường truyền vô tuyến UWB*”, trong đó chỉ xét tạp âm nhiệt. Hơn nữa, hình thành cơ sở cho việc hiểu các thuật toán về nguyên tắc truy nhập môi trường ở lớp trên như lớp điều khiển truy nhập môi trường (MAC).

### 6.2 Đa truy nhập và nhiễu đa người dùng

Hệ thống truyền thông cung cấp đa truy nhập (MA) khi nhiều người dùng được phép chia sẻ cùng môi trường vật lý để phát và thu các luồng dữ liệu. Có thể phân tách giữa các người dùng khi tài nguyên truyền dẫn được chia sẻ theo cách kết hợp và các người dùng khác nhau chiếm dùng các kênh khác nhau. Kênh thường được nhìn nhận theo:

- ✓ Khe thời gian trong đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA), nghĩa là, tài nguyên được phân chia là thời gian.
- ✓ Băng tần trong đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA), nghĩa là, tài nguyên được phân chia là tần số.
- ✓ Mã trong đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA), nghĩa là, tài nguyên được phân chia là họ các mã.

Hoặc là sự kết hợp chúng với nhau. Các phương pháp đa truy nhập đã được xét một cách phổ cập cho hệ thống dựa trên các kỹ thuật truyền dẫn tương tự. Hệ thống truyền thông đa người dùng dựa vào UWB có thể chấp nhận bất kỳ phương pháp ở trên. Xu hướng hiện tại trong IEEE 802.15.3a đang chấp nhận chiến lược đa truy nhập MA, điển hình là TDMA, cho lớp vật lý UWB.

Vô tuyến xung kim IR tạo ra khả năng phân chia thời gian theo cách đặc thù do bản chất xung hẹp. Trong chương 2 ta xét thấy phổ của tín hiệu IR thường được định dạng bởi việc mã hóa ký hiệu dữ liệu bằng chuỗi mã TH (điển hình là chuỗi giả ngẫu nhiên PN), chuỗi mã này đảm bảo cho việc đa truy cập môi trường, khai thác tính trực giao của mã để phân tách dữ liệu người dùng. Theo cách phân chia tài nguyên này, ta gọi là đa truy cập nhảy thời gian (THMA). Ta lưu ý rằng, trong THMA, tài nguyên được hình thành do việc kết hợp thời gian và mã. Trường hợp thứ hai, DS-UWB là phiên bản xung hóa của DS-CDMA. Giống như THMA, DS-UWB tạo ra tính tăng nội tại cho việc đa truy cập, và mỗi người dùng được gán bởi một mã riêng.

Trường hợp UWB cuối cùng, được xét ở chương 2, trong giải pháp đa băng phi vô tuyến xung kim (non-IR), trong OFDM, đa truy nhập MA có được bằng cách dùng TDMA. Thay cho TDMA là CDMA đa sóng mang (MC-CDMA), theo đó người dùng sẽ truyền dữ liệu của mình trên

các sóng mang con bởi các mã khác riêng (Hanzo et al., 2003), như được thấy ở phương trình (2.20) trong chương 2.

Chương này, ta tập chung phân tích các tùy chọn của vô tuyến xung kim IR (THMA và CDMA), nhằm đặc tính hóa lớp vật lý và thiết lập nền tảng cho việc định nghĩa về MAC. Việc lựa chọn chiến lược MA là vấn đề xử lý phức tạp, nó bao gồm việc định nghĩa MAC.

Sơ bộ, THMA thuộc loại CDMA vì các người dùng khác nhau nhận các mã khác nhau, mặc dù thuộc về cơ chế THMA, các người dùng cũng được phân tách về thời gian, mỗi mã đều tác động lên việc điều chỉnh tín hiệu phát theo cách máy thu tham chiếu có khả năng phân tách các tín hiệu người dùng, được máy thu tham chiếu coi là tín hiệu nhiễu. Khả năng loại bỏ tín hiệu không mong muốn phụ thuộc vào các đặc tính của mã và phụ thuộc vào độ đồng bộ hệ thống. Trong điều kiện đồng bộ hoàn hảo, kênh lý tưởng, mã trực giao, thì máy thu không bị ảnh hưởng bởi sự hiện hữu của nhiều truyền dẫn. Tuy nhiên, trên thực tế các thiết bị không thể đạt được đồng bộ lý tưởng và các mã bị mất tính trực giao (do sự khác nhau về trễ truyền lan), máy thu có thể không có khả năng loại bỏ hoàn toàn các tín hiệu không mong muốn, dẫn đến hiệu năng hệ thống bị ảnh hưởng bởi nhiễu đa người dùng MUI.

Tồn tại một số phương pháp ước lượng ảnh hưởng của MUI lên hiệu năng xác suất lỗi ký hiệu Pre đối với hệ thống OFDM và CDMA trong kênh AWGN. Hầu hết các phương pháp này đều dựa vào giả thuyết xấp xỉ Gausơ chuẩn (SGA), trong đó tích lũy ảnh hưởng của tất cả các thành phần gây nhiễu tại máy thu được coi là tạp âm Gausơ cộng có PSD đồng đều trên toàn bộ dải tần hoạt động. Trong điều kiện giả thuyết này, máy thu có khả năng chịu được MUI và được biểu diễn là hàm của độ lợi xử lý của hệ thống (là tỷ số giữa độ rộng băng tần truyền dẫn tổng trên tốc độ dữ liệu người dùng), độ lợi xử lý càng lớn thì khả năng đề kháng đối với MUI càng cao, hay số lượng thiết bị truy cập đồng thời vào môi trường càng nhiều tại giá trị tiền định của Pre. Tương tự, xử lý cho truyền dẫn liên tục dựa vào giả thuyết SGA. Ta tập trung phân tích hệ thống THMA-UWB dị đồng bộ trong điều kiện giả thuyết đồng bộ hoàn hảo giữa máy phát/thu, nghĩa là, thu nhận nhất quán.

Phản tiếp theo, ta rút ra hiệu năng của hệ thống và đặc tính hóa nhiễu đa người dùng MUI đối với các tùy chọn của IR-UWB trong điều kiện giả thuyết xấp xỉ Gausơ chuẩn SGA. Giả thuyết SGA chỉ hợp lệ một cách tiệm cận và là đáng ngờ (có vấn đề) đối với hệ thống IR và hệ thống CDMA truyền thông. Với hệ thống THMA-UWB, đã được chỉ ra rằng, khi điều khiển công suất hoàn hảo, SGA dẫn đến các dự đoán về sàn xác suất lỗi ký hiệu Pre lạc quan hơn so với các kết quả từ việc mô phỏng. Các kết quả này được xác nhận trong điều kiện không điều khiển công suất. Ta cũng thảo luận giới hạn về SGA đối với hệ thống IR, khi có và không có điều khiển công suất hoàn hảo và sẽ được phân tích dựa vào các mô phỏng trong Sim\_UWB 6.01.

### 6.3 Hiệu năng hệ thống IR-UWB đa người dùng dựa trên SGA

Phần này ta xét hiệu năng hệ thống đa người dùng ở dạng xác suất lỗi ký hiệu  $Pr_e$  trong trường hợp truyền dẫn vô tuyến xung kim IR, cụ thể là, THMA-UWB và DS-UWB. Kết quả trong chương 5 được mở rộng, với mục đích kết hợp sự hiện diện của một số người dùng trong hệ thống, và dẫn đến tồn tại nhiễu đa người dùng MUI. Như đã được đề cập trong chương 5, nhảy thời gian TH được sử dụng kết hợp với cả điều chế vị trí xung PPM và điều chế biên độ xung PAM. Ta rút ra được  $Pr_e$  cho cả hai tùy chọn điều chế, và cuối cùng ta phân tích trường hợp DS-UWB. Tất cả các phân tích nhận được trong phần này được thực hiện dựa trên những giả thiết sau:

1. Tất cả các chuỗi nhị phân nguồn **b** tạo bởi các biến ngẫu nhiên phân bố như nhau và độc lập thống kê có xác suất các ký hiệu “0” và “1” bằng nhau.
2. Mọi dữ liệu nguồn đều sử dụng cùng tần số lặp xung  $1/T_s$ .
3. Các mã là độc lập và có xác suất bằng nhau. Mỗi mã được tạo ra một cách ngẫu nhiên tương ứng với một chuỗi giả tạp âm PN.
4. Với mỗi đường truyền giữa một máy phát tham chiếu và máy thu tham chiếu, thì cặp máy phát/thu tham chiếu sử dụng một mã cụ thể và mã này được biết tại máy thu.
5. Xung được giả thiết có giới hạn trong  $T_M$  và có dạng đối xứng quanh giá trị trung tâm.
6. Truyền lan sóng vô tuyến trong môi trường kênh không đa đường (đơn đường, một đường). Đáp ứng xung kim của kênh đơn đường ứng với kênh đường truyền giữa người dùng  $n$  và máy thu tham chiếu là 1 hàm của hai tham số độ lợi và thời gian trễ của người dùng thứ  $n$   $\alpha^{(n)}$  và  $\tau^{(n)}$ , nghĩa là  $h^{(n)}(t) = f(\alpha^{(n)}, \tau^{(n)})$ . Thời gian trễ được giả thiết là các biến ngẫu nhiên đồng nhất phân bố đều và độc lập trên khoảng  $[0, T_s]$ . Khi này, đáp ứng xung được viết như sau:

$$h^{(n)}(t) = \alpha^{(n)} \delta(t - \tau)^{(n)} \quad (6.1)$$

7. Đầu ra kênh bị nhiễu bởi nhiễu nhiệt  $n(t)$ , được đặc trưng bởi một mật độ phô 2 bên  $N_0/2$  (W/Hz).
8. Máy thu thực hiện cấu trúc tương quan nhất quán đơn người dùng cùng với quyết định mềm bởi bộ tách sóng theo nguyên tắc khả năng giống nhất ML, như đã được xét ở chương 5 “Thu và xử lý tín hiệu UWB”. Tín hiệu thu được phân tích trên từng khoảng thời gian của bit  $T_b$  bằng việc xét  $N_s$  xung hợp thành mỗi bit.
9. Hệ thống là dị bộ, nhưng đường truyền tham chiếu giữa máy phát/thu tham chiếu được cho là đồng bộ hoàn hảo với giả thiết tách sóng nhất quán.

### 6.3.1 Điều chế vị trí xung nhị phân cùng với THMA: 2PPM-THMA

Tín hiệu PPM-THMA nhị phân phát bởi người dùng  $n$  được biểu diễn bởi (2.2), được viết lại như sau:

$$s_{TX}^{(n)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{TX}^{(n)}} p_0 \left( t - jT_s - c_j^{(n)} T_c - \alpha_j^{(n)} \varepsilon \right) \quad (6.2)$$

trong đó:  $p_0(t)$  là dạng xung năng lượng chuẩn hóa;  $E_{TX}^{(n)}$  là năng lượng phát trên mỗi xung đơn.

Như đã được xét trong chương 2,  $c_j^{(n)} T_c$  là dịch thời bởi mã TH;  $c_j^{(n)}$  là hệ số thứ  $j$  của chuỗi TH được chiếm dùng bởi người dùng  $n$ ; và  $T_c$  là thời gian của chip. Mỗi mã TH là một chuỗi  $N_p$  biến ngẫu nhiên phân bố đồng nhất và độc lập thống kê có xác suất là  $1/N_h$ , giả thiết là một giá trị nguyên trong khoảng  $[0, N_h - 1]$ . Vì nhiều thiết bị cùng chia sẻ một môi trường, nên để tránh xung đột tại máy thu, mỗi người dùng được cấp một mã TH riêng.

Thành phần  $a_j^{(n)}\varepsilon$  biểu trưng cho dịch thời do điều chế;  $\varepsilon$  là dịch thời do PPM và  $a_j^{(n)}$  là giá trị nhị phân (“0” hoặc “1”) được mang bởi xung thứ  $j$  của người dùng  $n$ . Chuỗi **a** là đầu ra của bộ mã hóa lặp mã ( $N_s$ , 1) khi đưa vào chuỗi nhị phân (chuỗi **b**). Trường hợp tổng quát,  $N_s > 1$  xung mang thông tin của một bit. Việc thể hiện  $N_s$  xung cho mỗi bit, áp đặt ràng buộc về chu kỳ lặp xung trung bình  $T_s$ , nghĩa là:

$$T_s \leq T_b / N_s \Rightarrow T_s = \gamma_R (T_b / N_s) \text{ với } \gamma_R \leq 1 \quad (6.3)$$

Để đơn giản trong phân tích, dịch thời tối đa do mã TH không vượt quá  $T_s$ . Với một giá trị của  $N_h$  tiền định, ràng buộc về thời gian chip  $T_c$  được biểu diễn bởi:

$$T_c \leq T_s / N_h \Rightarrow T_c = \gamma_c (T_s / N_h) \text{ với } \gamma_c \leq 1 \quad (6.4)$$

Cuối cùng, mỗi xung được chứa trong  $T_c$  sau điều chế, ta có:

$$\varepsilon \leq T_c - T_M \quad (6.5)$$

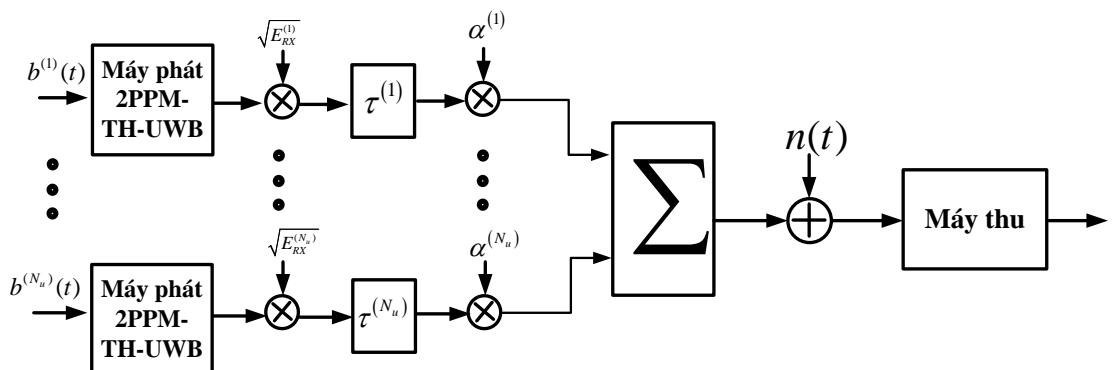
trong đó  $T_M$  là khoảng thời gian của  $p_0(t)$ .

Với mô hình kênh (6.1) và tạp âm nhiệt tại đầu ra kênh, tín hiệu thu tại máy thu tham chiếu được cho bởi tổng tất cả tín hiệu phát từ  $N_u$  máy phát như sau:

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{RX}^{(n)}} p_0 \left( t - jT_s - c_j^{(n)} T_c - \alpha_j^{(n)} \varepsilon - \tau^{(n)} \right) + n(t) \quad (6.6)$$

trong đó  $E_{RX}^{(n)} = (\alpha^{(n)})^2 \times E_{TX}^{(n)}$

Mô hình sơ đồ hệ thống cho hệ thống dị bộ được xét như hình 6.1.



**Hình 6.1** Mô hình hệ thống

Với tính đối xứng của mô hình, ta tập trung phân tích trên một đường truyền. Giả sử máy thu tham chiếu đang dõi theo máy phát đầu tiên (TX1). Với giả thiết đồng bộ hoàn hảo giữa TX1 và máy thu tham chiếu, trễ thời gian  $\tau^{(1)}$  được biết trước tại máy thu, và giả thiết  $\tau^{(1)}=0$  để thể hiện các trễ và các pha có tính tương đối. Vì vậy, tín hiệu thu được viết:

$$r(t) = r_u(t) + r_{mui}(t) + n(t) \quad (6.7)$$

Với  $r_u(t)$  là tín hiệu hữu ích và  $r_{mui}(t)$  là nhiễu đa người dùng MUI.

Với máy thu quyết định mềm và tính đối xứng của hệ thống, ta tập trung phân tích trên thời gian 1 bit  $[0, T_b]$ . Do đó, các thành phần  $r_u(t)$  và  $r_{mui}(t)$  được thể viết như sau:

$$r_u(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} \sqrt{E_{RX}^{(1)}} p_0 \left( t - jT_c - c_j^{(1)} T_c - \alpha_j^{(1)} \varepsilon \right), \quad t \in [0, T_b] \quad (6.8)$$

$$r_{mui}(t) = \sum_{n=2}^{N_s} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_{RX}^{(n)}} p_0 \left( t - jT_c - c_j^{(n)} T_c - a_j^{(n)} \varepsilon - \tau^{(n)} \right), \quad t \in [0, T_b] \quad (6.9)$$

Tỷ lệ lỗi ký hiệu trung bình trùng với tỷ lệ lỗi bit trung bình  $\Pr_b$  vì điều chế là nhị phân và tương ứng với xác suất tách sai bit tham chiếu b được phát bởi TX1. Bit tham chiếu b được xác định là bit thu được trong khoảng thời gian  $[0, T_b]$ . Đầu ra máy thu tương quan quyết định mềm, như được xét trong phần 5.2, được biểu diễn:

$$Z = \int_0^{T_b} r(t) m(t) dt \quad (6.10)$$

Với  $m(t)$  là mặt nạ tương quan thu và được biểu diễn như sau:

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} v \left( t - jT_s - c_j^{(1)} T_s \right) \\ \text{với } v(t) = p_0(t) - p_0(t - \varepsilon) \quad (6.11)$$

Quy tắc quyết định theo tiêu chuẩn ML cho cả PPM nhị phân tối ưu và trực giao, nghĩa là so sánh  $Z$  với một ngưỡng bằng 0 trong trường hợp (6.10) và (6.11). Ta biết rằng bộ tách tín hiệu là tối ưu nếu tạp âm là Gausor cộng, và trùng với xác suất hậu nghiệm cực đại (MAP) nếu tất cả tín hiệu thu là đồng xác suất. Vì vậy, quy tắc quyết định ML được biểu diễn như sau (xem mục 5.2 trong chương 5):

$$\text{Quy tắc quyết định ML: } \text{nếu } \begin{cases} Z > 0 \Rightarrow \hat{b} = 0 \\ Z < 0 \Rightarrow \hat{b} = 1 \end{cases} \quad (6.12)$$

trong đó  $\hat{b}$  là bit được ước tính. Bằng cách kết hợp (6.7) và (6.10), ta viết:

$$Z = Z_u + Z_{mui} + Z_n \quad (6.13)$$

trong đó:  $Z_u$ ,  $Z_{mui}$  và  $Z_n$  lần lượt là tín hiệu hữu dụng, tạp âm MUI, và tạp âm nhiệt tại đầu ra máy thu. Thành phần  $Z_{mui}$  được loại bỏ tại máy thu nếu tất cả mã là trực giao nhau tại máy thu cùng với đồng bộ hoàn hảo của tất cả các người dùng trong hệ thống. Thành phần  $Z_u$  là tất định nếu bit tham chiếu b được cố định.

Theo nguyên tắc quyết định (6.12), và các ký hiệu nguồn đồng xác suất, xác suất lỗi bit  $\Pr_b$  (xem phần 5.2) được cho bởi:

$$\Pr_b = \frac{1}{2} \Pr(\hat{b} = 1 | b = 0) + \frac{1}{2} \Pr(\hat{b} = 0 | b = 1) \\ = \Pr(\hat{b} = 1 | b = 0) \\ = \Pr(Z < 0 | b = 0) \quad (6.14)$$

Giả thiết xấp xỉ hóa Gausơ chuẩn SGA cho rằng:  $Z_{mui}$  cũng như  $Z_n$ , là các quá trình ngẫu nhiên Gausơ trung bình 0 được đặc trưng hóa bởi phương sai  $\sigma_{mui}^2$  và  $\sigma_n^2$ ,  $\sigma_n^2$  là phương sai của tạp âm nhiệt. Dưới giả thiết SGA, quan hệ giữa  $Pr_b$  và  $SNR_{spec}$  có thể mở rộng từ (5.120), chỉ tính toán với tạp âm nhiệt để kết hợp với trường hợp MUI hiện tại, ta có thể viết:

$$Pr_b = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{SNR_{spec}}{2}}\right) \quad (6.15)$$

Với  $SNR_{spec}$  trong (6.15) bao gồm cả tạp âm nhiệt (*thermal noise*) và tạp âm nhiễu (*interference noise*). Tín hiệu hữu dụng là năng lượng bit  $E_b$ , do đó ta viết:

$$SNR_{spec} = \frac{E_b}{\sigma_n^2 + \sigma_{mui}^2} \quad (6.16)$$

Bằng cách phân tách các thành phần tạp âm nhiệt và tạp âm MUI, (6.16) được viết lại như sau:

$$SNR_{ref} = \left( (SNR_n)^{-1} + (SIR)^{-1} \right)^{-1} = \left( \left( \frac{E_b}{\sigma_n^2} \right)^{-1} + \left( \frac{E_b}{\sigma_{mui}^2} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (6.17)$$

trong đó  $SNR_n$  và  $SIR$  là tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm nhiệt và tỷ lệ tín hiệu trên nhiễu đa người dùng MUI.

Năng lượng tín hiệu hữu dụng  $E_b$  được rút ra bằng cách tính toán năng lượng thành phần có ích tại đầu ra của máy thu cho tất cả  $N_s$  xung tạo thành một bit, nghĩa là:

$$\begin{aligned} E_b &= (Z_u)^2 \\ &= \left( \sqrt{E_{RX}^{(1)} \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_s+c_j^{(1)}T_c}^{jT_s+c_j^{(1)}T_c+T_c} p_0(t - jT_s - c_j^{(1)}T_c) v(t - jT_s - c_j^{(1)}T_c) dt} \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} \left( N_s \int_0^{T_c} p_0(t) \times (p_0(t) - p_0(t - \varepsilon)) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} N_s^2 \left( \int_0^{T_c} p_0(t) p_0(t) dt - \int_0^{T_c} p_0(t) p_0(t - \varepsilon) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} N_s^2 (1 - R_0(\varepsilon))^2 \end{aligned} \quad (6.18)$$

trong đó  $R_0(\varepsilon)$  là hàm tự tương quan của xung  $p_0(t)$ . Nhớ rằng, trong (6.5), chu kỳ xung  $T_M$  nhỏ hơn  $T_c$ .

Phương sai của tạp âm nhiệt tại đầu ra máy thu PPM nhị phân  $\sigma_n^2$  được rút ra trong phần 5.2.2 (chương 5) và được biểu diễn như sau (xem phương trình (5.26) trong chương 5):

$$\sigma_n^2 = N_s N_0 (1 - R_0(\varepsilon)) \quad (6.19)$$

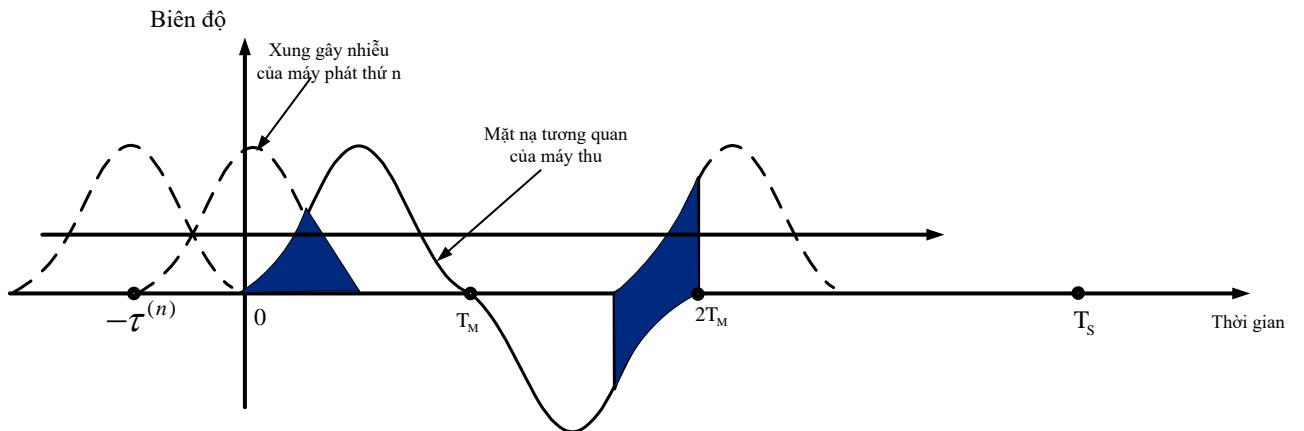
Dẫn đến  $SNR_n$  được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned}
 SNR_n &= \frac{N_s E_{RX}^{(1)}}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon)) \\
 &= \frac{E_b}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon))
 \end{aligned} \tag{6.20}$$

Như đã xét trong mục 5.2.2, từ (6.20) cho thấy,  $SNR_n$  cực đại khi  $R_0(\varepsilon)$  cực tiểu, do đó có thể đạt cực đại bằng cách chọn giá trị  $\varepsilon$  tối ưu. Quá trình này dẫn đến PPM nhị phân **tối ưu**. Lưu ý rằng, do  $R_0(\varepsilon) \equiv 0$  khi  $\varepsilon \geq T_M$ , dẫn đến  $1 - R_0(\varepsilon) = 1$  với mọi giá trị của  $\varepsilon$  lớn hơn thời gian xung  $T_M$ , nghĩa là, với các xung trực giao nhau. Tuy nhiên, giá trị  $\varepsilon$  tối ưu có thể nhỏ hơn  $T_M$  nếu  $R_0(\varepsilon)$  lấy giá trị âm, nghĩa là,  $1 - R_0(\varepsilon) > 1$ . Trong trường hợp xung trực giao, (6.20) rút gọn thành (5.120).

Tại đây ta đặc tính hóa MUI. Vì hệ thống là dị bộ, ta cần xét tất cả các trường hợp “*sự kiện nhiễu*” trong đó xung “*lạ*”, hoặc một xung từ bất kỳ máy phát nào trừ TX1 được tách bởi máy thu. Hình 6.2 thể hiện ảnh hưởng của xung lạ từ TXn tại máy thu, dẫn đến biên độ tạp âm nhiễu (phản tố đậm). Tập âm nhiễu do xung lạ gây ra tại đầu ra máy thu có thể được viết như sau.

$$mui_p^{(n)}(\tau^{(n)}) = \sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) v(t) dt \tag{6.21}$$



**Hình 6.2** Biểu diễn xung nhiễu tại đầu vào máy thu tham chiếu

Tại đây, ta tìm phương sai của tạp âm nhiễu (6.21) theo trẽ giả định,  $\tau^{(n)}$  được phân bố đều trên  $[0, T_S]$ , ta có:

$$\begin{aligned}
 \sigma_{mui_p^{(n)}} &= \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \left( \sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) v(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \\
 &= \frac{E_{RX}^{(n)}}{T_S} \int_0^{T_S} \left( \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) v(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)}
 \end{aligned} \tag{6.22}$$

Giả thiết tất cả các trẽ và tất cả các mã đều độc lập nhằm ép sự kiện xung đột xung trong một khung là sự kiện độc lập của xung đột xảy ra ở bất kỳ khung nào khác mà bất luận các xung nhiễu từ TXn hoặc từ một trong bất kỳ  $N_u - 2$  máy phát nhiễu nào khác. Vì vậy, nhiễu được tổng lũy về công suất. Lưu ý rằng một xung nhiễu có thể bắt nguồn từ một thời điểm khác với thời điểm khảo sát, tuy nhiên một phần rơi vào thời gian khảo sát do trẽ thời gian. Đặc biệt, điều này xảy ra khi xung nhiễu bắt đầu trong khoảng thời gian trước khoảng thời gian khảo sát và  $\tau$  với

$(T_s - T_M) \leq \tau \leq T_s$ . Năng lượng nhiễu đa người dùng MUI tổng trên bit, nghĩa là, trên  $N_s$  xung tại đầu ra của máy thu, được viết như sau:

$$\sigma_{mu}^2 = \sum_{n=2}^{N_u} \frac{N_s}{T_s} E_{RX}^{(n)} \int_0^{T_s} \left( \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) v(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \quad (6.23)$$

Vì tất cả các trễ có cùng phân bố, phương trình (6.23) trở thành:

$$\begin{aligned} \sigma_{mu}^2 &= \frac{N_s}{T_s} \left( \int_0^{T_s} \left( \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) v(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \right) \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)} \\ &= \frac{N_s}{T_s} \sigma_M^2 \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)} \end{aligned} \quad (6.24)$$

trong đó:  $\tau$  được phân bố đều trên khoảng  $[0, T_s]$ .

Thành phần  $\sigma_M^2$  trong phương trình (6.24) được viết như sau:

$$\begin{aligned} \sigma_M^2 &= \int_0^{T_s} \left( \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau) v(t) dt \right)^2 d\tau \\ &= \int_0^{T_s} \left( \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau) (p_0(t) - p_0(t - \varepsilon)) dt \right)^2 d\tau \\ &= \int_0^{T_s} \left( \int_0^{T_M} p_0(t - \tau) p_0(t) dt - \int_{-\varepsilon}^{T_M + \varepsilon} p_0(t - \tau) p_0(t - \varepsilon) dt \right)^2 d\tau \\ &= \int_{-T_M}^{2T_M} \left( \int_0^{T_M} p_0(t - \tau) p_0(t) dt - \int_{\varepsilon}^{T_M + \varepsilon} p_0(t - \tau) p_0(t - \varepsilon) dt \right)^2 d\tau \\ &= \int_{-T_M}^{2T_M} (R_0(\tau) - R_0(\tau + \varepsilon))^2 d\tau \end{aligned} \quad (6.25)$$

Trong trường hợp các xung trực giao, hoặc  $\varepsilon \geq T_M$ , phương trình (6.25) được viết như sau:

$$\begin{aligned} \sigma_M^2 &= \int_{-T_M}^{2T_M} \left( \int_0^{T_M} p_0(t - \tau) p_0(t) dt - \int_0^{2T_M} p_0(t - \tau) p_0(t - T_M) dt \right)^2 d\tau \\ &= \int_{-T_M}^{2T_M} (R_0(\tau) - R_0(\tau + T_M))^2 d\tau \end{aligned} \quad (6.26)$$

Ta lưu ý rằng  $R_0(\tau)$  và  $R_0(\tau + T_M)$  trong phương trình (6.26) không lấn lên nhau khi  $0 < \tau < T_M$ . Phương trình (6.26) có thể viết lại bằng cách tách biệt  $R_0(\tau)$  và  $R_0(\tau + T_M)$  theo cách sau:

$$\begin{aligned} \sigma_M^2 &= \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau - \int_0^{2T_M} R_0^2(\tau + T_M) d\tau \\ &= 2 \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (6.27)$$

Lưu ý rằng, trong các tính toán ở trên, ta điều chỉnh khoảng thời gian lấy tích phân  $[0, T_s]$  thành  $[-T_M, 2T_M]$  để tính toán nhiễu gây ra bởi các xung rời vào khoảng thời gian quan sát khi dịch thời so với vị trí ban đầu trong khoảng trước đó. Ta kết hợp ảnh hưởng này bằng cách lấy tích phân hàm tự tương quan trong khoảng  $[-T_M, 2T_M]$ . Một cách khác, ta viết tích phân

$\int_0^{T_s} (R_0^2(\tau) - R_0^2(T_s - \tau)) d\tau$  trong (6.25) thay vì tích phân  $\int_0^{T_s} R_0^2(\tau) d\tau$ , và biểu diễn tương tự đối với tích phân của bình phương hàm tự tương quan dịch thời.

Trở lại phương trình (6.17), ta biểu diễn tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SIR) như sau:

$$\begin{aligned} SIR &= \frac{E_{RX}^{(1)} N_s^2 (1 - R_0(\varepsilon))^2}{\frac{1}{T_s} N_s \sigma_M^2 \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)}} \\ &= \frac{(1 - R_0(\varepsilon))^2}{\sigma_M^2} \times \frac{N_s T_s}{\sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} \\ &= \frac{(1 - R_0(\varepsilon))^2 \gamma_R}{\sigma_M^2} \times \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} \end{aligned} \quad (6.28)$$

Trong trường hợp các xung trực giao, rút gọn thành:

$$\begin{aligned} SIR &= \frac{\gamma_R}{\sigma_M^2} \times \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} \\ &= \frac{\gamma_R}{2 \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \times \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}} \end{aligned} \quad (6.29)$$

Từ (6.28) và (6.29) cho thấy rằng, với một kịch bản nhiễu cho trước (số lượng người dùng và vị trí người dùng), thành phần MUI có thể kiểm soát được bằng cách điều khiển tốc độ bit được dùng bởi tất cả các máy phát. Khi giả thiết điều khiển công suất hoàn hảo, chẳng hạn như, mọi thành phần  $E_{RX}^{(i)}$  đều bằng nhau với mọi  $i = 1, 2, 3, \dots, N_u$ , một khi  $E_{RX}^{(i)}$  có được từ (6.28), và tương tự với (6.29), nguyên tắc ước lượng tốc độ bit được phép tối đa  $R_b$  được dùng bởi bất cứ một trong số  $N_u$  người dùng nào đối với một đặc tả SIR cụ thể:

$$R_b(SIR, N_u) = \frac{(1 - R_0(\varepsilon))^2 \gamma_R}{\sigma_M^2} (SIR(N_u - 1))^{-1} \quad (6.30)$$

Bằng cách kết hợp (6.30) và (6.28),  $P_{b,0}$  cho hệ thống 2PPM-THMA dựa trên SGA là:

$$\Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\left( \frac{E_b^{(1)}}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon)) \right)^{-1} + \left( \frac{(1 - R_0(\varepsilon))^2 \gamma_R}{\sigma_M^2 R_b \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)}} \right)^{-1}}{2}} \right\} \quad (6.31)$$

Trong trường hợp PPM trực giao, phương trình (6.31) trở thành:

$$\Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\left( \frac{E_b^{(1)}}{N_0} \right)^{-1} + \left( \frac{\gamma_R}{2R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}} \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \right)^{-1}}{2}} \right\} \quad (6.32)$$

Với giả thiết điều khiển công suất hoàn hảo, phương trình (6.31) và phương trình (6.32) được viết lại như sau:

$$\Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\left( \frac{E_b^{(1)}}{N_0} (1 - R_0(\varepsilon)) \right)^{-1} + \left( \frac{(1 - R_0(\varepsilon))^2 \gamma_R}{\sigma_M^2 R_b (N_u - 1)} \right)^{-1}}{2}} \right\} \quad (6.33)$$

$$\Pr_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\left( \frac{E_b^{(1)}}{N_0} \right)^{-1} + \left( \frac{\gamma_R}{2R_b (N_u - 1) \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \right)^{-1}}{2}} \right\} \quad (6.34)$$

### 6.3.2 Điều chế PAM nhị phân đối cực cùng với THMA: 2PAM-THMA

PAM-THMA nhị phân *đối cực* được phân tích theo tiến trình tương tự như đối với PPM-THMA nhị phân.

Tín hiệu tại đầu ra máy thu tương quan Z được biểu diễn bởi (6.10) với mặt nạ máy thu tương quan  $m(t)$  được định nghĩa như sau:

$$m(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} P_0(t - jT_s - c_j^{(1)}T_c) \quad (6.35)$$

Luật quyết định tại máy thu dựa trên tiêu chuẩn ML và (6.14), biểu diễn xác suất lỗi bit  $Pr_b$  vẫn hợp lệ. Với giả thiết SGA, ta rút ra được quan hệ giữa  $Pr_b$  và  $SNR_{spec}$  trong trường hợp hiện tại từ phương trình (5.119) trong chương 5, với (6.16) và (6.17) vẫn hợp lệ.

Với mặt nạ tương quan ở phương trình (6.35), năng lượng hữu ích tại đầu ra máy thu đối với  $N_s$  xung (tạo thành một bit) được viết như sau:

$$\begin{aligned} E_b &= (Z_u)^2 \\ &= \left( \sqrt{E_{RX}^{(1)}} \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{jT_s + c_j^{(1)}T_c}^{jT_s + c_j^{(1)}T_c + T_c} p_0(t - jT_s - c_j^{(1)}T_c) p_0(t - jT_s - c_j^{(1)}T_c) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} \left( N_s \int_0^{T_c} p_0(t) p_0(t) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} N_s^2 \left( \int_0^{T_c} p_0(t) p_0(t) dt \right)^2 \\ &= E_{RX}^{(1)} N_s^2 \end{aligned} \quad (6.36)$$

Phương sai tạp âm nhiệt tại đầu ra máy thu  $\sigma_n^2$  khi này là:

$$\sigma_n^2 = N_s \frac{N_0}{2} \quad (6.37)$$

Dẫn đến  $SNR_n$  được biểu diễn như sau:

$$SNR_n = \frac{N_s E_{RX}^{(1)}}{\frac{N_0}{2}} = \frac{2E_b}{N_0} \quad (6.38)$$

Nghĩa là, có lợi hơn so với PPM nhị phân trực giao.

Đối với MUI, cách làm tương tự như PPM nhị phân cho trường hợp PAM nhị phân đối cực. Giả sử rằng, TX1 là máy phát tham chiếu, tạp âm nhiễu do xung lặp tạo bởi TXn tại đầu ra máy thu tham chiếu được viết như sau:

$$mu_i^{(n)}(\tau^{(n)}) = \sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{T_s} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \quad (6.39)$$

Phương sai của tạp âm nhiễu tạo bởi xung lặp cùng với giả thiết trẽ phân bố đều trên  $[0, T_s]$ :

$$\begin{aligned}\sigma_{mu_i}^2 &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left( \sqrt{E_{RX}^{(n)}} \int_0^{T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \\ &= \frac{E_{RX}^{(n)}}{T_s} \int_0^{T_s} \left( \int_0^{T_M} (p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt)^2 \right) d\tau^{(n)}\end{aligned}\quad (6.40)$$

Vì tất cả trễ và mã đều được coi là độc lập, nên sự kiện xung đột xung trong một khung cũng được coi là độc lập với xung đột xảy ra ở tất cả các khung khác. Ta lưu ý rằng, điều này có nghĩa là, tín hiệu nhiễu được tổng hợp về công suất (năng lượng chừ không phải là điện áp), và đó là năng lượng tổng tạp âm nhiễu đa người dùng MUI trên một bit, hay trên  $N_s$  xung tại đầu ra máy thu, được viết như sau:

$$\sigma_{mu}^2 = \sum_{n=2}^{N_u} \frac{N_s}{T_s} E_{RX}^{(n)} \int_0^{T_s} \left( \int_0^{T_M} p_0(t - \tau^{(n)}) p_0(t) dt \right)^2 d\tau^{(n)} \quad (6.41)$$

Do tất cả các trễ là đồng nhất, nên phương trình (6.41) trở thành:

$$\begin{aligned}\sigma_{mu}^2 &= \frac{N_s}{T_s} \left( \int_0^{T_s} \left( \int_0^{T_M} p_0(t - \tau) p_0(t) dt \right)^2 d\tau \right) \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)} \\ &= \frac{N_s}{T_s} \sigma_M^2 \sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)}\end{aligned}\quad (6.42)$$

Với  $\tau$  được phân bố đều trên  $[0, T_s]$ .

Thành phần  $\sigma_n^2$  trong phương trình (6.42), trong trường hợp 2PAM-THMA khi này được biểu diễn bởi:

$$\begin{aligned}\sigma_M^2 &= \int_0^{T_s} \left( \int_0^{T_M} p_0(t - \tau) p_0(t) dt \right)^2 d\tau \\ &= \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau\end{aligned}\quad (6.43)$$

Do đó, SIR trong trường hợp PAM nhị phân đối cực được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned}SIR &= \frac{N_s T_s}{\sigma_M^2} \times \frac{E_{RX}^{(1)}}{\sum_{n=2}^{N_u} E_{RX}^{(n)}} \\ &= \frac{\gamma_R}{\int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \times \frac{1}{R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}}}\end{aligned}\quad (6.44)$$

Như kì vọng, gấp đôi (+3dB) SIR đối với PPM nhị phân trực giao với cùng năng lượng thu. Trường hợp điều khiển công suất hoàn hảo, nguyên tắc tương tự phương trình (6.30) là:

$$R_b(SIR, N_u) = \frac{\gamma_R}{\sigma_M^2} (SIR(N_u - 1))^{-1} \quad (6.45)$$

Vì vậy, xác suất lỗi bit  $Pr_b$  cho hệ thống PAM-THMA nhị phân đối cực dựa trên SGA là:

$$Pr_b = \frac{1}{2} erfc \left\{ \sqrt{\frac{\left( \frac{2E_b^{(1)}}{N_0} \right)^{-1} + \left( \frac{\gamma_R}{R_b \sum_{n=2}^{N_u} \frac{E_{RX}^{(n)}}{E_{RX}^{(1)}} \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \right)^{-1}}{2}} \right\} \quad (6.46)$$

Với giả thiết điều khiển công suất hoàn hảo, (6.46) được viết lại như sau:

$$Pr_b = \frac{1}{2} erfc \left\{ \sqrt{\frac{\left( \frac{2E_b^{(1)}}{N_0} \right)^{-1} / \left( \frac{\gamma_R}{R_b(N_u-1) \int_{-T_M}^{T_M} R_0^2(\tau) d\tau} \right)^{-1}}{2}} \right\} \quad (6.47)$$

### 6.3.3 Trải phổ chuỗi trực tiếp băng siêu rộng DS-UWB

UWB chuỗi trực tiếp (DS-UWB) mã hóa bit thông tin ở dạng tương tự DS-CDMA, bằng cách sử dụng mã nhị phân. Truyền dẫn dựa trên phát  $N_S$  xung đối với từng bit như sơ đồ TH. Các xung được điều chỉnh biên độ sử dụng PAM nhị phân đối cực, và như sơ đồ TH được phát trên từng  $T_S$  tại tốc độ  $R_S = 1/T_S$ . Vì vậy đa truy nhập MA dựa vào sự kết hợp các truyền dẫn khác nhau cho các mã khác nhau phù hợp với sơ đồ DS-CDMA thuận túy.

Có được hiệu năng hệ thống cho trường hợp DS-UWB theo cách tương tự như PAM-TH nhị phân đối cực, được kiểm nghiệm ở mục 6.3.2. Kỹ thuật điều chế, hay PAM nhị phân đối cực, cũng như kiến trúc máy thu, là chung cho cả 2 trường hợp. Việc biểu diễn phương sai tạp âm nhiệt (6.37) và biểu diễn SNR<sub>n</sub> (6.38) vẫn hợp lệ đối với DS-UWB.

Với nhiều người dùng MUI, việc tính toán tương tự như trong mục 6.2.2. Mặc dù hai hệ thống khác nhau về mã hóa, ở đây là nhị phân, và theo mục tiêu đa truy nhập, ở đây chỉ dựa vào mã hóa, lưu ý rằng tạp âm MUI đã được đặc trưng hóa trong trường hợp PAM-TH ở dạng tính cách trung bình của hệ thống, được thể hiện trong hoạt động lấy trung bình trên các mã và các khoảng thời gian quan sát. Điều này cho thấy rằng (6.38) và (6.46) vẫn hợp lệ đối với trường hợp DS-UWB.

Việc rút ra các đặc tính MUI trong DS-CDMA cũng có thể mở rộng kết quả DS-CDMA cho UWB, bằng cách xác định dạng xung của UWB thay vì dạng xung chữ nhật chu kỳ  $T_S$  sử dụng DS-CDMA. Mô hình hóa nhiều cho hệ thống DS-CDMA sử dụng truyền dẫn liên tục được phân tích trong rất nhiều tài liệu về DS-CDMA kinh điển. Các đặc tả kỹ thuật về mô hình DS-CDMA MUI cho trường hợp DS-UWB có thể được thấy trong (Vojcic and Pickholtz, 2003).

### 6.3.4 Giới hạn áp dụng của phép xấp xỉ hóa Gausơ tiêu chuẩn SGA

Giả thuyết về SGA trong quá trình rút ra xác suất lỗi trong các mục trên chỉ hợp lệ một cách tiệm cận và phải được truy tìm (làm rõ) cho cả hệ thống CDMA kinh điển và hệ thống vô tuyến xung kim IR. Với CDMA, kết quả cho thấy SGA dẫn đến dự đoán sai khi xét các hệ thống đặc biệt (ít gấp) hoặc với nhiễu vượt trội (Sunay and Mc Lane, 1996). Đặc biệt với điều kiện nhiễu vượt trội, liên quan đến trường hợp không thực hiện điều khiển công suất, thường xảy ra trong mạng **ad-hoc**. Trên cơ sở này, việc rút ra  $Pr_b$  cho hệ thống CDMA không dựa trên giả thiết SGA được đề xuất bởi (Morrow and Lehnert, 1989) và (Suney and McLane, 1995).

Các thảo luận về tính hợp lệ của SGA gần đây đã được tăng cường đối với các sơ đồ vô tuyến xung kim IR. Thứ nhất, kết quả cho thấy tính hợp lệ của SGA tăng theo số lượng người dùng gây nhiễu (Win and Scholtz, 2000), trong khi SGA không điều khiển được  $Pr_e$  thỏa đáng đối với các giá trị tốc độ bit thấp của người dùng (Durisi, and Romano, 2002) và tần số lặp xung (Foerster 2002). Như đề cập ở trên, các phân tích được trình bày trong (Durisi, and Romano, 2002) và (Giancola, 2003) cho thấy rằng với hệ thống TH-UWB, có và không có điều khiển công suất hoàn hảo, SGA dẫn đến nhiều dự đoán tối ưu hơn về sàn  $Pr_e$  so với kết quả nhận được bằng mô phỏng. Những nghiên cứu ở trên dựa trên thử nghiệm dữ liệu nhận được từ mô phỏng. Nghiên cứu gần đây được công bố bởi (Sabattini, 2003) và (Hu and Beaulieu, 2003a, 2003b) đề xuất các tiếp cận giải tích phi-Gausơ (non-Gaussian) để ước tính hiệu năng hệ thống PPM-TH nhị phân. Đặc biệt, (Hu and Beaulieu, 2003a, 2003b) đề xuất ứng dụng của kỹ thuật hàm đặc trưng (CF) theo một thủ tục hợp nhất áp dụng cho các hệ thống DS-CDMA truyền thống (Lehnert and Pursley, 1987). Một xấp xỉ hóa của CF được đề xuất bởi (Sabattini, 2003). Một tiếp cận khác được giới thiệu trong (Durisi and Benedetto, 2003); tại đây, xác suất lỗi cho PPM-TH được ước tính bằng cách áp dụng luật Gausơ cầu phương (Golub and Welsh, 1969). Phương pháp này bao gồm trước hết là định xác suất lỗi với điều kiện  $Z_{mui}$ , sau đó tìm xác suất lỗi không điều kiện bằng cách lấy trung bình theo  $Z_{mui}$ . Việc lấy trung bình này, tương ứng với tích phân, xấp xỉ trung bình theo luật Gausơ cầu phương, cần phải tính toán trước về các moment của  $Z_{mui}$ . Các moment này được tính toán theo phương pháp được trình bày bởi (Benedetto, 1973a, 1973b).

Ta có thể nhận định chung rằng, giả thiết SGA, như kỳ vọng, có thể mất tính hợp lệ khi số lượng xung không đủ lớn trên giao diện vô tuyến. Một cách làm giảm số xung phát trên giao diện vô tuyến tương ứng với kịch bản giảm số máy phát trong một vùng địa lí cho trước (mật độ người dùng thấp, máy phát được đặc trưng hóa bởi tốc độ dữ liệu thấp), số xung trên bit thấp, nhiều nhiễu trội, hoặc kết hợp của các điều kiện trên. Minh chứng cho các kịch bản này là các mạng cảm biến không dây (được đặc trưng bởi tốc độ dữ liệu thấp và các topology thưa).

Việc đặc tính hóa giới hạn của giả thiết SGA bằng cách so sánh giới hạn này qua các cách khác nhau của tạo tín hiệu IR vẫn còn một câu hỏi mở. Một cách tiệm cận, ta thấy rằng, ba sơ đồ đã được phân tích: 2PPM-THMA; 2PAM-THMA; và DS-UWB, có tính cách giống nhau, ngoại trừ sự khác biệt liên quan đến cách dữ liệu được điều chế, đặc biệt PAM nhị phân đối cực và PPM nhị phân, nghĩa là, suy hao cực đại thường gấp 3 dB (chính xác 3 dB với PPM trực giao) trong PPM. Tuy nhiên, điều này không sáng tỏ, các hệ thống này có tính cách tương tự khi tín hiệu đa người dùng trên giao diện vô tuyến vẫn duy trì đặc trưng xung kim, trong trường hợp đặc biệt, các điều kiện chính xác của hệ thống phải hợp lệ theo giả thiết SGA. Tập mã  $N_h$ , chẳng hạn, là một tham số có vai trò trong thảo luận vì, như biểu diễn trong (6.4), tham số này điều chỉnh độ rộng thời gian chip  $T_c$ , và vì vậy gián tiếp độ rộng thời gian ngẫu nhiên gián đoạn giữa hai xung. Mặt khác, tham

số  $N_h$ , không định nghĩa trong DS-UWB, nhận mã nhị phân. Sim\_UWB 6.01 sẽ so sánh hiệu năng của ba sơ đồ được phân tích: 2PPM-THMA, 2PAM-THMA và DS-UWB.

## Sim\_UWB 6.01

Trong phần này, ta phân tích hiệu năng của hệ thống IR-UWB khi xét đến nhiều đa người dùng MUI. Các kết quả lý thuyết và mô phỏng sẽ được biểu diễn, để thảo luận tính hợp lệ của việc xấp xỉ hóa Gausơ tiêu chuẩn SGA trong quá trình ước tính xác suất lỗi.

Ở phần đầu, ta trình lọc 3 chương trình Matlab để ước lượng xác suất lỗi  $Pr_e$  trong trường hợp đa truy nhập nhảy thời gian TH cho cả điều chế PPM nhị phân và điều chế PAM nhị phân đối cực. Trong cả hai trường hợp, giá trị  $Pr_b$  được ước lượng theo lý thuyết đã được xét ở mục 6.3.1 và 6.3.2 cho PPM và PAM. Cụ thể là, mục đích của phần này là tính toán và biểu diễn giá trị của  $Pr_b$ ; theo phương trình (6.31) cho các hệ thống 2PPM-TH; và theo phương trình (6.46) cho các hệ thống 2PAM-TH. Từ các phương trình (6.31) và (6.46), ta thấy rằng, để ước lượng  $Pr_b$ , ta phải biết một số tham số của hệ thống, cụ thể là đại lượng  $\sigma_M^2$ , phụ thuộc vào các đặc tính của xung  $p_0(t)$ . Vì vậy, ta xét hai chương trình Matlab để ước lượng thành phần  $\sigma_M^2$  cho trường hợp 2PPM và 2PAM.

**Prog 6.01** Chương trình thực hiện tính toán  $\sigma_M^2$  cho hệ thống UWB thực hiện điều chế **PPM** nhị phân theo (6.25). Chương trình **Prog 6.01** nhận 3 đầu vào gồm: vector biểu trưng cho dạng xung, *pulse*; giá trị dịch thời PPM, *PPMshift*; và giá trị tần số lấy mẫu (được dùng để biểu diễn dạng xung trong miền thời gian rác), *fc*. **Prog 6.01** trả về giá trị của  $\sigma_M^2$ , *sm2*. Thực hiện **Prog 6.01** bởi lệnh:

$$[sm2] = \text{uwb60101_sm2_PPM}(pulse, PPMshift, fc)$$

**Prog 6.02** Chương trình thực hiện tính toán giá trị của  $\sigma_M^2$  cho hệ thống UWB thực hiện điều chế **PAM** nhị phân theo biểu thức (6.43). **Prog 6.02** nhận 2 đầu vào: vector biểu trưng cho dạng xung tín hiệu, *pulse*; giá trị tần số lấy mẫu (được dùng để biểu diễn dạng xung trong miền thời gian rác), *fc*. Chương trình **Prog 6.02** trả về giá trị của  $\sigma_M^2$ , *sm2*. Thực hiện **Prog 6.02** bằng dòng lệnh:

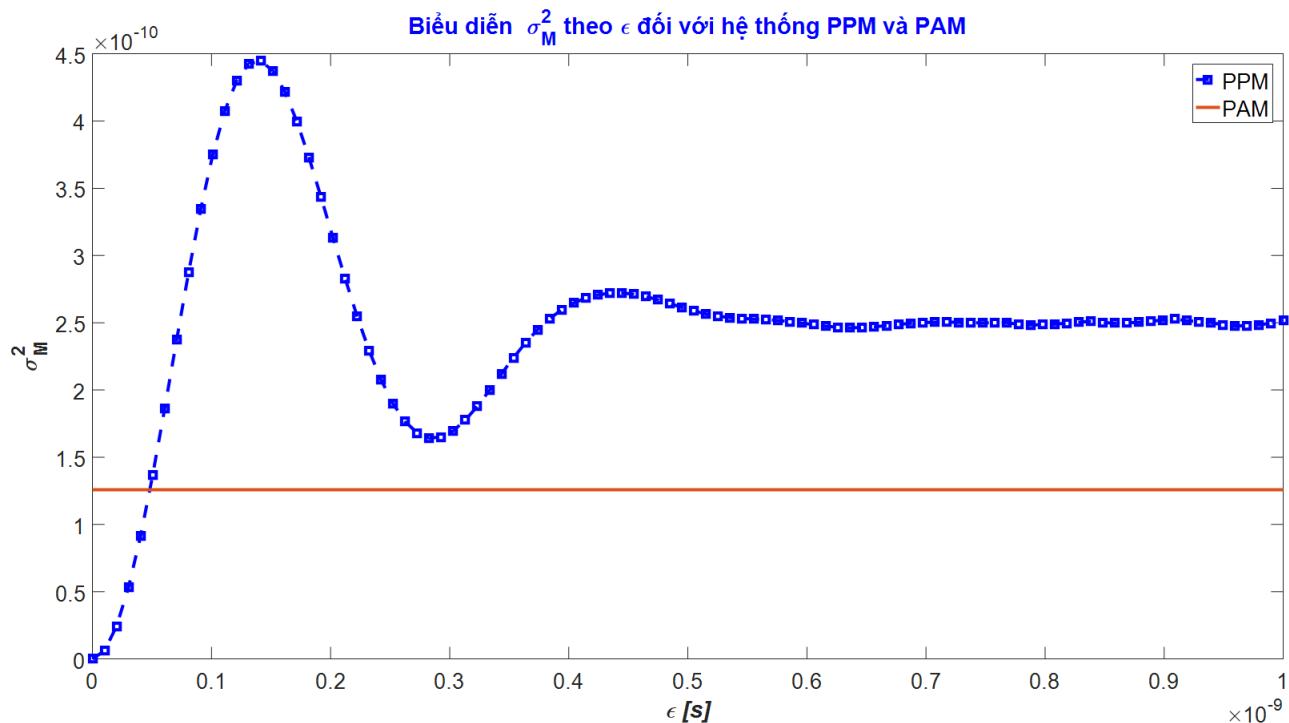
$$[sm2] = \text{uwb60102_sm2_PAM}(pulse, fc)$$

Cả hai trường hợp PPM và PAM, thành phần  $\sigma_M^2$  đều ảnh hưởng lên giá trị của SIR, dẫn đến ảnh hưởng lên xác suất lỗi. Trong cả hai trường hợp, SIR tỷ lệ nghịch với  $\sigma_M^2$ , nghĩa là, giá trị  $\sigma_M^2$  càng cao thì SIR càng nhỏ. Việc phân tích so sánh giá trị của  $\sigma_M^2$  tương ứng với PPM và PAM để xác nhận độ lợi 3 dB trong SIR (giữa PAM đối cực và PPM trực giao). So sánh này thực hiện bởi đoạn chương trình Matlab sau:

```
fc=1e11; Tm=1e-9; tau = 0.25e-9;
[pulse] = uwb20306_waveform(fc, Tm, tau);
epsilon = linspace(0, 1e-9, 100);
for e=1:100
    SPPM(e)= uwb60102_sm2_PPM(pulse, epsilon(e), fc);
end
SPAM= ones(1, 100).*uwb60102_sm2_PAM(pulse, fc);
```

```
plot(epsilon, SPPM, epsilon, SPAM);
```

Kết quả là, ta có được vector  $SPPM$  và vector  $SPAM$ , chứa các giá trị của  $\sigma_M^2$  tại các giá trị dịch thời của PPM trong dải từ  $[0, 1]$  ns. Sóng đạo hàm bậc hai của xung Gausơ với hệ số định dạng xung là  $0,25$  ns. Kết quả từ đoạn mã chương trình cũng được biểu diễn trong hình 6.3. Hình 6.3 cho thấy  $\sigma_M^2$  của trường hợp PPM xó xu hướng tiến đến giá trị gấp đôi giá trị  $\sigma_M^2$  của trường hợp PAM đối cực. Trong trường hợp PPM trực giao, hoặc  $\epsilon > 0,5$  ns trong mô phỏng của ta, SIR của hệ thống PAM là lớn hơn 3 dB so với SIR của hệ thống PPM.



**Hình 6.3** Biểu diễn  $\sigma_M^2$  theo  $\epsilon$  và so sánh chúng giữa PPM nhị phân (đường chấm chấm) và PAM (đường liền nét).

Từ các chương trình trên, ta ước lượng xác suất lỗi cho trường hợp PPM và trường hợp PAM. Ta trình bày 2 chương trình Matlab, **Prog 6.03** và **Prog 6.04**, tính toán  $Pr_b$  theo (6.31) cho 2PPM và (6.46) cho 2PAM.

**Prog 6.03** Chương trình ước lượng  $Pr_b$  đối với hệ thống UWB đa người dùng cùng với việc thực hiện đa truy nhập nhảy thời gian TH kết hợp điều chế PPM nhị phân. Giá trị  $Pr_b$  được xác định theo giả thiết xấp xỉ Gausơ chuẩn SGA. Chương trình **Prog 6.03** nhận **08** đầu vào gồm: (1) vector biểu trưng cho các giá trị của  $E_b/N_0$  (dB) để ước lượng xác suất lỗi, *ebno*; (2) giá trị năng lượng thu trên mỗi xung của tín hiệu hứa hiệu, *erx0*; (3) vector chứa các giá trị năng lượng thu trên mỗi xung đối với tất cả các người dùng gây nhiễu, *erxMUI*; (4) vector biểu trưng cho dạng sóng của xung cơ bản, *pulse*; (5) giá trị tốc độ bit người dùng (bits/s), *Rb*; (6) giá trị dịch thời bởi PPM, *PPMshift*; (7) tần số lấy mẫu (để chuyển đổi từ miền thời gian liên tục sang miền thời gian rời rạc), *fc*; (8) hằng số biểu diễn khoảng chia chu kỳ bit  $\gamma_R$ , *gamma\_r* (có thể bị chiếm dụng bởi xung truyền dẫn xem biểu thức (6.3)). Kết quả đầu ra của chương trình là xác suất lỗi của hệ thống, *BER*. Thực hiện chương trình **Prog 6.03** bởi dòng lệnh sau:

$[BER] = \text{uwb60103\_MUIBER\_2PPM}(ebno, erx0, erxMUI, pulse, Rb, ...$   
 $PPMshift, fc, gamma\_r)$

**Prog 6.04** Chương trình ước lượng  $Pr_b$  cho hệ thống UWB đa người dùng thực hiện đa truy nhập TH kết hợp với điều chế PAM nhị phân. Giá trị  $Pr_b$  được xác định trên giả thiết SGA. **Prog** 6.04 nhận các đầu vào giống nhe **Prog** 6.03 (loại trừ  $PPMshift$ ): vector  $ebno$ ;  $erx0$  vô hướng, vector  $erxMUI$ , vector  $pulse$ ,  $Rb$  (bits/s) vô hướng,  $fc$ ; và  $gamma\_r$  vô hướng. Chương trình trả về vector  $BER$  chứa các giá trị xác suất lỗi trung bình theo  $E_b/N_0$ . Thực hiện chương trình **Prog** 6.04 theo dòng lệnh sau:

$[BER] = \text{uwb60104\_MUIBER\_2PAM}(ebno, erx0, erxMUI, pulse, ...$   
 $Rb, fc, gamma\_r)$

### ❖ Mô phỏng 1

Mô phỏng so sánh hiệu năng của hệ thống 2PPM và 2PAM trong ba kịch bản điển hình (A, B, C). Ta sử dụng **Prog** 6.03 và **Prog** 6.04 để so sánh hiệu năng của 2PPM và 2PAM với các kịch bản khác nhau bằng cách tăng số lượng nguồn nhiễu: Trường hợp A với 5 nguồn nhiễu, trường hợp B với 20 nguồn nhiễu và trường hợp C với 50 nguồn nhiễu. Máy phát tín hiệu hữu ích tạo ra luồng nhị phân tại tốc độ  $R_b = 20$  Mbit/s. Giá sử điều khiển công suất hoàn hảo. Xung cơ sở là sóng đạo hàm bậc hai của xung Gaus với hệ số định dạng xung là 0,25 ns. Tham chiếu tới PPM và xét điều chế trực giao,  $\varepsilon = 0,5$  ns. Đoạn mã chương trình mô phỏng để so sánh hiệu năng hệ thống với PAM và PPM trong 3 trường hợp kiểm tra là:

```
ebn0 = linspace(1, 30, 21);
erx0 = 1;
erxMUIa = ones(1, 5);
erxMUIb = ones(1, 20);
erxMUIc = ones(1, 50);
fc = 1e11;
Tm = 1e-9;
tau = 0.25e-9;
[pulse]= uwb20306_waveform(fc, Tm, tau);
PPMshift = 0.5e-9;
Rb = 20e6;
gamma_r = 1;
```

### %2PPM

$[BERaPPM] = \text{uwb60103\_MUIBER\_2PPM}(ebn0, erx0, erxMUIa, ...$   
 $pulse, Rb, PPMshift, fc, gamma\_r);$   
 $[BERbPPM] = \text{uwb60103\_MUIBER\_2PPM}(ebn0, erx0, erxMUIb, ...$   
 $pulse, Rb, PPMshift, fc, gamma\_r);$   
 $[BERcPPM] = \text{uwb60103\_MUIBER\_2PPM}(ebn0, erx0, erxMUIc, ...$   
 $pulse, Rb, PPMshift, fc, gamma\_r);$

### %2PAM

$[BERaPAM]= \text{uwb60104\_MUIBER\_2PAM}(ebn0, erx0, erxMUIa, ...$   
 $pulse, Rb, fc, gamma\_r);$   
 $[BERbPAM]=\text{uwb60104\_MUIBER\_2PAM}(ebn0, erx0, erxMUIb, ...$

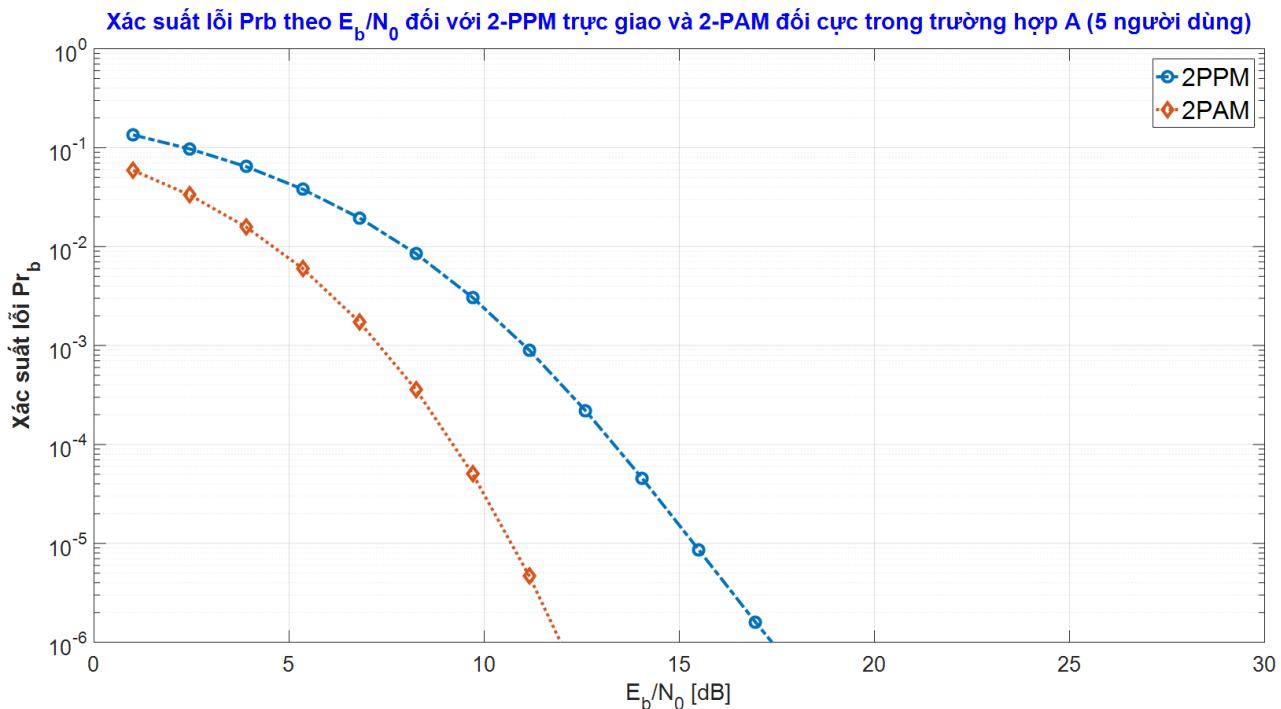
```

pulse, Rb, fc, gamma_r);
[BERcPAM]= uwb60104_MUIBER_2PAM(ebn0, erx0, erxMUIc, ...
pulse, Rb, fc, gamma_r);

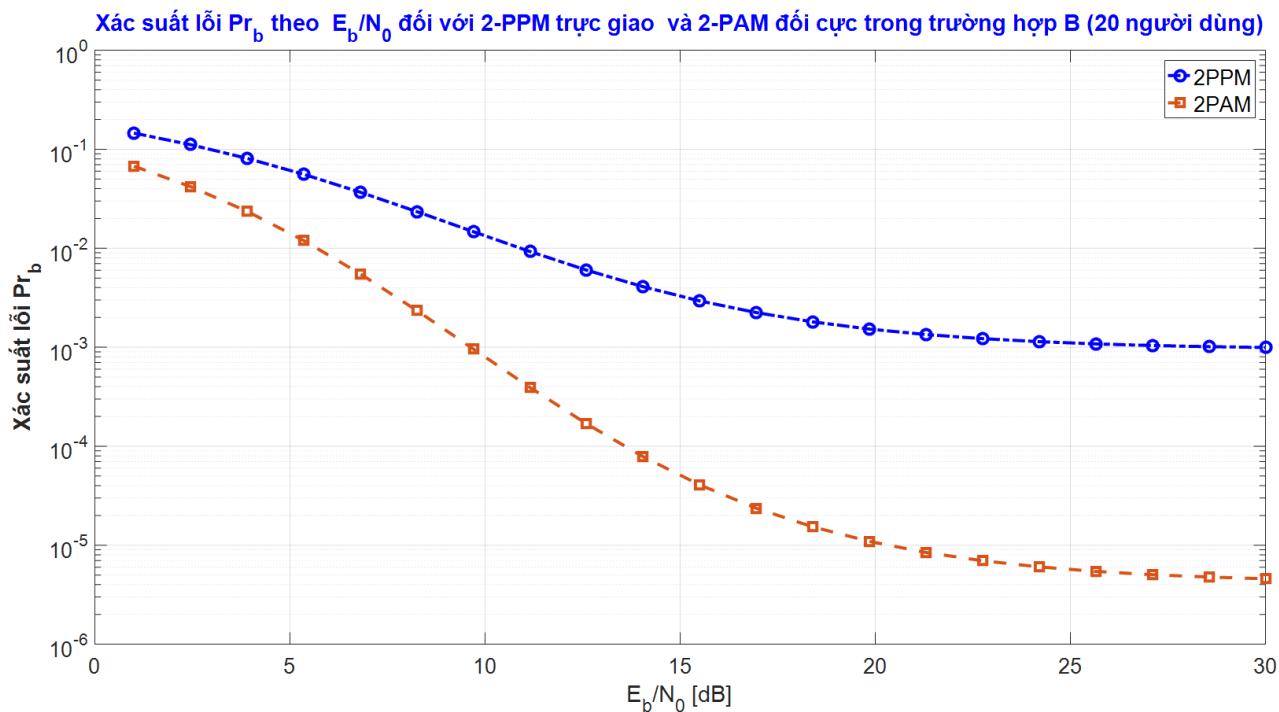
figure(1)
semilogy(ebn0, BERaPPM, ebn0, BERaPAM);
figure(2)
semilogy(ebn0, BERbPPM, ebn0, BERbPAM);
figure(3)
semilogy(ebn0, BERcPPM, ebn0, BERcPAM);

```

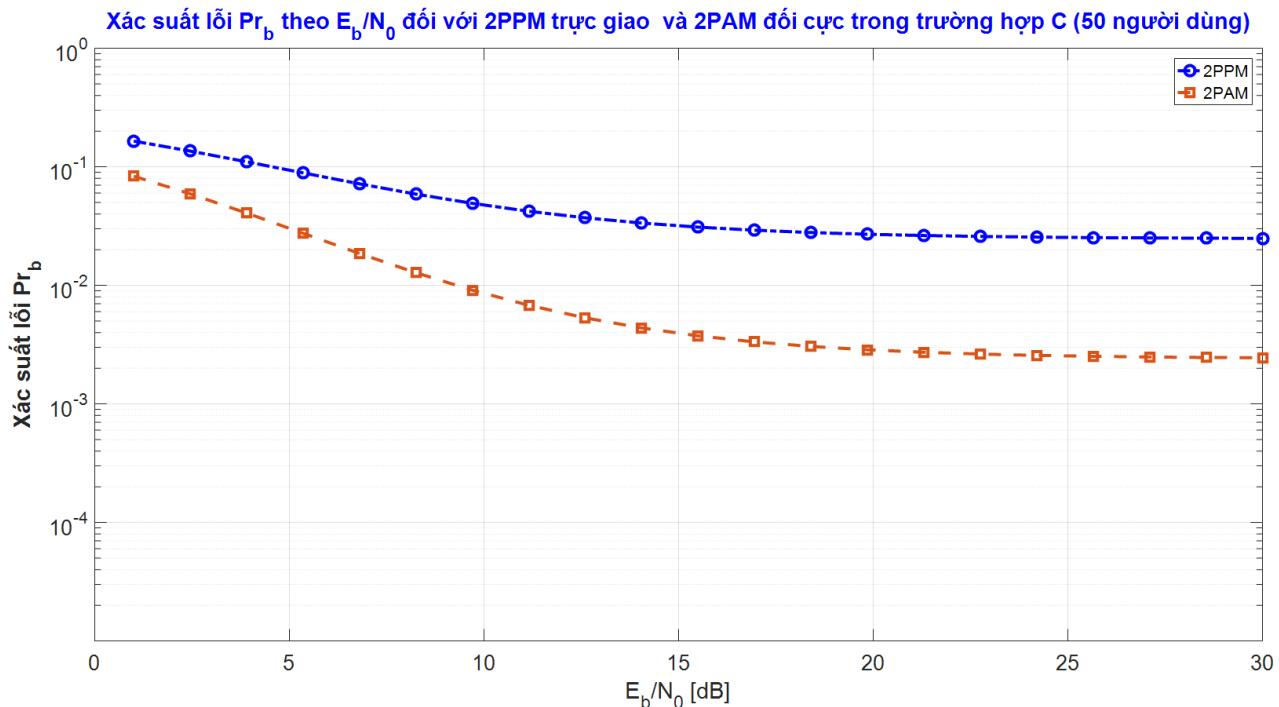
Kết quả mô phỏng là, ta được các vector  $BERaPPM$ ,  $BERaPAM$ ,  $BERbPPM$ ,  $BERbPAM$ ,  $BERcPPM$ , và  $BERcPAM$  chứa các giá trị của xác suất lỗi đối với 3 kịch bản và 2 loại điều chế. Các kết quả mô phỏng này được đồ thị hóa trên hình 6.4, hình 6.5 và hình 6.6.



**Hình 6.4** Xác suất lỗi  $Pr_b$  theo  $E_b/N_0$  đối với PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực trong trường hợp A (5 người dùng)



**Hình 6.5** Xác suất lỗi  $Pr_b$  theo  $E_b/N_0$  đối với PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực trong trường hợp B (20 người dùng)



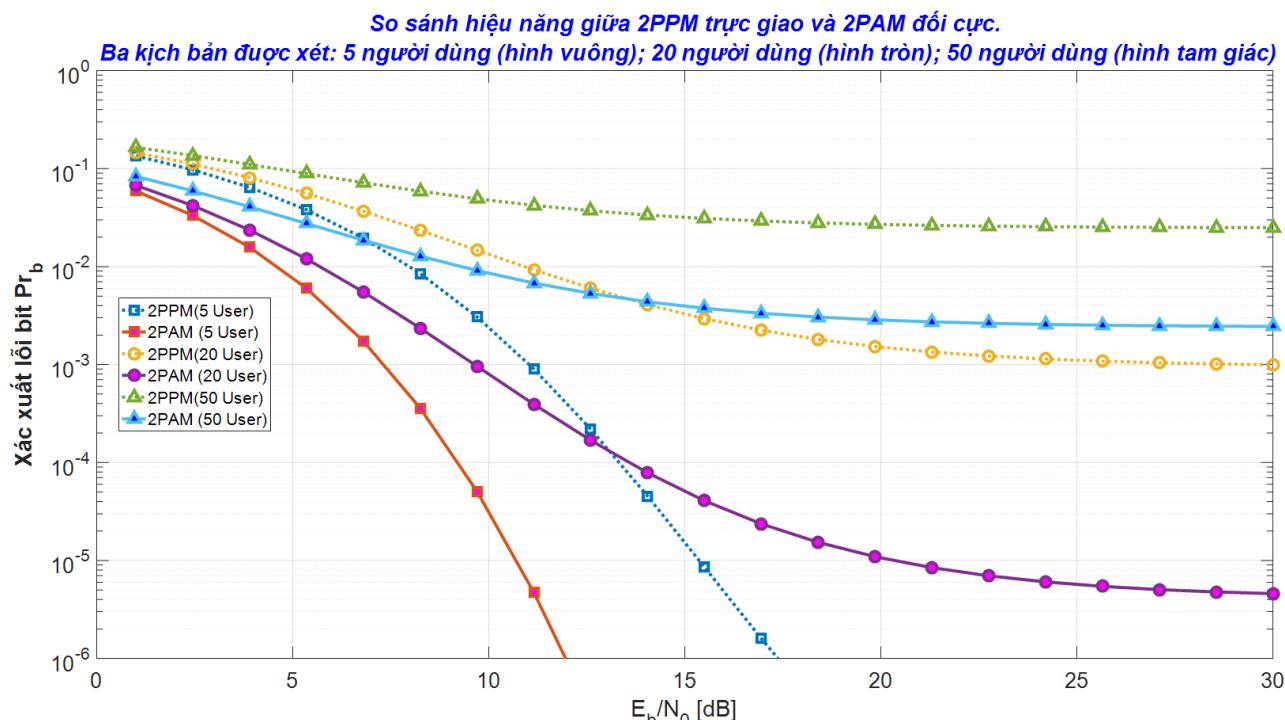
**Hình 6.6** Xác suất lỗi  $Pr_b$  theo  $E_b/N_0$  đối với PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực trong trường hợp C (50 người dùng)

Hình 6.4 biểu diễn  $Pr_b$  theo  $E_b/N_0$  cho PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực khi xuất hiện 5 người dùng nhiều (trường hợp A). Ta nhận thấy rằng trong kịch bản này, nhiều người dùng MUI có vẻ không ảnh hưởng lên hiệu năng hệ thống, vì cả PPM và PAM, xác suất lỗi giảm theo giá trị  $E_b/N_0$  có cùng xu hướng giống với hình 5.22. Nói cách khác, đường như tạp âm nhiệt tại máy thu là thành phần duy nhất gây ảnh hưởng đến hiệu năng hệ thống. Khoảng cách hiệu

năng giữa PPM và PAM gần như không đổi và trên yêu cầu 3 dB cho giá trị  $Pr_b$  cao hơn  $10^{-4}$ . Nó tăng nhẹ tại giá trị  $Pr_b$  thấp hơn.

Hình 6.5 biểu diễn  $Pr_b$  theo  $E_b/N_0$  đối với PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực khi xuất hiện 20 người dùng nhiều (Trường hợp B). Trong trường hợp này, ta nhận thấy rằng xác suất lỗi cho cả PPM và PAM có xu hướng tiệm cận tới một giá trị hằng số, dẫn đến kết luận rằng hiệu năng hệ thống khi  $E_b/N_0$  lớn được xác định chỉ bởi MUI. Do đó ta có thể nhận dạng 2 trạng thái hoạt động ứng với mọi hệ thống chịu ảnh hưởng bởi tạp âm nhiệt và MUI. Trạng thái thứ nhất ứng với tình huống khi  $E_b/N_0$  thấp, và xác suất lỗi được xác định chủ yếu bởi tạp âm nhiệt. Trong tình huống như vậy, ta có thể cải thiện hiệu năng bằng cách cho phép tất cả các thiết bị tăng năng lượng phát trên mỗi xung, hoặc tăng công suất phát. Khi công suất phát tăng, tỷ số  $E_b/N_0$  tại máy thu cũng tăng, tương ứng giá trị của  $Pr_b$  giảm. Mặt khác, theo hình 6.5 quan hệ giữa việc tăng công suất (dB) và giảm xác suất lỗi là *không tuyến tính*, vì lượng công suất tăng yêu cầu lớn hơn cho lượng giảm xác suất lỗi tương đương như ta chuyển về giá trị  $Pr_b$  nhỏ hơn. Tại một điểm nhất định, xác suất lỗi đạt tới một giá trị không thể giảm thêm được nữa khi công suất phát tăng. Giá trị này gọi là *sàn*  $Pr_b$ , và đặc trưng cho trạng thái thứ hai của hệ thống khi hiệu năng bị giới hạn bởi MUI. Lưu ý rằng, sàn  $Pr_b$  là khác nhau đối với PPM và PAM. Cụ thể là, PAM có vẻ mạnh hơn, vì nó có sàn  $Pr_b$  nhiều hơn hai yêu cầu độ lớn nhỏ hơn PPM. Đây là kết quả tổng quát nhận được từ suy giảm 3dB giá trị của SIR trong trường hợp PPM. Do quan hệ không tuyến tính giữa SNR<sub>ref</sub> và  $Pr_b$  (xem biểu thức (6.15)), ảnh hưởng lên hiệu năng của suy hao ở trên không giống nhau với tất cả các kịch bản. Chẳng hạn, ta có thể thấy ở hình 6.6, so sánh xác suất lỗi theo  $E_b/N_0$  đối với PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực khi xuất hiện 50 người dùng gây nhiễu (trường hợp C). Ở đây, khoảng cách giữa các sàn  $Pr_b$  được giảm xuống còn một độ lớn yêu cầu.

Phân tích so sánh giữa PPM và PAM trong ba kịch bản mô phỏng được tóm tắt trong hình 6.7, tổng hợp các đường cong trong hình 6.4, hình 6.5 và hình 6.6. Hình 6.7 cho thấy kết quả PPM trực giao tại suy hao hiệu năng so với PAM đối cực, đúng với (Vojcic and Pickholtz, 2003). Cụ thể là, ta thấy rằng trong trường mô phỏng của ta, hiệu năng PAM nhị phân đối cực với 50 người dùng gây nhiễu gần giống với 2PPM nhị phân trực giao với 20 người dùng gây nhiễu.



**Hình 6.7** So sánh hiệu năng giữa PPM nhị phân trực giao và PAM nhị phân đối cực. Ba kịch bản được xét: Trường hợp A với 5 người dùng (hình vuông), trường hợp B với 20 người dùng (hình tròn) và trường hợp C với 50 người dùng (hình tam giác).

### ❖ Mô phỏng 2

Trong phần hai, ta mô phỏng hoạt động của máy thu UWB khi hiện hữu nhiều người dùng để so sánh hiệu năng giữa mô phỏng và lý thuyết (dựa trên các kết quả trong mục 6.3). Cụ thể là, ta ước lượng phạm vi hợp lệ của SGA đối với mô phỏng xác suất lỗi trong kịch bản tạp âm nhiệt và nhiều người dùng MUI tại máy thu. Trong phân tích này, ta xét trường hợp PPM nhị phân trực giao. Trường hợp PAM là tương tự. Các chương trình được viết trên Matlab để mô phỏng đã được xét ở các Sim\_UWB trước.

Hai kịch bản được xét cho mô phỏng này: *Trường hợp 1*, được đặc trưng bởi sự hiện hữu của 6 người dùng gây nhiễu; và *trường hợp 2* được đặc trưng bởi 9 người dùng gây nhiễu. Trong cả hai trường hợp đều coi điều khiển công suất là hoàn hảo. Người dùng gây nhiễu tạo ra một luồng bit với chu kỳ  $T_b=18$  ns, dẫn đến tốc độ bit xấp xỉ  $R_b= 55,55$  Mbits/s. Mỗi chu kì bit được tổ chức gồm 3 khung với chu kì  $T_s=6$  ns, nghĩa là, 3 xung được truyền trên mỗi bit. Mỗi khung lại được chia nhỏ ra thành 6 khe với độ dài  $T_c= 1$  ns, nghĩa là, mã TH có thể gán 1 trong 6 vị trí có thể cho một xung đơn trong mỗi chu kì lắp xung  $T_s$ . Ta coi mọi người dùng đều phát cùng khuôn dạng tín hiệu.

✓ **Trường hợp 1**, trong đó tổng số 7 người dùng không đồng bộ phát cùng một mức công suất.

Buớc 1: Mô phỏng để tạo tín hiệu phát của người dùng mong muốn và người gây nhiễu. Việc này được thực hiện bởi **Prog 2.10** (trong chương 2) với việc thiết trị cho tập các tham số đặc trưng của tín hiệu trong **Prog 2.10** này:  $Pow=-30$ ,  $fc=0.5e11$ ,  $numbits=50000$ ,  $Ts=6e-9$ ,  $Ns=3$ ,  $Tc=1e-9$ ,  $nh=6$ ,  $Tm=0.5e-9$ ,  $tau=0.2e-9$ ,  $dPPM=0.5e-9$ ,  $G=0$ .

Đoạn mã chương trình thực hiện cho mục đích này là:

```
[bits, THcode, Stx, ref]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, fc, numbits, ...
Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM);
Nmui = 6;
for n_int=1:Nmui
    [bitsint, THcodeint, Stxit, refint]=uwb20307_transmitter_2PPM_TH(Pow, ...
    fc, numbits, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM, G);
    Smui(n_int,:)= Stxit;
    clear Stxit bitsint refint THcodeint;
end
numpulses = numbits*Ns;
```

Kết quả là, ta có được vector biểu trưng cho tín hiệu hữu dụng, **Stx**; và ma trận **Smui** chứa 6 tín hiệu nhiễu, mỗi tín hiệu trên một hàng. Lưu ý rằng, tất cả các tín hiệu được tạo ra đều đồng bộ; tất cả tín hiệu đều có khe bắt đầu từ cùng một thời điểm.

Buớc 2: Tiếp theo là làm mất đồng bộ giữa các người dùng. Việc này được thực hiện bởi **Prog 5.16** (trong chương 5). Từ **Prog 5.16**, ta tạo ra dịch thời gian ngẫu nhiên trên mỗi tín hiệu nhiễu. Đoạn mã chương trình thực hiện cho mục đích này là:

```
for n_int=1:Nmui
    MUI      = Smui(n_int,:);
```

```

delay      = Ts*rand;
MUId      = uwb50501_signalshift(MUI, fc, delay);
Smui(n_int,:)= MUId;
end
clear MUI MUId;

```

Kết quả là, ta có được ma trận **Smui** được dịch vòng trên từng hàng của chính nó. Với mỗi hàng, dịch thời được thực hiện và được lấy ra một cách ngẫu nhiên trên khoảng  $[0, T_s]$ .

Bước 3: Lấy tổng các tín hiệu nhiễu để tạo tín hiệu nhiễu tổng **RXMUI** bởi đoạn mã chương trình sau:

```

RMUI = zeros (1, length(Stx));
for i_int=1:Nmui
    RXMUI = RXMUI + Smui(n_int,:);
end
Clear Smui

```

Tại đây, ta tạo tạp âm nhiệt tại máy thu. Việc này được thực hiện bởi **Prog 5.02** (trong chương 5), tạo tạp âm Gauso theo vector các giá trị của  $E_b/N_0$  đích như sau:

```

ebno      = [ 0 2 5 10 15 20 25 30];
RXnoise   = uwb50102_Gnoise1(Stx, ebno, munbits);
clear Stx;

```

Kết quả là, ta có được ma trận tín hiệu phát **Stx** bị tạp âm hóa là **RXnoise**. Mỗi hàng của ma trận biểu trưng cho tín hiệu tham chiếu (tín hiệu phát) bị tạp âm hóa tại máy thu tại các mức năng lượng khác nhau.

Bước 4: Ta cộng tín hiệu sau khi bị tạp âm hóa này với nhiễu đa người dùng MUI như sau:

```

for j =1:length(ebn0)
    RX(j,:)= RXnoise(j, :) + RXMUI;
end
clear RXnoise RXMUI;

```

Kết quả là, ma trận tín hiệu thu RX. Trong đó mỗi hàng biểu trưng cho tín hiệu phát sau khi bị tạp âm hóa và bị nhiễu đa người dùng MUI tại máy thu.

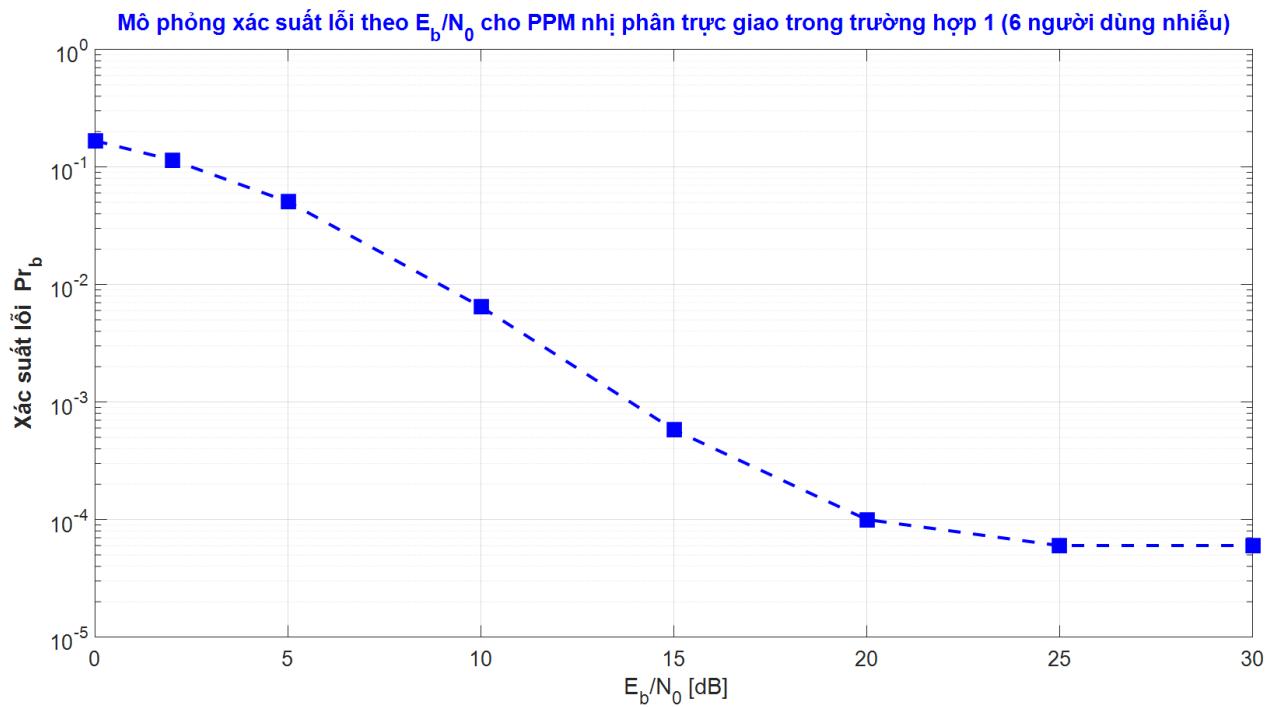
Bước 5: Ta mô phỏng hoạt động của máy thu. Vì ta đang xét trường hợp truyền dẫn qua kênh AWGN, ta dùng các chương trình được xét trong Chương 5 “*Truyền dẫn trên kênh vô tuyến đa đường*”, **Sim\_UWB 5.01**:

```

[mask]      = uwb50104_PPMcorrmask(ref, fc, numpulses, dPPM);
[RXbits, PrbI] = uwb50105_PPMreceiver(RX, mask, fc, bits, munbits, Ns, Ts);

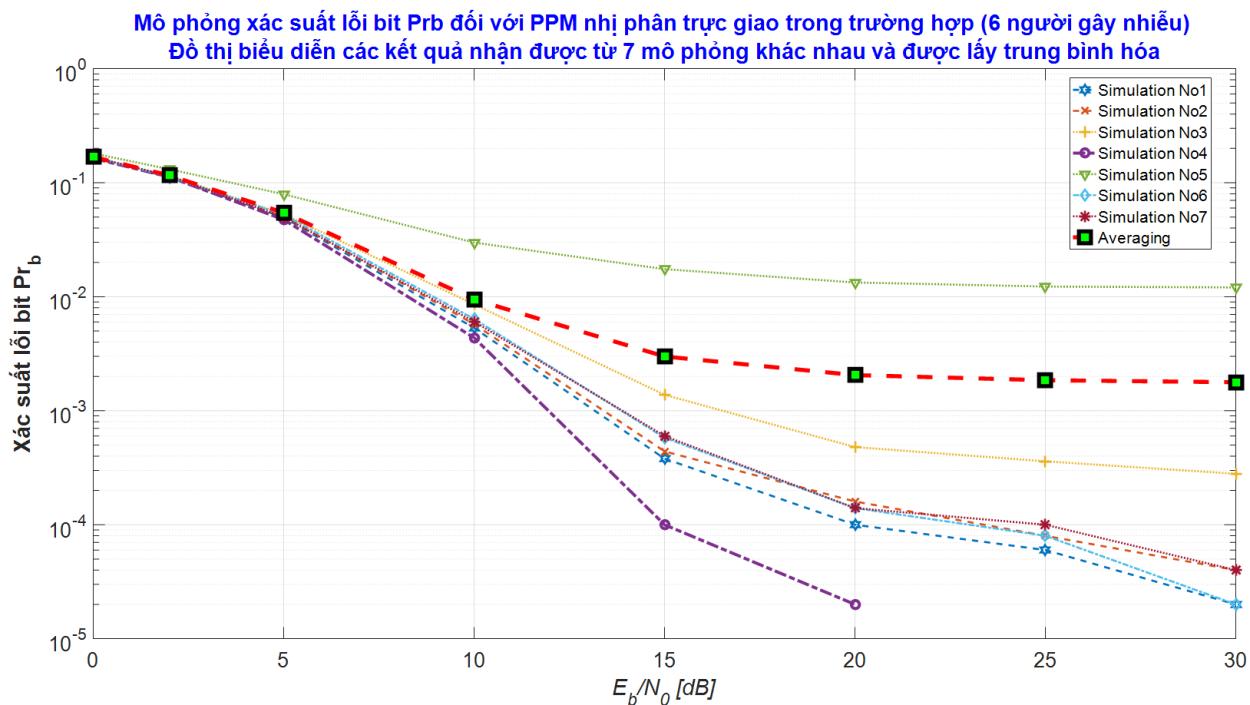
```

**Thành quả cuối cùng**, ta nhận được vector xác suất lỗi **PrbI** cho tất cả các giá trị của  $E_b/N_0$ . Kết quả mô phỏng này đồ thị hóa bởi lệnh: Semilogy (*ebn0, PrbI*).



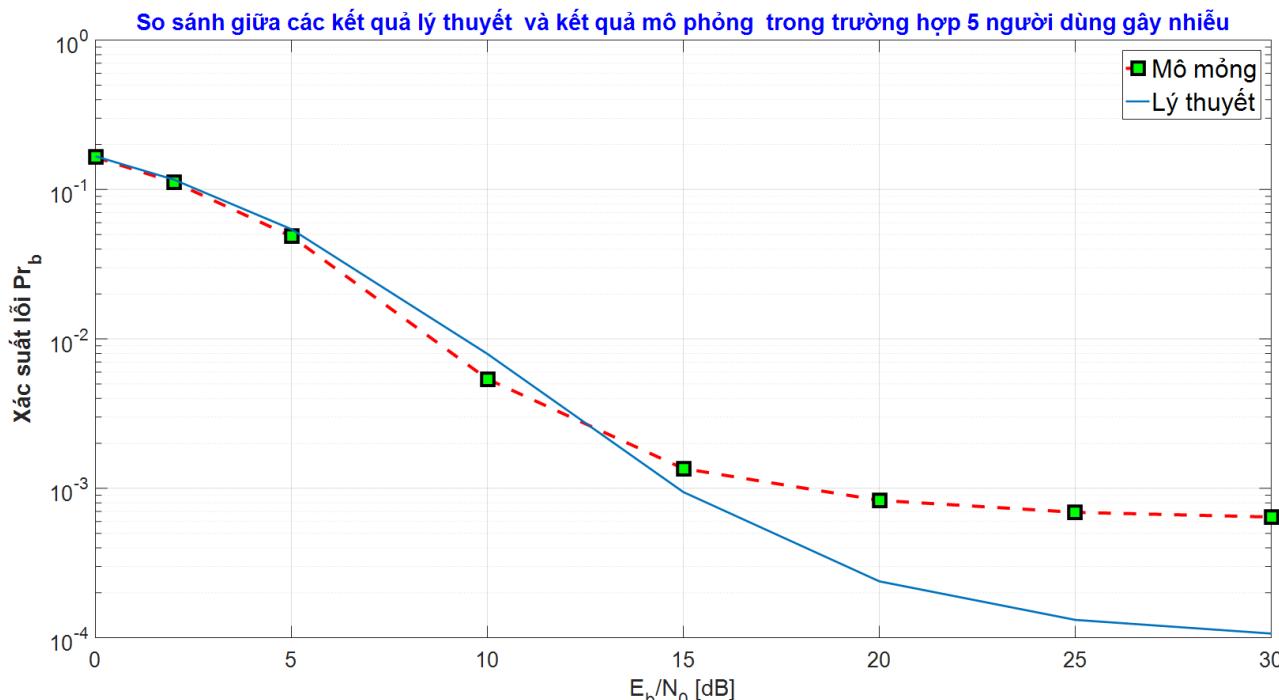
**Hình 6.8 Xác suất lỗi theo  $E_b/N_0$  cho 2-PPM trực giao trong trường hợp 1 (6 người dùng nhiều)**

Lưu ý rằng đường cong xác suất lỗi trong hình 6.8 phụ thuộc rất nhiều vào các vị trí khởi tạo của các người dùng gây nhiễu, và không xét đến các trễ khác nhau giữa các người dùng có thể dẫn tới hiệu năng khác nhau tại máy thu. Với các điều kiện khởi tạo khác nhau, ta ước lượng được sàn  $Pr_b$  tại thời điểm kết thúc mô phỏng là khác so với hình 6.8. Với sự xuất hiện nhiều đa người dùng MUI, việc đánh giá xác suất lỗi trung bình bằng lấy trung bình các kết quả mô phỏng khác nhau là rất quan trọng. Hình 6.9 so sánh các kết quả của 5 mô phỏng khác nhau. Mỗi mô phỏng được thực hiện bằng cách gọi các lệnh giống nhau ở trên. Để lưu kết quả sau mỗi lần mô phỏng ta dùng lệnh **save** (file.mat), sau đó để so sánh hiệu năng ta dùng lệnh **load**. Ta biết rằng, các sàn  $Pr_b$ , có được khi kết thúc mô phỏng.



**Hình 6.9** Xác suất lỗi theo  $E_b/N_0$  đối với 2-PPM trực giao trong trường hợp 1 (6 người dùng nhiều). Đồ thị biểu diễn các kết quả nhận được từ 5 lần mô phỏng độc lập.

Trong hình 6.10, ta so sánh xác suất lỗi trung bình theo  $E_b/N_0$ , có được bằng cách lấy trung bình các kết quả của 5 mô phỏng biểu diễn trong hình 6.9, với đường cong lý thuyết theo (6.31). Đường cong này nhận được bằng dùng **Prog 6.03** với  $R_b=(1/18).10^9$  bits/s và 6 người dùng gây nhiễu có cùng năng lượng trên mỗi xung như người dùng hữu ích.



**Hình 6.10** So sánh giữa các kết quả lý thuyết (đường liền nét) và kết quả mô phỏng (đường đứt nét) trong trường hợp 1 (6 người dùng gây nhiễu).

Hình 6.10 cho thấy, mô hình lý thuyết được dùng để ước lượng  $Pr_b$  dưới ảnh hưởng của MUI. Nói cách khác, xác suất lỗi ước lượng được bằng mô phỏng cao hơn so với dự tính dưới giả thiết SGA. Kết quả này chỉ ra rằng, trong trường hợp mô phỏng của ta (trường hợp 1), số xung truyền trên giao diện vô tuyến không đủ để đảm bảo tính hợp lệ của việc xấp xỉ hóa Gauso cho tạp âm nhiễu. Tuy nhiên, khác biệt giữa lý thuyết và mô phỏng sẽ được rút ngắn khi xét kịch bản mô phỏng thứ 2 (trường hợp 2), khi xét nhiều người dùng gây nhiễu hơn, nghĩa là, 9 người dùng thay vì 6.

- ✓ **Trường hợp 2**, trong đó tổng số 9 người dùng không đồng bộ phát cùng một mức công suất. Mã chương trình mô phỏng cho trường hợp 2 tương tự trường hợp 1 ngoại trừ lệnh  $Nmui=9$  trong khối lệnh đầu tiên. Một lần nữa, ta biểu diễn 5 mô phỏng để lấy trung bình từng phần ảnh hưởng của điều kiện khởi tạo. Kết quả khi này cho phép ta phân tích so sánh và đánh giá.

#### 6.4 Mô hình nhiễu đa người dùng dựa trên xung đột gói

Trong phần này, ta phân tích MUI từ một viễn cảnh khác, ta xét cách thức thông tin được cấu trúc và được chứa đựng. Các bit thông tin thường được nhóm thành các đơn vị thông tin hoặc gọi là các gói. Điểm hình là, cách tái tổ chức lại các luồng dữ liệu bởi mô đun điều khiển truy nhập môi trường MAC. Các gói này, sau khi được mã hóa, được truyền trên giao diện vô tuyến.

Việc cấu trúc hóa thông tin ở dạng gói dữ liệu dẫn đến làm giảm giả thiết rằng nhiễu xảy ra trong một xung khung là độc lập với các sự kiện trước và sau đó. Ảnh hưởng của MUI được phân tích lại trong viễn cảnh này bằng cách quan sát thấy rằng, nhiễu tương ứng với xung đột gói. Trong phần này, ta tập trung phân tích hệ thống IR-UWB và khảo sát nhiễu do xung đột xảy ra giữa các xung thuộc về các lần truyền khác nhau. Thời gian chiếm dụng bởi một xung  $T_M$  được định nghĩa trong chương 3 “**Định dạng xung**”, là khoảng thời gian được trung tâm tại búp chính, trong đó tập trung hầu hết năng lượng của xung tín hiệu thu. Các giá trị điển hình cho  $T_M$  nằm trong khoảng 70 ps và 20 ns, nó phụ thuộc dạng xung phát và tính cách của kênh truyền.

Ta xét mạng không đồng bộ (dị bộ), ví như mạng *ad-hoc*, trong đó người dùng không đồng bộ phát thông tin theo cách không phối hợp. Với các mạng dị bộ, ta coi quá trình giữa các lần đến của gói theo phân bố Poisson (Bertsekas and Gallager, 1992). Mỗi gói chứa một tập các xung, một tập con  $N_s$  xung mang thông tin của một bit. Quá trình giữa các lần đến của xung là một hiện tượng phức tạp phụ thuộc điều chế, rung, mã, v.v... Để biểu diễn xác suất xung đột xung ở dạng kín, ta giả sử một hay nhiều tiến trình đến giữa các xung cũng chính là quá trình Poisson. Trong trường hợp này, xác suất một hay nhiều xung xung đột với xung hữu hiệu khi xuất hiện  $N_u$  người dùng đang truyền xung trên giao diện vô tuyến, và ta có thể so sánh với xác suất xung đột Aloha khi đơn vị thông tin là xung thay vì là gói. Vì vậy, xác suất xung đột xung được biểu diễn như sau:

$$Pr_{PC} = 1 - e^{\left( -2(N_u - 1) \frac{T_M}{T_s} \right)} \quad (6.48)$$

Giả sử rằng, xung đột xung gây ra quyết định ngẫu nhiên tại máy thu, xác suất lỗi xung có thể được biểu diễn như sau:

$$Pr_{PE} = 0,5 \times Pr_{PC} \quad (6.49)$$

Xét mỗi bit được mã hóa thành  $N_s$  xung ( $N_s$  xung mang thông tin một bit). Ta coi lỗi trên mỗi bit khi xảy ra có nhiều hơn  $N_s/2$  lỗi xung. Điều này tương ứng với tách sóng quyết định cứng (xem chương 5). Do đó, xác suất lỗi được biểu diễn như sau:

$$Pr_b = \sum_{i=\lceil \frac{N_s}{2} \rceil}^{N_s} \binom{N_s}{i} (Pr_{PE})^i (1-Pr_{PE})^{N_s-i} \quad (6.50)$$

Xác suất tách sóng đúng là:

$$\begin{aligned} Pr_{CorrBit} &= 1 - Pr_b \\ &= 1 - \sum_{i=\lceil \frac{N_s}{2} \rceil}^{N_s} \binom{N_s}{i} (Pr_{PE})^i (1-Pr_{PE})^{N_s-i} \end{aligned} \quad (6.51)$$

Phương trình (6.50) cho ta xác suất lỗi bit với giả thiết tổng quát về các người dùng không đồng bộ và không có thêm giả thiết bổ sung đối với rung và phương pháp đa truy nhập MA (có thể là THMA hay DS).

**Ví dụ:** Ta xét một mạng gồm 100 người dùng tạo các gói tại tốc độ  $G=10^3$  gói/s sử dụng độ dài gói  $L=1000$  bit. Tốc độ dữ liệu  $R_b$  được đặt bằng 10 Mbits/s. Do đó, mỗi trạm phát tại một tốc độ trung bình bằng 1 Mbits/s. Ở dạng trung bình, điều này tương đương ta có  $N_u=10$  người dùng hoạt động tại thời điểm. Ví như: nếu  $T_M=80$  ps;  $N_s=11$ ;  $Pr_b=5,16 \times 10^{-5}$ .

Ở đây, ta giả sử một gói bị hỏng nếu ít nhất một bit bị lỗi.

Xác suất trung bình để truyền gói thành công  $\text{Pr}_{\text{Succ}}$  được cho như sau:

$$\text{Pr}_{\text{Succ}} = (1 - \text{Pr}_b)^L \quad (6.52)$$

$\text{Pr}_{\text{Succ}}$  phụ thuộc vào số gói  $P_U$ , và tốc độ dữ liệu  $R_b$ .

## Sim\_UWB 6.02

Trong phần này, ta mô phỏng để so sánh xác suất lỗi của các kết quả từ (6.50) với  $\text{Pr}_b$  nhận được từ mô hình Gauso và mô phỏng. Ta sẽ tập trung vào hệ thống IR-UWB thực hiện điều chế PPM nhị phân trực giao cùng với đa truy nhập TH. Tuy nhiên, phân tích tương tự có thể dễ dàng lặp lại cho các sơ đồ truyền tải khác.

**Prog 6.05** Ước lượng xác suất lỗi theo biểu thức (6.50) khi xét kịch bản gồm các tham số đặc trưng gồm:  $N_u$  người dùng;  $N_s$  xung phát trên mỗi bit; chu kỳ xung  $T_m$ ; và chu kỳ lặp xung trung bình  $T_s$ . Các tham số này được thiết trị, và là các đầu vào của chương trình. Kết quả là, đầu ra của **Prog** là xác suất lỗi bit,  $\text{Pr}_b$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

[ $\text{Pr}_b$ ] = **uwb60201\_prboll**( $N_u$ ,  $N_s$ ,  $T_m$ ,  $T_s$ );

**Prog 6.05** ước lượng xác suất lỗi bằng cách đưa vào tính toán số lượng kỳ vọng các xung đột xung xảy ra khi hiện hữu MUI. Hai xung được coi là bị xung đột nhau khi một phần sóng của chúng bị chồng lấn lên nhau tại đầu vào máy thu. Ta lưu ý rằng, xung đột được xác định là độc lập với dạng xung. Hơn nữa, vì ta đang cho rằng, xảy ra xung đột khi hai xung chồng lấn dù chỉ là một lượng nhỏ, nên việc giới hạn giữ lại 70-90% năng lượng là hợp lý. Theo đó, ta có được thời gian chiếm dụng bởi một xung  $T_M$  tương ứng. Tuy nhiên, để xét ảnh hưởng của các hình dạng xung khác nhau, ta dùng khái niệm “*thời gian xung hiệu dụng*”. Tham số này được định nghĩa là khoảng thời gian chứa % năng lượng xung. Thời gian xung hiệu dụng cho phép tránh ước tính vượt quá về ảnh hưởng của chồng lấn xung. **Prog 6.06** ước lượng  $T_M$  của dạng sóng theo % năng lượng định trước.

**Prog 6.06** Ước lượng khoảng thời gian xung hiệu dụng cho một dạng sóng đầu vào *pulse* lấy mẫu tại tần số  $f_c$  (Hz), khi xét % năng lượng  $pE$  định trước, nghĩa là, chương trình nhận 3 đầu vào (*pulse*,  $f_c$ ,  $pE$ ). Chương trình trả về vector *eff\_pulse* biểu trưng cho dạng sóng xung bị cắt bớt mà chứa % năng lượng tiền định và giá trị  $T_m$  là thời gian xung hiệu dụng. Lệnh thực hiện **Prog 6.06** như sau:

[*eff\_pulse*,  $T_m$ ] = **uwb60202\_effpulse**(*pulse*,  $f_c$ ,  $pE$ );

Từ các **Prog 6.05** và **Prog 6.06** được xét ở trên, ta so sánh xác suất lỗi, các kết quả từ việc áp dụng các phương pháp khác nhau được trình bày trong chương này. Ta xét một kịch bản tổng quát, trong đó  $N_u$  người dùng không đồng bộ phát dữ liệu nhị phân trên cùng giao diện vô tuyến qua các tín hiệu 2-PPM trực giao. Tất cả các tín hiệu này được đặc trưng bởi: truyền 5 xung trên mỗi bit ( $N_s=5$ ); chu kỳ lặp xung trung bình,  $T_s = 3$  ns; mỗi  $T_s$  được tổ chức thành 3 khe 1 ns ( $N_h=3$ ,  $T_c=1$ ). Từ các tham số ở trên, mỗi tín hiệu mang một luồng nhị phân tại tốc độ  $R_b \approx 66,66$  Mbits/s. Ta giả thiết thêm rằng, xung cơ bản đối với tất cả các tín hiệu phát đều là đạo hàm bậc hai của xung Gauso với hệ số định dạng  $\alpha = 0,2$  ns. Dịch thời PPM được giả định  $\varepsilon = 0,5$  ns. Để ước lượng xác suất lỗi từ mô hình lỗi dựa trên xung đột xung (PC), trước hết ta phải xác định  $T_M$  bởi **Prog 6.06**.

Cụ thể là, ta xét 3 giá trị % năng lượng khác nhau được chứa trong  $T_M$ , nghĩa là,  $pE=0,9$ ;  $pE=0,8$ ; và  $pE=0,7$ .

```

tau = 0.2e-9; T = 1e-9; fc = 50e9;
[pulse] = uwb20306_waveform (fc, T, tau);
pE    = 0.9;
[eff_pulse1, Tm1] = uwb60202_effpulse (pulse, fc, pE);
pE    = 0.8;
[eff_pulse2, Tm2] = uwb60202_effpulse (pulse, fc, pE);
pE    = 0.7;
[eff_pulse3, Tm3] = uwb60202_effpulse (pulse, fc, pE);

```

**Kết quả là:**

```

Tm1  = 2.0000e-10
Tm2  = 1.6000e-10
Tm3  = 1.2000e-10

```

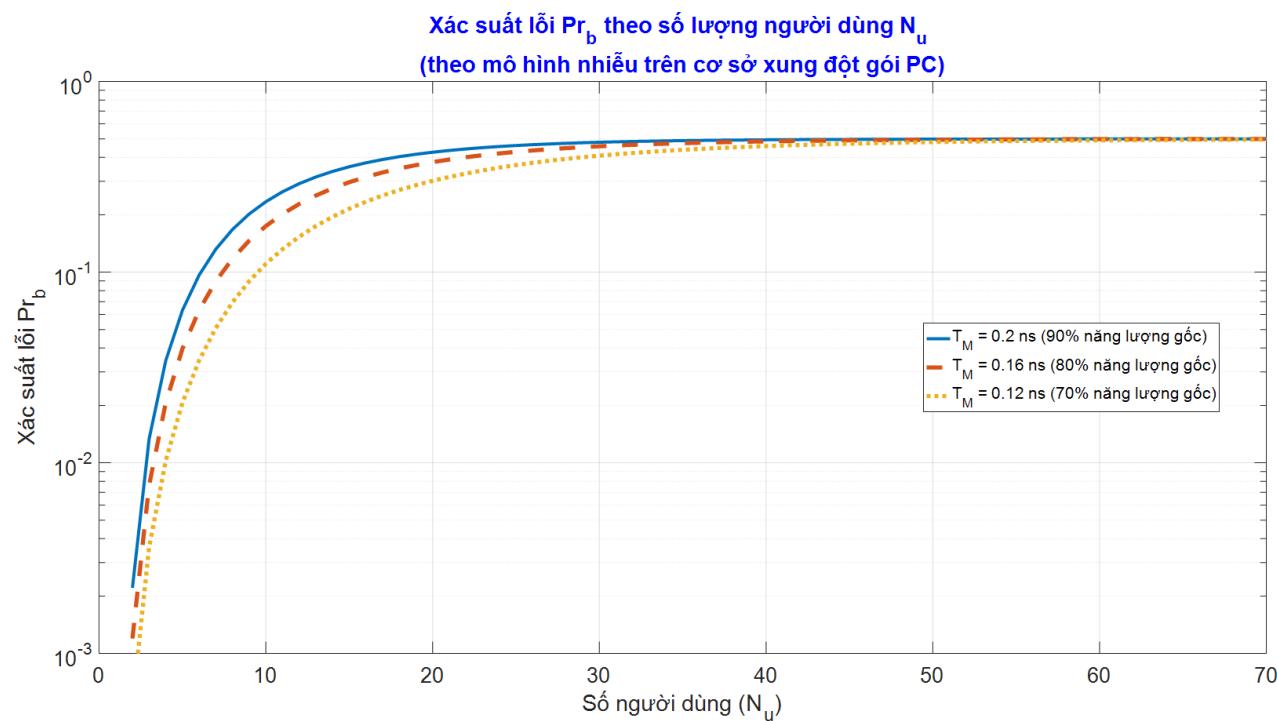
Như mong đợi, thời gian hiệu dụng giảm khi  $pE$  giảm. Cụ thể là, ta nhận được các giá trị  $T_M$  bằng 0,2 ns; 0,16 ns; và 0,12 ns tương ứng với 90%; 80% và 70% năng lượng ban đầu của xung. Tại đây, ta sử dụng **Prog 6.05** để ước lượng  $Pr_b$  như được biểu diễn ở (6.50). Cụ thể là, ta xác định được xác suất lỗi bit theo số người dùng tại các giá trị  $T_M$  khác nhau:

```

Nu    = (1:1:200);
Ns    = 5;
Ts    = 3e-9;
for n =1:length(Nu)
    PC1(n) = uwb60201_prboll (Nu(n), Ns, Tm1, Ts);
    PC2(n) = uwb60201_prboll (Nu(n), Ns, Tm2, Ts);
    PC3(n) = uwb60201_prboll (Nu(n), Ns, Tm3, Ts);
end
figure(614)
semilogy(Nu, PC1, Nu, PC2, Nu, PC3);
grid on;

```

Kết quả là, ta có được các vector  $PC1$ ,  $PC2$ , và  $PC3$  chứa các giá trị  $Pr_b$  theo số lượng người dùng và  $T_M$  khác nhau. Kết quả của mô phỏng trên được biểu diễn trong hình 6.11. Như kỳ vọng, xác suất lỗi tăng nhanh theo số người dùng do xảy ra nhiều xung đột xung hơn. Với số lượng người dùng định trước, xác suất lỗi giảm khi các giá trị  $T_M$  nhỏ hơn.



**Hình 6.11** Biểu diễn xác suất lỗi  $Pr_b$  theo số lượng người dùng  $N_u$  dựa vào mô hình nhiễu trên cơ sở xung đột xung PC. Xét tại các giá trị của khoảng thời gian xung:  $T_M=0,2$  ns;  $T_M=0,16$  ns và  $T_M=0,12$  ns.

Ta có thể so sánh kết quả trong hình 6.11 với kết quả áp dụng SGA đối với việc mô hình hóa nhiễu đa người dùng MUI. Việc này được thực hiện bằng cách sử dụng **Prog 6.03**:

```

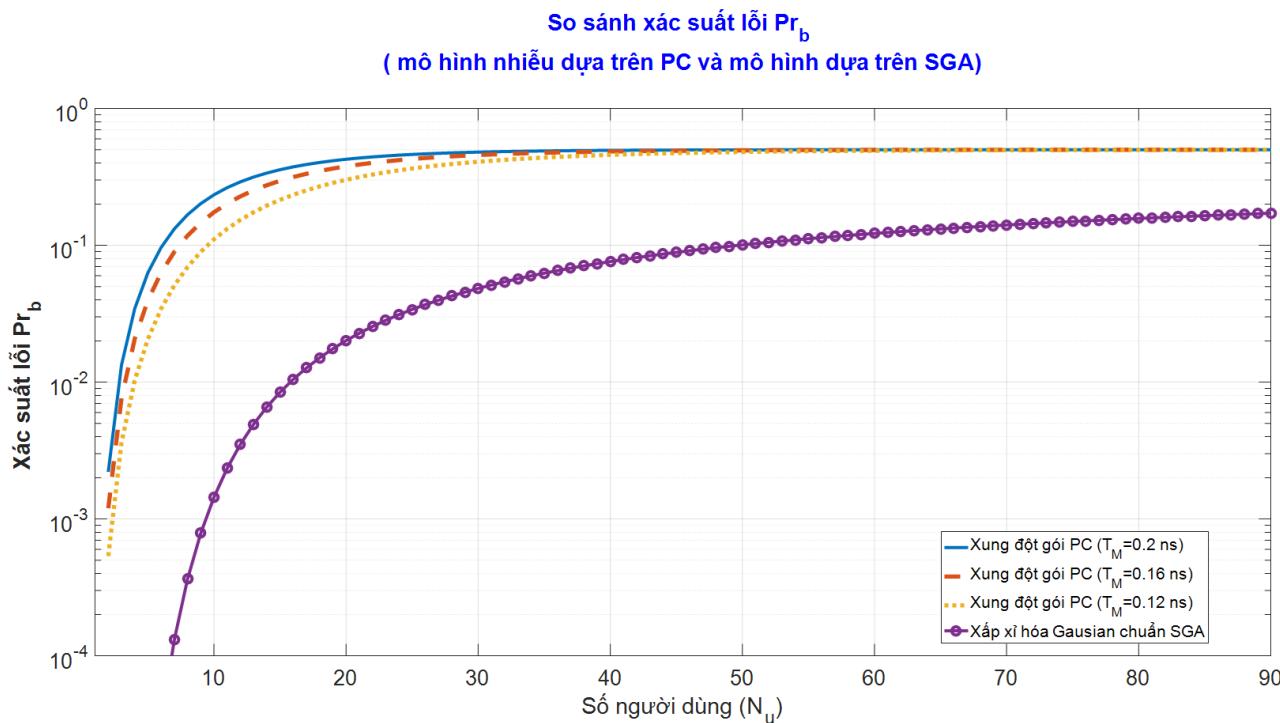
PPMshift      = 0.5e-9;
ebn0          = inf;
erx0          = 1;
gamma_r       = 1;
Rb             = 1/(15e-9);
Nu             = 1:1:200;
for n=1:length(Nu)
    erxMUI   = ones(1, Nu(n)-1);
    PSGA(n) = uwb60103_MUIBER_2PPM(ebn0, erx0, erxMUI, pulse, ...
                                         Rb, PPMshift, fc, gamma_r);
end
figure(615)
semilogy(Nu, PC1, Nu, PC2, Nu, PC3);
hold on;
semilogy(Nu, PSGA);
grid on;
axis([1 90 1e-4 1]);

```

Kết quả là, ta có được vector  $PSGA$  chứa các giá trị  $Pr_b$  theo SGA cho số lượng người dùng khác nhau. Lưu ý rằng xác suất lỗi của các kết quả từ quá trình mô phỏng trên đã xét nhiễu đa người dùng MUI tại máy thu (giá trị  $E_b/N_0$  được đặt bằng vô cùng). Hình 6.12 biểu diễn giá trị của các vector  $PC1$ ,  $PC1$ ,  $PC3$ , và  $PSGA$ , nghĩa là, các giá trị của  $Pr_b$  có được từ mô hình nhiễu dựa

trên PC (tại các giá trị khác nhau của  $T_M$ ) và SGA. Mô hình nhiễu dựa trên khái niệm xung đột gói PC đánh giá quá cao ảnh hưởng của MUI so với mô hình nhiễu dựa trên xấp xỉ Gausơ chuẩn SGA.

Tại đây, ta ước lượng xác suất lỗi nhận được từ mô phỏng của toàn bộ quá trình truyền dẫn (chuỗi truyền dẫn). Việc này cần phải gọi các tập các đoạn mã chương trình giống nhau đã được xét trong Sim\_UWB 6.01 để ước lượng hiệu năng máy thu bằng mô phỏng. Trong trường hợp này, ta bỏ qua tạp âm nhiệt bằng cách đặt  $E_b/N_0$  bằng vô cùng. Hơn nữa, ta đặt cờ *HDSD* trong **Prog** 5.05 bằng 1, nghĩa là, ta xét tách sóng quyết định cứng. Ta sẽ không lặp lại code mô phỏng cho cả chuỗi truyền dẫn khi hiện diện nhiều người dùng (ta quay lại tham khảo mô phỏng trong Sim\_UWB 6.01). Ta nên lập một chương trình tổng hợp theo ý này để so sánh phân tích các giá trị của  $Pr_b$  mô phỏng được với mô hình lý thuyết với suy đoán rằng, kết quả mô phỏng nằm giữa các giá trị  $Pr_b$  có được bởi SGA và cho bởi mô hình PC.



**Hình 6.12** So sánh xác suất lỗi  $Pr_b$  theo số lượng người dùng  $N_u$  (được rút ra từ mô hình nhiễu dựa trên PC và mô hình dựa trên SGA)

## 6.5 Tổng kết

Chương này, ta đã phân tích các nội dung cơ bản điển hình trong truyền thông UWB đa người dùng, cụ thể như: Đa truy nhập và nhiễu đa người dùng; Hiệu năng của hệ thống IR-UWB đa người dùng dựa trên xấp xỉ Gausơ chuẩn SGA đối với các tín hiệu 2PPM-THMA, 2PAM-THMA, DS-UWB, giới hạn áp dụng của phép xấp xỉ hóa Gausơ tiêu chuẩn-SGA. Cuối cùng là mô hình nhiễu đa người dùng dựa trên xung đột gói. Thông qua mô hình được xét và được Matlab hóa, các kết quả tính toán và mô phỏng đã làm sáng tỏ hiệu năng của các mô hình và kỹ thuật xử lý. Các chương trình tính toán và mô phỏng trên Matlab được lưu trên đĩa CD kèm theo, được tổng hợp và tóm tắt ở phụ lục 1A.

## Định vị trong vô tuyến UWB

### 7.1 Mở đầu

Việc ước tính khoảng cách (*Ranging*) và định vị trí (*Positioning*) có vai trò rất quan trọng trong thiết kế các mạng truyền thông không dây. Công nghệ UWB được xem là công nghệ duy nhất có khả năng định vị và xác định khoảng cách chính xác trong mạng cảm biến không dây (WSN). Sự phổ biến của mạng cảm biến không dây đã và đang diễn ra, bởi khả năng hỗ trợ của nó cho việc thông tin Máy tới Máy với chi phí thấp. Sự phát triển của mạng cảm biến không dây WSN được coi là bản sao của sự bùng nổ mạng WLAN trong những năm gần đây. Khả năng đo đặc khoảng cách chính xác của UWB đã được chứng minh chi tiết, và được trình bày ở chương này, nhiều công ty đã và đang phát triển các bộ chip UWB hỗ trợ khả năng xác định khoảng cách, như bộ chip của công ty Wire&Location sản xuất năm 2003, với phương pháp DS-SS để xác định khoảng cách sử dụng UWB.

Để ước tính vị trí của một nút (ta gọi là nút đích) trong mạng vô tuyến, thì cần phải trao đổi các tín hiệu giữa nút đích và nhiều nút tham chiếu. Việc ước tính vị trí có thể được thực hiện theo hai phương thức là: (i) phương thức trực tiếp từ tín hiệu (được gọi là định vị trực tiếp); (ii) phương thức hai bước, trong đó trước hết các tham số đặc trưng cho định vị trí được tách ra từ tín hiệu thu, sau đó thực hiện ước tính vị trí dựa vào các tham số này. Mặc dù phương thức hai bước là *cần tối ưu* nhưng ít phức tạp hơn phương thức trực tiếp. Hơn nữa, khi tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR và/hoặc độ rộng băng tần của tín hiệu đủ lớn thì hiệu năng của hai phương thức này gần như nhau. Do đó, phương thức thứ hai thường được chấp nhận ở hầu hết các hệ thống thực tế. Vì vậy, chương này ta chỉ tập trung trình bày phương thức thứ hai này. Muốn vậy, trước hết ta ước tính các tham số của tín hiệu thu liên quan đến việc định vị như: cường độ điện trường của tín hiệu thu RSS; thời gian đến TOA; hướng góc đến AOA, sau đó ta thực hiện ước tính vị trí dựa vào các tham số này. Đặc biệt là ta trình bày và mô phỏng tính chính xác của việc ước tính tham số định vị nhằm so sánh và làm rõ ưu nhược điểm của các phương pháp ước tính này. Phần cuối của chương, ta trình bày ở dạng giới thiệu một số giao thức định vị được cho là phổ cập và điển hình.

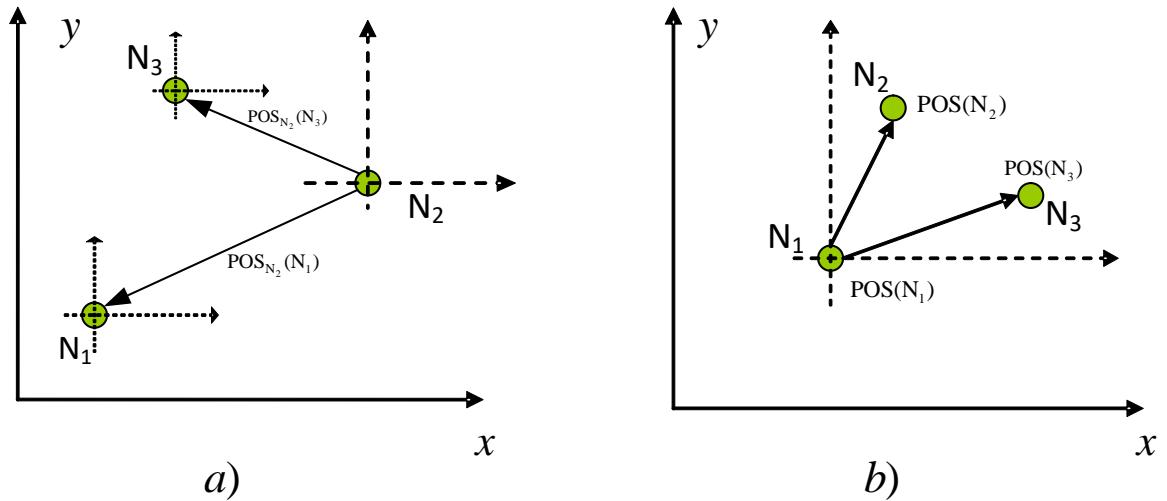
Chương này, ta phân tích một cách chi tiết các thuật toán cho việc ước lượng khoảng cách, định vị trí và một số giao thức điển hình. Ta sẽ trình bày nguyên lý cơ bản nhất và một số minh họa điển hình về hệ thống và giao thức định vị.

### 7.2 Ước tính tham số và định vị

Thuật ngữ “*khoảng cách: Ranging*” và “*định vị trí: Positioning*”, cũng như “*định vị nội bộ: Localization*”, được dùng trong các tài liệu một cách rất linh hoạt; không có nhận thức hay quy ước chung về ngữ nghĩa chính xác của các thuật ngữ này. Do đó, ở đây ta xác lập một số định nghĩa sẽ được sử dụng như: khoảng cách, định vị nút trung tâm, định vị tương đối, và định vị tuyệt đối hay định vị địa lý.

*Ước tính khoảng cách* được định nghĩa là việc tính toán khoảng cách từ nút đích đến nút tham chiếu. Nút tham chiếu muốn có được thông tin về khoảng cách về nút đích trong mạng bằng cách

thiết lập một kết nối truyền thông ngang hàng (*peer-to-peer*) tới nút đích. Liên kết này được sử dụng để ước lượng các giá trị của tham số mà được dùng ở nút tham chiếu cho việc tính khoảng cách từ nó tới nút đích. Các tham số này có được dựa trên việc ước lượng giá trị suy hao của kênh hoặc trễ truyền sóng.



**Hình 7.1 a) Định vị theo nút trung tâm b) Định vị tương đối**

*Định vị theo nút trung tâm* được định nghĩa là việc tính toán các vị trí của một tập các nút đích đối với một nút tham chiếu. Định vị theo nút trung tâm cũng có được dựa trên các kết nối ngang hàng, sao cho thông tin về góc và khoảng cách của từng nút đích là khả đạt tại nút tham chiếu. Lưu ý rằng, mỗi nút đều có thể đóng vai trò là một nút tham chiếu và tính toán vị trí của các nút khác theo hệ tham chiếu riêng của nó. Hình 7.1a minh họa về phương pháp định vị theo nút trung tâm với hai nút tham chiếu khác nhau. Trong đó,  $N_2$  là nút tham chiếu, và các thông tin định vị theo nút trung tâm tới các nút đích  $N_1$  và  $N_3$  được ký hiệu là  $POS_{N_2}(N_1)$  và  $POS_{N_2}(N_3)$ .

*Định vị tương đối* được dùng để chỉ việc tính toán vị trí của một tập các nút trong một hệ tọa độ chung. Điểm khác nhau với việc định vị theo nút trung tâm là tất cả các nút chia sẻ cùng một hệ tham chiếu và mỗi nút chỉ liên kết với một tập các tọa độ duy nhất. Việc chấp nhận chia sẻ chung một hệ trục tọa độ ở tất cả các nút cần phải tổ chức tập các nút thành một mạng, cho phép trao đổi thông tin với nhau, theo một số nguyên tắc được thiết lập bởi các thuật toán dành riêng cho việc lựa chọn hệ trục tọa độ chung và việc biên dịch hệ trục tọa độ của từng nút. Hình 7.1b minh họa về việc định vị tương đối, trong đó hệ tọa độ tham chiếu được trung tâm tại  $N_1$ .

Góc của hệ trục tọa độ tham chiếu có thể được chọn bất kỳ và có thể không trùng với vị trí của một nút trong mạng. Tuy nhiên, trong phần lớn các trường hợp, hệ trục tọa độ tham chiếu được lấy từ hệ trục tọa độ của nút trung tâm. Ví như hình 7.1b, hệ trục tọa độ tham chiếu trùng với hệ trục tọa độ theo nút trung tâm của nút  $N_1$  với  $POS(N_1) = (0,0)$ . Giao thức để lựa chọn hệ trục tọa độ tham chiếu sẽ được trình bày ở phần sau.

Trường hợp đặc biệt về phương pháp định vị tương đối với việc chấp nhận hệ trục tọa độ tham chiếu trùng với hệ trục tọa độ toàn cầu với các tọa độ được thể hiện bởi vĩ độ và kinh độ. Giải pháp đặc biệt này được gọi là định vị tuyệt đối (hay định vị địa lý) do các tọa độ được gắn với mỗi nút là duy nhất trên toàn cầu.

Cả hai phương pháp định vị theo nút trung tâm và định vị tương đối đều cần có thủ tục ưu tiên để lấy lại các khoảng cách. Mức độ chính xác trong việc ước tính khoảng cách ảnh hưởng đến tính chính xác của thành quả định vị. Kỹ thuật ước tính khoảng cách phải được lựa chọn phù hợp với yêu cầu của lớp ứng dụng.

### 7.3 Ước tính tham số định vị

Việc xác định khoảng cách là việc ước tính khoảng cách  $d$  giữa máy phát và máy thu. Nếu tín hiệu phát là  $s(t)$ , thì tín hiệu thu tương ứng được cho bởi:

$$r(t) = h(t) * s(t) + n(t) \quad (7.1)$$

trong đó  $h(t)$  là đáp ứng xung kim của kênh và  $n(t)$  là tạp âm nhiệt. Tại đây, ta coi tín hiệu được truyền qua kênh lý tưởng có đáp ứng xung (được xét ở chương 4) được cho bởi:

$$h(t) = a(d) \cdot \delta(t - \tau(d)) \quad (7.2)$$

Tín hiệu thu sẽ được viết lại là:

$$r(t) = a(d) \cdot s(t - \tau(d)) + n(t) \quad (7.3)$$

Phương trình (7.3) cho thấy, khoảng cách  $d$  có thể được ước tính từ: suy hao  $a(d)$  hoặc trễ  $\tau(d)$ . Việc sử dụng  $a(d)$  hoặc  $\tau(d)$  xác định phương pháp ước tính khoảng cách dựa vào: cường độ trường của tín hiệu thu (RSS: *Received Signal Strength*) hoặc thời gian đến (TOA: *Time of Arrival*) hay góc tới (AOA: *Angle of Arrival*)

#### 7.3.1 Phương pháp cường độ trường của tín hiệu thu RSS

Ý tưởng chính của phương pháp dựa vào cường độ trường tín hiệu thu là, nếu biết trước mối quan hệ giữa suy hao công suất và khoảng cách thì cường độ trường của tín hiệu thu RSS tại một nút có thể được dùng để ước tính khoảng cách giữa nút này và nút phát, với điều kiện biết trước công suất phát (hình 7.2). Tuy nhiên, do sự thiếu chính xác của việc đo xác định cường độ điện trường thu RSS (do tính cách của môi trường truyền sóng) và việc định lượng mối liên hệ giữa khoảng cách và giá trị suy hao (PL) nên sẽ gây ra sai số ước tính khoảng cách. Tín hiệu UWB chịu ảnh hưởng bởi: pha định đa đường phạm vi hẹp, che chắn và suy hao trong quá trình di chuyển từ nút này đến nút khác. Một cách lý tưởng, công suất tín hiệu (hay cường độ điện trường của tín hiệu thu, RSS) được trung bình hóa trong khoảng thời gian đủ lâu sẽ loại bỏ được ảnh hưởng của pha định đa đường và che chắn, dẫn đến ta có thể biểu diễn công suất trung bình của tín hiệu thu theo phương trình sau:

$$\bar{P}(d) = P_0 - 10n \lg(d/d_0) \quad (7.4)$$

trong đó:  $n$  là số mũ hao công suất;  $\bar{P}(d)$  là công suất trung bình của tín hiệu thu (đơn vị dB) tại khoảng cách  $d$ ;  $P_0$  là công suất thu được (đơn vị dB) tại khoảng cách tham chiếu  $d_0$ .

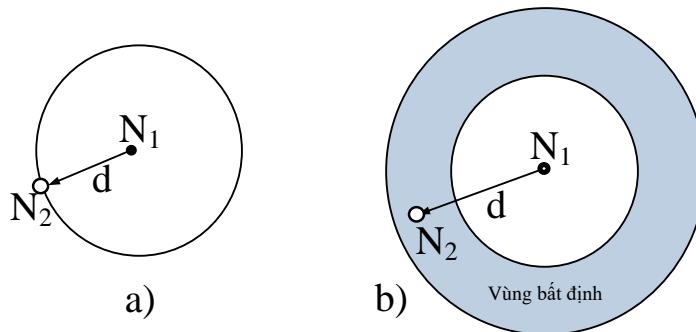
Trong các hệ thống UWB, ảnh hưởng của đa đường có thể được giảm đáng kể bằng cách lấy tổng công suất của tất cả các thành phần đa đường. Nói một cách khác, nếu trong quá trình tính công suất trung bình mà thời gian tích phân T đủ lâu (để chứa tất cả các thành phần đa đường có trong tín hiệu thu  $r(t)$ ), thì giảm được ảnh hưởng của pha định phạm vi hẹp, khi này công suất trung bình là:

$$P(d) = \frac{1}{T} \int_0^T |r(t)|^2 dt \quad (7.5)$$

Tuy nhiên, ảnh hưởng của che chắn thường có trong công suất của tín hiệu thu  $P(d)$ , nó được mô hình hóa là biến ngẫu nhiên phân bố *log-normal*. Nói một cách khác, công suất tín hiệu thu  $P(d)$  theo đơn vị dB được mô hình hóa là một biến ngẫu nhiên phân bố Gausor có trung bình là  $\bar{P}(d)$  được cho bởi (7.4) và phương sai là  $\sigma_{sh}^2$ , nghĩa là:

$$10\lg P(d) \sim N(\bar{P}(d), \sigma_{sh}^2) \quad (7.6)$$

Lưu ý rằng, mô hình này có thể được dùng trong môi trường truyền sóng trực xạ LOS và môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS khi ta chọn các tham số của kênh một cách phù hợp.



**Hình 7.2** Minh họa ước tính khoảng cách dựa vào RSS khi: a) không có sai số (chính xác); b) có sai số, khoảng cách nhận được có độ bất định được biểu thị bởi vùng màu xám

Từ mô hình công suất tín hiệu thu được cho bởi phương trình (7.6), ta có giới hạn dưới Cramer-Rao (CRLB, Cramer–Rao lower bound) đối với ước tính khoảng cách là:

$$\sqrt{\text{Var}\{\hat{d}\}} \geq \frac{\ln 10}{10} \frac{\sigma_{sh}}{n} d \quad (7.7)$$

trong đó,  $\hat{d}$  là ước tính **không chêch** của  $d$  (tham chiếu đến khái niệm ước tính chêch và không chêch ở chương 1). Từ biểu thức (7.7) cho thấy, mức độ chính xác về ước tính khoảng cách dựa vào cường độ trường của tín hiệu thu RSS phụ thuộc vào bộ ba tham số  $\{\sigma_{sh}; n; d\}$ , cụ thể là: (i) giới hạn dưới tăng (tính chính xác của ước tính khoảng cách giảm) khi độ lệch chuẩn của che chắn tăng, bởi vì khi này mức độ thay đổi cường độ trường của tín hiệu thu RSS quanh công suất trung bình của nó nhiều hơn; (ii) số mũ tổn hao công suất lớn thì mức độ chính xác của ước tính chính xác hơn và công suất trung bình trở nên nhạy cảm với khoảng cách hơn khi  $n$  lớn; (iii) mức độ chính xác về ước tính khoảng cách giảm khi khoảng cách giữa các nút tăng lên. Hay nói cách khác, giới hạn dưới tăng tuy tín (tỷ lệ thuận) theo khoảng cách và độ lệch chuẩn của che chắn nhưng tỷ lệ nghịch với số mũ tổn hao công suất. Nói cách khác, mức độ chính xác của kết quả ước tính khoảng cách phụ thuộc vào các tham số đặc trưng của môi trường truyền sóng.

## Sim\_UWB 7.01

Chương trình Matlab thực hiện tính toán, mô phỏng và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính khoảng cách theo biểu thức (7.7) đối với 4 kịch bản truyền sóng của mô hình kênh IEEE 802.15.4a

(xem mục 4.4.2 trong chương 4) được tổng hợp và được cho bởi Sim\_UWB 7.01. Thiết trị cho các tham số đặc trưng: số mũ suy hao và độ lệch chuẩn được cho trong bảng 7.01.

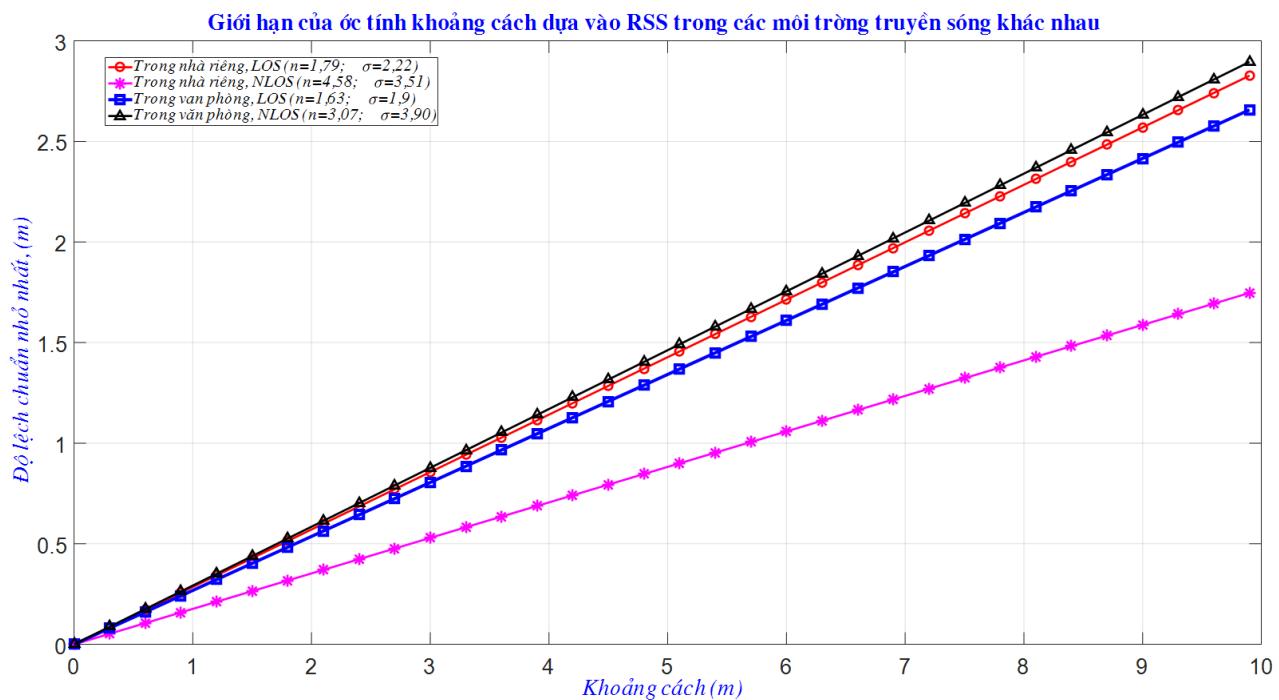
**Bảng 7.01** Các tham số kênh đối với môi trường được xét trong hình 7.4

Mô hình kênh	Môi trường	Số mũ suy hao, ( $n$ )	Độ lệch chuẩn của che chắn, ( $\sigma_{sh}$ )
CM1	Trong nhà riêng, LOS	1,79	2,22
CM2	Trong nhà riêng, NLOS	4,58	3,61
CM4	Trong văn phòng, LOS	1,63	1,90
CM4	Trong văn phòng, NLOS	3,07	3,90

**Prog 7.01** Chương trình thực hiện tính toán và biểu diễn giới hạn dưới về độ lệch chuẩn của ước tính khoảng cách dựa vào RSS theo biểu thức (7.7). Các đầu vào của chương trình gồm ba tham số  $\{\sigma_{sh}; n; d\}$ . Thiết trị cho các tham số đặc trưng cho chương trình này: số mũ suy hao và độ lệch chuẩn được cho trong bảng 7.1. Đầu ra của chương trình là ước tính khoảng cách theo biểu thức (7.7). Lệnh thực hiện chương trình là:

```
[result_CRLB] = CRLB_RSS_Distance(d, n1, n2, n3, n4, ...
sigma_sh1, sigma_sh2, sigma_sh3, sigma_sh4)
```

Kết quả là, hình 7.4 biểu diễn độ lệch chuẩn nhỏ nhất (giới hạn dưới) về ước tính khoảng cách  $\hat{d}$  theo khoảng cách giữa các nút  $d$  trong các môi trường khác nhau phù hợp với mô hình kênh IEEE 802.15.4a với các số mũ suy hao và độ lệch chuẩn được cho trong bảng 7.1. Cũng cần lưu ý rằng, trong môi trường truyền sóng không trực xạ NLOS trong nhà riêng có giới hạn kém nhất vì số mũ tổn hao đường truyền lớn hơn cả. Trong mọi trường hợp, độ lệch chuẩn của sai số không dưới 1m khi khoảng cách giữa hai nút lớn hơn 6m. Hay nói một cách khác, ước tính khoảng cách dựa vào cường độ trường của tín hiệu thu RSS không phải là phương pháp có độ chính xác cao đối với hệ thống UWB.

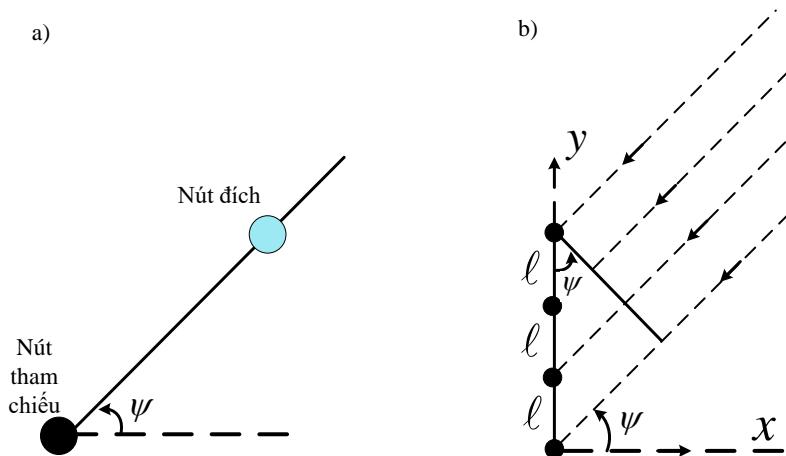


**Hình 7.4** Độ lệch chuẩn nhỏ nhất của ước tính khoảng cách dựa vào RSS cách đổi với các mô hình kênh khác nhau

### 7.3.2. Phương pháp góc đến AOA

Phương pháp RSS cung cấp thông tin về khoảng cách giữa hai nút, phương pháp AOA cung cấp thông tin về hướng của tín hiệu đến, hay góc giữa hai nút.

Thông thường dùng dàn anten để đo góc tới của tín hiệu. Ta có được thông tin về góc của tín hiệu thu bằng cách đo sự khác nhau về thời điểm đến của tín hiệu trên các phần tử của dàn anten. Hình 7.5 minh họa ước tính AOA tại dàn anten, khi khoảng cách giữa nút phát và nút thu là đủ lớn, thì tín hiệu đến có thể được mô hình hóa như một mặt sóng phẳng. Kết quả là, thời điểm đến giữa các phần tử liền kề trên dàn anten lệch nhau  $\ell \sin(\psi/c)$  giây, trong đó  $\ell$  là khoảng cách giữa các phần tử của dàn anten,  $\psi$  là góc đến AOA, và  $c$  là vận tốc ánh sáng. Vì vậy, việc ước tính sự khác nhau về thời điểm đến cho ta thông tin về góc.



**Hình 7.5** Minh họa ước tính góc đến AOA: a) nút tham chiếu đo xác định góc  $\psi$  giữa nó và nút đích; b) quan hệ giữa sự khác nhau về thời điểm đến và  $\psi$  tại dàn anten.

Với các tín hiệu băng hẹp, sự khác nhau về thời điểm đến có thể được biểu diễn bằng sự dịch pha. Theo đó, sự kết hợp của các phiên bản dịch pha của các tín hiệu thu tại các phần tử của dàn anten có thể được kiểm tra đối với các góc khác nhau để ước tính hướng của tín hiệu đến. Tuy nhiên, với tín hiệu UWB (thời gian của xung tín hiệu UWB rất nhỏ), ta phải xét các phiên bản trễ thời gian của tín hiệu thu, bởi lẽ một giá trị trễ thời gian không chỉ được biểu diễn bởi giá trị pha duy nhất.

Để có được giới hạn dưới theo lý thuyết về mức độ chính xác của phép đo AOA, ta xem xét một chuỗi gồm  $N_a$  phần tử anten. Ta ký hiệu  $r_i(t)$  là tín hiệu thu tại phần tử thứ  $i$  và được biểu diễn bởi:

$$r_i(t) = a \cdot s(t - \tau_i) + n_i(t), \quad i = 1, \dots, N_a \quad (7.8)$$

trong đó:  $s(t)$  là tín hiệu phát;  $a$  là hệ số của kênh;  $\tau_i$  là trễ của tín hiệu khi đến phần tử anten thứ  $i$ ; và  $n_i(t)$  là tạp âm Gauso trắng cộng có trung bình không và mật độ phô  $N_0/2$ .

Trễ  $\tau_i$  có thể được biểu diễn như sau:

$$\tau_i \approx \frac{d}{c} + \frac{\ell_i \sin \psi}{c} \quad (7.9)$$

trong đó:  $\ell_i = \ell \left( \frac{N_a + 1}{2} - i \right)$ ,  $i = 1, \dots, N_a$ ;  $d$  là khoảng cách giữa máy phát và trung tâm của dàn anten thu.

Khi các thành phần tạp âm tại các phần tử của dàn anten là độc lập, thì giới hạn dưới CRLB đối với ước tính góc  $\psi$  (ta lưu ý rằng,  $\hat{\psi}$  là ước tính của  $\psi$ ,  $Var\{\hat{\psi}\}$  là phương sai của  $\hat{\psi}$ ) được cho bởi:

$$Var\{\hat{\psi}\} \geq \frac{6c^2 N_0}{a^2 \cdot \tilde{E} \cdot N_a (N_a^2 - 1) \ell^2 \cos^2 \psi} \quad (7.10)$$

trong đó  $\tilde{E}$  biểu trưng cho năng lượng của đạo hàm bậc nhất của tín hiệu phát  $s(t)$ , nghĩa là:

$$\tilde{E} = \int_{-\infty}^{\infty} [s'(t)]^2 dt \quad (7.11)$$

Áp dụng quan hệ Parseval ta được giá trị giới hạn dưới CRLB:

$$\sqrt{Var\{\hat{\psi}\}} \geq \frac{\sqrt{3}c}{\sqrt{2\pi} \sqrt{SNR} \beta \sqrt{N_a (N_a^2 - 1) \ell} \cos \psi} \quad (7.12)$$

trong đó:  $SNR = a^2 E / N_0$  là tỷ số tín hiệu trên tạp âm của từng phần tử dàn anten;  $E$  là năng lượng của tín hiệu phát  $s(t)$ ;  $\beta$  là độ rộng băng tần hiệu dụng của tín hiệu  $s(t)$  được định nghĩa như sau:

$$\beta = \left( \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S(f)|^2 df \right)^{1/2} \quad (7.13)$$

với  $S(f)$  là biến đổi Fourier của  $s(t)$ .

Từ biểu thức (7.12), ta thấy khi tăng SNR, tăng băng tần hiệu dụng, tăng khoảng cách giữa các phần tử của dàn anten, tăng số phần tử anten đều nâng cao (cải thiện) tính chính xác của ước tính góc đến AOA. Vì vậy, tín hiệu UWB có độ rộng băng tần lớn sẽ dễ dàng có được kết quả đo chính xác về góc đến, đây cũng là khả năng nổi trội của UWB trong việc định vị.

Ta lưu ý rằng, dàn anten loại truyền tính đồng khoảng cách giữa các phần tử của dàn anten (ULA) như trên hình 7.5 không thể phát hiện chính xác được các góc tín hiệu đến là góc tù mà chỉ phát hiện chính xác đối với góc nhọn.

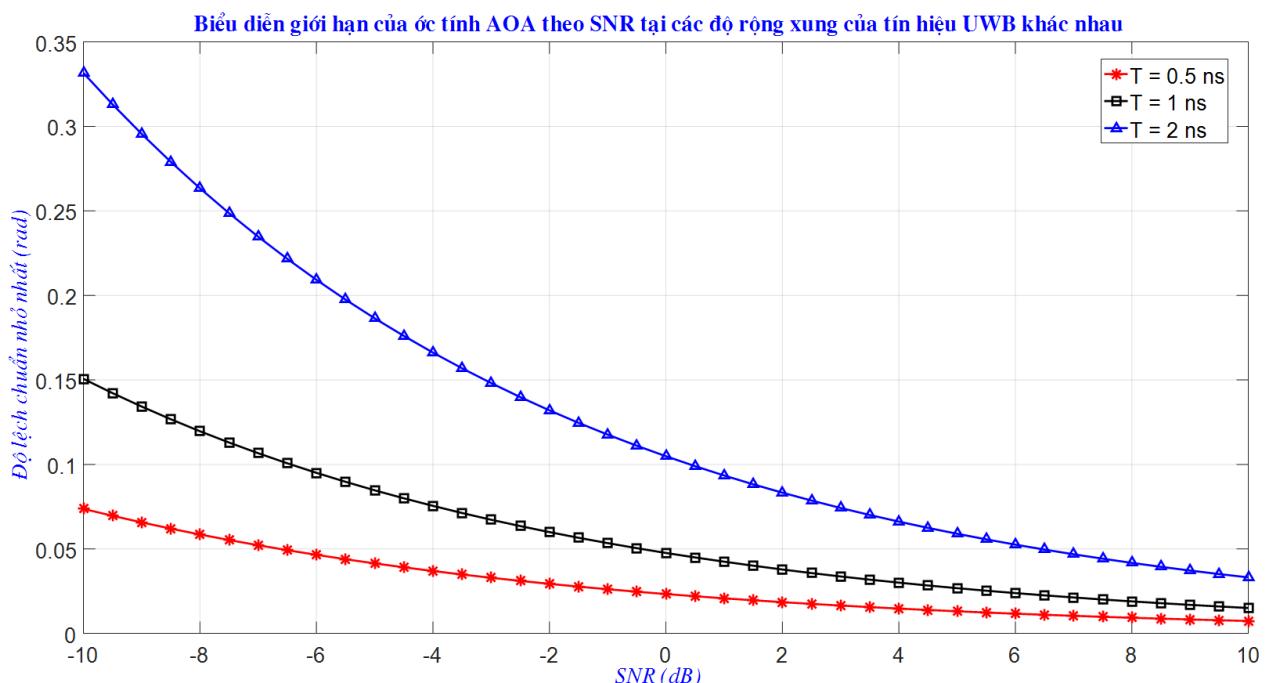
## Sim\_UWB 7.02

Chương trình Matlab thực hiện tính toán, mô phỏng và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính góc đến AOA theo biểu thức (7.12) khảo sát theo SNR được tổng hợp và được cho bởi Sim\_UWB 7.02 đối với dàn anten loại ULA có 4 phần tử và khoảng cách giữa các phần tử là 5 cm. Tín hiệu được chọn trong phương trình (7.8) là xung tín hiệu UWB có độ rộng thay đổi, tín hiệu đến tại máy thu có góc đến  $\psi = \pi/4$  và hệ số kenh  $a = 1$ . Chương trình con được dùng trong Sim\_UWB 7.2 là **Prog 7.02**:

**Prog 7.02** Chương trình thực hiện tính băng tần hiệu dụng của tín hiệu. Chương trình nhận hai tham số đầu vào là: độ rộng xung tín hiệu,  $T_p$ ; tần số,  $f$ . Đầu ra của chương trình là băng tần hiệu dụng của tín hiệu theo phương trình (7.13). Lệnh thực hiện chương trình là:

$$[\beta] = \text{uwb70201_effective_bandwidth}(T_p, f)$$

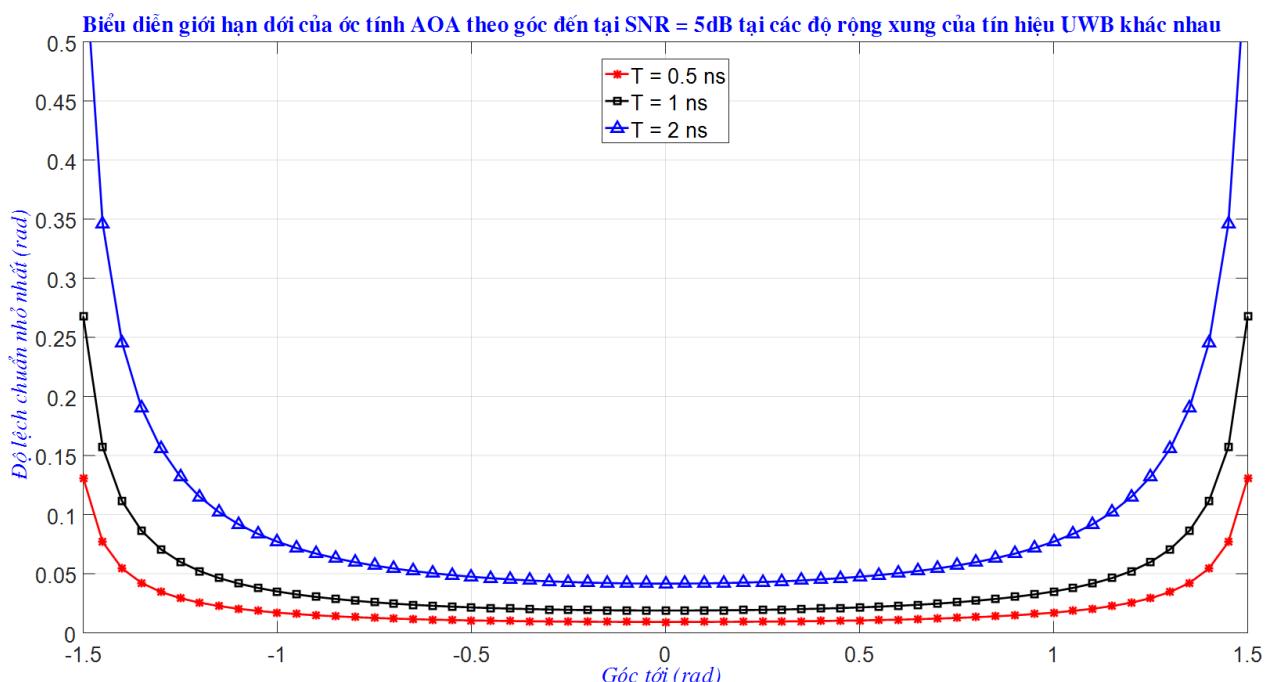
Thành quả là, mô phỏng bởi Sim\_UWB 7.02 được biểu diễn trên hình 7.6, cho thấy khi SNR tăng hoặc giảm độ rộng xung của tín hiệu UWB (nghĩa là, tăng độ rộng băng tần), thì giới hạn dưới của hệ thống giảm (tính chính xác của việc ước tính góc đến AOA tăng lên).



**Hình 7.6** Biểu diễn giới hạn dưới CRLB của ước tính AOA theo SNR tại các giá trị khác nhau của độ rộng xung tín hiệu UWB (tương đương, băng thông hiệu dụng khác nhau): dàn anten loại ULA 4 phần tử cách đều nhau 5cm tại góc tới  $\psi = 45^\circ$

Chương trình Matlab thực hiện tính toán và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính góc đến AOA theo biểu thức (7.12) khảo sát theo  $\psi$  được cho bởi Sim\_UWB 7.02 đối với dàn anten ULA có 4 phần tử và khoảng cách giữa các phần tử là 5 cm. Tín hiệu được chọn trong phương trình (7.8) là xung tín hiệu UWB có độ rộng thay đổi, tín hiệu đến tại máy thu có SNR = 5 dB và hệ số kênh a = 1.

Kết quả, được biểu diễn trên hình 7.7, tương tự như trên nhưng khi AOA càng nhỏ thì độ chính xác đạt được càng cao.



**Hình 7.7** Biểu diễn giới hạn dưới CRLB của ước tính AOA theo  $\psi$  tại các giá trị khác nhau của độ rộng xung tín hiệu UWB (tương đương, băng thông hiệu dụng khác nhau): dàn anten loại ULA 4 phần tử cách đều nhau 5cm tại SNR = 5dB

### 7.3.3 Phương pháp thời gian đến TOA

Ta cần nhớ lại rằng, kỹ thuật RSS dựa vào việc phát tín hiệu tại một mức công suất tham chiếu, mức công suất này được biết ở phía thu. Máy thu đo đánh giá công suất của tín hiệu thu và rút ra được khoảng cách từ suy hao công suất đo được. Do quan hệ giữa suy hao và khoảng cách phụ thuộc vào tính cách của kênh truyền sóng, nên cần có mô hình truyền sóng chính xác để việc ước tính khoảng cách được tin cậy. Tính di động của thiết bị đầu cuối và sự thay đổi ngẫu nhiên về tính cách của kênh thực sự là thách thức lớn. Sai số phát sinh đối với ước lượng RSS do hạn chế về phần cứng của thiết bị. Đặc biệt là, máy phát phải phát xạ chính xác và ổn định mức công suất tham chiếu. Sự khác biệt giữa công suất phát thực tế và công suất tham chiếu phản ánh độ lệch có tính hệ thống. Tóm lại, ước tính khoảng cách dựa vào RSS không phải là một phương pháp chính xác cao, và việc chấp nhận nó được hạn chế cho các ứng dụng xác định khoảng cách một cách sơ bộ.

Kỹ thuật ước tính TOA tính toán khoảng cách dựa vào ước tính toán trễ truyền sóng giữa máy phát và máy thu. TOA là phương pháp ước tính khoảng cách được dùng phổ biến nhất trong lĩnh vực Radar, và vì lý do này, thuật ngữ “TOA” và “ranging” thường được hoán đổi cho nhau.

Kết quả ước tính thời điểm đến của tín hiệu TOA cho ta thông tin về khoảng cách giữa hai nút bằng cách ước tính thời gian truyền tín hiệu từ một nút đến một nút khác. Theo đó, việc ước tính thời điểm tín hiệu đến TOA tại một nút sẽ cung cấp một vùng bất định được minh họa như hình 7.2b trong phương pháp ước tính khoảng cách dựa vào RSS. Để tránh sự không rõ ràng (mức độ sai số) về ước tính TOA, hai nút phải có một xung nhịp đồng hồ chung hoặc chúng phải trao đổi các thông tin định thời với nhau thông qua giao thức cụ thể.

Kỹ thuật ước tính TOA kinh điển được thực hiện bởi bộ lọc thích hợp hay bộ tương quan. Tín hiệu thu tại một nút được biểu diễn như sau:

$$r(t) = a.s(t-\tau) + n(t) \quad (7.14)$$

trong đó:  $\tau$  biểu thị thời gian đến TOA;  $a$  là hệ số kênh;  $n(t)$  là tạp âm Gauso trắng có trung bình không và mật độ phô  $N_0/2$ . Sau đó, bộ tương quan sẽ tìm kiếm giá trị đỉnh của tương quan giữa  $r(t)$  và phiên bản dịch thời của tín hiệu  $s(t-\hat{\tau})$  với trễ  $\hat{\tau}$  khác nhau. Tương tự như trong sơ đồ dùng bộ lọc thích hợp, giá trị lớn nhất tại đầu ra bộ lọc bằng với giá trị lớn nhất đầu ra bộ tương quan tại thời điểm kết thúc của một chu kỳ ký hiệu mang tin (xem hình 7.8b). Các mô hình này là tối ưu trong môi trường kênh AWGN đơn đường. Ta cần lưu ý tính chất đặc trưng của kênh UWB so với kênh vô tuyến khác (được xét ở chương 4). Tại đây, mục đích chính của ta là xét mối quan hệ giữa độ rộng băng tần của tín hiệu UWB với các giới hạn về lý thuyết của ước tính thời điểm đến TOA.

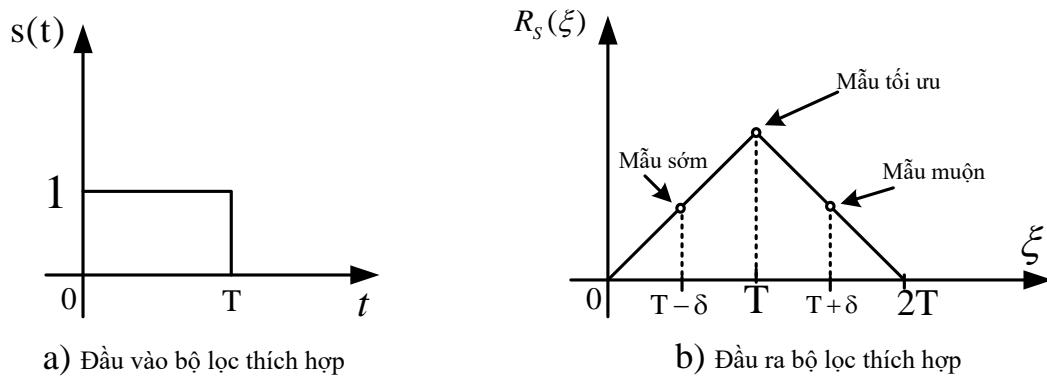
Việc ước tính trễ là chủ đề then chốt trong truyền thông không dây vì nó được yêu cầu để có được sự đồng bộ định thời ký hiệu giữa máy phát và máy thu như đã được trình bày trong chương 5. Một số giải pháp cho vấn đề này sẵn có trong các tài liệu. Hầu hết chúng đều được rút ra từ bộ ước tính theo nguyên tắc khả năng giống nhất ML, được xác định như sau.

Trong môi trường kênh tạp âm Gauso trắng cộng AWGN  $n(t)$ , ước tính trễ truyền sóng theo nguyên tắc ML được ký hiệu là  $\hat{\tau}_{ML}$ , nghĩa là tồn tại một giá trị  $\hat{\tau}_{ML}$  làm giảm thiểu hàm khả năng giống ML. Vì vậy, ước tính  $\hat{\tau}_{ML}$  được biểu diễn như sau:

$$\hat{\tau}_{ML}(r) = \arg \min_{\tau \in \Re} \left\{ \exp \left[ -\frac{1}{N_0 T_{obs}} \int (r(t) - s(t-\tau))^2 dt \right] \right\} \quad (7.15)$$

trong đó:  $N_0$  là mật độ phô công suất hai phía của tạp âm; và  $T_{obs}$  là khoảng thời gian quan trắc trong quá trình thực hiện ước tính trễ.

Sơ đồ đồng bộ phô biến thực hiện xấp xỉ hóa ước tính trễ theo nguyên tắc ML được gọi là bộ đồng bộ mở cổng sớm muộn. Để làm sáng tỏ hoạt động của bộ ước tính này, ta xét một xung chữ nhật  $s(t)$  có khoảng thời gian  $T$  được minh họa trên hình 7.8a.



**Hình 7.8** Xung chữ nhật  $s(t)$  có độ rộng  $T$  và đầu ra  $R_s(\xi)$  của bộ lọc thích hợp

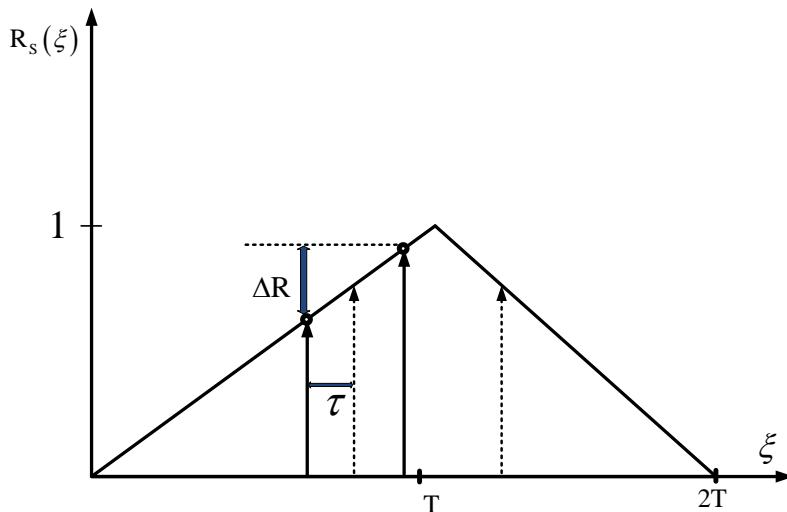
Lưu ý rằng,  $R_s(\xi)$  biểu trưng cho tín hiệu đầu ra của máy thu tương quan (đã được trình bày trong chương 5). Vì vậy, ta có được giá trị đỉnh bằng cách lấy mẫu tín hiệu  $R_s(\xi)$  tại  $\xi = T$  (xem hình 7.8b).

Bộ đồng bộ công sớm - muộn khai thác tính đối xứng của tín hiệu tại đầu ra bộ thu tương quan  $R_s(\xi)$ , nghĩa là,  $R_s(T - \delta) = R_s(T + \delta)$ . Bộ đồng bộ trích ra 2 giá trị từ  $R_s(\xi)$  tại các vị trí đối xứng qua giá trị đỉnh kỳ vọng  $\xi = T$  bằng cách lấy mẫu đầu ra của bộ tích phân của máy thu tương quan tại  $\xi = T - \delta$  và  $\xi = T + \delta$ . Sau đó, bộ đồng bộ ước lượng đại lượng  $\Delta R$  dưới đây:

$$\Delta R = R_s(T - \delta) - R_s(T + \delta) \quad (7.16)$$

Khi đạt được đồng bộ hoàn hảo, thì hai giá trị  $R_s(T - \delta)$  và  $R_s(T + \delta)$  là bằng nhau, nghĩa là  $\Delta R = 0$ . Ngược lại, khi trễ không được biết trước  $\tau$  xuất hiện trong tín hiệu thu, thì bộ đồng bộ trích ra hai giá trị không bằng nhau và  $\Delta R \neq 0$ . Ảnh hưởng này được biểu diễn trong hình 7.9.

Trong trường hợp đồng bộ *không* hoàn hảo, bộ đồng bộ đưa vào một trễ bổ sung và tính toán lại giá trị của  $\Delta R$ . Sau đó điều chỉnh giá trị của trễ bổ sung đến khi  $\Delta R = 0$  bằng cách sử dụng vòng lặp điều khiển kín làm thay đổi giá trị của trễ bổ sung dựa trên đầu ra của biểu thức (7.16). Trễ bổ sung cuối cùng biểu trưng cho ước tính trễ ngẫu nhiên mong muốn.



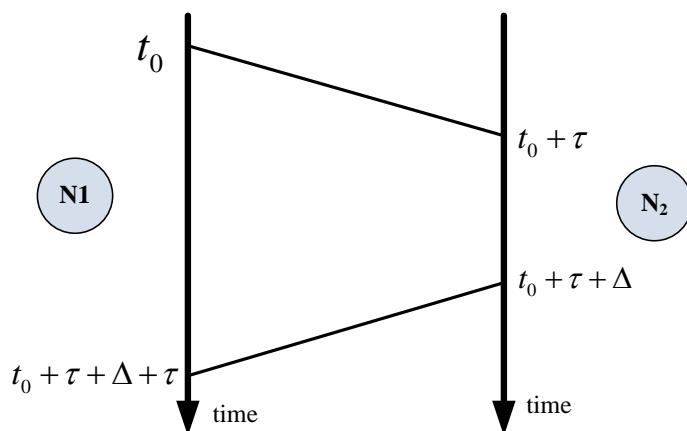
**Hình 7.9** *Ảnh hưởng của trễ không được biết trước  $\tau$  lên đầu ra của bộ đồng bộ mở cổng sớm muộn (early-late gate synchronizer)  $\Delta R$*

Lưu ý rằng, khi sơ đồ trên được sử dụng cho các mục đích đồng bộ, nó bù trễ bất kỳ giữa tín hiệu thu và tín hiệu tham chiếu. Các nguyên nhân gây trễ bao gồm trễ truyền sóng và sự mất đồng chính giữa xung nhịp đồng hồ của máy phát và xung nhịp đồng hồ của máy thu. Khi áp dụng sơ đồ này vào việc xác định khoảng cách (*ranging*), điều cốt yếu là phải đạt được định thời tham chiếu chung giữa máy phát và máy thu, để tách biệt (cô lập) trễ do truyền sóng. Trong các ứng dụng radar, tham chiếu định thời chung vốn đã được cấp bởi thực tế là máy phát và máy thu cùng được định vị vật lý, vì việc ước lượng cự ly đến mục tiêu dựa trên tín hiệu phản hồi. Ngược lại, để bắt được cự ly (khoảng cách) giữa các thiết bị truyền thông khác nhau, cần phải có một giao thức bắt tay đo xác định cự ly giữa máy phát và máy thu nhằm đạt được sự đồng bộ trong điều kiện ràng buộc về mức độ chính xác cụ thể. Chủ đề này được diễn đạt đối với trường hợp hệ thống UWB trong (Fleming and Kushner, 1997), ở đó đề xuất một số sơ đồ để đạt được tham chiếu định thời chung giữa hai thiết bị UWB, được biểu diễn trong hình 7.10 cho trường hợp đã chọn.

Trong hình 7.10 nút tham chiếu  $N_1$  gửi một gói tin tại thời điểm  $t_0$ . Nút đích  $N_2$  nhận gói tin tại thời điểm  $t_0 + \tau$  và cộng tác với nhau trong quá trình đo xác định cự ly bằng cách phản hồi chính gói tin đó tại thời điểm  $t_0 + \tau + \Delta$ , với  $\Delta$  là trễ thời gian cố định.  $\Delta$  đủ lớn để chứa đựng các trễ do xử lý tín hiệu tại nút đích (trễ do xử lý tín hiệu), và trễ này được biết tại cả máy phát và máy thu. Nút tham chiếu  $N_1$  nhận gói tin phản hồi tại thời điểm  $t_1 = t_0 + \tau + \Delta + \tau$ , và suy ra được trễ truyền sóng như sau:

$$\tau = \frac{t_1 - t_0 - \Delta}{2} \quad (7.17)$$

Ta lưu ý rằng, quá trình này cung cấp việc đo xác định cự ly chỉ đối với  $N_1$  mà không phải là  $N_2$ . Hoặc là gói tin đo cự ly bổ sung từ  $N_1$  đến  $N_2$  hoặc là truyền thông tường minh về khoảng cách đo được bởi  $N_1$  cần phải cung cấp cho  $N_2$  bằng đo ước lượng cự ly.



**Hình 7.10:** *Quá trình trao đổi bắt tay đo cự ly đối với các thiết bị định vị UWB (được đề xuất trong bởi Fleming and Kushner, 1997).*

(Fleming and Kushner, 1997) chỉ ra rằng, kỹ thuật TOA đặc biệt phù hợp với vô tuyến UWB, nhờ băng thông siêu rộng. Độ chính xác của ước tính TOA được biểu diễn bởi phương sai của sai

số ước tính TOA,  $\sigma_{\hat{\tau}}^2$ , thực tế nó liên quan đến độ rộng băng tần của tín hiệu và SNR tại máy thu. Theo lý thuyết tổng quát về bộ ước tính ML, giới hạn dưới đối với  $\sigma_{\hat{\tau}}^2$  trong môi trường kênh AWGN được cho bởi giới hạn dưới Cramer-Rao, CRLB.

$$\sigma_{\hat{\tau}}^2 = \frac{N_0}{2 \int_{-\infty}^{+\infty} (2\pi f)^2 |S(f)| df} \quad (7.18)$$

Ý nghĩa của giới hạn này và giá trị nó giả thiết trong trường hợp tín hiệu UWB được xét trong HW\_UWB 7.3 ở ví dụ minh họa.

Cũng vậy, với mô hình tín hiệu như ở biểu thức (7.14), giới hạn CRLB (7.18) được viết lại là:

$$\sqrt{Var\{\hat{\tau}\}} \geq \frac{1}{2\sqrt{2}\sqrt{SNR}\beta} \quad (7.19a)$$

trong đó:  $\hat{\tau}$  là ước tính thời gian đến;  $SNR = a^2 E / N_0$  là tỷ số tín hiệu trên tạp âm;  $E$  là năng lượng của tín hiệu;  $\beta$  là độ rộng băng tần tín hiệu dụng của tín hiệu được định nghĩa bởi (7.13).

Ta lưu ý rằng, khác với ước tính cường độ trung bình của tín hiệu thu RSS, mức độ chính xác của ước tính thời điểm đến của tín hiệu TOA được cải thiện bằng cách tăng SNR và/hoặc độ rộng băng tần hiệu dụng của tín hiệu. Vì tín hiệu UWB có băng tần rất rộng nên thuộc tính này cho phép ước tính khoảng cách có độ chính xác cao khi dùng ước tính TOA.

### **Sim\_UWB 7.03**

Trong phần này, ta xét đường bao dưới Cramer-Rao về sai số ước tính trễ được cho bởi biểu thức (7.18), và ta ước lượng giá trị của nó đối với tín hiệu UWB.

Ta hãy coi như xung  $s(t)$  có ESD hai phía không đổi là  $|S(f)|^2$ , nghĩa là:

$$|S(f)|^2 = \begin{cases} G_0 & \text{khi } f \in [f_L; f_H] \cup [-f_H; -f_L] \\ 0 & \text{khi } f \neq \end{cases}$$

Do đó, phương trình (7.18) được viết như sau:

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\tau}}^2 &= \frac{N_0}{8\pi^2 \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |S(f)|^2 df} \\ &= \frac{N_0}{8\pi^2 \int_{f_L}^{f_H} f^2 G_0 df} \\ &= \frac{N_0}{8\pi^2 2G_0 \left[ \frac{f^3}{3} \right]_{f_L}^{f_H}} \\ &= \frac{N_0}{\frac{8}{3}\pi^2 2G_0 (f_H^3 - f_L^3)} \end{aligned}$$

Và có thể viết:

$$\begin{aligned}\sigma_{\tau}^2 &= \frac{N_0}{\frac{8}{3}\pi^2 2G_0(f_H - f_L)(f_H^2 + f_L f_H + f_L^2)} \\ &= \frac{N_0}{\frac{8}{3}\pi^2 2G_0 B(f_H^2 + f_L f_H + f_L^2)}\end{aligned}\quad (7.19b)$$

Từ phương trình (7.19b) cho thấy, phương sai trong ước tính trễ tỷ lệ nghịch với chiết hưu băng thông bị một phía của tín hiệu B và với một khoảng phụ thuộc vào tần số cao  $f_H$  và thấp  $f_L$ . Ta dễ dàng nhận thấy, với một băng thông cố định, B, khoảng này tăng khi  $f_H$  tăng.

Cần phải tính toán giới hạn dưới được cho bởi biểu thức (7.19b) đối với một xung UWB. Xét một xung khai thác toàn bộ dải tần [3,1-10,6] GHz có PSD cực đại được phép bởi FCC và khoảng thời gian là  $T_M=1,33 \cdot 10^{-10}$ s. Ta có được các giá trị sau:  $B=7,5$  GHz;  $f_H=10,6$  GHz;  $f_L=3,1$  GHz;  $2G_0=9,86 \cdot 10^{-24}$  J/Hz, và  $N_0 \cong 2,10^{-20}$  W / Hz đối với nhiệt độ tạp âm  $T_S$  bằng  $FT_0$  với  $F=7$  dB. Giới hạn được cho bởi biểu thức (7.19b) được viết:

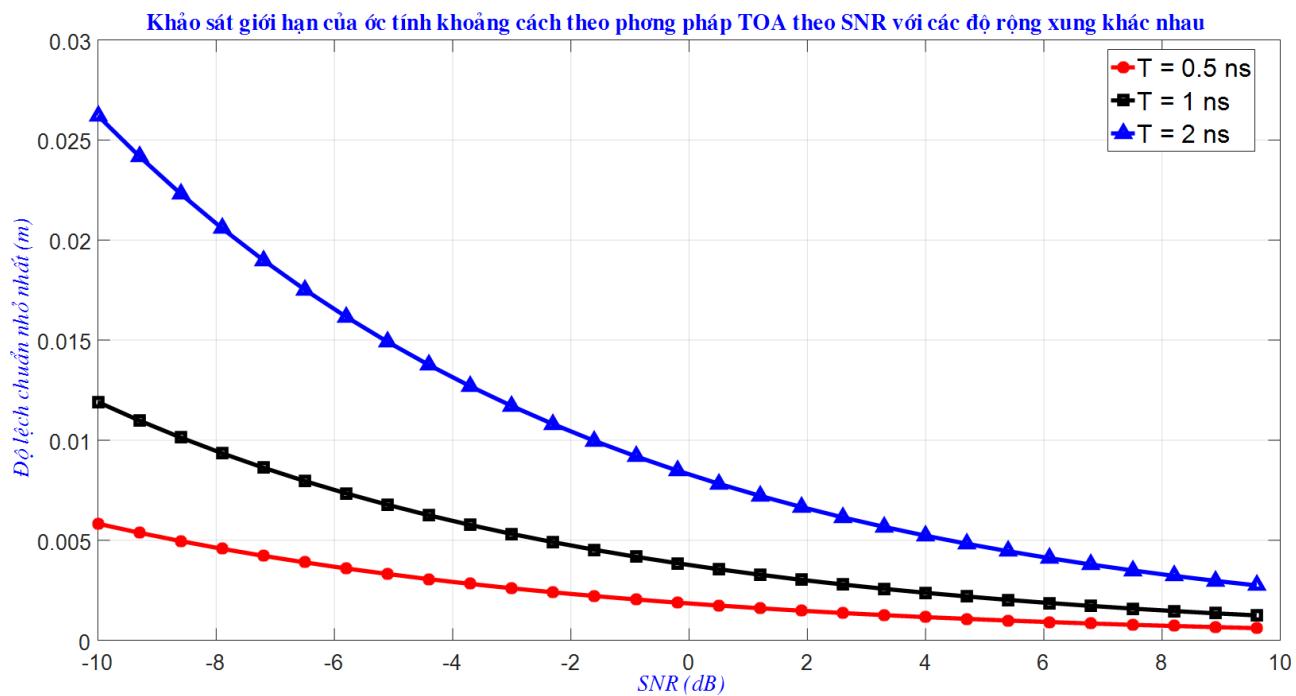
$$\sigma_{\tau}^2 = 6,33 \times 10^{-29}$$

Điều này tương ứng với sai số ước tính khoảng cách trung bình giới hạn dưới là  $c\sigma_{\tau} = 2,44 \times 10^{-26}$  m.

Kết quả trên chỉ cho ta một giới hạn lý thuyết đối với sai số ước tính trễ. Hạn chế về phần cứng của máy thu, giảm hiệu quả trong việc tạo tín hiệu phát, và sự xuất hiện đa đường và nhiễu đa người dùng MUI dẫn đến kém chính xác đáng kể về ước tính trễ và do đó trong quá trình đo cự ly (Lee and Scholtz, 2003).

Chương trình Matlab thực hiện tính toán và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính thời điểm đến TOA theo biểu thức (7.19) khảo sát theo SNR được cho bởi Sim\_UWB 7.03.

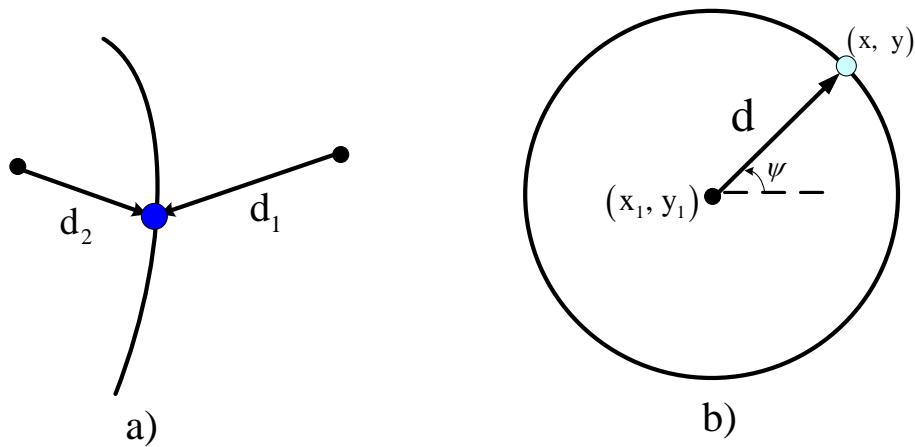
Kết quả được biểu diễn trong hình 7.10, cho thấy các độ lệch chuẩn nhỏ nhất (tính chính xác) về các ước tính khoảng cách (nhân ước tính phương sai của ước tính TOA với vận tốc ánh sáng) theo giới hạn CRLB trong (7.17) đối với các độ rộng xung khác nhau của tín hiệu UWB, trong đó tín hiệu phát được cho bởi đạo hàm bậc hai của xung Gauso. Quan sát thấy mức độ chính xác đạt cỡ vài cm tại các giá trị SNR phù hợp, đây là lợi thế về tính chính xác cả việc định vị bởi công nghệ UWB dựa vào ước tính TOA. Hơn nữa độ rộng băng tần càng rộng (độ rộng xung càng hẹp) ước tính khoảng cách càng chính xác.



**Hình 7.11** Độ lệch chuẩn (giới hạn dưới CRLB) của ước tính khoảng cách dựa trên TOA tại các độ rộng xung khác nhau của tín hiệu UWB

#### 7.3.4. Phương pháp vi sai thời gian đến TDOA

Theo quy ước, phương pháp ước tính khoảng cách dựa trên TOA cần có sự đồng bộ giữa nút đích và các nút tham chiếu. Tuy nhiên, phương pháp dựa vào TDOA không cần phải đồng bộ giữa nút tham chiếu và nút đích, mà chỉ cần có sự đồng bộ giữa các nút tham chiếu với nhau. Trong trường hợp này, sự sai khác về thời điểm đến của tín hiệu giữa nút đích và nút tham chiếu được ước tính. Điều này sẽ định vị nút đích trên một hình hyperbol với tiêu điểm là vị trí của hai nút tham chiếu như hình 7.12a.



**Hình 7.12a** Ước lượng TDOA xác định đường **Hình 7.12b** Minh họa ước lượng lai hyperbol mà nút đích đi thông qua có tiêu cự tại các nút tham chiếu **ghép TOA/AOA**

Cách để có được ước tính TDOA là thực hiện ước tính TOA tại mỗi nút tham chiếu và tính toán sự sai khác giữa hai ước tính này. Cụ thể là, nếu các tín hiệu thu được cho bởi  $r_1(t)$  và  $r_2(t)$  như trong phương trình (7.14), thì  $\tau_1$  được ước tính từ  $r_1(t)$  và  $\tau_2$  được ước tính từ  $r_2(t)$ . Do nút đích và

các nút tham chiếu không được đồng bộ, nên ước tính TOA tại các nút tham chiếu sẽ chứa thêm một khoảng thời gian dịch thời. Cũng do các nút tham chiếu được đồng bộ với nhau nên khoảng thời gian dịch thời này là như nhau tại các nút tham chiếu. Vì vậy, vi sai thời điểm đến sẽ là:

$$\hat{\tau}_{TDOA} = \hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_2 \quad (7.20)$$

trong đó:  $\hat{\tau}_1$  là ước tính TOA của  $\tau_1$  tại nút tham chiếu thứ nhất; và  $\hat{\tau}_2$  là ước tính TOA của  $\tau_2$  tại nút tham chiếu thứ hai. Như đã xét ở trên, mức độ chính xác của ước tính TOA tăng tỷ lệ thuận với độ rộng băng tần và SNR. Kết luận này cũng đúng trong trường hợp của ước tính TDOA.

Cách khác để có được ước tính TDOA là thực hiện tính tương quan chéo tín hiệu  $r_1(t)$  với tín hiệu  $r_2(t)$ , và tính toán trễ tại giá trị của tương quan chéo lớn nhất. Hàm tương quan chéo được biểu diễn như sau:

$$\phi_{1,2}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T r_1(t) r_2(t + \tau) dt \quad (7.21)$$

trong đó  $T$  là khoảng thời gian quan sát và ước tính vi sai thời gian đến TDOA được cho bởi:

$$\hat{\tau}_{TDOA} = \arg \max_{\tau} |\phi_{1,2}(\tau)| \quad (7.22)$$

Mặc dù ước tính TDOA dựa vào tương quan chéo theo (7.22) là hoạt động tốt đối với các mô hình khen tạp âm trắng và đơn đường (đặc trưng bởi phương trình (7.14)), hiệu năng của nó bị suy giảm đáng kể trong môi trường khen đa đường và/hoặc tạp âm màu. Để cải thiện hiệu năng của sơ đồ tương quan chéo, ta sử dụng kỹ thuật tương quan chéo tổng quát (GCC). Trong ước tính TDOA dựa vào GCC, thực hiện tương quan chéo các phiên bản của tín hiệu thu sau khi được lọc, tương ứng với định dạng mật độ công suất chéo PSD-chéo của các tín hiệu. Tồn tại một số hàm định dạng để cải thiện hiệu năng.

### 7.3.5 Một số phương pháp kết hợp điển hình

Thay vì thực hiện một phương pháp đơn lẻ như RSS hoặc TOA, một nút có thể ước tính được một tập các thông số liên quan đến vị trí. Sơ đồ kết hợp lai ghép (hybrid) cho ta nhiều thông tin về vị trí của nút đích. Các kết hợp như TOA/AOA, TOA/RSS, TDOA/AOA tùy vào yêu cầu về mức độ chính xác và ràng buộc về mức độ phức tạp. Chẳng hạn, sơ đồ lai ghép TOA/AOA cho phép ta ước tính cả khoảng cách và hướng góc đến AOA, cho ta một ước tính về vị trí duy nhất của nút đích (là giao điểm của một đường thẳng và một đường tròn hình 7.12b).

Một kiểu ước tính khác bao gồm ước tính lý lịch trễ công suất đa đường PDP hoặc đáp ứng xung kim CIR tương ứng với tín hiệu thu. So với các tham số liên quan như góc và khoảng cách được trình bày ở trên, thì PDP và CIR có thể chứa nhiều thông tin về vị trí của nút đích hơn. Tuy nhiên để trích ra thông tin liên quan về vị trí từ các kết quả ước tính này, cần có hàm hồi quy/ánh xạ, thường có trong cơ sở dữ liệu (database) chứa các số liệu đo về PDP (hoặc CIR). Vì vậy, thuật toán thường tận dụng số liệu đo về PDP hoặc CIR để thực hiện giai đoạn luyện (train) nhằm có được hàm ánh xạ từ cơ sở dữ liệu trước khi bắt đầu thực hiện ước tính vị trí thực tế.

Tương tự như phương pháp PDP, ước tính lý lịch công suất góc đa đường được tận dụng tại các nút có dàn anten. Lưu ý rằng các lý lịch công suất góc và lý lịch công suất trễ PDP (hoặc CIR) đều làm tăng tính phức tạp của giai đoạn ước tính tham số liên quan đến vị trí so với các phương

pháp RSS, AOA và TOA kinh điển, vì cần phải ước tính rất nhiều tham số liên quan. Tuy nhiên, các kết quả đo này cũng có thể dễ dàng ước tính vị trí chính xác trong các môi trường đặc thù có tính thách thức.

## 7.4 Định vị trí

Kỹ thuật ước tính vị trí có thể được chia thành hai nhóm tùy vào sự hiện hữu của cơ sở dữ liệu chứa các số liệu đo tại một vị trí cụ thể. Kỹ thuật dùng cơ sở dữ liệu thường đạt được bởi giai đoạn luyện (*training*), giai đoạn không trực tuyến trước khi bắt đầu định vị thời gian thực, được gọi là kỹ thuật ánh xạ. Các kỹ thuật khác không tận dụng cơ sở dữ liệu thường dùng kỹ thuật hình học hoặc thống kê để ước tính vị trí chỉ dùng các ước tính tham số từ bước thứ nhất. Như đã trình bày ở phần mở đầu của chương, ta chỉ tập chung xét phương thức hai bước. Dưới đây ta trình bày giai đoạn hai (bước hai) của phương thức này.

Sau khi ước tính tập các tham số liên quan đến định vị từ tín hiệu thu bởi các kỹ thuật được xét ở trên. Bước tiếp theo là ước tính vị trí từ tập các tham số này.

Phương pháp ước lượng định khoảng cách cung cấp một ước tính khoảng cách giữa các cặp hai nút trong một mạng. Mỗi nút đích  $N_i$  đều biết khoảng cách của nó đến tất cả các nút khác. Trong số các nút này, đích  $N_i$  có thể chọn  $k$  nút tham chiếu ( $N_1, \dots, N_k$ ) để tạo thành một hệ tham chiếu, trong đó nó tiến hành ước tính vị trí của nó, và được mô tả dưới đây.

### 7.4.1 Định vị trí cầu

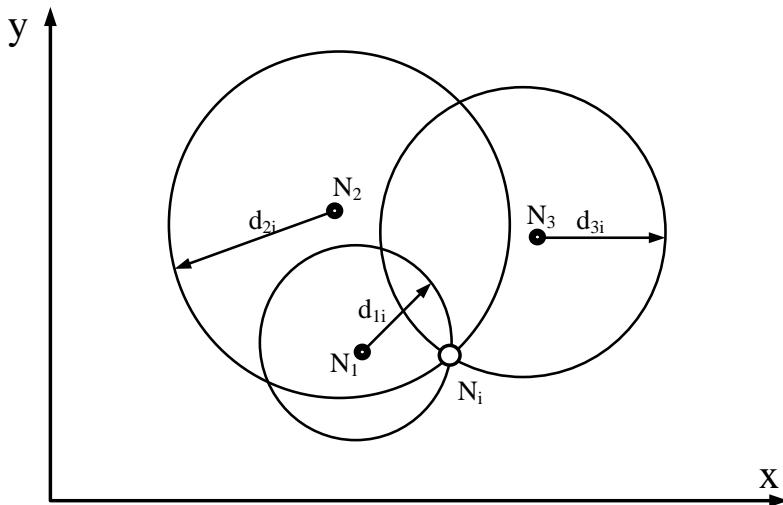
Trong trường hợp lý tưởng, ước tính khoảng cách không sai sót, kỹ thuật định vị trí cầu hay định vị trí dựa vào TOA là một giải pháp khả dụng. Ở đây, dựa vào việc quan sát chúng trong không gian 3 chiều ( $x, y, z$ ), mỗi khoảng cách  $RANG_{N_j}(N_i)$  giữa nút đích  $N_i$  và nút tham chiếu  $N_j$  xác định một hình cầu bán kính  $d_{ji} = RANG_{N_j}(N_i)$  tâm là  $N_j$ , vị trí của nút đích  $N_i$  là  $(x_i, y_i, z_i) = POS(N_i)$  được xác định bởi điểm giao nhau của  $k$  hình cầu bán kính  $(d_{1i}, \dots, d_{ki})$  có tâm tại các nút tham chiếu ( $N_1, \dots, N_k$ ). Do cần có giao điểm của 4 hình cầu để xác định một điểm trong không gian ba chiều, nên cần có ít nhất 4 nút tham chiếu trong quá trình định vị không gian ba chiều. Chú ý rằng, không cần thiết đưa thêm các nút tham chiếu để tính toán vị trí khi việc ước tính khoảng cách là hoàn hảo, nhưng lại làm rõ việc cải thiện hiệu năng trong trường hợp không hoàn hảo mà ta sẽ phân tích sau đây. Giao điểm của  $k$  mặt cầu có thể tính được bằng cách giải hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2 + (z_1 - z_i)^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2 + (z_2 - z_i)^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2 + (z_k - z_i)^2} \end{cases} = \begin{cases} d_{1i} \\ d_{2i} \\ \dots \\ d_{ki} \end{cases}, \quad k \geq 4 \quad (7.23)$$

Cách làm tương tự cho không gian hai chiều ( $x, y$ ), hay một mặt phẳng. Trong trường hợp này, vị trí của nút  $N_i$  là  $(x_i, y_i) = POS(N_i)$  được xác định bởi giao điểm của ba đường tròn và được tính bằng cách giải hệ phương trình:

$$\begin{cases} \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2} \\ \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2} \end{cases} = \begin{cases} d_{1i} \\ d_{2i} \\ \dots \\ d_{ki} \end{cases}, \quad k \geq 3 \quad (7.24)$$

Hình 7.13 minh họa định vị trí cầu trong không gian hai chiều.



**Hình 7.13** Minh họa về định vị trí cầu của nút  $N_i$  trong không gian hai chiều với  $N_1, N_2, N_3$  là các nút tham chiếu

Định vị trí cầu được sử dụng chỉ khi tham chiếu định thời chung là khả dụng đối với nút đích  $N_i$  và tất cả các nút tham chiếu, nghĩa là, ta có thể đạt được ước tính khoảng cách lý tưởng. Đáng tiếc, đây không phải là trường hợp trong nhiều tình huống thực tế, trong đó sự mờ đồng chỉnh và trôi thời gian xung nhịp đồng hồ gây ra trễ ngẫu nhiên trong các xung nhịp đồng hồ tại mỗi nút. Việc tính toán chính xác vị trí vẫn có thể đạt được khi thời điểm tham chiếu chung khả dụng giữa ít nhất  $k$  nút tham chiếu.

#### 7.4.2. Định vị trí hyperbolic

Kỹ thuật định vị trí hyperbolic, còn được coi là kỹ thuật vi sai thời gian đến TDOA (Time Different Of Arrval), xác định vị trí của nút đích  $N_i$  dựa vào sự khác nhau giữa các thời điểm đến từ  $k$  nút tham chiếu và nút đích  $N_i$ . Ta giả sử rằng,  $k$  điểm tham chiếu cùng chia sẻ một tham chiếu định thời chung và xung nhịp đồng hồ tại nút  $N_i$  bị trễ một khoảng thời gian  $\delta$  so với tham chiếu định thời chung. Vấn đề then chốt ở đây là, hiệu số giữa các thời điểm đến của các nút tham chiếu khác nhau loại bỏ được trễ  $\delta$ . Điều này được thấy rõ khi ta quan sát tại các cặp đầu cuối tham chiếu ( $N_n, N_{n-1}$ ):

$$\begin{aligned} d_{ni} - d_{(n-1)i} &= c \times (\tau_{ni} + \delta) - c \times (\tau_{(n-1)i} + \delta) \\ &= c \times (\tau_{ni} - \tau_{(n-1)i}) \end{aligned} \quad (7.25)$$

Tiếp đó, vị trí của nút đích  $N_i$  trong không gian ba chiều được xác định là giao điểm của các hyperboloid trong không gian, được mô tả bởi các biểu thức sau:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2 + (z_2 - z_i)^2} - \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2 + (z_1 - z_i)^2} \\ \sqrt{(x_3 - x_i)^2 + (y_3 - y_i)^2 + (z_3 - z_i)^2} - \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2 + (z_2 - z_i)^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2 + (z_k - z_i)^2} - \sqrt{(x_{k-1} - x_i)^2 + (y_{k-1} - y_i)^2 + (z_{k-1} - z_i)^2} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} d_{2i} - d_{1i} \\ d_{3i} - d_{2i} \\ \dots \\ d_{ki} - d_{(k-1)i} \end{array} \right\} \quad (7.26)$$

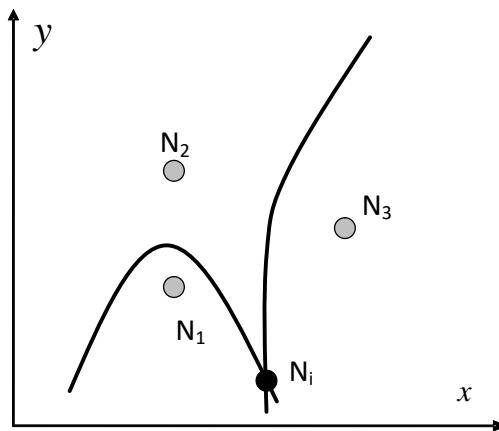
với  $k \geq 4$

Trong không gian hai chiều sẽ là:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2} - \sqrt{(x_1 - x_i)^2 + (y_1 - y_i)^2} \\ \sqrt{(x_3 - x_i)^2 + (y_3 - y_i)^2} - \sqrt{(x_2 - x_i)^2 + (y_2 - y_i)^2} \\ \dots \\ \sqrt{(x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2} - \sqrt{(x_{k-1} - x_i)^2 + (y_{k-1} - y_i)^2} \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} d_{2i} - d_{1i} \\ d_{3i} - d_{2i} \\ \dots \\ d_{ki} - d_{(k-1)i} \end{array} \right\} \quad (7.27)$$

với  $k \geq 3$

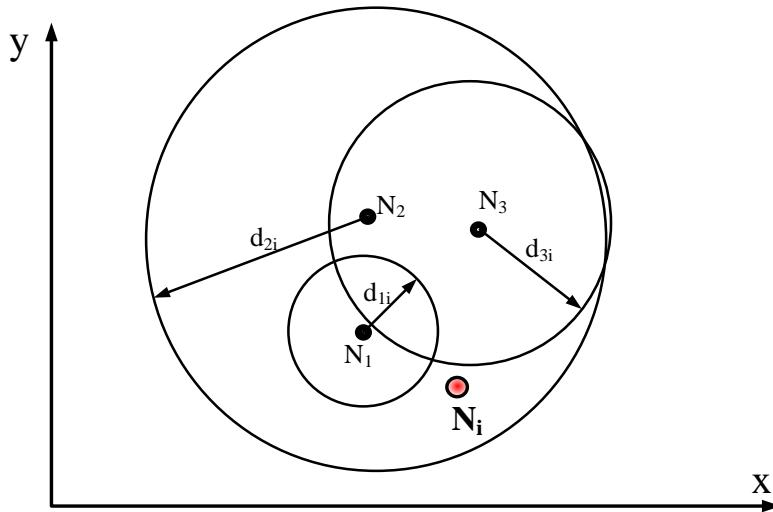
Hình 7.14 minh họa về việc định vị hyperbolic trong không gian hai chiều.



**Hình 7.14** Minh họa về định vị hyperbolic của nút  $N_i$  trong không gian hai chiều với các nút tham chiếu  $N_1$ ,  $N_2$  và  $N_3$

Việc định vị vị trí hyperbolic yêu cầu có tham chiếu định thời chung chính xác giữa các nút tham chiếu, nhưng lại không cần phản hồi đồng bộ chính xác giữa các nút tham chiếu và nút đích. Đặc biệt là, nó được dành riêng cho các mạng hạ tầng cơ sở, trong đó dễ dàng có được và duy trì việc phối hợp giữa các nút hạ tầng. Với lý do này, kỹ thuật định vị Hyperbolic được khuyến nghị cho mục đích định vị trong các mạng tế bào, ở đó các trạm gốc đóng vai trò là các nút tham chiếu và cho phép các nút di động nhận được vị trí của chính nó.

Các kỹ thuật định vị cầu và hyperbolic yêu cầu thông tin khoảng cách không bị sai số để cung cấp cho giải pháp. Tuy nhiên, như được thấy trong Sim\_UWB 7.03, tạp âm nhiệt sẽ gây ra sai số ước tính khoảng cách, dẫn đến kết quả ước tính khoảng cách giữa các nút không còn lý tưởng nữa. Trong trường hợp này, không tồn tại nghiệm của các hệ phương trình (7.23) và (7.26) như được minh họa ở hình 7.15.



**Hình 7.15** Minh họa ảnh hưởng của sai số đo khoảng cách lên định vị cầu của nút  $N_i$  trong không gian hai chiều với các nút tham chiếu  $N_1, N_2, N_3$

#### 7.4.3 Ước tính vị trí theo thuật toán sai số bình phương nhỏ nhất LSE

Ảnh hưởng của sai số ước tính khoảng cách lên tính chính xác của định vị có thể được giảm bớt bằng cách chấp nhận các thuật toán tối thiểu hóa như sai số bình phương nhỏ nhất LSE (Least Square Error). Với mục đích này, ta áp dụng giải pháp LSE vào mục đích của ta. Muốn vậy, ta viết lại hệ phương trình (7.23) ở dạng tập các phương trình tuyến tính đối với  $\text{POS}(N_i)$ :

$$\bar{\mathbf{A}} \cdot \bar{\mathbf{I}} = \bar{\mathbf{b}} \quad (7.28)$$

với:

$$\bar{\mathbf{A}} = -2 \begin{bmatrix} (x_1 - x_k) & (y_1 - y_k) & (z_1 - z_k) \\ (x_2 - x_k) & (y_2 - y_k) & (z_2 - z_k) \\ \dots & \dots & \dots \\ (x_{k-1} - x_k) & (y_{k-1} - y_k) & (z_{k-1} - z_k) \end{bmatrix} \quad (7.29)$$

$$\bar{\mathbf{I}} = \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (7.30)$$

$$\bar{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} d_{1i}^2 - d_{ki}^2 - x_1^2 + x_k^2 - y_1^2 + y_k^2 - z_1^2 + z_k^2 \\ d_{2i}^2 - d_{ki}^2 - x_2^2 + x_k^2 - y_2^2 + y_k^2 - z_2^2 + z_k^2 \\ \dots \\ d_{(k-1)i}^2 - d_{ki}^2 - x_{k-1}^2 + x_k^2 - y_{k-1}^2 + y_k^2 - z_{k-1}^2 + z_k^2 \end{bmatrix} \quad (7.31)$$

với  $k \geq 4$

Có thể giải hệ phương trình (7.28) ở dạng tối thiểu hóa LSE.

Như ta đã dự đoán, trong trường hợp định vị có sai số ước tính khoảng cách, việc chấp nhận phát sinh thêm tập các phép đo khoảng cách sẽ giúp ích làm giảm phuơng sai về sai số định vị, và sẽ được sáng tỏ trong Sim\_UWB 7.04 dưới đây.

## Sim\_UWB 7.04

Trong phần này, ta ước lượng tính chính xác của LSE cho bài toán được định nghĩa bởi hệ phương trình (7.28) là một hàm của cấp độ của sai số trong quá trình đo cự ly và của số lượng nút tham chiếu. Ta sẽ phân tích bài toán trong không gian hai chiều để cho phép đồ thị hóa các kết quả. Sai số được mô hình hóa là các giá trị chính xác được rút ra từ quá trình Gauso tráng có trung bình 0.

Việc ước lượng được thực hiện bởi ba chương trình Matlab: **Prog 7.03** tạo vị trí của các nút; **Prog 7.04** chọn ra nút đích và nút tham chiếu; **Prog 7.05** xác định giải pháp LSE.

**Prog 7.03** Chương trình tạo ra các vị trí của tập các nút trên vùng diện tích hình vuông và tính toán khoảng cách từng cặp các nút. Chương trình nhận 3 đầu vào: (1) số lượng các nút,  $N$ ; (2) độ dài side của vùng diện tích hình vuông,  $area\_side$ ; (3) cờ kích hoạt đồ họa đầu ra,  $G$ . Chương trình trả về 2 đầu ra: ma trận kích thước  $N \times 2$  chứa vị trí (X, Y) của mỗi nút,  $positons$ ; và ma trận kích thước  $N \times N$  chứa khoảng cách giữa từng cặp nút,  $ranges$ . Lệnh để thực hiện chương trình là:

$$[positions, ranges] = \text{uwb70401\_create\_network}(N, area\_side, G)$$

**Prog 7.04** Chương trình lựa chọn nút đích và  $k$  nút tham chiếu từ tập các nút. Chương trình nhận 2 đầu vào là: tổng số nút,  $N$ ; số lượng nút tham chiếu,  $k$ . Chương trình trả về 2 kết quả đầu ra: số nguyên biểu trưng cho nút đích,  $Nx$ ; và một vector độ dài  $k$  chứa ID của các nút tham chiếu,  $Ref$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$$[Nx, Ref] = \text{uwb70402\_select\_nodes}(N, k)$$

**Prog 7.05** Chương trình thực hiện 3 nhiệm vụ cơ bản: (i) đưa các sai số vào các ước tính khoảng cách với giá trị sai số lấy ra từ quá trình Gauso trung bình không; (ii) ước tính vị trí nút đích bằng cách giải hệ phương trình tuyến tính (7.28); (iii) xác định sai số định vị được định nghĩa là khoảng cách Euclide giữa vị trí ước tính và vị trí chính xác. Chương trình nhận 6 đầu vào gồm: (1) ma trận chứa vị trí của các nút,  $positions$ ; (2) ma trận chứa các khoảng cách giữa mỗi cặp nút,  $ranges$ ; (3) ID của nút đích,  $Nx$ ; (4) vector độ dài  $k$  chứa ID của các nút tham chiếu,  $Ref$ ; (5) giá trị của phương sai tạp âm,  $sigma\_2$ ; (6) cờ cho phép đồ thị hóa kết quả,  $G$ . Chương trình trả về hai đầu ra: (1) ma trận biểu trưng cho vị trí ước tính của nút đích,  $PosNx$ ; (2) giá trị sai số tương ứng với vị trí chính xác,  $ErrNx$ . Lệnh thực hiện chương trình là:

$$\begin{aligned} [PosNx, ErrNx] &= \text{uwb70403\_find\_LSE\_position}(positions, ranges, \dots \\ &\quad Nx, Ref, sigma\_2, G) \end{aligned}$$

Ta bắt đầu bằng việc định nghĩa một tập 10 nút được định vị ngẫu nhiên trong một vùng vuông diện tích  $50 \times 50 \text{ m}^2$ . Việc này thực hiện bởi đoạn mã chương trình sau:

$$\begin{aligned} N &= 15; \\ area\_side &= 50; \\ G &= 1; \end{aligned}$$

$$[positions, ranges] = \text{uwb70401\_create\_network}(N, area\_side, G);$$

Kết quả là, vị trí của các nút được biểu diễn trong hình 7.16a.

Bước tiếp theo là chọn ra nút đích  $Nx$  và  $k$  nút tham chiếu trong tập  $N$  nút để kiểm tra độ chính xác của ước tính POS( $Nx$ ) dựa trên các khoảng cách từ các nút tham chiếu. Ta bắt đầu phân

tích bằng việc xét  $k=3$ , nghĩa là, số lượng nút tham chiếu tối thiểu để tính toán POS(Nx). Trường hợp dư thừa các nút tham chiếu sẽ được phân tích ở cuối của Sim\_UWB 7.04 này

Việc lựa chọn Nx và các nút tham chiếu được thực hiện bởi **Prog 7.17**:

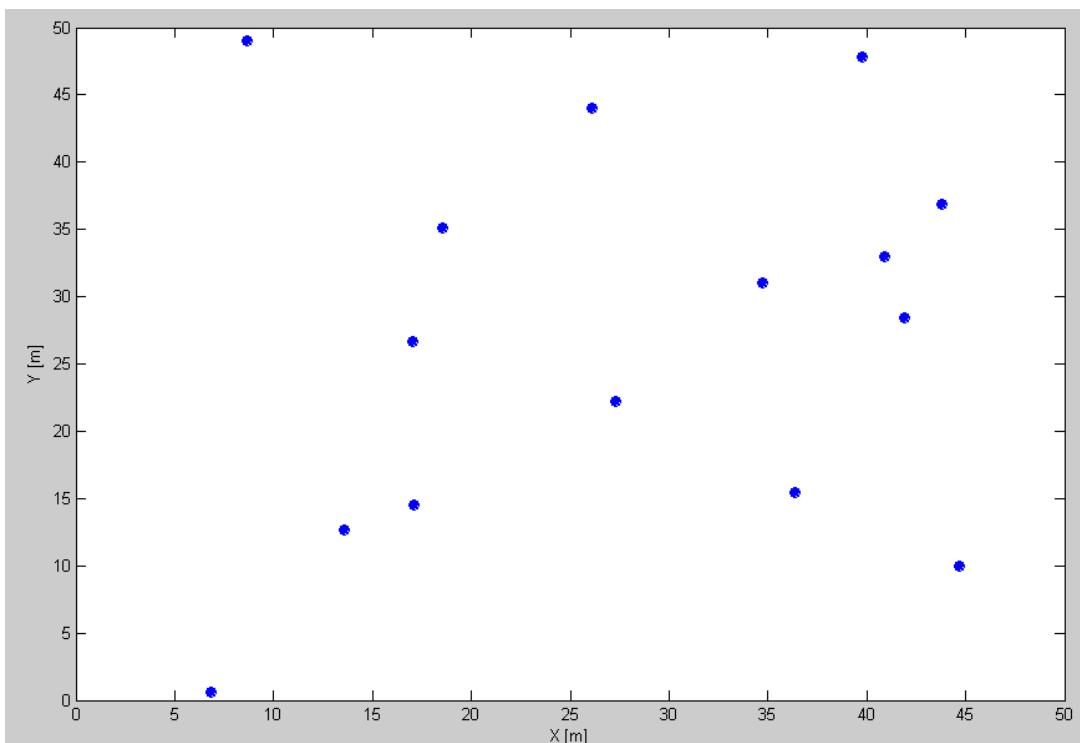
$[Nx, Ref] = \text{uwb70402\_select\_nodes}(N, k);$

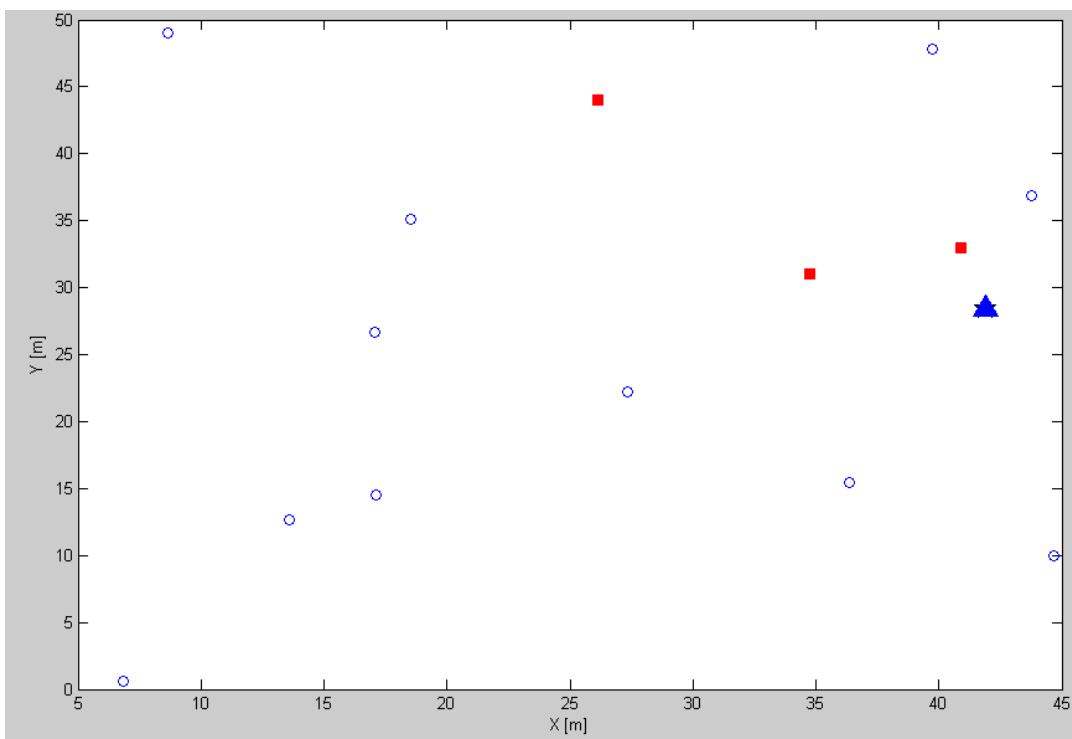
Tại đây, ta phải định nghĩa lượng sai số trong phép đo khoảng cách. Ta giả sử rằng, từ đây không có sai số tương đương với phương sai  $\sigma^2 = 0$ :

$\text{sigma\_2} = 0;$

Vị trí của nút đích được ước lượng bởi **Prog 7.18**:

$[PosNx, ErrNx] = \text{uwb70403\_find\_LSE\_position}(positions, ranges, \dots$   
 $Nx, Ref, \text{sigma\_2}, G);$

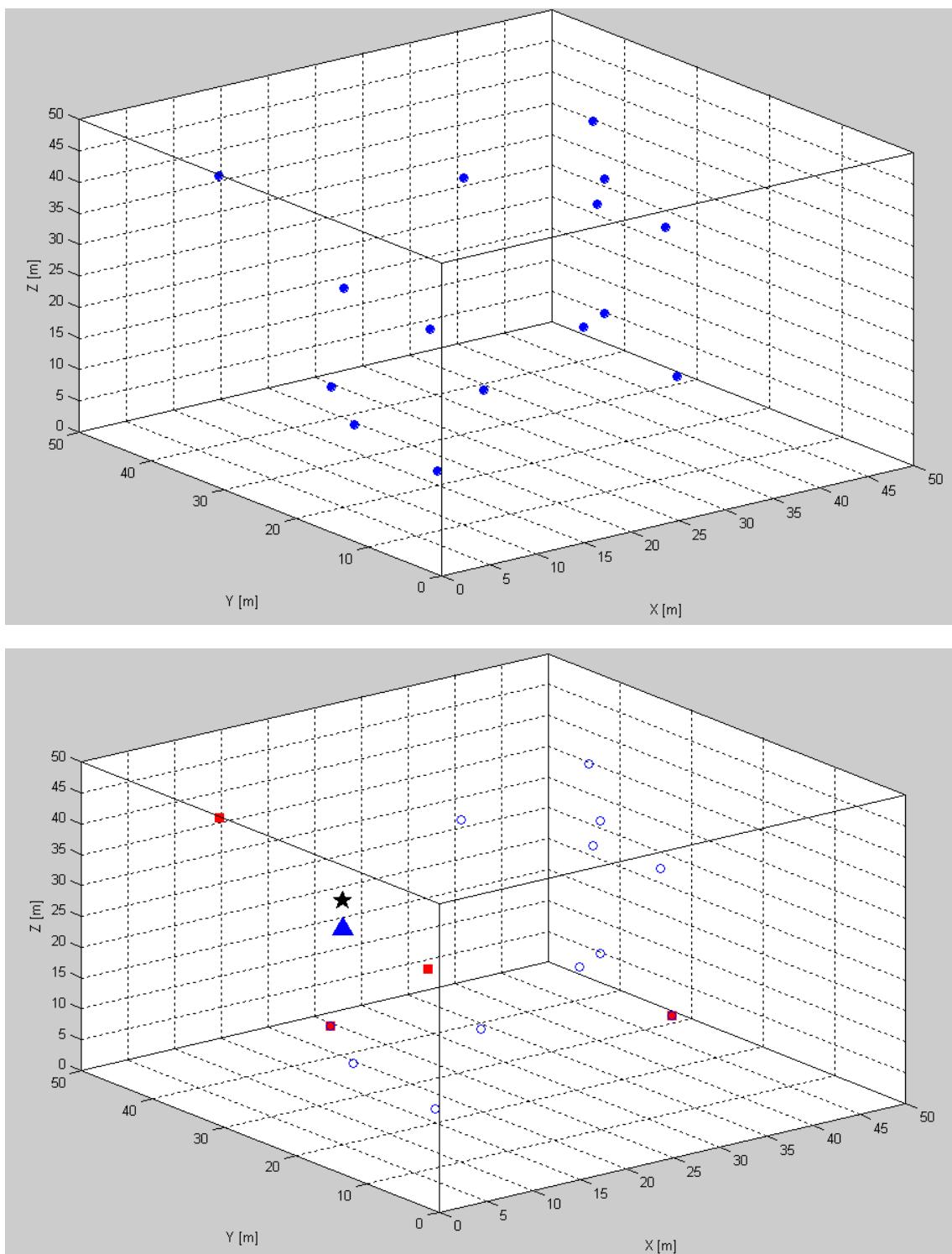




**Hình 7.16 a)** Các nút tạo ra ban đầu **b)** Ước tính vị trí cho một nút đích (Hình vuông: các nút tham chiếu; hình tròn: các nút khác; hình sao: vị trí ước tính của nút đích; hình tam giác: vị trí hiệu dụng của nút đích)

Kết quả mô phỏng được đồ thị hóa bởi hình 7.16. Trong đó, các nút không liên quan trong quá trình tối thiểu hóa được biểu diễn bởi các hình tròn trống, trong khi đó các nút tham chiếu được biểu diễn bởi các hình vuông. Hình này cũng cho thấy, vị trí nút đích ước tính được, được nhận diện bởi một ngôi sao. Vì ta giả thiết là, không có sai số, nên vị trí ước tính và vị trí chính xác là trùng nhau.

Hình 7.17 là kết quả mô phỏng cho ước tính vị trí theo thuật toán LSE trong không gian ba chiều với số nút là  $N = 15$ , số nút tham chiếu  $k = 3$  trong vùng không gian  $50m^3$ . Cả hai kết quả trên đều trong trường hợp phương sai số ước tính  $\sigma^2 = 0$ . Các nút hình vuông là các nút tham chiếu, các nút hình tròn là các nút khác, hình sao là vị trí ước tính của nút đích, hình tam giác là vị trí hiệu dụng của nút đích.



**Hình 7.17 a) Các nút tạo ra ban đầu b) Ước tính vị trí cho một nút đích (Hình vuông: các nút tham chiếu; hình tròn: các nút khác; hình sao: vị trí ước tính của nút đích; hình tam giác: vị trí hiệu dụng của nút đích)**

Như đã thảo luận ở phần trên, trong trường hợp định vị với sai số trong việc ước tính khoảng cách, việc chấp nhận một tập các phép đo khoảng cách dự phòng rất hữu ích trong việc giảm bớt phương sai sai số định vị.

## 7.5. Giao thức định vị

Các kỹ thuật ước tính khoảng cách và định vị được trình bày trong mục 7.3 và 7.4 tạo thành khối cơ bản trong quá trình thiết kế thuật toán và giao thức liên quan đến việc khôi phục vị trí của các nút di động trong mạng vô tuyến. Mục đích của giao thức định vị là cung cấp cho mỗi nút thông tin về vị trí tất cả các nút còn lại trong mạng. Thông tin này sau đó được dùng để tối ưu hóa dựa vào vị trí tại cấp cục bộ (quản lý tài nguyên) và cấp toàn cục (định tuyến). Ở đây, ta phân loại (một cách tương đối) các giao thức định vị thành 2 loại: giao thức neo (anchor-based protocols) và giao thức không neo (anchor-free protocols).

- ✓ **Các giao thức neo cho rằng**, một tập con các nút trong mạng biết vị trí của chúng một cách tuyệt đối hoặc tương đối, khi bắt đầu vận hành mạng. Một cách điển hình, các nút trong tập con này thừa nhận vai trò của nút tham chiếu hay nút neo (có vai trò là nút tham chiếu), và cho phép tất cả các nút còn lại tính toán vị trí của chúng.
- ✓ **Các giao thức không neo** được sử dụng khi tất cả các nút tại các vị trí khởi đầu không được biết trước. Trong trường hợp này, giao thức trước tiên phải xác định một hệ tham chiếu chung, sau đó tính toán vị trí tương đối của từng nút trong hệ này.

### ❖ Các giao thức neo

Trong trường hợp giao thức neo, cần có một hệ thống định vị bên ngoài để cung cấp cho từng nút neo vị trí của nó. Tại đây, ta trình bày ngắn gọn các tính năng cơ bản của hệ thống định vị quan trọng nhất, GPS (Getting, 1993).

GPS dựa trên một mạng gồm 24 vệ tinh, hoạt động như là các nút tham chiếu cho các máy thu GPS mặt đất. Để nhận được một tham chiếu định thời chung, mỗi vệ tinh được trang bị một đồng hồ nguyên tử có độ chính xác cỡ  $10^{-13}$  s. Dựa vào đồng hồ này, mỗi vệ tinh tạo và phát xạ hai tín hiệu sóng mang, tại tần số  $L_1 = 1575,42$  MHz và  $L_2 = 1227,60$  MHz. Sóng mang  $L_2$  được điều chế bởi một mã giả ngẫu nhiên có thời gian chip  $T_c \approx 10^{-6}$  s, được coi là mã bắt sơ bộ (Coarse Acquisition code), (C/A), (mã thô). Sóng mang  $L_1$  được điều chế bởi hai mã: mã C/A và mã chính xác (Precision code), (P) có thời gian chip  $T_c \approx 10^{-7}$  s, (mã tinh).

Việc ước tính khoảng cách (xác định cự ly) trong GPS khai thác mã C/A và mã P để ước tính trễ tín hiệu giữa vệ tinh và máy thu. Máy thu tạo ra một mã cục bộ và xác định trễ cần thiết để phù hợp hóa với mã thu được. Như đã được sáng tỏ ở Sim\_UWB 7.03, mức độ chính xác của ước tính khoảng cách phụ thuộc vào băng thông của tín hiệu. Mã C/A được đặc trưng bởi băng thông B cỡ 1 MHz. Một cách sơ bộ, mức độ chính xác của ước tính cự ly được ước tính khoảng 10% bước sóng tương ứng. Khi này, nó bằng một phần của 300 m. Mã P, nhờ có băng thông lớn hơn khoảng 10 MHz, nên có được một ước tính với sai số khoảng 1m.

Máy thu GPS tính toán vị trí của nó dựa trên ước tính khoảng cách theo phương pháp định vị cầu (định vị cầu cần có ít nhất bốn vệ tinh). Như đã được trình bày trong mục 7.3, cần có bốn phương trình để xác định một điểm duy nhất trong không gian 3 chiều. Trong trường hợp của GPS, chỉ cần 3 quan trắc là đủ để xác định một vị trí 3 chiều của thiết bị đầu cuối, vì một trong hai nghiêm của hệ phương trình thường sẽ dẫn đến một vị trí không tưởng (ví dụ bên dưới bề mặt Trái đất). Tuy nhiên, cần có 4 quan trắc để xác định trễ tương đối giữa đồng hồ máy thu và tham chiếu định thời chung được chấp nhận bởi các vệ tinh.

Thành quả của định vị có được từ ước tính khoảng cách dựa trên mã C/A được gọi là Hệ thống định vị tiêu chuẩn (SPS). Đặc tả kỹ thuật của SPS đoán trước được mức độ chính xác về: theo chiều ngang (trục hoành) là 100 m; theo chiều đứng (trục tung) là 156m; và về thời gian là 340-ns (tương ứng 95%). Các đặc tả kỹ thuật này có tính đến tạp âm phát sinh, được coi là mức độ sẵn sàng một cách chọn lọc, (*S/A-Selective Availability*), được giới thiệu bởi Bộ Quốc phòng Mỹ để giảm mức độ chính xác của ước tính cự ly dựa vào mã C/A. Trong hầu hết các trường hợp, ta nhận được mức độ chính xác cao hơn vì chính phủ Mỹ đã quyết định tắt các tín hiệu S/A từ tháng 5 năm 2000.

Mã P định nghĩa hệ thống định vị chính xác (PPS). PPS cung cấp mức độ chính xác: 22 m theo phương nằm ngang (trục hoành); 27,7m theo phương thẳng đứng (trục tung); và 100 ns (95%) về thời gian. Việc sử dụng mã P bị giới hạn bởi chính phủ Mỹ và đồng minh, và thường dân không được phép sử dụng.

Mức độ chính xác của định vị GPS và ước tính cự ly có thể được tăng thêm bằng cách áp dụng các kỹ thuật khai thác sự phối hợp giữa một số máy thu GPS, chẳng hạn ước tính pha sóng mang và GPS vi sai.

Tính khả dụng của GPS trong mạng các nút di động tạo ra một số lợi ích: (i) đồng hồ được đồng bộ tại tất cả các thiết bị đầu cuối; (ii) định vị tuyết đối; (iii) giảm lưu lượng báo hiệu cho các giao thức định vị, vì chỉ các vị trí của thiết bị đầu cuối mới phải trao đổi trong mạng; (iv) và khi tạo dựng bản đồ mạng không cần phải bổ sung thêm thông tin.

Sự phát triển của các giao thức neo đã được khuyến khích do giá thành cao của các máy thu GPS. Thực tế, ở các giao thức này, chỉ cần trang bị một tập con các nút đắt tiền có phần cứng GPS, trong khi giao thức kết nạp việc xác định vị trí tiêu chuẩn, các nút không được trang bị GPS.

Một ví dụ về giao thức định vị neo được đề xuất trong chương trình khung của dự án PicoRadio (Savarese, 2001, Savarese 2002).

Savarese (2002) phát hiện ra thách thức chính đối với giao thức định vị neo trong mạng vô tuyến là: a) vấn đề thừa nút neo; và b) vấn đề sai số ước tính cự ly. Vấn đề thừa nút neo xảy ra xuất hiện trong các mạng đa chặng diện rộng (*large multi-hop*), ở đó không thể đảm bảo kết nối vật lý giữa mỗi nút và ít nhất bốn nút neo (với định vị 3 chiều). Điều này cần có thông tin về vị trí các nút neo để phát tán trên toàn mạng bằng giao thức định vị nhằm cho phép các nút không có kết nối vật lý với các nút neo tính toán vị trí của chúng trong hệ tham chiếu. Vấn đề sai số ước tính cự ly do sai số trong các phép đo cự ly, có thể dẫn đến sai số lớn trong ước tính vị trí, đặc biệt là, khi ước tính vị trí bằng phương pháp lặp.

Phương thức được đề xuất trong (Savarese, 2002) dựa trên 2 thuật toán cho 2 vấn đề ở trên: tam giác hóa chặng (Hop Triangulation) thông qua cự ly mở rộng và kết hợp dữ của các nút trung gian (Hop-TERRAIN); và thuật toán tinh lọc (*refinement algorithm*).

Giao thức Hop-TERRAIN hoạt động như sau:

- ✓ Mỗi nút neo  $N_k$  khởi động thủ tục tràn (*flooding procedure*) bằng cách gửi gói tin quảng bá, chứa vị trí của chính nó với việc thiết lập biến đếm chặng,  $hop\ count = 0$ .
- ✓ Một nút nhận được gói tin khởi nguồn từ  $N_k$  với  $hop\ count = n$  để kiểm tra khoảng cách thực tế của nó trong các chặng từ  $N_k$ , ký hiệu là  $h_{Nk}$ . Nếu không có khoảng cách nào trước đó  $h_{Nk}$  được lưu trữ, hoặc  $hop\ count n$  trong gói tin là  $n < h_{Nk} - 1$ , thì nút thiết lập  $h_{Nk} = n + 1$  và phát

lại gói tin với việc thiết lập  $hop count = n+1$ . Nếu  $h_{N_k}$  đã được lưu trữ và  $n > h_{N_k}-1$ , nút loại bỏ gói tin. Tiến trình này được kết thúc khi tất cả các nút đã nhận được gói tin từ  $N_k$  qua truyền truyền có số chặng nhỏ nhất.

Khi một nút tập hợp được khoảng cách của nó trong các chặng từ nhiều nút neo liên quan, nó ước tính vị trí của mình bằng cách sử dụng thuật toán tối thiểu hóa sai số trung bình phương nhỏ nhất LSE đã được trình bày trong mục 7.3. Muốn vậy, nút phải chuyển đổi khoảng cách được biểu diễn ở dạng các chặng  $h_{N_k}$  thành khoảng cách vật lý  $d_{N_k}$ . Việc chuyển đổi này được thực hiện bằng cách nhân khoảng cách trong các chặng với khoảng cách trung bình trên chặng, được xấp xỉ hóa với khoảng cách vô tuyến tối đa của nút.

Sau ứng dụng thuật toán Hop-TERRAIN, mỗi nút được cấp một ước tính gần đúng về vị trí của nó trong hệ tham chiếu. Thuật toán tinh lọc đảm nhiệm việc cải thiện tính chính xác của ước tính. Thuật toán dựa trên sự trao đổi các ước tính vị trí và thông tin đo cự ly ở cấp cục bộ, nghĩa là, giữa các nút trong kết nối vật lý. Khởi đầu của mỗi vòng lặp, một nút phát quảng bá vị trí của mình và ước tính cự ly cho hàng xóm của nó, và cũng nhận được thông tin tương tự từ các hàng xóm của mình. Dựa vào các thông tin mới, nút tính toán lại vị trí của mình bằng thuật toán tối thiểu hóa LSE và chuyển sang vòng lặp tiếp theo. Thuật toán kết thúc khi cập nhật vị trí nằm dưới một ngưỡng tiền định.

Hầu hết các giao thức đề xuất trong tài liệu giả thiết rằng, tính khả dụng của các nút neo được trang bị một máy thu GPS. Giả thiết này đơn giản hóa việc định vị do không cần thiết phải chọn các nút tham chiếu và tạo dựng hệ tham chiếu; các thiết bị đầu cuối khả năng GPS (được hỗ trợ GPS) có thể đảm nhận vai trò của nút tham chiếu và cung cấp một hệ tọa độ toàn cục.

Tuy nhiên, phương thức không GPS có thể cung cấp các tính năng bổ sung như phủ sóng trong nhà và thu nhò hổ tốt hơn, đều bị hạn chế trong các thiết bị GPS do kích thước của anten.

### ❖ Các giao thức không neo

Một giao thức định vị không GPS, được gọi là thuật toán tự định vị (SPA), được đề xuất trong chương trình khung của dự án Teminodes (Capkun, 2001). Giao thức này dựa trên phương pháp TOA để có được các ước tính cự ly, được dùng để tạo dựng bản đồ mạng. Thuật toán tự định vị SPA bao gồm 2 bước: (i) đầu tiên, mỗi nút cố gắng tạo dựng một hệ tọa độ nút trung tâm, và xác định vị trí các hàng xóm của nó trong hệ tọa độ này; (ii) sau đó, các hệ tọa độ nút trung tâm hội tụ (đồng quy) về hệ tọa độ mạng toàn cục.

Mỗi nút  $N_i$  cố gắng tạo dựng một hệ tọa độ nút trung tâm bằng cách:

- ✓ Dò tìm một tập hàng xóm đơn chặng  $K_{N_i}$  của nó, bằng cách sử dụng hoa tiêu (beacon).
- ✓ Ước lượng tập các khoảng cách từ hàng xóm của nó  $d_{N_i}$  bởi ước tính TOA
- ✓ Phát quảng bá  $d_{N_i}$  và  $K_{N_i}$  cho các hàng xóm đơn chặng (hang xóm trong một chặng).

Vì tất cả các nút đều thực hiện tiến trình trên, nên nút  $N_i$  biết được khoảng cách từ tất cả các hàng xóm đơn chặng của mình, ID của các hàng xóm 2 chặng, và một tập con các khoảng cách giữa các hàng xóm đơn chặng và hàng xóm hai chặng. Thông tin này được sử dụng bởi nút đích  $N_i$  để tạo dựng hệ tọa độ nút trung tâm của chính nó.

Việc xác định hệ tọa độ nút trung tâm trong không gian 2 chiều cần phải phối hợp giữa nút đích  $N_i$  và ít nhất 2 nút khác,  $N_p$  và  $N_q$  thuộc  $K_{N_i}$  và không thẳng hàng với nút  $N_i$ . Nút  $N_i$  cũng phải

biết khoảng cách giữa nút  $N_p$  và nút  $N_q$ . Điều này bắt buộc một ràng buộc bổ sung trong việc chọn nút  $N_p$  và nút  $N_q$ . Nút  $N_p$  cũng phải thuộc  $K_{Nq}$ , kéo theo  $N_q \in K_{Np}$  nếu giả sử tất cả các nút có cùng phạm vi truyền dẫn.

Hệ tọa độ nút trung tâm được quyết định bởi nút  $N_i$ , và các tọa độ của nút  $N_b$ , nút  $N_p$  và nút  $N_q$  như sau:

$$\begin{cases} x_i = 0, & y_i = 0 \\ x_p = d_{ip}, & y_p = 0 \\ x_q = d_{iq} \cos \gamma, & y_q = d_{iq} \sin \gamma \end{cases} \quad (7.32)$$

trong đó:  $\gamma$  là góc  $\angle(N_p, N_i, N_q)$ , nghĩa là góc tạo bởi vector  $\overrightarrow{N_p N_i}$  và  $\overrightarrow{N_i N_q}$ , được xác định như sau:

$$\gamma = \arccos \left( \frac{d_{iq}^2 + d_{ip}^2 - d_{pq}^2}{2d_{iq}d_{ip}} \right) \quad (7.33)$$

Cuối cùng, nút  $N_i$  có thể ước lượng vị trí của một tập con các hàng xóm đơn chặng của nó được tạo bởi các nút cho nút  $N_i$  biết khoảng cách từ các nút  $N_b$ ,  $N_p$  và  $N_q$ . Tập con được này được gọi là tập quan sát nội bộ (Local View Set), ký hiệu là  $LVS_{N_i} \subseteq K_{N_i}$ . Vị trí của nút  $N_j$  thuộc tập con này được cho bởi:

$$\begin{cases} x_j = d_{ij} \cos \alpha_j \\ y_j = \begin{cases} d_{ij} \sin \alpha_j & \text{nếu } \beta_j = |\alpha_j - \gamma| \\ -d_{ij} \sin \alpha_j & \text{nếu } \beta_j = \alpha_j + \gamma \end{cases} \end{cases} \quad (7.34)$$

trong đó:  $\alpha_j$  là góc  $\angle(N_p, N_i, N_j)$ ;  $\beta_j$  là góc  $\angle(N_q, N_i, N_j)$ , và cả 2 góc được cho bởi:

$$\begin{cases} \alpha_j = \arccos \left( \frac{d_{ij}^2 + d_{ip}^2 - d_{pj}^2}{2d_{ij}d_{ip}} \right) \\ \beta_j = \arccos \left( \frac{d_{ij}^2 + d_{iq}^2 - d_{qj}^2}{2d_{ij}d_{iq}} \right) \end{cases} \quad (7.35)$$

Mọi hệ thống nút trung tâm đều phải phát triển thành hệ tọa độ tương đối bằng cách chấp nhận cùng hướng trực x và y. Lặp lại, bắt đầu từ việc chọn một hệ tọa độ tham chiếu, cặp các nút xoay và đồng chỉnh hệ tọa độ của chúng. Sử dụng phương thức phân bố này, việc tái thích ứng sẽ hội tụ sau một vài bước tới hệ tọa độ tương đối.

Lưu ý rằng, các nút không thể tạo dựng hệ tọa độ nút trung tâm của chính nó, có thể có được vị trí của chúng trong hệ tọa độ tương đối nếu chúng được kết nối với 3 nút đã nhận được hệ tọa độ mạng.

Phương thức theo thuật toán tự định vị SPA là một ví dụ điển hình của giao thức không neo. Tiếp cận này cần có sự trao đổi một lượng lớn thông tin giữa các nút so với phương pháp dựa vào neo vì phải trao đổi thông tin phải để chọn các nút tham chiếu và chuyển đổi các hệ tham chiếu nút trung tâm thành toàn cục, hệ tham chiếu mạng diện rộng. Kết quả là, bản đồ mạng được tạo bởi các vị trí tương đối của các nút trong mạng, mà không có bất kỳ liên hệ gì với hệ tọa độ toàn cầu; điều

này là đủ cho một vài ứng dụng dựa trên vị trí, như định tuyến dựa vào vị trí và quản lý tài nguyên. Vì vậy, các giao thức không neo là một giải pháp khả thi cho các kịch bản, trong đó không thể khai thác được GPS, vì việc truyền sóng trực xạ LOS đến vệ tinh là không khả dụng hay do mức độ chính xác được cung cấp bởi GPS là thỏa đáng. Đây là trường hợp, ví như, các ứng dụng WPAN (vùng phủ sóng  $<10m$ ), trong đó mức độ chính xác được cung cấp bởi GPS cỡ vài mét là không phù hợp. Trong trường hợp này, các kỹ thuật định vị có khả năng cung cấp độ chính xác cao hơn phải được áp dụng; UWB là một ứng viên sáng giá nhờ lợi thế về mức độ chính xác cao có được bởi băng thông rộng (xem ví dụ ở Sim\_UWB 7.03).

## 7.6 Tổng kết

Chương này, ta đã xét tóm tắt các nội dung cơ bản về định vị, điển hình như: Ước lượng tham số và định vị trí; Ước lượng tham số định vị dựa vào cường độ trường tín hiệu thu RSS, góc đến AOA, thời gian đến TOA, vi sai thời gian đến TDOA, kỹ thuật định vị trí hình cầu; Định vị trí hình hyperbolic, Ước tính vị trí theo thuật toán LSE. Cuối cùng là, giao thức định vị. Đặc biệt là, thông qua các kỹ thuật, thuật toán được xét và được Matlab hóa, các kết quả tính toán và mô phỏng đã làm sáng tỏ tính ưu việt về độ chính xác trong việc định vị của hệ thống UWB. Các chương trình tính toán và mô phỏng trên Matlab được lưu trên đĩa CD kèm theo, được tổng hợp và tóm tắt ở phụ lục 1A.

**PHỤ LỤC 1A**

**TỔNG HỢP CHƯƠNG TRÌNH MÔ PHỎNG**

<b>Sim_UWB 2.01</b>	Mô phỏng để tạo và ước lượng độ rộng băng tần của tín hiệu tham chiếu
<b>Prog 2.01</b>	<code>[signal, dt] = uwb20101_genrect(width, points, f0)</code>
<i>Chức năng</i>	Tạo sóng chữ nhật có khoảng thời gian tiền định và điều chế nó tần số vô tuyến.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào là: Độ rộng xung chữ nhật, <i>width</i> ; số mẫu để biểu diễn sóng chữ nhật, <i>points</i> ; tần số sóng mang, <i>f0</i> .
<i>Đầu ra</i>	Hai đầu ra của chương trình là: sóng tín hiệu, <i>signal</i> ; chu kỳ lấy mẫu, <i>dt</i>
<b>Prog 2.02</b>	<code>[ss_E, f_high, f_low, BW] = uwb20102_bandwidth(signal, dt, threshold)</code>
<i>Chức năng</i>	Ước lượng và biểu diễn độ rộng băng tần của tín hiệu
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào: (1) mảng các mẫu biểu trưng cho dạng sóng tín hiệu cần được phân tích trong miền tần số, <i>signal</i> ; (2) chu kỳ lấy mẫu, <i>dt</i> ; (3) ngưỡng để ước lượng băng thông của tín hiệu, <i>threshold</i>
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 4 đầu ra: (1) mật độ phổ năng lượng ESD một phía của sóng được phân tích, <i>ss_E</i> ; (2) giá trị của tần số cao nhất, <i>f_high</i> ; (3) giá trị của tần số thấp nhất, <i>f_low</i> ; (4) độ rộng băng tần của tín hiệu, <i>BW</i> = <i>f_high</i> - <i>f_low</i>
<b>Sim_UWB 2.02</b>	Mô phỏng để quá trình tạo các xung khác nhau. Kiểm tra có phải là xung tín hiệu UWB không ?
<b>Prog 2.03</b>	<code>[sinpulse, dt] = uwb20201_sinpulse_one(Tp, Nc, A, smp)</code>
<i>Chức năng</i>	Tạo xung sin có thời gian tiền định
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 4 tham số đầu vào là: khoảng thời gian của xung, <i>Tp</i> ; số chu kỳ của sóng sin, <i>Nc</i> ; biên độ của xung, <i>A</i> ; số mẫu để biểu diễn cho một xung, <i>smp</i>
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra 02 đầu ra: (1) vector sóng dạng xung, <i>sinpulse</i> ; (2) giá trị của chu kỳ lấy mẫu, <i>dt</i> .
<b>Prog 2.04</b>	<code>[sinpulse, dt] = uwb20202_sinpulse_two(Fp, Nc, A, smp)</code>
<i>Chức năng</i>	Tạo xung sin có số chu kỳ tiền định
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 4 tham số đầu vào là: (1) tần số của sóng sin, <i>Fp</i> ; (2) số chu kỳ hình sin, <i>Nc</i> ; (3) biên độ xung, <i>A</i> ; (4) số mẫu để biểu diễn cho mỗi chu kỳ, <i>smp</i>
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra hai đầu ra: vector sóng dạng xung, <i>sinpulse</i> ; giá trị của chu kỳ lấy mẫu, <i>dt</i> .
<b>Sim_UWB 2.03</b>	Mô phỏng hoạt động máy phát tín hiệu PPM-TH-UWB
<b>Prog 2.05</b>	<code>[bits]=uwb20301_bits(numbits)</code>
<i>Chức năng</i>	Tạo chuỗi bit nhị phân nhận giá trị 0, 1 đồng xác suất
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận một tham số đầu vào là, <i>numbits</i>
<i>Đầu ra</i>	Chương trình tạo ra chuỗi <i>numbits</i> bits, <i>bits</i>
<b>Prog 2.06</b>	<code>[repbits] = uwb20302_repcode(bits, Ns)</code>
<i>Chức năng</i>	Mã lặp cho luồng bit đầu vào
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai đầu vào: luồng bit đầu vào, <i>bits</i> ; số lần lặp cho mỗi bit, <i>Ns</i>
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về chuỗi bit được lặp, <i>repbits</i> .
<b>Prog 2.07</b>	<code>[THcode] = uwb20304_TH(Nh, Np)</code>
<i>Chức năng</i>	Tạo mã TH giả ngẫu nhiên với chu kỳ <i>Np</i> và thành tố trong tập mã TH, <i>Nh</i> .

<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai đầu vào: chu kỳ của mã, $N_p$ ; số thành tố trong tập mã TH, $N_h$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra một chuỗi mã TH giả ngẫu nhiên theo hai tham số $N_p$ và $N_h$ , $THcode$
<b>Prog 2.08</b>	$[PPMTHseq, THseq] = \text{uwb20305\_2PPM\_TH}(seq, fc, Tc, Ts, dPPM, THcode)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện quá trình mã hóa TH và điều chế PPM.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 06 đầu vào: (1) chuỗi nhị phân, $seq$ ; (2) tần số lấy mẫu cho tín hiệu ra, $f_c$ ; (3) thời gian chip, $T_c$ ; (4) chu kỳ lặp lại xung, $T_s$ ; (5) dịch thời do PPM, $dPPM$ ; (6) mã TH, $THcode$
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) chuỗi xung sau khi mã hóa TH và điều chế PPM, $PPMTHseq$ ; (2) chuỗi xung sau khi được mã hóa TH đối với chuỗi vào (chuỗi nhị phân đầu vào $seq$ chỉ mã hóa TH mà chưa thực hiện điều chế PPM), $Thseq$
<b>Prog 2.09</b>	$[w0] = \text{uwb20306\_waveform}(fc, Tm, tau)$
<i>Chức năng</i>	Tạo sóng đạo hàm bậc hai của xung Gausơ có năng lượng đơn vị
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 03 tham số đầu vào: (1) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (2) khoảng thời gian của đáp ứng xung, $Tm$ ; (3) hệ số định dạng xung, $tau$
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra tín hiệu $w0$ là phiên bản năng lượng chuẩn hóa của sóng đạo hàm bậc hai của xung Gausơ với hệ số định dạng xung, $tau$
<b>Prog 2.10</b>	$[bits, THcode, Stx, ref] = \text{uwb20307\_transmitter\_2PPM\_TH}(Pow, fc, numbits, \dots, Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, dPPM)$
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng hoạt động máy phát PPM-TH-UWB.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 11 tham số đầu vào: (1) công suất phát trung bình, $Pow$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (3) số bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân, $numbits$ ; (4) thời gian khung (chu kỳ lặp trung bình xung), $Ts$ ; (5) số xung trên một bit, $Ns$ ; (6) thời gian chip, $Tc$ ; (7) thành tố trong tập của mã TH, $Nh$ ; (8) chu kỳ của mã TH, $Np$ ; (9) thời gian của xung, $Tm$ ; (10) hệ số định dạng xung, $tau$ ; (11) dịch thời do điều chế PPM, $dPPM$
<i>Đầu ra</i>	Bốn đầu ra của chương trình: (1) chuỗi bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân, $bits$ ; (2) chuỗi mã TH được dùng cho bộ mã hóa TH, $THcode$ ; (3) tín hiệu PPM-TH-UWB phát, $Stx$ ; (4) tín hiệu tham chuẩn, $ref$ . Lưu ý rằng ở phía thu: dùng tín hiệu tham chuẩn $ref$ để tạo mặt nạ tương quan, và vector $bits$ để ước lượng lỗi bit.
<b>Sim_UWB 2.04</b>	Mô phỏng hoạt động máy phát tín hiệu PAM-DS-UWB
<b>Prog 2.11</b>	$[DScode] = \text{uwb20401\_DS}(Np)$
<i>Chức năng</i>	Tạo mã DS giả ngẫu nhiên có chu kỳ $Np$ .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận một đầu vào là chu kỳ của mã giả ngẫu nhiên, $Np$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra chuỗi mã DS giả ngẫu nhiên có chu kỳ $Np$ , $DScode$ .
<b>Prog 2.12</b>	$[PAMDSseq, DSseq] = \text{uwb20402\_2PAM\_DS}(seq, fc, Ts, DScode)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình nhận chuỗi giá trị luồng cực và tạo ra chuỗi xung Dirac. Tất cả các xung được cách đều nhau về thời gian với chu kỳ lặp mã xung $Ts$ . Biên độ của chuỗi xung được xác định theo mã DS và sơ đồ điều chế PAM.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận bốn đầu vào là: (1) chuỗi nhị phân, $seq$ ; (2) tần số lấy mẫu đối với tín hiệu đầu ra, $fc$ ; (3) chu kỳ lặp xung trung bình, $Ts$ ; (4) mã DS, $DScode$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 02 đầu ra là: (1) chuỗi tín hiệu sau khi mã hóa DS và điều chế PPM, $PAMDSseq$ ; (2) chuỗi xung tham chuẩn tương ứng với đầu vào nhưng không được điều chế PAM (chỉ thực hiện mã hóa DS), chuỗi này được dùng ở phía thu, $DSseq$
<b>Prog 2.13</b>	$[bits, DScode, Stx, ref] = \text{uwb20403\_transmitter\_2PAM\_DS}(Pow, fc, numbits, \dots, Ts, Ns, Np, Tm, tau)$
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng quá trình hoạt động máy phát tín hiệu PAM-DS-UWB hình 2.22
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 08 tham số đầu vào: (1) công suất phát trung bình, $Pow$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (3) số bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân, $numbits$ ; (4) chu kỳ lặp trung bình xung, $Ts$ ; (5) số xung trên bit, $Ns$ ; (6) chu kỳ của mã DS, $Np$ ; (7) khoảng thời gian đáp ứng xung, $Tm$ ; (8) hệ số định dạng xung, $tau$ .

<i>Đầu ra</i>	Bốn đầu ra của chương trình là: (1) chuỗi bit được tạo ra bởi nguồn nhị phân, <i>bits</i> ; (2) chuỗi mã DS được dùng cho bộ mã hóa DS, <i>DScode</i> ; (3) tín hiệu PAM-DS-UWB phát, <i>Stx</i> ; (4) tín hiệu tham chuẩn, <i>ref</i> . Lưu ý rằng ở phía thu: sẽ dùng tín hiệu tham chuẩn <i>ref</i> này để thực hiện mặt nạ tương quan, và dùng vector <i>bits</i> để ước lượng lỗi.
<b>Sim_UWB 2.05</b>	Mô phỏng quá trình tạo tín hiệu MB-UWB: điều chế QPSK kết hợp với OFDM, trong đó các ký hiệu QPSK điều chế các sóng mang con của OFDM. Mô phỏng được thực hiện bởi <b>Prog 2.14</b> và <b>Prog 2.15</b>
<b>Prog 2.14:</b>	$[S, Sc, Ss] = \text{uwb20501\_qpsk\_mod}(bits)$
<i>Chức năng</i>	Thực hiện điều chế QPSK, chương trình nhận chuỗi nhị phân đầu vào và trả về chuỗi các ký hiệu điều chế QPSK.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận chuỗi đầu vào luồng cực, <i>bits</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) chuỗi ký hiệu QPSK, <i>S</i> ; (2) chuỗi tín hiệu phần thực của QPSK, <i>Sc</i> ; (3) chuỗi tín hiệu phần ảo của QPSK, <i>Ss</i> .
<b>Prog 2.15</b>	$[bits, S, SI, SQ, Stx, fc, fp, T0, TP, TG, N] = \text{uwb20502\_OFDM\_qpsk}(numbits, \dots, fp, fc, T0, TP, TG, A, N)$
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng toàn bộ quá trình tạo ra tín hiệu MB-OFDM theo phương trình (2.10)
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 08 tham số đặc trưng của tín hiệu MB-OFDM gồm: (1) số lượng bit cần phát, <i>numbits</i> ; (2) tần số trung tâm, <i>fp</i> ; (3) tần số lấy mẫu, <i>fc</i> ; (4) độ dài thông tin, (thời gian được dùng để truyền mỗi ký hiệu lên sóng mang tương ứng), <i>T0</i> ; (5) thời gian tiền tố tuần hoàn, <i>TP</i> ; (6) thời gian bảo vệ, <i>TG</i> ; (7) biên độ của đáp ứng xung chữ nhật, <i>A</i> ; (8) số sóng mang của hệ thống OFDM, <i>N</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra 11 đầu ra đặc trưng cho tín hiệu MB-OFDM theo phương trình (2.10): (1) luồng bit được tạo ra, <i>bits</i> ; (2) luồng ký hiệu QPSK, <i>S</i> ; (3) thành phần đồng pha I của tín hiệu được tạo ra, <i>SI</i> ; (4) thành phần vuông pha Q của tín hiệu được tạo ra, <i>SQ</i> ; (5) tín hiệu OFDM được tạo ra, <i>Stx</i> ; (6) giá trị của tần số lấy mẫu, <i>fc</i> ; (7) giá trị của tần số sóng mang, <i>fp</i> ; (8) giá trị của <i>T0</i> , <i>T0</i> ; (9) giá trị của <i>TP</i> , <i>TP</i> ; (10) giá trị của <i>TG</i> , <i>TG</i> ; (11) số lượng sóng mang con được dùng, <i>N</i> . Trong đó đặc biệt quan tâm vector tín hiệu <i>Stx</i> là đầu ra của bộ điều chế OFDM.
<b>Sim_UWB 3.01</b>	Mô phỏng và phân tích PSD của tín hiệu PPM tương tự trong trường hợp điều tín hiệu điều chế hình sin, trong đó dùng 2 chương trình. <b>Prog 3.01</b> tạo chuỗi xung chữ nhật là PPM tương tự được điều chế bởi sóng sin. <b>Prog 3.02</b> ước lượng phổ của tín hiệu được tạo ra bởi <b>Prog 3.01</b> . Lưu ý rằng, trong Sim_UWB 3.01 dùng sóng chữ nhật cho các xung phát nhằm đơn giản hóa việc phân tích tín hiệu trong miền tần số, phổ của xung chữ nhật có dạng $\sin(x)/x$ .
<b>Prog 3.01</b>	$[Stx, fc] = \text{uwb30101\_PPM\_sin}(Pow, fc, np, Tr, Ts, A, f0)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình tạo tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp tín hiệu điều chế hình sin và các xung chữ nhật.
<i>Đầu vào</i>	Bảy tham số đầu vào: (1) công suất phát, <i>Pow</i> ; (2) tần số lấy mẫu, <i>fc</i> ; (3) số xung được tạo ra, <i>np</i> ; (4) thời gian của mỗi xung chữ nhật, <i>tr</i> ; (5) chu kỳ lặp xung trung bình, <i>Ts</i> ; (6) biên độ của chuỗi xung, <i>A</i> ; (7) tần số của chuỗi xung, <i>f0</i> .
<i>Đầu ra</i>	Hai đầu ra của Chương trình là: (1) chuỗi xung được tạo ra, <i>Stx</i> ; (2) tần số lấy mẫu tương ứng, <i>fc</i> .
<b>Prog 3.02</b>	$[PSD, df] = \text{uwb30102\_PSD}(x, fc)$
<i>Chức năng</i>	Ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu đầu vào.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 02 đầu vào: (1) vector tín hiệu thể tín hiệu trong miền thời gian, <i>x</i> ; (2) tần số lấy mẫu, <i>fc</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) vector chứa PSD của tín hiệu đầu vào, <i>PSD</i> ; (2) tần số phân cách giữa các mẫu của PSD, <i>df</i> .
<b>Sim_UWB 3.02</b>	Mô phỏng và phân tích sự chiếm hữu phổ tần của tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp tín hiệu điều chế tuần hoàn. Tín hiệu điều chế $m(t)$ được chọn có phân rã biên độ theo hàm mũ âm với chu kỳ <i>Tp</i> . Trong mô phỏng này sử dụng <b>Prog 3.02</b> và <b>Prog 3.03</b>

<b>Prog 3.03</b>	$[Stx, fc] = \text{uwb30201\_PPM\_periodic}(pow, fc, np, Tr, Ts, A, B, Tp)$
<i>Chức năng</i>	Tạo chuỗi xung chữ nhật được điều chế vị trí bởi tín hiệu $m(t)$ theo biểu thức (3.26).
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 08 tham số đầu vào: (1) công suất phát trung bình, $pow$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (3) số lượng xung được tạo ra, $np$ ; (4) thời gian của từng xung chữ nhật, $Tr$ ; (5) chu kỳ lặp xung trung bình, $Ts$ ; (6) tham số định dạng thứ nhất, $A$ ; (7) tham số định dạng thứ hai, $B$ ; (8) chu kỳ của tín hiệu điều chế, $Tp$ . Trong đó các tham số $\{A, B, Tp\}$ đặc trưng cho tính tuần hoàn của tín hiệu điều chế.
<i>Đầu ra</i>	Hai đầu ra của chương trình: (1) chuỗi xung tín hiệu PPM-UWB, $Stx$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ .
<b>Sim_UWB 3.03</b>	Mô phỏng và phân tích phổ của tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp sự hiện hữu của tín hiệu điều chế <i>ngẫu nhiên</i> . Cụ thể là, coi các mẫu của tín hiệu điều chế $m(kTs)$ là các biến ngẫu nhiên phân bố Gausơ và độc lập thống kê. Tín hiệu và phổ của tín hiệu PPM-UWB phát được đặc trưng chủ yếu bởi xung chữ nhật có độ rộng $T_r$ và chu kỳ lặp xung trung bình $T_s$ . trong <b>Sim_UWB 3.03</b> này sử dụng <b>Prog 3.04</b> để mô phỏng quá trình tạo tín hiệu PPM-UWB trong điều kiện khảo sát.
<b>Prog 3.04</b>	$[Stx, fc, M0] = \text{uwb30301\_PPM\_random}(pow, fc, np, Tr, T_s, sigma)$
<i>Chức năng</i>	Tạo tín hiệu PPM-UWB trong trường hợp tín hiệu điều chế ngẫu nhiên.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 06 tham số đầu vào: (1) công suất phát trung bình, $pow$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (3) số lượng xung được tạo ra, $np$ ; (4) thời gian của từng xung chữ nhật, $Tr$ ; (5) chu kỳ lặp xung trung bình, $T_s$ ; (6) độ lệch chuẩn của tín hiệu điều chế phân bố Gausơ, $sigma$ .
<i>Đầu ra</i>	Ba đầu ra của chương trình: (1) chuỗi xung được tạo ra, $Stx$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (3) vector chứa tất cả các dịch thời đặt vào xung phát do sự hiện hữu của tín hiệu điều chế, $M0$ .
<b>Sim_UWB 3.04</b>	Mô phỏng để làm sáng tỏ các tham số ảnh hưởng lên sự chiếm hữu phổ của tín hiệu PPM-TH-UWB. Trong Sim_UWB 3.04 này tái dụng các chương trình trong các Sim_UWB trước như: <b>Prog 2.10</b> trong Sim_UWB 2.03 để tạo tín hiệu PPM-TH-UWB, và <b>Prog 3.02</b> trong Sim_UWB 3.01 để biểu diễn PSD. Trong Sim_UWB 3.04 này, thực hiện các mô phỏng khác (các giá trị khác của tập các tham số đặc trưng của tín hiệu PPM-TH-UWB) để phân tích ảnh hưởng của các tham số chính của tín hiệu UWB trong miền tần số.
<b>Sim_UWB 3.05</b>	Mô phỏng quá trình ước lượng PSD của tín hiệu DS-UWB. Trong mô phỏng này, tái dụng các chương trình như: <b>Prog 2.13</b> trong Sim_UWB 2.04 để tạo tín hiệu DS-UWB, và <b>Prog 3.02</b> trong Sim_UWB 3.01 để ước lượng và biểu diễn PSD của tín hiệu DS-UWB.
<b>Sim_UWB 3.06</b>	Mô phỏng để tạo tín hiệu PAM-TH-UWB và phân tích các đặc tính cơ bản của PSD. Việc mô phỏng để tạo tín hiệu PAM-TH-UWB bằng cách tái dụng và kết hợp các chương trình đã được trình bày ở chương 2, cụ thể là: Sim_UWB 2.04 mô phỏng quá trình hoạt động máy phát tín hiệu DS-PAM-UWB (xem hình 2.22), trong đó tạo tín hiệu PAM-TH-UWB bằng cách chỉ cần thay đổi phần thực hiện bộ mã hóa truyền dẫn. Trong Sim_UWB 3.06 này, dùng 02 chương trình mới là, <b>Prog 3.05</b> và <b>Prog 3.06</b>
<b>Prog 3.05</b>	$[PAMTHseq, THseq] = \text{uwb30601\_2PAM\_TH}(seq, fc, Tc, Ts, THcode)$
<i>Chức năng</i>	Tạo tín hiệu PAM-TH-UWB dựa trên thuật toán trong <b>Prog 2.12</b> , nhưng thay vì thực hiện mã hóa DS, ở đây <b>Prog 3.05</b> dùng tập các lệnh thực hiện TH trong <b>Prog 2.08</b> . Mã hóa TH bởi THcode và thực hiện điều chế 2-PAM.
<i>Đầu vào</i>	Năm đầu vào của chương trình là: (1) chuỗi nhị phân đầu vào, $seq$ ; (2) tần số lấy mẫu đối với tín hiệu được tạo ra, $fc$ ; (3) thời gian của chip, $Tc$ ; (4) chu kỳ lặp xung trung bình, $Ts$ ; (5) mã TH, $THcode$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 02 đầu ra: (1) tín hiệu PAM-TH-UWB (tín hiệu bao gồm cả mã hóa TH và điều chế PAM), $PAMTHseq$ ; (2) tín hiệu đầu vào chỉ được mã hóa TH mà không được điều chế PAM, $THseq$ .

<b>Prog 3.06</b>	<code>[bits, THcode, Stx, ref]=uwb30602_transmitter_2PAM_TH(pow, fc, numbits, ... Ts, Ns, Tc, Nh, Np, Tm, tau, G)</code>
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng toàn bộ quá trình tạo và phát tín hiệu PAM-TH-UWB.
<i>Đầu vào</i>	Mười một tham số đầu vào (tham số đặc trưng cho tín hiệu PAM-TH-UWB và tham số đặc trưng cho kỹ thuật mô phỏng) phải được thiết trị là: (1) công suất trung bình, $pow$ ; (2) tần số lấy mẫu, $fc$ ; (3) số lượng bit, $numbits$ ; (4) chu kỳ lặp xung trung bình, $Ts$ ; (5) số xung trong một bit, $Ns$ ; (6) thời gian chip, $Tc$ ; (7) nhân tố của mã TH, $Nh$ ; (8) số chu kỳ của mã TH, $Np$ ; (9) thời gian của xung, $Tm$ ; (10) hệ số định dạng, $tau$ ; (11) cò đê cho phép hoặc không cho phép vẽ biểu diễn, $G$ . Ta lưu ý rằng, trong trường hợp số lượng đầu vào của chương trình lớn, ta có thể tạo thiết trị tham số <i>file.m</i> chứa tập tham số được thiết trị sẵn phù hợp với cấu hình và kịch bản mô phỏng một cách linh hoạt và tùy biến.
<i>Đầu ra</i>	Bốn đầu ra của là: (1) chuỗi bit được tạo ra, $bits$ ; (2) chuỗi mã TH được dùng bởi bộ mã hóa TH, $THcode$ ; (3) tín hiệu phát, $Stx$ ; (4) tín hiệu tham chuẩn (tín hiệu chưa được điều chế PAM), $ref$ .
<b>Sim_UWB 3.07</b>	Mô phỏng để ước lượng, đánh giá các đặc tính phổ của tín hiệu OFDM. Các chương trình được dùng cho mục đích này gồm: <b>Prog 2.15</b> tạo tín hiệu OFDM trong miền thời gian; <b>Prog 3.02</b> ước lượng và biểu diễn PSD.
<b>Sim_UWB 3.08</b>	Ước lượng đánh giá ảnh hưởng của hệ số định dạng $\alpha$ lên dạng xung và ESD của nó bởi <b>Prog 3.07</b> .
<b>Prog 3.07:</b>	<code>[pulse, Ess] = uwb30801_shape_factor_variation(alphamin, alphastep, N_alphavalues)</code>
<i>Chức năng</i>	Tạo ra một vector biểu diễn dạng sóng xung Gausơ theo phương trình (3.53) và ước lượng ESD của xung Gausơ này tại các giá trị khác nhau của $\alpha$ .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào gồm: (1) giá trị nhỏ nhất của $\alpha$ , $alphamin$ ; (2) bước gia tăng của $\alpha$ , $alphastep$ ; (3) số lượng giá trị của $\alpha$ , $N_alphavalues$ .
<i>Đầu ra</i>	Hai tín hiệu đầu ra của chương trình là: (1) xung Gausơ, $pulse$ ; (2) ESD của xung Gausơ, $Ess$ .
<b>Sim_UWB 3.09</b>	Mô phỏng để ước lượng đánh giá ảnh hưởng của việc đạo hàm lên sóng xung Gausơ, và ảnh hưởng lên mật độ phổ năng lượng ESD của xung này. Trong đó, giới hạn việc phân tích ở 15 bậc đạo hàm đầu tiên. Việc phân tích ảnh hưởng của đạo hàm trong miền thời gian được thực hiện bởi <b>Prog 3.08</b> . Cụ thể là, các chương trình được dùng trong Sim_UWB 3.09 này là: <b>Prog 3.08</b> tính toán và biểu diễn dạng sóng của xung Gausơ và 15 đạo hàm đầu tiên của nó; <b>Prog 3.09</b> tạo và biểu diễn giải tích của tất cả các dạng sóng được khảo sát; <b>Prog 3.09</b> thực hiện lấy đạo bậc $k$ của xung Gausơ; <b>Prog 3.10</b> thực hiện ước lượng và biểu diễn ESD của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gausơ; <b>Prog 3.11</b> thực hiện tính toán tần số đỉnh cho mỗi đạo hàm của xung Gausơ theo giá trị của $\alpha$ ; <b>Prog 3.12</b> ước lượng và vẽ biểu diễn băng thông -10dB của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gausơ.
<b>Prog 3.08</b>	<code>[pulse, derivative] = uwb30901_Gaussian_derivatives(A, smp, Tmin, Tmax, alpha)</code>
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện chuẩn hóa biên độ dạng sóng của xung Gausơ; lấy 15 bậc đạo hàm đầu tiên; vẽ biểu diễn sóng xung Gausơ và sóng 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gausơ.
<i>Đầu vào</i>	Năm tham số đầu vào của là: (1) biên độ của xung Gausơ, $A$ ; (2) số lượng mẫu trên một sóng tín hiệu, $smp$ ; (3) giới hạn dưới về thời gian của sóng, $Tmin$ ; (4) giới hạn trên về thời gian của sóng, $Tmax$ ; (5) hệ số định dạng $\alpha$ , $alpha$ .
<i>Đầu ra</i>	Hai đầu ra của chương trình: (1) xung Gausơ ban đầu được tạo ra, $pulse$ ; (2) ma trận chứa 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gausơ (mỗi hàng là một sóng đạo hàm của xung Gausơ tương ứng từ 1 đến 15), $derivative$ .
<b>Prog 3.09</b>	<code>[deriv] = uwb30902_analytical_waveforms(t, k, alpha)</code>
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện lấy đạo bậc $k$ của xung Gausơ.
<i>Đầu vào</i>	Ba tham số đầu vào của chương trình là: (1) vector xác định trực thời gian, $t$ ; (2) đạo hàm bậc $k$ lên xung Gausơ [1, 15]; (3) hệ số định dạng xung, $alpha$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về một vector chứa các giá trị đạo hàm bậc $k$ của xung Gausơ, $deriv$

<b>Prog 3.10</b>	$[derivative, Ess] = \text{uwb30903\_Gaussian\_derivatives\_ESD}(smp, Tmin, Tmax, alpha)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng và biểu diễn ESD của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso.
<i>Đầu vào</i>	Bộm tham số đầu vào của chương trình là: (1) số lượng mẫu trên một sóng tín hiệu, <i>smp</i> ; (2) giới hạn dưới về thời gian của sóng, <i>Tmin</i> ; (3) giới hạn trên về thời gian của sóng, <i>Tmax</i> ; (4) hệ số định dạng xung $\alpha$ , <i>alpha</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) ma trận chứa 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gauso (mỗi hàng là một sóng đạo hàm của xung Gauso tương ứng từ 1 đến 15), <i>derivative</i> ; (2) ma trận chứa 15 ESD của 15 bậc đạo hàm đầu tiên của xung Gauso tương ứng, <i>Ess</i> .
<b>Prog 3.11</b>	$[peakfrequency] = \text{uwb30904\_Gaussian\_derivatives\_peak\_frequency}(alphamin, alphastep, N_alphavalues)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính toán tần số định cho mỗi đạo hàm của xung Gauso theo giá trị của $\alpha$ .
<i>Đầu vào</i>	Ba đầu vào của chương trình là: (1) giá trị của $\alpha$ nhỏ nhất, <i>alphamin</i> ; (2) giá số của $\alpha$ , <i>alphastep</i> ; (3) số lượng giá trị của $\alpha$ , <i>N_alphavalues</i> . Ngoài ra các tham số: số lượng mẫu trên một sóng tín hiệu, <i>smp</i> ; giới hạn dưới về thời gian của sóng, <i>Tmin</i> ; giới hạn trên về thời gian của sóng, <i>Tmax</i> được thiết kế sẵn trong thân của chương trình này, và khi cần ta có thể thiết kế lại cho chúng.
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của là ma trận chứa 15 tần số định theo hệ số định dạng $\alpha$ và biểu diễn chung trên cùng một hình.
<b>Prog 3.12</b>	$[minus10dbBand] = \text{uwb30905\_Gaussian\_derivatives\_10dB\_bandwidth}(alphamin, alphastep, N_alphavalues)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình ước lượng và vẽ biểu diễn băng thông -10dB của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận các tham số đầu vào như chương trình <b>Prog 3.11</b>
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là ma trận chứa băng thông -10dB của 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso, <i>minus10dbBand</i> .
<b>Sim_UWB 3.10</b>	Mô phỏng và phân tích bài toán xấp xỉ hóa mặt nạ phát xạ ở dạng kết hợp các đạo hàm của xung Gauso. Tiến hành kết hợp 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso và thực hiện xấp xỉ hóa thông qua 2 cách: (i) tất cả các đạo hàm có cùng hệ số định dạng $\alpha$ ; (ii) các đạo hàm khác nhau nhận các giá trị khác nhau của $\alpha$ . Nhờ đó ta xác định được tập các giá trị của $\alpha$ đối với 15 đạo hàm đầu tiên của xung Gauso. Để lựa chọn các hệ số kết hợp của các đạo hàm xung Gauso, ta dùng <b>Prog 3.14</b> , chương trình này thực hiện lựa chọn hệ số ngẫu nhiên, được xét mô tả ở trên bằng cách sử dụng 3 chương trình con là: <b>Prog 3.15</b> ; <b>Prog 3.16</b> ; và <b>Prog 3.17</b> .
<b>Prog 3.13</b>	$[Ess, f\_high, f\_low, BW] = \text{uwb31001\_bandwidth}(signal, dt, threshold)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng băng thông của một tín hiệu đầu vào theo ngưỡng tiền định.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận ba đầu vào: vector tín hiệu, <i>vector signal</i> ; giá trị của chu kỳ lấy mẫu, <i>dt</i> ; giá trị của mức ngưỡng tính theo dB, <i>threshold</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 4 tín hiệu gồm: ESD một phía, <i>Ess</i> ; băng thông của tín hiệu, <i>BW</i> ; và các giá trị của tần số cao và thấp, <i>f_high</i> và <i>f_low</i> .
<b>Prog 3.14</b>	$[coefficients, singlederivativecoeff, derivative, validresult, df] = \text{uwb31002\_random\_pulse\_combination}(i, Ts, attempts)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện thủ tục được mô tả trong mục 3.5.3 ở dạng đơn giản, nghĩa là, cố định số lần lặp. Giả thiết rằng, sẵn có các vector $\alpha$ khác nhau cho quá trình lựa chọn. Vector $\alpha$ , phải được xem xét và cập nhật tại mỗi lần chạy mã chương trình được đặc tả cho đầu vào thông qua tham số <i>i</i> . Hơn nữa, chương trình nhận giá trị của chu kỳ lặp xung <i>Ts</i> , và giá trị lớn nhất cho phép số lần lặp lại, <i>attempts</i> .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 03 tham số đầu vào: (1) Vector $\alpha$ được đặc tả cho đầu vào thông qua tham số trung gian, <i>i</i> ; (2) giá trị của chu kỳ lặp xung, <i>Ts</i> ; (3) giá trị lớn nhất cho phép số lần lặp lại, <i>attempts</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 5 đầu ra: (1) tập các hệ số tốt nhất, <i>coefficient</i> ; (2) các hệ số đối với tập được hình thành bởi từng đạo hàm riêng, <i>singlederivativeset</i> ; (3) tập các đạo hàm, <i>derivative</i> , (4) cờ thể hiện tính hợp lệ vector trả về, <i>validresult</i> ; (5) tần số cơ bản <i>df</i> .

<b>Prog 3.15</b>	<code>alphavector = uwb31003_get_alpha_value(i)</code>
<i>Chức năng</i>	Cung cấp các giá trị $\alpha$ để tạo ra các đạo hàm trong <b>Prog 3.14</b> .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận chỉ số biến trung cho tập các giá trị của $\alpha$ cần được xét, $i$ . Tập giá trị này được trả về ở vector đầu ra <i>alphavector</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về tập các giá trị của $\alpha$ cần được xét, <i>alphavector</i> :
<b>Prog 3.16</b>	<code>[emissionmask] = uwb31004_generate_mask(N, fs)</code>
<i>Chức năng</i>	Chương trình tạo mặt nạ phát xạ.
<i>Đầu vào</i>	Hai tham số đầu vào của chương trình là: số điểm được dùng trong miền tần số để biểu diễn tín hiệu trong khoảng $[-fs/2, fs/2]$ , $N$ ; tần số lấy mẫu, $fs$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra một vector chứa $N/2$ phần tử biểu trưng cho mặt nạ phát xạ trong dải tần $[0, fs/2]$ , <i>emissionmask</i> .
<b>Prog 3.17</b>	<code>[c, result] = uwb31005_random_coefficients(attempts, basefunction, dt, ... smp, Ts, freqsmoothfactor, emissionmask, lowerbasefunction, higherbasefunction)</code>
<i>Chức năng</i>	Lựa chọn các hệ số để kết hợp các đạo hàm
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 9 đầu vào: (1) số lần lặp, <i>attempts</i> ; (2) tập các hàm cơ sở, <i>basefunction</i> ; (3) chu kỳ lấy mẫu, <i>dt</i> ; (4) số mẫu trong miền thời gian, <i>smp</i> ; (5) chu kỳ lặp xung, <i>Ts</i> ; (6) hệ số mịn tần số, <i>freqsmoothfactor</i> ; (7) mặt nạ đích, <i>emissionmask</i> ; (8) và (9) là hai số nguyên thể hiện phạm vi đạo hàm được dùng trong việc kết hợp, <i>lowerbasefunction</i> và <i>higherbasefunction</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về: (1) vector chứa tập các hệ số tốt nhất, <i>c</i> ; (2) cờ để chỉ thị nếu ít nhất tồn tại một tập các hệ số hợp lệ được phát hiện bởi chương trình, <i>result</i> .
<b>Sim_UWB 3.11</b>	Ta dùng mặt nạ điện áp như được định nghĩa trong biểu thức (3.60). Ta dùng chương trình, <b>Prog 3.18</b> để thực hiện xấp xỉ hóa dựa vào thuật toán LSE nhằm đạt được mặt nạ phát xạ điện áp FCC, và dùng <b>Prog 3.19</b> để tạo các mặt nạ điện áp.
<b>Prog 3.18</b>	<code>[coefficient, derivative] = uwb31101_LSE_pulse_combination(i, Ts)</code>
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện xấp xỉ hóa mặt nạ phát xạ FCC dựa vào thuật toán LSE theo giải pháp mặt nạ điện áp.
<i>Đầu vào</i>	Hai tham số đầu vào của chương trình là: số nguyên chỉ thị vector $\alpha$ được chọn (xem Sim_UWB 3.10), $i$ ; chu kỳ lặp xung <i>Ts</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 02 vector: (1) vector chứa tập các hệ số tốt nhất có được từ thuật toán lựa chọn LSE, <i>coefficient</i> ; (2) ma trận chứa tập các đạo hàm được dùng để lựa chọn, <i>derivative</i> .
<b>Prog 3.19</b>	<code>[timeemissionmask] = uwb31102_time_mask(Tmin, Tmax, smp)</code>
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tạo mặt nạ điện áp.
<i>Đầu vào</i>	Ba tham số đầu vào của chương trình là: (1) giới hạn dưới, <i>Tmin</i> ; (2) giới hạn trên, <i>Tmax</i> (chúng thể hiện khoảng thời gian xét); số lượng mẫu của mặt nạ điện áp, <i>smp</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về vector biểu trưng cho mặt nạ điện áp, <i>timeemissionmask</i> .
<b>Sim_UWB 4.01</b>	Chương trình thực hiện tính toán và biểu diễn tốn hao đường truyền trong môi trường kênh pha định hạm vi rộng và tốn hao đường truyền trong mô hình kênh IEEE 802.16d. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.3 và hình 4.4 như đã được phân tích ở trên. Muốn vậy ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh pha định phạm vi rộng, cụ thể được thấy trong chương trình này.
<b>Prog 4.01</b>	<code>[PL] = uwb40101_PL_free(fc, dist, Gt, Gr)</code>
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính suy hao đường truyền trong không gian tự do
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 4 đầu vào: tần số sóng mang, <i>fc</i> ; khoảng cách phát/thu, <i>dist</i> ; độ lợi anten phát, <i>Gt</i> ; độ lợi anten thu, <i>Gr</i>
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là tốn thất đường truyền trong không gian tự do, <i>PL</i>

<b>Prog 4.02</b>	$[PL] = \text{uwb40102\_PL\_logdist\_or\_norm}(fc, d, d0, n, sigma)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính suy hao đường truyền theo khoảng cách trong môi trường pha định phạm vi rộng che chắn phân bố <i>log-normal</i> .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 5 đầu vào: tần số sóng mang, <i>fc</i> ; khoảng cách phát/thu, <i>d</i> ; khoảng cách tham chiếu, <i>d0</i> ; số mũ tôn hao truyền sóng, <i>n</i> ; phương sai, <i>sigma</i>
<i>Đầu ra</i>	Suy hao đường truyền trong môi trường che chắn phân bố log-normal, <i>PL</i>
<b>Prog 4.03</b>	$[PL] = \text{uwb40104\_PL\_Hata}(fc, d, htx, hrx, Etype)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình tính tổn thất đường truyền theo mô hình Hata
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 5 đầu vào: tần số sóng mang, <i>fc</i> ; khoảng cách phát/thu, <i>d</i> ; độ cao anten phát, <i>htx</i> ; độ cao anten thu, <i>hrx</i> ; loại môi trường ('urban','suburban','open'), <i>Etype</i>
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra suy hao đường truyền theo mô hình Hata, <i>PL</i> .
<b>Prog 4.04</b>	$[PL] = \text{uwb40105\_PL\_IEEE80216d}(fc, d, type, htx, hrx, corr\_fact, mod)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính tổn hao đường truyền theo mô hình IEEE 802.16d
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 7 đầu vào: tần số sóng mang, <i>fc</i> ; khoảng cách phát/thu, <i>d</i> ; độ cao anten phát, <i>htx</i> ; độ cao anten thu, <i>hrx</i> ; loại môi trường ('A','B' hoặc 'C'), <i>Etype</i> ; hệ số tương quan, <i>corr_fact</i> ; thiết lập loại mô hình được chọn, <i>mod</i> .
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là suy hao đường truyền theo mô hình IEEE 802.16d, <i>PL</i>
<b>Sim_UWB 4.02a</b>	Chương trình Matlab thực hiện tính toán và biểu diễn phân bố của kênh pha định Rayleigh và kênh pha định Rice
<b>Prog 4.05</b>	$[H] = \text{uwb40201\_Ray\_model}(L)$
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng tạo kênh pha định phân bố Rayleigh
<i>Đầu vào</i>	Số lượng thực hiện kênh, <i>L</i>
<i>Đầu ra</i>	Vector kênh có phân bố Rayleigh, <i>H</i>
<b>Prog 4.06</b>	$[H] = \text{uwb40202\_Ric\_model}(K\_dB, L)$
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng tạo kênh pha định phân bố Rice
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai đầu vào: hệ số Rician, <i>K_dB</i> ; số lần thực hiện kênh, <i>L</i>
<i>Đầu ra</i>	Vector kênh có phân bố Rician, <i>H</i>
<b>Sim_UWB 4.02b</b>	Chương trình mô phỏng kênh pha định di động chọn lọc tần số theo mô hình đường trễ rẽ nhánh với các tham số đặc tả (bảng 4.4a). Kết quả mô phỏng các đặc tính kênh trong các miền thời gian và tần số được cho ở hình 4.9.
<b>Prog 4.07</b>	$[C1, F1, TH1, C2, F2, TH2, F01, F02, RHO, F\_RHO, q\_l, T, tau\_l] = \text{uwb40203\_F\_S\_K\_pcal2}(N\_I, \dots, AREA, f\_max, T\_s)$
<i>Chức năng</i>	Thực hiện lấy ước số chung lớn nhất của các trễ truyền sóng rời rạc và xác định khoảng thời gian lấy mẫu.
<i>Đầu vào</i>	Tập tham số đặc trưng cho vùng của mô hình kênh COST207 (vùng nông thôn RA, vùng thành phố điển hình TU, vùng thành phố tồi BU, vùng địa hình đồi núi) theo bảng 4.4a, <i>AREA</i> ; tần số Doppler cực đại, <i>f_max</i> ; thời gian lấy mẫu, <i>T_s</i> .
<i>Đầu ra</i>	Tập các giá trị về: độ lợi kênh, dịch pha, trễ theo công thức 4.46a tương ứng với kịch bản mô phỏng được chọn.
<b>Prog 4.08</b>	$[f1, f2, c1, c2, th1, th2, rho, f_rho, f01, f02] = \text{uwb40204\_pCOST207}(D\_S\_T, N\_i)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thiết lập các giá trị của loại mật độ phô công suất Doppler tương ứng với các vùng của mô hình kênh COST207 theo bảng 4.4a, chương trình được gọi từ chương trình <b>Prog 4.07</b> .
<i>Đầu vào</i>	Tham số đại diện để lựa chọn các mật độ phô công suất, <i>D_S_T</i> ; số lượng vạch phô trong mật độ phô công suất <i>D_S_T</i> , <i>N_i</i> .
<i>Đầu ra</i>	Tập các giá trị đặc trưng cho loại mật độ phô công suất Doppler.

<b>Sim_UWB 4.03</b>	<p>Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn lý lịch trễ công suất của mô hình hai tia và mô hình mũ được cho bởi chương trình Sim_UWB 4.03. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.14. Muốn vậy, ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh pha định phạm vi rộng, cụ thể được thấy trong chương trình này.</p> <p>Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn công suất kênh của mô hình hai tia, mô hình hàm mũ và mô hình kênh IEEE 802.11 được cho bởi chương trình Sim_UWB 4.03. Kết quả chạy chương trình này được biểu diễn ở hình 4.15 và hình 4.15 như đã được phân tích ở trên. Muốn vậy, ta phải thiết trị cho các tham số đặc trưng cho môi trường kênh trong nhà, thực hiện mô phỏng với 10.000 thực hiện kênh tại <math>\sigma_\tau = 25</math> ns và <math>T_s = 50</math> ns. Vì trại trễ trung bình quân phương là tương đối nhỏ trong mô phỏng này, nên sự thay đổi công suất trong miền tần số trong khoảng 5dB, cho thấy tính chọn lọc tần số (hay pha định chọn lọc tần số) là không đáng kể.</p>
<b>Prog 4.09</b>	[PDP] = <b>uwb40302_exp_PDP</b> (tau_d, Ts, A_dB, norm_flag)
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tạo lý lịch trễ công suất cho mô hình kênh hàm mũ.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 4 tham số đầu vào: trại trễ trung bình quân phương, tau_d; thời gian lấy mẫu, Ts; công suất nhỏ nhất khả nhận biết được, A_dB; công suất tổng chuẩn hóa đơn vị, norm_flag
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra vector lý lịch trễ công suất, PDP
<b>Prog 4.10</b>	[PDP] = <b>uwb40301_ieee802_11_model</b> (sigma_tau, Ts)
<i>Chức năng</i>	Chương trình mô phỏng để tạo lý lịch trễ công suất theo mô hình kênh IEEE 802.11
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai tham số đầu vào: trại trễ trung bình quân phương, sigma_tau; thời gian lấy mẫu, Ts
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra lý lịch trễ công suất của mô hình kênh IEEE 802.11, PDP
<b>Sim_UWB 4.04</b>	Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn các đặc trưng của mô hình kênh S-V gồm: (i) phân bố thời điểm đến của cụm; (ii) phân bố thời điểm đến của tia trong cụm; (iii) đáp ứng xung kim của kênh S-V; (iv) phân bố công suất của kênh S-V.
<b>Prog 4.11:</b>	[h, t, t0, np] = <b>uwb40401_SV_model</b> (Lam, lam, Gam, gam, num_ch, b002, sdi, nlos)
<i>Chức năng</i>	Chương trình Matlab thực hiện mô phỏng và biểu diễn các đặc trưng của mô hình kênh S-V gồm: (i) phân bố thời điểm đến của cụm; (ii) phân bố thời điểm đến của tia trong cụm; (iii) đáp ứng xung kim của kênh S-V; (iv) phân bố công suất của kênh S-V
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 08 đầu vào gồm: (1) tốc độ đến của cụm, Lam; (2) tốc độ đến của tia, lam; (3) hệ số phân rã của cụm, Gam; (4) hệ số phân rã của tia, gam; (5) số lượng thực hiện tạo kênh ngẫu nhiên, num_ch; (6) công suất của tia thứ nhất của cụm thứ nhất, b002; (7) độ lệch chuẩn pha định che chắn phân bố log-normal của toàn bộ đáp ứng kênh, sdi; (8) cờ xác định tạo kênh NLOS, nlos.
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra 04 đầu ra: (1) ma trận kênh chứa num_ch cột, mỗi cột có thực hiện ngẫu nhiên mô hình kênh (đáp ứng xung của kênh), h; (2) thời điểm các đường truyền có biên độ được lưu trong ma trận đáp ứng kênh h, t; (3) thời điểm đến của cụm đầu tiên đổi với mỗi thực hiện kênh (lấy mẫu kênh), t0; (4) số lượng đường truyền đổi với mỗi thực hiện kênh, np
<b>Sim_UWB 4.05</b>	Chương trình mô phỏng đáp ứng xung kim của kênh dựa vào mô hình thông kê được đề xuất bởi IEEE 802.15.SG3a
<b>Prog 4.12:</b>	[h0, hf, OT, ts, X] = <b>uwb40501_IEEEuwb</b> (fc, TMG, CM)
<i>Chức năng</i>	Tạo và biểu diễn đáp ứng xung kim kênh cho kênh UWB đa đường theo mô hình IEEE 802.15.SG3a đã được trình bày trong mục 4.3.3

<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 03 đầu vào: (1) giá trị của độ lợi đa đường tổng trung bình tại khoảng cách xét, TMG (Giá trị của TMG được xác định bởi biểu thức (4.55) đối với cặp $(G_0, \gamma)$ ); (2) tần số lấy mẫu, $f_c$ ; (3) kịch bản mô phỏng kênh, $CM$ . Ta Lưu ý rằng trong <b>Prog 4.12</b> ta phải thiết trị cho tập các tham số đặc trưng cho kênh UWB và tham số đặc trưng cho kỹ thuật mô phỏng gồm: thời gian quan trắc $OT$ ; mức độ phân giải thời gian của đáp ứng xung kim rời rạc, $t_s$ ; giá trị của các tham số thống kê đặc trưng hóa cho mô hình kênh UWB (xem bảng 4.6), nghĩa là, 7 tham số $\Omega_{Mod-par-3a} = \{\Lambda; \lambda; \Gamma; \gamma; \sigma_1; \sigma_2; \sigma_X\}$ tương ứng với kịch bản kênh: (1) tốc độ đến của cụm, <i>LAMDA</i> ; (2) tốc độ đến của tia, <i>lambda</i> ; (3) hệ số phân rã của cụm, <i>GAMA</i> ; (4) hệ số phân rã của tia, <i>gama</i> ; (5) độ lệch chuẩn của pha định cụm, <i>sigma1</i> ; (6) độ lệch chuẩn về biên độ của các thành phần đa đường trong mỗi cụm, <i>sigma2</i> ; (7) độ lệch chuẩn của độ lợi đa đường tổng phân bố log-normal, <i>sigmax</i> . Hơn nữa, ta cũng phải chọn tham số được dùng trong mô phỏng để giới hạn số lượng các thành phần đa đường trong mỗi cụm, <i>rdt</i> . Nó được giả thiết trong mô hình mô phỏng là, bỏ qua các xung thu khi thành phần $e^{-\tau_{k,\ell}/\gamma}$ trong biểu thức (4.80) nhỏ hơn đại lượng tiền định (ngưỡng) <i>rdt</i> (lưu ý rằng giá trị <i>rdt</i> không được trình bày trong biểu thức (4.80), tham chiếu mô hình toán của đáp ứng xung kim có vô hạn các thành phần đa đường). Sự hiện hữu của <i>rdt</i> được gọi ý trong (Saleh và Valenzea, 1987). Bổ sung thêm tham số đầu vào, <i>PT</i> , được dùng để giới hạn số lượng thành phần đa đường của đáp ứng xung kim kênh. Sự hiện hữu tham số này được đề nghị trong việc định nghĩa mô hình kênh như được mô tả trong (IEEE 802.15.SG3a, 2003). Tham số đầu vào cuối cùng là, <i>G</i> để cho phép biểu đồ hóa các kết quả mô phỏng.
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 5 đầu ra: (1) vector biểu trưng cho đáp ứng xung kim kênh liên tục, <i>h0</i> ; (2) vector biểu trưng cho đáp ứng xung kim kênh rời rạc, <i>hf</i> ; (3) thời gian quan trắc (thời gian mô phỏng), <i>OT</i> ; (4) mức độ phân giải thời gian (khoảng thời gian của bin), <i>ts</i> ; (5) độ lợi kênh, <i>X</i> .
<b>Prog 4.13</b>	$[rmsds] = \text{uwb40501\_rmsds}(h, fc)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước tính trễ trung bình quân phương <b>rms-ds</b> đối với đáp ứng xung kim của kênh $h(t)$ theo biểu thức (4.57).
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai đầu vào: đáp ứng xung kim của kênh (được lấy mẫu tại tần số $f_c$ ), <i>h</i> ; tần số lấy mẫu, <i>fc</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về trễ trung bình quân phương, <i>rmsds</i> .
<b>Prog 4.14</b>	$[PDP] = \text{uwb40503\_PDP}(h, fc)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính và biểu diễn đáp ứng xung kim của kênh.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai đầu vào: (1) đáp ứng xung kim của kênh, <i>h</i> ; (2) tần số lấy mẫu, <i>fc</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về lý lịch trễ công suất, <i>PDP</i> .
<b>Sim_UWB 5.01</b>	Mô phỏng tính cách của máy thu (đã được mô tả trong mục 5.2). Các chương trình được trình lọc để mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu UWB trong môi trường kênh AWGN và tách tín hiệu tại máy thu. Hiệu năng của hệ thống UWB được ước tính ở dạng xác suất lỗi trung bình tại đầu ra của bộ tách tín hiệu. Tại máy phát, tín hiệu PPM-TH-UWB và tín hiệu PAM-DS-UWB được tạo bởi các chương trình đã được trình lọc, <b>Prog 2.10</b> và <b>Prog 2.12</b> . Việc mô phỏng quá trình truyền dẫn tín hiệu này trên kênh AWGN được thực hiện bởi 3 chương trình: <b>Prog 5.01</b> phỏng tạo suy hao năng lượng của tín hiệu phát theo khoảng cách; <b>Prog 5.02</b> và <b>Prog 5.03</b> tạp âm hóa tín hiệu tại đầu vào máy thu. Giả thiết rằng, máy phát và máy thu được đồng bộ hoàn hảo và trễ truyền dẫn $\tau = 0$ , nghĩa là, không cần có chương trình để mô phỏng ảnh hưởng của trễ.
<b>Prog 5.01</b>	$[rx, attn] = \text{uwb50101\_pathloss}(tx, c0, d, gamma)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình làm suy giảm tín hiệu phát <i>tx</i> theo biểu thức (5.3), nghĩa là, độ lợi kênh được ước lượng theo khoảng cách giữa máy phát/thu.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận bốn đầu vào gồm: (1) thành phần biểu trưng cho sự phân rã công suất theo khoảng cách, <i>gamma</i> ; (2) suy hao tham chiếu tại khoảng cách 1m, <i>c0</i> ; (3) khoảng cách máy phát/thu, <i>d</i> ; (4) tín hiệu phát (từ đầu ra của chương trình <b>Prog 2.10</b> ), <i>tx</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) vector biểu trưng cho tín hiệu phát bị suy hao, <i>rx</i> ; (2) độ lợi kênh, <i>attn</i> .

<b>Prog 5.02</b>	$[output, noise] = \text{uwb50102\_Gnoise1}(input, ebno, numbits)$
<i>Chức năng</i>	Tạo tạp âm Gauso trắng cộng và cộng nó với vector tín hiệu vào, <i>input</i> . Mức tạp âm được xác định theo $E_b/N_0$ , $E_b$ là năng lượng tín hiệu hữu ích trên một bit tại đầu vào máy thu. Chương trình có khả năng kiểm soát được nhiều giá trị của $E_b/N_0$ , $E_b/N_0$ phải được đưa vào hàm ở dạng vector, <i>ebn0</i> (đơn vị dB), từ đó có được giá trị $E_b$ tương ứng. Tại một giá trị của $E_b/N_0$ , chương trình xác định được giá trị $E_b$ và $N_0$ tương ứng. Cụ thể là, chương trình xác định được giá trị của $E_b$ trên cơ sở số lượng bit mang thông tin đầu vào, <i>numbits</i> .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào gồm: tín hiệu vào, <i>input</i> ; giá trị $E_b/N_0$ , <i>ebn0</i> ; số lượng bit, <i>numbits</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (i) mảng tín hiệu chứa tất cả tín hiệu đầu vào bị tạp âm hóa (mỗi hàng của mảng out tương ứng với một giá trị $E_b/N_0$ ), <i>out</i> ; (ii) mảng tạp âm chứa các thực hiện khác nhau của tạp âm Gauso (một thực hiện trên mỗi hàng), <i>noise</i> .
<b>Prog 5.03</b>	$[output, noise] = \text{uwb50103\_Gnoise2}(input, exno, numpulses)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình mô phỏng để tạo tạp âm Gauso và tạp âm hóa tín hiệu đầu vào tương tự như <b>Prog 5.02</b> , nhưng các mức tạp âm được ước lượng theo các giá trị $E_x/N_0$ thay vì theo $E_b/N_0$ như trong <b>Prog 5.02</b> , trong đó $E_x$ là năng lượng tín hiệu thu trong một bit. Giá trị $E_x$ được xác định bằng cách chia toàn bộ năng lượng thu được cho số lượng xung phát. Ta lưu ý rằng, số lượng xung phát lớn hơn số lượng bit phát (do thực hiện mã hóa lặp mã), nó được đưa vào chương trình bởi tham số <i>numpulse</i> .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào gồm: (1) tín hiệu vào, <i>input</i> ; (2) giá trị của $E_x/N_0$ , <i>exn0</i> ; (3) số lượng xung phát, <i>numpulse</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (i) mảng tín hiệu chứa tất cả tín hiệu đầu vào bị tạp âm hóa (mỗi hàng của mảng out tương ứng với một giá trị của $E_x/N_0$ ), <i>out</i> ; (ii) mảng tạp âm chứa các thực hiện khác nhau của tạp âm Gauso (một thực hiện trên mỗi hàng), <i>noise</i> .
<b>Prog 5.04</b>	$[mask] = \text{uwb50104\_PPMcormask}(ref, fc, numpulses, dPPM)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng, đánh giá mặt nạ tương quan $m(t)$ của bộ tương quan trong hình 5.6. Để xác định được mặt nạ tương quan, máy thu phải biết chính xác vị trí của tất cả các xung trong mỗi khung của tín hiệu phát. Một khi, tín hiệu PPM-TH được tạo ra bởi <b>Prog 2.10</b> (chương 2), thông tin này có sẵn ở vector đầu ra của chương trình này, <i>ref</i> . Cụ thể là, vector <i>ref</i> là sao của tín hiệu phát <i>Stx</i> , nhưng chưa được điều chế PPM.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 4 đầu vào gồm: vector, <i>ref</i> ; tần số lấy mẫu, <i>fc</i> ; số lượng xung phát, <i>numpulse</i> ; giá trị dịch thời PPM, <i>dPPM</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về vector biểu trưng cho dạng sóng của mặt nạ tương quan, <i>mask</i> .
<b>Prog 5.05</b>	$[RXbits, BER] = \text{uwb50105\_PPMreceiver}(R, mask, fc, bits, numbit, Ns, Ts)$
<i>Chức năng</i>	Mô phỏng hoạt động của bộ tương quan và hoạt động của bộ tách tín hiệu trong sơ đồ máy thu hình 5.6, và ước lượng hiệu năng của máy thu ở dạng xác suất lỗi bit trung bình, $\Pr_b$ .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 7 đầu vào gồm: (1) mảng biểu trưng cho các sóng khác nhau (mỗi hàng là một sóng), <i>R</i> ; (2) vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan (như nhau đối với tất cả các tín hiệu), <i>mask</i> ; (3) tần số lấy mẫu, <i>fc</i> ; (4) chuỗi nhị phân ban đầu được tạo bởi máy phát, <i>bits</i> ; (5) số lượng bit, <i>numbit</i> ; (6) số xung phát trong một bit, <i>Ns</i> ; (7) chu kỳ lặp xung trung bình, <i>Ts</i> .
<i>Đầu ra</i>	Hai đầu ra của chương trình gồm: mảng chứa các luồng nhị phân khác nhau (mỗi hàng một luồng) tại đầu ra máy thu, <i>RXbit</i> ; vector chứa các giá trị $\Pr_b$ , <i>BER</i> .
<b>Prog 5.06</b>	$[mask] = \text{uwb50106\_PAMcormask}(ref, fc, numpulses)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng, đánh giá mặt nạ tương quan $m(t)$ cho trường hợp tín hiệu PAM-DS (hình 5.10). Thuật toán thực hiện trong chương trình này tương tự như trong chương trình <b>Prog 5.04</b> .
<i>Đầu vào</i>	Ba đầu vào của chương trình gồm: vector tham chuẩn được cung cấp bởi chương trình <b>Prog 2.13</b> khi tạo tín hiệu PAM-DS, <i>ref</i> ; tần số lấy mẫu, <i>fc</i> ; số lượng xung phát, <i>numbits</i> .
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là một vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan đối với toàn bộ tín hiệu phát, <i>mask</i> . Ta lưu ý rằng, để quyết định trên một bit, máy thu chia vector trên thành nhiều phần khác nhau, mỗi phần tương ứng với mặt nạ tương quan đối với một bit.
<b>Prog 5.07</b>	$[RXbits, BER] = \text{uwb50107\_PAMreceiver}(R, mask, fc, bits, numbit, Ns, Ts)$

<i>Chức năng</i>	Mô phỏng hoạt động của bộ tách quan và bộ tách tín hiệu trong sơ đồ máy thu hình 5.10, và ước lượng hiệu xác suất lỗi bit trung bình $Pr_b$ . Chương trình này tương tự như chương trình <b>Prog 5.05</b> loại trừ nguyên tắc quyết định. Trường hợp PAM, bộ tách tín hiệu quyết định là bit 0 khi giá trị đầu ra bộ tách quan là âm, ngược lại bộ tách tín hiệu quyết định là bit 1 khi đầu ra bộ tách quan có giá trị dương.
<i>Đầu vào</i>	Tương tự như chương trình <b>Prog 5.05</b> , chương trình này nhận 7 đầu vào gồm: mảng biểu trưng cho các sóng khác nhau (mỗi hàng là một sóng), $R$ ; vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan (như nhau đối với tất cả các tín hiệu), $mask$ ; tần số lấy mẫu, $f_c$ ; chuỗi nhị phân ban đầu được tạo bởi máy phát, $bits$ ; số xung phát trong một bit, $N_s$ ; chu kỳ lặp xung trung bình, $T_s$ .
<i>Đầu ra</i>	Tương tự như chương trình <b>Prog 5.05</b> , hai đầu ra của <b>Prog 5.07</b> gồm: mảng chứa các luồng nhị phân khác nhau (mỗi hàng một luồng) tại đầu ra máy thu, $RXbit$ ; vector chứa các giá trị $Pr_b$ , $BER$ .
<b>Sim_UWB 5.02</b>	Mô phỏng hoạt động của máy thu Rake trong môi trường kênh truyền sóng đa đường. Máy thu được mô phỏng này thực hiện phương pháp kết hợp tỷ lệ cực đại MRC. Các phương pháp khác để giảm mức độ phức tạp của máy thu cũng được xét.
<b>Prog 5.08</b>	$[G, T, NF, Arake, Srake, Prake] = \text{uwb50201\_rakeselector}(hf, fc, ts, L, S)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước tính kênh trong trường hợp của mô hình kênh UWB rời rạc.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 5 đầu vào: (1) vector chứa các hệ số của đáp ứng xung kim của kênh (theo mục 4.4, các hệ số này biểu trưng cho độ lợi biên độ của các thành phần đa đường trong các bin khác nhau), $hf$ ; (2) khoảng thời gian của bin, $ts$ ; (3) tần số lấy mẫu (để chuyển đổi giữa miền thời gian liên tục và rời rạc), $fc$ ; (4) số thành phần đa đường trong trường hợp SRake, $S$ ; (5) số lượng thành phần đa đường trong trường hợp PRake, $L$ ;
<i>Đầu ra</i>	Chương trình cho ra 6 đầu ra: (1) vector chứa tất cả các hệ số biên độ của đáp ứng xung kim kênh, $G$ ; (2) vector chứa tất cả các trễ tương đối tương ứng với các phần tử trong $G$ (ngĩa là, $T(j)$ biểu trưng cho trễ đường đối của thành phần đa đường có biên độ $G(j)$ ); (3) số lượng thành phần đa đường khác không có trong đáp ứng xung kim của kênh, $NF$ ; (4) vector biểu trưng cho các hệ số trọng số được dùng trong Rake lý tưởng mà nó xử lý tất cả các thành phần đa đường có trong tín hiệu đầu vào máy thu, $Arake$ ; (5) vector biểu trưng cho các hệ số trọng số được dùng trong Rake lựa chọn mà nó thực hiện xử lý $S$ thành phần đa đường tốt nhất có trong tín hiệu đầu vào máy thu, $Srake$ ; (6) vector biểu trưng cho các hệ số trọng số được dùng trong Rake một phần mà nó thực hiện xử lý $L$ thành phần đa đường đầu tiên có trong tín hiệu đầu vào máy thu, $Prake$ .
<b>Prog 5.09</b>	$[mask] = \text{uwb50202\_PPMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, dPPM, rake)$
<i>Chức năng</i>	Ước lượng mặt nạ tương quan trong trường hợp tín hiệu PPM-TH-UWB. Máy thu Rake được giả định là dùng phương pháp kết hợp tỷ lệ cực đại MRC. Cũng chương trình này được dùng để mô phỏng hoạt động của bộ thu Rake lý tưởng, hoặc hoạt động của bộ thu PRake, hoặc SRake, nó chỉ xử lý tập con của các thành phần này.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 5 đầu vào: (i) vector chứa mã TH (mã TH được gán cho người dùng và được tạo ra bởi <b>Prog 2.10</b> ), $ref$ ; (ii) tần số lấy mẫu $fc$ ; (iii) số lượng xung, $numpulse$ ; (iv) giá trị dịch thời do điều chỉnh PPM, $dPPM$ ; (v) vector chứa thông tin về vị trí và biên độ của các thành phần đa đường, $rake$ , (trường hợp Rake lý tưởng, thì nó trùng khớp với vector $Arake$ được tạo ra bởi chương trình <b>Prog 5.08</b> ; trường hợp SRake và PRake, vector này trùng khớp với $Srake$ và $Prake$ ), $rake$ .
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan $m_R(t)$ được dùng trong máy thu Rake, $mask$ .
<b>Prog 5.10</b>	$[mask] = \text{uwb50203\_PAMcorrmask\_R}(ref, fc, numpulses, rake)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng mặt nạ tương quan cho trường hợp các tín hiệu PAM-TH-UWB.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận các đầu vào như chương trình <b>Prog 5.09</b> , nhưng không có tham số dịch thời do điều chỉnh PPM, nghĩa là chương trình chỉ có 4 đầu vào.
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về vector biểu trưng cho mặt nạ tương quan $m_R(t)$ được dùng trong máy thu Rake.
<b>Sim_UWB 5.03</b>	Bảng 5.1 biểu thị các giới hạn được thiết lập bởi FCC đối với $EIRP_{mb}$ (dBm). Các giá trị này biểu thị $EIRP$ được phép tối đa đối với tín hiệu có băng thông bằng băng thông đo (mb). Ta có thể tính được giới hạn cường độ trung bình từ giới hạn $EIRP$ trung bình theo (5.92). Những giới hạn này theo đơn vị $\mu\text{V}/\text{m}$ , được cho ở bảng 5.2.

<b>Sim_UWB 5.04</b>	Chương trình tính toán và biểu diễn xác suất lỗi $Pr_e$ cho hệ thống M-PAM (5.121), và tính toán giới hạn của xác suất lỗi $Pr_e$ cho hệ thống M-PPM trực giao. Sau đó thực hiện tính toán quỹ đường truyền theo (5.27).
<b>Prog 5.11</b>	$[M\_PAM, M\_PPM] = \text{uwb50401\_symbol\_error\_probability}(Eb\_N0, M)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng và biểu diễn $Pr_e$ cho hệ thống M-PAM theo (5.211), và ước lượng và biểu diễn giới hạn của xác suất lỗi ký hiệu $Pr_e$ cho hệ thống M-PPM theo (5.123)
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai đầu vào: Vector giá trị của $E_b/N_0$ , $Eb\_N0$ ; vector giá trị của $M$ , $M$ .
<i>Đầu ra</i>	Hai đầu ra của chương trình là: (1) xác suất lỗi cho hệ thống M-PAM theo, $M\_PAM$ ; xác suất lỗi cho hệ thống M-PPM theo, $M\_PPM$
<b>Prog 5.12</b>	$[dist\_PAM, dist\_PPM] = \text{uwb50402\_link\_budget}(Gt, Gr, MarginDB, FdB, f, PSD, Pre)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính quỹ đường truyền cho hệ thống M-PAM và M-PPM, vẽ biểu diễn khoảng cách lớn nhất từ máy phát đến máy thu theo tốc độ dữ liệu tại ba giá trị của $M$ được xét là: $M=2$ , $M=4$ và $M=8$ .
<i>Đầu vào</i>	Bảy tham số đầu vào của chương trình để tính toán và biểu diễn quỹ đường truyền gồm: độ lợi anten phát/thu, $G_t$ và $G_r$ ; dự trữ đường truyền (dB), $MarginDB$ ; hệ số tạp âm máy thu (dB), $F dB$ ; mật độ phổ công suất một phía của tín hiệu $PSD$ trên một dải tần số được xác định bởi vector $f$ ; xác suất lỗi ký hiệu yêu cầu, $P_{re}$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai ma trận $dist\_PAM$ và $dist\_PPM$ , chứa khoảng cách lớn nhất $d$ cho các trường hợp $M=\{2, 4, 8\}$ và $R_b$ trong khoảng [20 Mbit/s, 200 Mbit/s] thực hiện với bước nhảy 10 Mbit/s cho tín hiệu PAM và PPM.
<b>Prog 5.13</b>	$[D] = \text{uwb uwb50403\_max\_distance}(Gt, Gr, f, PSD, Margin, Tb, N0, Eb\_N0)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình ước lượng khoảng cách lớn nhất theo phương trình (5.117)
<i>Đầu vào</i>	Bảy đầu vào của chương trình gồm: (1) độ lợi anten phát/thu, $Gt/Gr$ ; (2) vector tần số biểu thị dải tần số khảo sát, $f$ ; (3) mật độ phổ công suất của tín hiệu phát, $PSD$ ; (4) dự trữ đường truyền theo vị tuyến tính, $Margin$ ; (5) thời gian của bit, $T_b$ ; (6) giá trị của $N_0$ , $N0$ ; (7) và giá trị của $E_b/N_0$ , $Eb\_N0$ .
<i>Đầu ra</i>	Kết quả của chương trình là khoảng cách tối đa $D$ giữa máy phát và máy thu
<b>Prog 5.14</b>	$[PSD] = \text{uwb50404\_Gaussian\_PSD\_nth}(frequency, n, sigma, Amax)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình tạo PSD chuẩn hóa tín hiệu đạo hàm bậc $n$ của xung Gauso
<i>Đầu vào</i>	Bốn đầu vào của chương trình gồm: (1) vector tần số biểu thị trực tần số, $frequency$ ; (2) bậc của đạo hàm, $n$ ; (3) độ lệch chuẩn của xung Gauso, $sigma$ ; (4) giá trị đỉnh của PSD, $Amax$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về PSD chuẩn hóa tín hiệu đạo hàm bậc $n$ của xung Gauso, $PSD$
<b>Prog 5.15</b>	$[f\_th\_dB, PSD\_th\_dB] = \text{uwb50405\_thr\_dB\_vectors}(f, PSD, threshold)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng băng thông của PSD đầu vào tại một ngưỡng tiền định. Mật độ phổ công suất đầu vào PSD được giới hạn trong dải tần $[f_L, f_H]$ .
<i>Đầu vào</i>	Ba đầu vào của chương trình gồm: (1) vector tần số biểu thi cho dải tần số đang xét, $f$ ; (2) mật độ phổ công suất của tín hiệu phát, $PSD$ ; (3) giá trị ngưỡng (dB), $threshold$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai vector: (1) vector biểu diễn dải tần số trong băng tần được ước lượng, $freq\_th\_dB$ ; (2) vector chứa các thành phần của PSD gốc bên trong băng thông đang xét, $PSD\_th\_dB$ .

<b>Sim_UWB 5.05</b>	Mô phỏng giải pháp đơn giản để giải quyết vấn đề bắt tín hiệu và đồng bộ thời gian trong trường hợp truyền dẫn IR-UWB dựa trên việc truyền dẫn chuỗi xung hoa tiêu (đã được biết trước tại phía thu). Bộ lọc tương quan được phù hợp hóa với chuỗi này tại phía thu. Sự hiện hữu của chuỗi hoa tiêu được ước tính bằng cách quan sát tín hiệu đầu ra bộ tương quan. Hơn nữa, giá trị đỉnh tại đầu ra bộ tương quan cho phép máy thu đạt được đồng chỉnh thời gian với máy phát. Hai chương trình để thực hiện mô phỏng gồm: <b>Prog 5.16</b> và <b>Prog 5.17</b> . Trong đó <b>Prog 5.16</b> thực hiện dịch vòng các thành phần của vector đầu vào. Mục đích của chương trình này là gấp đôi. <b>Prog 5.16</b> mô phỏng trễ truyền dẫn và thực hiện phép tính tương quan tại máy thu. <b>Prog 5.17</b> mô phỏng hoạt động của bộ tương quan.
<b>Prog 5.16</b>	$[out] = \text{uwb50501\_signalshift}(in, fc, t)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực dịch vòng $t$ giây đối với tín hiệu đầu vào (được biểu diễn bởi một vector đầu vào $in$ ).
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào: tín hiệu đầu ban đầu, $in$ ; tần số lấy mẫu, $fc$ ; và thời gian dịch vòng (giây), $t$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về tín hiệu sau khi được dịch vòng, $out$ .
<b>Prog 5.17</b>	$[C] = \text{uwb50502\_corrsyn}(signal, template, fc)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện phép tính tương quan giữa vector tín hiệu đầu vào máy thu $signal$ và vector tham chiếu (chuỗi xung hoa tiêu) $template$ .
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận ba đầu vào gồm: (1) vector tín hiệu đầu vào máy thu, $signal$ ; (2) chuỗi xung hoa tiêu, $template$ ; (3) giá trị tần số lấy mẫu, $fc$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về tín hiệu biểu trưng cho đầu ra bộ tương quan, $C$ .
<b>Sim_UWB 6.01</b>	<p>Phân tích hiệu năng của hệ thống IR-UWB khi xét đến nhiều đa người dùng MUI. Các kết quả lý thuyết và mô phỏng sẽ được biểu diễn để thảo luận tính hợp lệ của việc xấp xỉ hóa Gausơ tiêu chuẩn SGA trong quá trình ước tính xác suất lỗi.</p> <p>Ta trình bày 3 chương trình để ước lượng xác suất lỗi <math>Pr_e</math> trong trường hợp đa truy nhập nhảy thời gian TH cho cả điều chế PPM nhị phân và điều chế PAM nhị phân đối cực (2PPM-TH-UWB và 2PAM-TH-UWB). Trong cả hai trường hợp, giá trị <math>Pr_b</math> được ước lượng theo lý thuyết đã được xét ở mục 6.3.1 và 6.3.2 cho PPM và PAM. Cụ thể là, chương trình thực hiện tính toán và biểu diễn giá trị của <math>Pr_b</math>: theo biểu thức (6.31) cho các hệ thống 2PPM-TH; và theo biểu thức (6.46) cho các hệ thống 2PAM-TH. Từ (6.31) và (6.46), ta thấy rằng, để ước lượng <math>Pr_b</math>, ta phải biết một số tham số của hệ thống, cụ thể là đại lượng <math>\sigma_M^2</math>, phụ thuộc vào các đặc tính của xung <math>p_0(t)</math>. Vì vậy, ta xét hai chương trình để ước lượng thành phần <math>\sigma_M^2</math> cho trường hợp 2PPM và 2PAM.</p>
<b>Prog 6.01</b>	$[sm2] = \text{uwb60101_sm2_PPM}(pulse, PPMshift, fc)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính toán $\sigma_M^2$ cho hệ thống UWB thực hiện điều chế PPM nhị phân theo (6.25)
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào gồm: vector biểu trưng cho dạng xung, $pulse$ ; giá trị dịch thời PPM, $PPMshift$ ; và giá trị tần số lấy mẫu (được dùng để biểu diễn dạng xung trong miền thời gian rời rạc), $fc$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về giá trị của $\sigma_M^2$ , $sm2$
<b>Prog 6.02</b>	$[sm2] = \text{uwb60102_sm2_PAM}(pulse, fc)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính toán giá trị của $\sigma_M^2$ cho hệ thống UWB thực hiện điều chế PAM nhị phân theo biểu thức (6.43).
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 2 đầu vào: vector biểu trưng cho dạng xung tín hiệu, $pulse$ ; giá trị tần số lấy mẫu (được dùng để biểu diễn dạng xung trong miền thời gian rời rạc), $fc$ .

<i>Dầu ra</i>	Chương trình trả về giá trị của $\sigma_M^2, sm2$ .
<b>Prog 6.03</b>	$[BER] = \text{uwb60103\_MUIBER\_2PPM}(ebno, erx0, erxMUI, pulse, Rb, PPMshift, fc, gamma\_r)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng $Pr_b$ đối với hệ thống UWB đa người dùng cùng với việc thực hiện đa truy nhập nhảy thời gian TH kết hợp điều chế PPM nhị phân. Giá trị $Pr_b$ được xác định theo giả thiết xấp xỉ Gausor chuẩn SGA.
<i>Dầu vào</i>	Chương trình nhận 8 đầu vào gồm: (1) vector biểu trưng cho các giá trị của $E_b/N_0$ (dB) để ước lượng xác suất lỗi, $ebno$ ; (2) giá trị năng lượng thu trên mỗi xung của tín hiệu hurga hiệu, $erx0$ ; (3) vector chứa các giá trị năng lượng thu trên mỗi xung đối với tất cả các người dùng gây nhiễu, $erxMUI$ ; (4) vector biểu trưng cho dạng sóng của xung cơ bản, $pulse$ ; (5) giá trị tốc độ bit người dùng (bits/s), $Rb$ ; (6) giá trị dịch thời bởi PPM, $PPMshift$ ; (7) tần số lấy mẫu (để chuyển đổi từ miền thời gian liên tục sang miền thời gian rời rạc), $fc$ ; (8) hằng số biểu diễn khoảng chia chu kỳ bit $\gamma_R$ , $gamma\_r$ (có thể bị chiếm dụng bởi xung truyền dẫn xem biểu thức (6.3)).
<i>Dầu ra</i>	Kết quả là, chương trình trả về $Pr_b$ đối với hệ thống UWB đa người dùng cùng với việc thực hiện đa truy nhập nhảy thời gian TH kết hợp điều chế 2-PPM, $BER$ .
<b>Prog 6.04</b>	$[BER] = \text{uwb60104\_MUIBER\_2PAM}(ebno, erx0, erxMUI, pulse, Rb, fc, gamma\_r)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình ước lượng $Pr_b$ cho hệ thống UWB đa người dùng thực hiện đa truy nhập TH kết hợp với điều chế PAM nhị phân. Giá trị $Pr_b$ được xác định trên giả thiết SGA.
<i>Dầu vào</i>	Chương trình nhận các đầu vào giống như chương trình <b>Prog 6.03</b> (loại trừ $PPMshift$ ), nghĩa là chương trình nhận 7 tham số đầu vào: vector $ebno$ ; $erx0$ vô hướng, vector $erxMUI$ , vector $pulse$ , $Rb$ (bits/s) vô hướng, $fc$ ; và $gamma\_r$ vô hướng.
<i>Dầu ra</i>	Chương trình trả về xác suất lỗi bit $Pr_b$ cho hệ thống UWB đa người dùng thực hiện đa truy nhập TH kết hợp với điều chế 2-PAM, $BER$ . Vector $BER$ chứa các giá trị xác suất lỗi trung bình theo $E_b/N_0$ .
<b>Sim_UWB 6.02</b>	Mô phỏng để so sánh xác suất lỗi của các kết quả từ (6.50) với $Pr_b$ nhận được từ mô hình Gausor và mô phỏng. Trong Sim_UWB 6.02 này chỉ tập trung vào các hệ thống IR-UWB thực hiện điều chế 2-PPM trực giao kết hợp với đa truy nhập nhảy thời gian TH. Tuy nhiên, phân tích tương tự có thể dễ dàng lặp lại cho các sơ đồ truyền tải khác.
<b>Prog 6.05:</b>	$[Prb] = \text{uwb60201\_prbcoll}(Nu, Ns, Tm, Ts)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng xác suất lỗi theo biểu thức (6.50).
<i>Dầu vào</i>	Chương trình nhận 4 tham số đặc trưng: $N_u$ người dùng; $N_s$ xung phát trên mỗi bit; chu kỳ xung $T_m$ ; và chu kỳ lặp xung trung bình $T_s$ .
<i>Dầu ra</i>	Chương trình trả về xác suất lỗi bit ứng với kịch bản được xét, $Prb$ .
<b>Prog 6.06</b>	$[eff\_pulse, Tm] = \text{uwb60202\_effpulse}(pulse, fc, pE)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện ước lượng khoảng thời gian xung hiệu dụng cho một dạng sóng đầu vào $pulse$ lấy mẫu tại tần số $fc$ (Hz), khi xét % năng lượng $pE$ định trước
<i>Dầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào: (1) dạng sóng đầu vào $pulse$ ; (2) tần số mẫu, $fc$ (Hz); (4) phần trăm năng lượng định trước, $pE$ .
<i>Dầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) vector biểu trưng cho sóng xung bị cắt bớt mà chứa % năng lượng tiền định, $eff\_pulse$ ; (2) thời gian xung hiệu dụng, $Tm$ .
<b>Sim_UWB 7.01</b>	Tính toán, mô phỏng và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính khoảng cách theo biểu thức (7.7) đối với 4 kích bản truyền sóng của mô hình kênh IEEE 802.15.4a (xem mục 4.4.2 trong chương 4) được cho bởi chương trình <b>Prog 7.01</b> .
<b>Prog 7.01</b>	$[result\_CRLB] = \text{CRLB\_RSS\_Distance}(d, n1, n2, n3, n4, sigma\_sh1, \dots, sigma\_sh2, sigma\_sh3, sigma\_sh4)$
<i>Chức năng</i>	Thực hiện tính toán và biểu diễn giới hạn dưới về độ lệch chuẩn của ước tính khoảng cách dựa vào RSS theo biểu thức (7.7).

<i>Đầu vào</i>	Các đầu vào của chương trình gồm ba tham số $\{\sigma_{sh}; n; d\}$ . Thiết trị cho các tham số đặc trưng này: số mũ suy hao và độ lệch chuẩn được cho trong bảng 7.1.
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là ước tính khoảng cách theo biểu thức (7.7)
<b>Sim_UWB 7.02</b>	Tính toán, mô phỏng và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính góc đến AOA theo biểu thức (7.12) khảo sát theo SNR khi dùng dàn anten loại ULA có 4 phần tử và khoảng cách giữa các phần tử là 5 cm. Tín hiệu được chọn trong phương trình (7.8) là xung tín hiệu UWB có độ rộng thay đổi, tín hiệu đến tại máy thu có góc đến $\psi = \pi/4$ và hệ số kênh a = 1.
<b>Prog 7.02</b>	$[\beta] = \text{uwb70201_effective_bandwidth}(Tp, f)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình thực hiện tính băng tần hiệu dụng của tín hiệu.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận hai tham số đầu vào là: độ rộng xung tín hiệu, $Tp$ ; tần số, $f$
<i>Đầu ra</i>	Đầu ra của chương trình là băng tần hiệu dụng của tín hiệu theo phương trình (7.13)
<b>Sim_UWB 7.03</b>	Chương trình tính toán và biểu diễn giới hạn Cramer-Rao về sai số ước tính trễ được cho bởi biểu thức (7.18), và ta ước lượng giá trị của nó đối với tín hiệu UWB.  Chương trình thực hiện tính toán và biểu diễn tính chính xác của việc ước tính góc đến AOA theo biểu thức (7.12) khảo sát theo $\psi$ được thực hiện bởi Sim_UWB 7.03 đối với dàn anten ULA có 4 phần tử và khoảng cách giữa các phần tử là 5 cm. Tín hiệu được chọn trong phương trình (7.8) là xung tín hiệu UWB có độ rộng thay đổi, tín hiệu đến tại máy thu có SNR = 5 dB và hệ số kênh a = 1.
<b>Sim_UWB 7.04</b>	Ước lượng và biểu diễn tính chính xác của thuật toán LSE cho bài toán định vị được định nghĩa bởi hệ phương trình (7.28), là một hàm của cấp độ của sai số trong quá trình đo cự ly và của số lượng nút tham chiếu. Trong Sim_UWB 7.04 này, ta thực hiện phân tích bài toán trong không gian hai chiều để cho phép đồ thị hóa các kết quả. Sai số được mô hình hóa là các giá trị chính xác được rút ra qua trình Gausor trắng có trị trung bình 0. Việc ước lượng được thực hiện bởi ba chương trình: <b>Prog 7.16</b> tạo vị trí của các nút; <b>Prog 7.17</b> chọn ra nút đích và nút tham chiếu; <b>Prog 7.18</b> thực hiện ước lượng vị trí theo thuật toán LSE.
<b>Prog 7.03</b>	$[positions, ranges] = \text{uwb70401_create_network}(N, area\_side, G)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình tạo ra các vị trí của tập các nút trên vùng diện tích hình vuông và tính toán khoảng cách từ các nút.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 3 đầu vào gồm: số lượng các nút, $N$ ; độ dài side của vùng diện tích hình vuông, $area\_side$ ; và cờ kích hoạt đồ họa đầu ra, $G$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 2 đầu ra: (1) ma trận kích thước Nx2 chứa vị trí (X, Y) của mỗi nút, $positions$ ; (2) ma trận kích thước NxN chứa khoảng cách giữa từng cặp nút, $ranges$ .
<b>Prog 7.04</b>	$[Nx, Ref] = \text{uwb70402_select_nodes}(N, k)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình lựa chọn nút đích và $k$ nút tham chiếu từ tập các nút.
<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 2 đầu vào là: tổng số nút, $N$ ; số lượng nút tham chiếu, $k$ .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về 2 đầu ra: (1) số nguyên biểu trưng cho nút đích, $Nx$ ; (2) một vector độ dài $k$ chứa ID của các nút tham chiếu, $Ref$ .
<b>Prog 7.05</b>	$[PosNx, ErrNx] = \text{uwb70403_find_LSE_position}(positions, ranges, Nx, Ref, sigma_2, G)$
<i>Chức năng</i>	Chương trình tìm nghiệm LSE cho bài toán định vị trong không gian hai chiều. Chương trình thực hiện 3 nhiệm vụ cơ bản: (i) đưa các sai số vào các ước tính khoảng cách với giá trị sai số lây ra từ quá trình Gausor trung bình không; (ii) ước tính vị trí nút đích bằng cách giải hệ phương trình tuyến tính (7.28); (iii) xác định sai số định vị được định nghĩa là khoảng cách Euclidean giữa vị trí ước tính được và vị trí chính xác.

<i>Đầu vào</i>	Chương trình nhận 6 đầu vào gồm: (1) ma trận chứa vị trí của các nút, <i>positions</i> ; (2) ma trận chứa các khoảng cách giữa mỗi cặp nút, <i>ranges</i> ; (3) ID của nút đích, <i>Nx</i> ; (4) vector độ dài k chứa ID của các nút tham chiếu, <i>Ref</i> ; (5) giá trị của của phương sai tạp âm, <i>sigma_2</i> ; (6) cờ cho phép đồ thị hóa kết quả, <i>G</i> .
<i>Đầu ra</i>	Chương trình trả về hai đầu ra: (1) ma trận biểu trưng cho vị trí ước tính của nút đích, <i>PosNx</i> ; (2) giá trị sai số tương ứng với vị trí chính xác, <i>ErrNx</i> .

## PHỤ LỤC 1B

### TÓM TẮT MỘT SỐ MÔ PHỎNG MINH HỌA PHƯƠNG PHÁP MÔ HÌNH HÓA VÀ PHỎNG HỆ THÔNG TRUYỀN THÔNG VÔ TUYẾN

Phụ lục 1B là bộ **slide** bài giảng về cơ sở kỹ thuật thông tin vô tuyến và đa truy nhập vô tuyến cùng với bộ **slide** mô hình hóa và mô phỏng các phần tử và hệ thống truyền thông vô tuyến cơ bản điển hình ở mức độ khác nhau. Dưới đây là tóm tắt một số trường hợp mô hình hóa và mô phỏng đơn giản và điển hình. Chi tiết và đầy đủ được cho ở phụ lục 1B trên đĩa CD.

#### **Sim\_FWC01: Biểu diễn mật độ phổ công suất của các kỹ thuật điều chế trên Matlab**

##### ❖ Mục đích

Hiểu mật độ phổ công suất PSD của tín hiệu ngẫu nhiên băng gốc và PSD của tín hiệu ngẫu nhiên thông dài và quá trình dịch phổ tần tín hiệu. Phân tích so sánh PSD của các kỹ thuật điều chế.

##### ❖ Nội dung

- ✓ Phân tích biểu thức tín hiệu băng tần cơ sở và biểu thức tín hiệu thông dài trong miền thời gian (dạng sóng tín hiệu và hàm tự tương quan), tính toán và mô tả trên Matlab.
- ✓ Phân tích biểu thức PSD của tín hiệu băng tần cơ sở, tính toán và biểu diễn trên Matlab.
- ✓ Phân tích biểu thức PSD của tín hiệu thông dài, tính toán và biểu diễn trên Matlab.
- ✓ Phân tích các biểu thức tín hiệu điều chế trong miền thời gian và tần số.
- ✓ Phân tích các biểu thức PSD của các kỹ thuật điều chế, tính toán và biểu diễn trên Matlab.

#### **Sim\_FWC02: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN**

##### ❖ Mục đích

- ✓ Xây dựng mô hình (mô hình hóa) hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu nhị phân *đối cực và trực giao* trong môi trường kênh AWGN.

##### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết (mô hình toán).
- ✓ Xây dựng mô hình mô phỏng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN.

- ✓ Mô phỏng phân tích, so sánh và đánh giá hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK trong môi trường kênh AWGN:
  - *Định nghĩa và phân tích các tham số đầu vào của chương trình mô phỏng (thiết lập kịch bản mô phỏng);*
  - *Mô phỏng theo từng bước (thiết lập các bước mô phỏng), xác định và thay đổi giá trị của các tham số đầu vào cho chương trình, phân tích ảnh hưởng của các tham số đầu vào lên kết quả mô phỏng;*
  - *Tổng hợp, phân tích, so sánh và đánh giá các kết quả mô phỏng.*
- ✓ Phân tích, tính toán, và mô phỏng so sánh hiệu năng BER của hệ thống truyền dẫn tín hiệu nhị phân *đối cực* và *trực giao* trong môi trường kênh AWGN.

### **Sim\_FWC03: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống BPSK sử dụng mã xoắn trong môi trường kênh AWGN**

#### ❖ **Mục đích**

Mô hình hóa và mô phỏng BER hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN (mô phỏng hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn).

#### ❖ **Nội dung**

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Quá trình mã hóa/giải mã xoắn dựa vào biểu đồ lưới; giải thuật giải mã ML và giải mã Viterbi quyết định cứng.
- ✓ Mô hình hóa (xây dựng mô hình) hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Mô phỏng phân tích, so sánh và đánh giá hiệu năng hệ thống truyền dẫn tín hiệu BPSK cùng với mã hóa/giải mã xoắn trong môi trường kênh AWGN (hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn):
  - *Định nghĩa và phân tích các tham số đầu vào của chương trình mô phỏng (thiết lập kịch bản mô phỏng);*
  - *Mô phỏng theo từng bước (thiết lập các bước mô phỏng), xác định và thay đổi giá trị của các tham số đầu vào cho chương trình, phân tích ảnh hưởng của các tham số đầu vào lên kết quả mô phỏng;*
  - *Tổng hợp, phân tích, so sánh nhận xét đánh giá các kết quả mô phỏng: Phân tích hiệu năng sửa lỗi của mã xoắn bằng cách so sánh kết quả mô phỏng khi có dùng và không dùng mã xoắn.*

### **Sim\_FWC04: Mô phỏng dạng sóng, biểu đồ mắt, biểu đồ pha và PSD của hệ thống truyền dẫn tín hiệu QPSK**

#### ❖ **Mục đích**

Trực quan hóa nguyên lý hoạt động của sơ đồ điều chế/giải điều chế QPSK trên cơ sở mô hình hóa và mô phỏng: dạng sóng; biểu đồ mắt; biểu đồ pha; mật độ phổ công suất PSD.

❖ Nội dung

- ✓ Xây dựng và phân tích nguyên lý hoạt động của sơ đồ điều chế/giải điều chế QPSK trên cơ sở không gian tín hiệu.
- ✓ Phân tích hiệu năng của hệ thống truyền dẫn tín hiệu QPSK trên cơ sở không gian tín hiệu trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Mô hình hóa hệ thống truyền dẫn tín hiệu QPSK (điều chế/giải điều chế) bằng tần số cơ sở và thông dài trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Phân tích quá trình hình thành biểu đồ mắt, biểu đồ pha, PSD và các tham số ảnh hưởng.
- ✓ Mô phỏng phân tích, so sánh và nhận xét dạng sóng; biểu đồ mắt; biểu đồ pha; mật độ phổ công suất PSD hệ thống truyền dẫn tín hiệu QPSK trong môi trường kênh AWGN:
  - *Định nghĩa và phân tích các tham số đầu vào của chương trình mô phỏng (thiết lập kịch bản mô phỏng);*
  - *Mô phỏng theo từng bước (thiết lập các bước mô phỏng), xác định và thay đổi giá trị của các tham số đầu vào cho chương trình, phân tích ảnh hưởng của các tham số đầu vào lên kết quả mô phỏng;*
  - *Tổng hợp, phân tích, so sánh nhận xét đánh giá các kết quả mô phỏng.*

### Sim\_FWC05: Mô hình hóa và mô phỏng hệ thống SVD MIMO

❖ Mục đích

Mô hình hóa và mô phỏng kênh/hệ thống đa anten MIMO trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh trên cơ sở SVD.

❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Mô hình kênh và hệ thống MIMO tổng quát; mô hình kênh và hệ thống SVD MIMO, kênh SISO trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh.
- ✓ Mô hình hóa và mô phỏng kênh SVD MIMO trong môi trường truyền sóng pha định Rayleigh:
  - *Mô hình hóa kênh MIMO trên cơ sở SVD;*
  - *Matlab hóa mô hình kênh MIMO trên cơ sở SVD;*
  - *Mô phỏng kênh SVD MIMO trong môi trường truyền sóng pha định Rayleigh.*
- ✓ Mô hình hóa và mô phỏng hệ thống SVD MIMO *tối ưu* trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh:
  - *Mô hình hóa hệ thống MIMO trên cơ sở SVD;*
  - *Matlab hóa mô hình hệ thống MIMO trên cơ sở SVD;*
  - *Mô phỏng hệ thống SVD MIMO trong môi trường truyền sóng pha định Rayleigh.*

### Sim\_FWC06: Mô hình hóa và mô phỏng dung lượng của hệ thống SVD MIMO

❖ Mục đích

Mô hình hóa và mô phỏng *dung lượng* của hệ thống đa anten MIMO trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Mô hình kênh và mô hình hệ thống MIMO; mô hình kênh và hệ thống SVD MIMO, kênh SISO trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh; lý thuyết dung lượng kênh (thiết lập công thức dung lượng kênh MIMO).
- ✓ Mô hình hóa và mô phỏng dung lượng kênh MIMO ngẫu nhiên phân bố Rayleigh khi **không có** thông tin trạng thái kênh CSI ở phía phát (hệ thống MIMO vòng **hở OL**):
  - *Mô hình hóa hệ thống MIMO trên cơ sở SVD;*
  - *Thiết lập dung lượng kênh của hệ thống MIMO vòng hở;*
  - *Matlab hóa mô hình hệ thống và dung lượng hệ thống MIMO ngẫu nhiên vòng hở;*
  - *Mô phỏng dung lượng của hệ thống MIMO vòng hở trong môi trường truyền sóng pha định Rayleigh.*
- ✓ Mô hình hóa và mô phỏng dung lượng kênh MIMO ngẫu nhiên phân bố Rayleigh khi **có** thông tin trạng thái kênh CSI ở phía phát (hệ thống MIMO vòng **kín CL**):
  - *Mô hình hóa hệ thống MIMO trên cơ sở SVD;*
  - *Thiết lập dung lượng kênh của hệ thống MIMO vòng kín (thuật toán đổ đầy nước Waterfilling);*
  - *Matlab hóa mô hình hệ thống và dung lượng hệ thống MIMO ngẫu nhiên vòng kín;*
  - *Mô phỏng dung lượng của hệ thống MIMO vòng kín trong môi trường truyền sóng pha định Rayleigh.*
- ✓ Tổng hợp, phân tích, so sánh đánh giá nhận kết quả mô phỏng dung lượng kênh giữa hai hệ thống MIMO vòng **hở** và vòng **kín**.

## Sim\_FWC07: Mô hình hóa và mô phỏng dung lượng hệ thống MIMO tương quan

### ❖ Mục đích

Mô phỏng, phân tích ảnh hưởng của sự tương quan giữa các kênh SISO lên dung lượng hệ thống MIMO trong môi trường truyền sóng phân bố Rayleigh.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Mô hình kênh và mô hình hệ thống SVD MIMO, mô hình kênh MIMO tương quan trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh; lý thuyết dung lượng kênh (thiết lập công thức dung lượng kênh).
- ✓ Mô phỏng, phân tích ảnh hưởng của sự tương quan giữa các kênh SISO lên dung lượng hệ thống MIMO trong môi trường truyền sóng pha định phân bố Rayleigh
  - *Lập mô hình kênh MIMO tương quan;*
  - *Thiết lập và phân tích công thức dung lượng kênh MIMO không tương quan;*
  - *Matlab hóa mô hình hệ thống MIMO tương quan;*
  - *Mô phỏng dung lượng hệ thống MIMO tương quan.*
- ✓ Tổng hợp, phân tích, so sánh đánh giá nhận kết quả mô phỏng dung lượng kênh giữa hai hệ thống MIMO tương quan và không tương quan.

## Sim\_MA01: Biểu diễn PSD của các tín hiệu cho hệ thống BPSK\_DSSS\_CDMA trong băng tần gốc và băng thông

### ❖ Mục đích

Trực quan hóa nguyên lý hoạt động của hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trên cơ sở tính toán và biểu diễn mật độ phổ công suất PSD.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Phân tích mô hình hệ thống BPSK\_DS\_CDMA; Phân tích tín hiệu hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trong miền thời gian và tần số; Phân tích tính chất trực giao và điều kiện trực giao của mã PN.
- ✓ Matlab hóa các công thức tính PSD cho hệ thống BPSK\_DS\_CDMA.
- ✓ Định nghĩa và thay đổi giá trị của các tham số đầu vào cho chương trình tính toán và biểu diễn PSD, phân tích ảnh hưởng của các tham số đầu vào lên PSD.
- ✓ Tổng hợp, phân tích, đánh giá các kết quả tính toán và biểu diễn PSD.

## Sim\_MA02: Mô phỏng quá trình tạo chuỗi m và hàm tự tương quan của chuỗi m

### ❖ Mục đích

Làm sáng tỏ quá trình tạo, tính chất tương quan chéo và tự tương quan của chuỗi mã m.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Mã m và tạo chuỗi mã m; Thuộc tính tương quan của chuỗi mã m.
- ✓ Mô hình hóa và Matlab hóa quá trình tạo chuỗi mã m.
- ✓ Thực hiện mô phỏng quá trình tạo mã m và tương quan chéo, tự tương quan của chuỗi mã m.
- ✓ Tổng hợp, phân tích, đánh giá các kết quả mô phỏng.

## Sim\_MA03: Mô phỏng tạo chuỗi mã Gold và mã định kênh cho hệ thống WCDMA

### ❖ Mục đích

Làm sáng tỏ quá trình tạo, tính chất tương quan chéo và tự tương quan của chuỗi mã gold.

Làm sáng tỏ quá trình tạo, tính chất trực giao của chuỗi mã định kênh trong hệ thống WCDMA.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Mã gold và tạo chuỗi mã gold; Thuộc tính tương quan của chuỗi mã gold; Mã định kênh và tạo chuỗi mã định kênh. Thuộc tính trực giao của chuỗi mã định kênh trong hệ thống thông tin di động 3G-UMTS-WCDMA.
- ✓ Sơ đồ tạo mã gold và Matlab hóa quá trình tạo mã gold và tương quan chéo, tự tương quan của chuỗi mã gold
- ✓ Matlab hóa quá trình tạo mã định kênh cho hệ thống WCDMA.

- ✓ Mô phỏng và phân tích và đánh giá hiệu năng.

## Sim\_MA04: Mô phỏng hiệu năng BER cho hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và nhiễu phá

### ❖ Mục đích

Trực quan hóa nguyên lý hoạt động và khảo sát hiệu năng BER cho hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trên cơ sở mô tả, mô phỏng khảo sát hiệu năng BER trong môi trường kênh AWGN và nhiễu phá.

### ❖ Nội dung

- ✓ Mô hình hóa kênh AWGN và nhiễu phá.
- ✓ Mô hình hóa và phân tích hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và nhiễu phá.
- ✓ Phân tích tính chất trực giao và điều kiện trực giao của mã PN.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và nhiễu phá
  - *Thiết lập kịch bản mô phỏng: Định nghĩa tham số và thiết trị tập tham số đầu vào cho chương trình mô phỏng.*
  - *Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và nhiễu phá.*
  - *Thiết lập các bước mô phỏng và thực hiện mô phỏng theo kịch bản mô phỏng.*
- ✓ Tổng hợp, phân tích, so sánh, đánh giá (nhận xét) các kết quả mô phỏng tương ứng với các kịch bản mô phỏng cho hệ thống BPSK\_DS\_CDMA làm sáng tỏ: Nguyên lý hoạt động và ảnh hưởng của nhiễu phá lên hiệu năng của hệ thống BPSK\_DS\_CDMA trên cơ sở mô phỏng khảo sát hiệu năng BER.

## Sim\_MA05: Mô phỏng hiệu năng BER cho hệ thống DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường

### ❖ Mục đích

Trực quan hóa nguyên lý hoạt động của hệ thống DS-CDMA trên cơ sở mô phỏng, khảo sát hiệu năng BER trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường phân bố Rayleigh.

### ❖ Nội dung

- ✓ Tóm tắt lý thuyết: Phân tích sơ đồ hệ thống QPSK\_DS\_CDMA.
- ✓ Mô hình hóa: kênh AWGN; kênh pha định đa đường; hệ thống QPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường phân bố Rayleigh.
- ✓ Phân tích tính chất trực giao và điều kiện trực giao của các mã PN (dùng chuỗi mã **m**).
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hiệu năng BER của hệ thống QPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và nhiễu phá

- Thiết lập kịch bản mô phỏng: Định nghĩa tham số và thiết trị tập tham số đầu vào cho chương trình mô phỏng.
  - Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống QPSK\_DS\_CDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
  - Thiết lập các bước mô phỏng và thực hiện mô phỏng theo kịch bản mô phỏng.
- ✓ Tổng hợp, phân tích, so sánh, đánh giá (nhận xét) các kết quả mô phỏng tương ứng với các kịch bản mô phỏng cho hệ thống QPSK\_DS\_CDMA làm sáng tỏ: Nguyên lý hoạt động và ảnh hưởng của pha định đa đường phân bố Rayleigh lên hiệu năng của hệ thống QPSK\_DS\_CDMA trên cơ sở mô phỏng khảo hiệu năng SER.

### Sim\_MA06: Trực quan hóa nguyên lý hoạt động hệ thống truyền dẫn OFDM trên cơ sở thuật toán IFFT/FFT và chèn/khử CP

#### ❖ Mục tiêu

- ✓ Làm sáng quá trình xây dựng mô hình (mô hình hóa) và nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền dẫn OFDM trên cơ sở kỹ thuật xử lý IFFT/FFT và chèn/khử CP.
- ✓ Trực quan hóa nguyên lý hoạt động trên cơ sở *biểu diễn* (tính toán và mô tả) và *mô phỏng* các tín hiệu điển hình và đặc trưng của mô hình hệ thống truyền dẫn OFDM trên Matlab.

#### ❖ Nội dung

- ✓ Khái niệm cơ bản
  - Tín hiệu và phổ tần của tín hiệu băng tần cơ sở
  - Tín hiệu và phổ tần của tín hiệu thông dài/dài ché và dịch phổ tần tín hiệu
  - Truyền dẫn đơn sóng mang/đa sóng mang, MCM/FDM
  - FDM và OFDM.
- ✓ Xây dựng và trình bày nguyên lý hoạt động quá trình điều chế/giải điều chế OFDM trên cơ sở không gian tín hiệu
  - Mô hình hóa quá trình truyền thông tín hiệu trên cơ sở không gian tín hiệu.
  - Mô hình hóa quá trình điều chế/giải điều chế tín hiệu OFDM trên cơ sở không gian tín hiệu: Nguyên lý hoạt động quá trình điều chế/giải điều chế.
  - Tín hiệu và hệ thống trong miền thời gian
  - Tín hiệu và hệ thống trong miền tần số
  - Thực hiện điều chế/giải điều chế tín hiệu OFDM bằng thuật toán IFFT/FFT.
  - Matlab hóa và mô phỏng hệ thống OFDM trên cơ sở thuật toán IFFT/FFT.
- ✓ Các tham số đặc trưng của tín hiệu OFDM
  - Tham số tín hiệu OFDM trong miền thời gian;
  - Tham số tín hiệu OFDM trong miền tần số;
  - Lựa chọn các tham số OFDM trên cơ sở các tham số của kênh vô tuyến.
- ✓ Truyền dẫn tín hiệu OFDM
  - Truyền dẫn tín hiệu OFDM trong băng tần cơ sở;
  - Matlab hóa để tính toán biểu diễn tín hiệu OFDM trong băng tần cơ sở;
  - Truyền dẫn tín hiệu OFDM trong băng tần vô tuyến;
  - Matlab hóa để tính toán biểu diễn tín hiệu OFDM trong băng tần vô tuyến.

- ✓ Trực quan hóa nguyên lý hoạt động trên cơ sở tính toán biểu diễn và mô phỏng các tín hiệu đặc trưng của sơ đồ (mô hình) trên Matlab.

### **Sim\_MA07: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng SER cho hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN**

#### ❖ Mục tiêu

- ✓ Mô hình hóa và trực quan hóa nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN để: làm sáng tỏ nguyên lý hoạt động và phân tích đánh giá hiệu năng.

#### ❖ Nội dung

- ✓ Xây dựng và trình bày nguyên lý hoạt động quá trình điều chế/giải điều chế OFDM trên cơ sở không gian tín hiệu.
- ✓ Xây dựng mô hình và nguyên lý hoạt động hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Tiến trình mô phỏng: Lưu đồ mô phỏng và thực hiện mô phỏng hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hiệu năng SER của hệ thống OFDM trong môi trường kênh AWGN.
  - *Thiết lập kịch bản mô phỏng: Định nghĩa tham số và thiết trị tập tham số đầu vào cho chương trình mô phỏng.*
  - *Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống OFDM trong môi trường kênh AWGN.*
  - *Thiết lập các bước mô phỏng và thực hiện mô phỏng theo kịch bản mô phỏng.*
- ✓ Thực hiện mô phỏng trên Matlab để: sáng tỏ nguyên lý hoạt động và khảo sát đánh giá hiệu năng SER.

### **Sim\_MA08: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng SER cho hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường**

#### ❖ Mục tiêu

- ✓ Mô hình hóa và trực quan hóa nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường để: Làm sáng tỏ nguyên lý hoạt động và phân tích đánh giá hiệu năng.

#### ❖ Nội dung

- ✓ Xây dựng và trình bày nguyên lý hoạt động quá trình điều chế/giải điều chế OFDM trên cơ sở không gian tín hiệu.

- ✓ Mô hình kênh AWGN và kênh pha định đa đường: Mô hình kênh đa đường/tham số (lý lịch trễ công suất).
- ✓ Kênh pha định đa đường và cân bằng kênh MMSE/ZF.
- ✓ Mô hình hóa và nguyên lý hoạt động hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
- ✓ Tiến trình mô phỏng: Lưu đồ mô phỏng và thực hiện mô phỏng hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hiệu năng SER của hệ thống OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
  - *Thiết lập kịch bản mô phỏng: Định nghĩa tham số và thiết trị tập tham số đầu vào cho chương trình mô phỏng.*
  - *Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.*
  - *Thiết lập các bước mô phỏng và thực hiện mô phỏng theo kịch bản mô phỏng.*
- ✓ Thực hiện mô phỏng trên Matlab để: làm sáng tỏ nguyên lý hoạt động và khảo sát so sánh đánh giá hiệu năng hệ thống truyền dẫn OFDM trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường, hiệu năng của bộ cân bằng kênh MMSE/ZF.

### **Sim\_MA09: Mô hình hóa và mô phỏng hiệu năng SER cho hệ thống truyền dẫn SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường**

#### ❖ Mục tiêu

- ✓ Mô hình hóa và trực quan hóa nguyên lý hoạt động của hệ thống truyền dẫn SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hệ thống truyền dẫn SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường để: Làm sáng tỏ nguyên lý hoạt động và phân tích đánh giá hiệu năng.

#### ❖ Nội dung

- ✓ Mô hình kênh AWGN và kênh pha định đa đường: Mô hình kênh đa đường/tham số (lý lịch trễ công suất).
- ✓ Kênh pha định đa đường và cân bằng kênh MMSE/ZF.
- ✓ Mô hình hóa và nguyên lý hoạt động hệ thống truyền dẫn SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
- ✓ Tiến trình mô phỏng: Lưu đồ mô phỏng và thực hiện mô phỏng hệ thống truyền dẫn SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
- ✓ Matlab hóa và mô phỏng hiệu năng SER của hệ thống SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
  - *Thiết lập kịch bản mô phỏng: Định nghĩa tham số và thiết trị tập tham số đầu vào cho chương trình mô phỏng.*

- Matlab hóa mô hình mô phỏng hệ thống SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha định đa đường.
  - Thiết lập các bước mô phỏng và thực hiện mô phỏng theo kịch bản mô phỏng.
- ✓ Thực hiện mô phỏng trên Matlab để: làm sáng tỏ nguyên lý hoạt động và khảo sát so sánh đánh giá hiệu năng hệ thống truyền dẫn SC-FDMA trong môi trường kênh AWGN và kênh pha pha định đa đường, hiệu năng của bộ cân bằng kênh MMSE/ZF.

## THUẬT NGỮ VÀ VIẾT TẮT

3G	Third Generation Mobile Communications System	Hệ thống thông tin di động thế hệ thứ ba
4G	Fourth Generation Mobile Communication System	Hệ thống thông tin di động thế hệ thứ tư
AOA	Angle of Arrival	Góc tới (góc đến)
ARQ	Automatic Repeat on reQuest	Yêu cầu phát lại tự động
AMC	Adaptive Modulation and Coding	Mã hóa và điều chế thích ứng
AM-AM	Amplitude to Amplitude Transfer Characteristic	Đặc tính truyền đạt biên độ-biên độ
AM-PM	Amplitude to Phase Transfer Characteristic	Đặc tính truyền đạt biên độ-pha
AQAM	Adaptive QAM	Điều chế biên độ cầu phương thích ứng
ARake	All Rake Receiver	Bộ thu Rake toàn bộ
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gaus trắng cộng
bps	bit per second	bit trên giây
BSC	Binary Symmetric Channel	Kênh nhị phân đối xứng
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Khóa chuyển pha hai trạng thái
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BLER	Block Error Rate	Tỷ số lỗi khối
BF	Base Function	Hàm cơ sở
CAD	Computer Aided Design	Thiết kế được hỗ trợ bởi máy tính
CCI	Co-Channel Interference	Nhiều đồng kênh
CF	Characteristic Function	Hàm đặc trưng
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã
CIR	Channel Impulse Response	Đáp ứng xung kim của kênh
CLT	Central Limit Theorem	Lý thuyết giới hạn trung tâm
CP	Cyclic Prefix	Tiền tố tuần hoàn
CRLB	Cramer-Rao Lower Bound	Giới hạn dưới Cramer-Rao
CNR	Carrier to Noise Ratio	Tỷ số sóng mang trên tạp âm
CSI	Channel State Information	Thông tin trạng thái kênh
CSMA	Carrier Sensing Multiple Access	Đa truy nhập dựa vào cảm nhận sóng mang
CSMA-CA	Carrier Sensing Multiple Access with Collision Avoidance	Đa truy nhập cảm nhận sóng mang cùng với tránh xung đột
CTA	Channel Time Allocation	Phân bổ thời gian kênh
DARPA	Defense Advanced Research Project Agency	Cơ quan phụ trách các dự án nghiên cứu cao cấp về Quốc phòng (ở Mỹ)
DCM	Discrete Channel Model	Mô hình kênh rời rạc
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fourier rời rạc
DLC	Data Link Control	Điều khiển liên kết dữ liệu
DMS	Discrete Memoryless Source	Nguồn rời rạc không nhớ
DSA	Dynamic Spectrum Access	Truy cập phổ tần động
DS	Direct Sequence	Chuỗi trực tiếp
DSP	Digital Signal Processing	Xử lý tín hiệu số
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	Trải phổ chuỗi trực tiếp

DS-UWB	Direct Sequence Spread Spectrum UWB	UWB trai phô chuỗi trực tiếp
Eb	Bit Engery	Năng lượng bit
EGC	Equal Gain Combining	Kết hợp đồng độ lợi (kết hợp tăng ích cân bằng)
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power	Công suất phát xạ đẳng hướng tương đương
ESD	Energy Spectral Densty	Mật độ phô năng lượng
ETSI	European telecommunication Standards Institute	Viện tiêu chuẩn Viễn thông châu Âu
FCC	Federal Communications Commission	Ủy ban truyền thông Liên bang (ở Mỹ)
FDM	Frequency Division Multiplex	Ghép kênh phân chia theo tần số
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo tần số
FEC	Forward Error Correction	Hiệu chỉnh lỗi trước
FH	Frequency Hoping	Nhảy tần
FH-CDMA	Frequency Hopping - Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã nhảy tần
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum	Trai phô nhảy tần
FER	Frame Error Rate	Tỷ số lỗi khung
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh
FIR	Finite Impulse Response	Đáp ứng xung hữu hạn
FSK	Frequency Shift Keying	Khoá dịch tần
GPS	Global Positioning System	Hệ thống định vị toàn cầu
GSM	Global System for Mobile Telecommunications	Hệ thống thông tin di động toàn cầu
HPA	High-Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất cao
ICI	Inter Carrier Interference	Nhiều giữa các sóng mang
IC	Integrated Circuit	Mạch tích hợp
i.i.d	Independent Identically Distributed	Phân bố đồng nhất độc lập thống kê
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fourier rời rạc nghịch
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Viện thiết kế Điện và Điện tử
IR-UWB	Impluse Radio-Ultra Wide Band	Vô tuyến xung kim – Băng siêu rộng
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh ngược
IIR	Infinite-Duration Impulse Response	Đáp ứng xung vô hạn
IR	Impulse Radio	Vô tuyến xung kim
ISI	Inter-Symbol Interference	Giao thoa giữa các ký hiệu (nhiều xuyên ký hiệu)
ISM	Industrial Scientific anh Medical	Khoa học công nghiệp và y khoa
ITU	International Telecommunications Union	Liên đoàn Viễn thông quốc tế
ITU-R	International Telecommunications Union- Radio Sector	Liên đoàn Viễn thông quốc tế bộ phận vô tuyến
LCR	Large Current Radiator	Bộ phát xạ dòng điện lớn
LNA	Low Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LOS	Line of Sight	Trực xạ (đường truyền thẳng)
LSE	Least Square Error	Sai số quân phương nhỏ nhất
MAC	Medium Access Control	Điều khiển truy cập môi trường
MA	Multiple Access	Đa truy nhập
MAI	Multiple Access Interference	Nhiều đa truy nhập

MAP	Maximum A Posteriori Probability	Xác suất hậu nghiệm cực đại
mb	Mesured Bandwith	Băng thông đo
MB	Multi Band	Đa băng
MB-OFDM	Multi Band OFDM	OFDM đa băng
MC-CDMA	Multi Carrier Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã đa sóng mang
MIMO	Multiple Input Multiple Output	Nhiều đầu nhiều đầu ra
ML	Maximum Likelihood	Khả năng gióng cực đại (hợp lý cực đại)
MMSE	Minimum Mean Square Error	Sai số trung bình bình phương cực tiểu (trung bình của bình phương sai số cực tiểu)
LSE	Least Square Error	Sai số bình phương nhỏ nhất (bình phương của sai số nhỏ nhất)
M-PSK	M-array Phase Shift Keying	Điều chế khóa dịch pha M trạng thái
M-QAM	Multilevel QAM	QAM nhiều mức
MRC	Maximal Ratio Combining	Kết hợp tỷ lệ cực đại
MSE	Mean Square Error $E[(x - \hat{x})^2]$	Sai số trung bình bình phương (trung bình, kỳ vọng của bình phương sai số)
MSK	Minimum Shift Keying	Khóa dịch pha cực tiểu
MUI	Multi User Interference	Nhiều đa người dùng
NLOS	None Line of Sight	Không trực xạ (truyền không trực tiếp)
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo tần số trực giao
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Điều chế biên độ xung
PAPR	Peak to Average Power Ratio	Tỷ lệ công suất đỉnh trên công suất trung bình
PDP	Power Delay Profile	Lý lịch trễ công suất
pdf	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
PHY	Physical Layer	Lớp vật lý
PG	Processing Gain	Độ lợi xử lý
PLL	Phase Locked Loop	Vòng khóa pha
PN	Pseudo Noise	Giả tạp âm
PN Chip	Pseudo Noise Chip	Chip PN
PN	Pseudo Noise	Giả tạp âm
PRake	Partial Rake Receiver	Bộ thu Rake một phần
PPM	Pulse Position Modulation	Điều chế vị trí xung
PPS	Pricise Positioning System	Hệ thống định vị chính xác
PSD	Power Spectral Density	Mật độ phổ công suất
PSM	Pulse Shape Modulation	Điều chế định dạng xung
PSK	Phase Shift Keying	Khóa dịch pha
PU	Primary User	Người dùng sơ cấp
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ vuông góc
QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha cầu phuong
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến

rms-ds	Root Mean Square Delay Spread	Trải trẽ trung bình quân phương
rms	Root Mean Square	Trung bình quân phương
RSS	Received Signal Strength	Cường độ trường của tín hiệu thu
RX	Receiver	Máy thu
SDMA	Space Division Multiple Access	Đa truy nhận phân chia theo không gian
SD	Selection Diversity	Phân tập chọn lọc
SER	Symbol Error Rate	Tỷ lệ lỗi ký hiệu
SF	Spreading Factor	Hệ số trai phô
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu cộng tạp âm
SIR	Signal to Interference Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
SPA	Self – Positioning Algorithm	Thuật toán tự định vị
SGA	Standard Gaussian Approximation	Xáp xi Gausơ chuẩn
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm
SPS	Standard Positioning System	Hệ thống định vị tiêu chuẩn
SRake	Selective Rake	Rake chọn lọc
SS	Spread Spectrum	Trai phô
SU	Secondary User	Người dùng thứ cấp
Sync	Synchronization	Đồng bộ
TDL	Tap Delay Line	Đường trẽ rẽ nhánh
TDMA	Time Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo thời gian
THMA	Time Hopping Multiple Access	Đa truy nhập nhảy thời gian
TDOA	Time difference of Arrival	Vi sai thời gian đến
TH	Time Hopping	Nhảy thời gian
TH-UWB	Time Hopping Ultra Wide Band	Vô tuyến băng siêu rộng nhảy thời gian
TH-IR	Time Hopping Impulse Radio	Vô tuyến xung kim nhảy thời gian
TOA	Time of Arrival	Thời gian đến (góc tới)
TX	Transmitter	Máy phát
UWB	Ultra Wideband	Băng siêu rộng
W-CDMA	Wide-Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã băng rộng
WLAN	Wireless Local Area Network	Mạng nội vùng không dây
WPAN	Wireless Personal Access Network	Mạng truy nhập cá nhân không dây

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Nguyễn Phạm Anh Dũng, “*Cơ sở kỹ thuật thông tin vô tuyến*”, bài giảng, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 2013.
- [2]. Nguyễn Việt Đảm, “*Mô phỏng hệ thống viễn thông và ứng dụng Matlab*”, Nhà xuất bản bưu điện, 2007.
- [3]. Nguyễn Phạm Anh Dũng, “*Đa truy nhập vô tuyến*”, bài giảng, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 2013.
- [4]. Nguyễn Việt Đảm, “*Truyền dẫn vô tuyến số*”, bài giảng, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 2010.
- [5]. Nguyễn Việt Đảm và cộng tác viên, “*Xây dựng chương trình mô phỏng kênh truyền sóng UWB*”, đề tài NCKH, mã 01-HV-2010, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 2010.
- [6]. Ian Oppermann, Matti Hamalainen and Jari Iinatti, “*UWB Theory and Applications*”, John Wiley & Sons Ltd, 2004
- [7]. Kazimierz Siwiak and Debra McKeown, “*Ultra-Wideband Radio Technology*”, John Wiley & Sons Ltd, 2004
- [8]. M. Ghavami, L. B. Michael, R. Kohno, “*Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*”, John Wiley & Sons Ltd, 2004
- [9]. Maria-Gabriella Di Benedetto & Guerino Giaccola, “*Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*”, Prentice Hall, 2004
- [10]. Huseyin Arslan, Zhi Ning Chen & Maria-Gabriella Di Benedetto, “*Ultra Wideband Wireless Communication*”, John Wiley & Sons, 2006
- [11]. Zafer Sahinoglu, Sinan Gezici & Ismail Guvenc, “*Ultra Wideband Positioning Systems*”. Cambridge University Press, 2008
- [12]. Rolf Kraemer & Marcos D.Katz, “*Short-range Wireless Communications*”, John Wiley & Sons, 2009
- [13]. Boris I. Lembrikov, “*Novel Applications of the UWB Technologies*”, Second Edition, Published by ExLi4EvA, ITexLi, 2016
- [14]. Shahriar Emami, “*UWB Communication Systems: Conventional and 60 GHz, Principles, Design and Standards*”, Springer New York Heidelberg Dordrecht London, 2013.
- [15]. Maria-Gabriella Di Benedetto and other, “*UWB Communication Systems: A Comprehensive Overview*”, Hindawi Publishing Corporation, 2010.
- [16]. Matti Hämäläinen Jari Iinatti, “*Wireless UWB Body Area Networks Using the IEEE802.15.4-2011*”, Elsevier Ltd, 2014
- [17]. Dongsong Zeng, “*Pulse Shaping Filter Design and Interference Analysis in UWB Communication Systems*”, Doctor of Philosophy, Northern Virginia Center, 2005.
- [18]. Michel C. Jeruchim, Philip Balaban, K. Sam Shanmugan, K. Sam Shanmugan, “*Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology, and Techniques*”, Second Edition, New York, 2002.
- [19]. Matthias Patzold, “*Mobile Fadinh Channel*”, John Wiley&Sons, 2002.
- [20]. John G.Proakis, “*Contemporary Communication System using Matlab*”, Bill Stenquist, 2010.
- [21]. Steven M. Kay, “*Fundamentals Statistical Signal Processing Estimation*”, Prentice Hall PTR,1998.
- [22]. Alfred Mertins: *Signal Analysis, Wavelets, Filter Banks, Time-Frequency Transforms and Applications*, John Willey & Sons,1998
- [23]. Llya M. Sobol, “*Primer for the Monte Carlo Method*”, CRC Press, Tokyo, 1994
- [24]. Rappaport, T.S, “*Wireless Communications, Principles and Practice*”, 2nd ed., Prentice Hall PTR, 2002.
- [25]. Dr. L. Hanzo and other, “*Adaptive Wireless Transceiver*”, Wiley, Great Britain, 2002
- [26]. Fredrik Tufvesson, “*Channel Related Optimization of Wireless Communication System*”, Reprocentralen, Ph.D thesis, Lund University, Sweden, 1998.

- [27]. Dr. Proakis, John G, “*Digital Comunications*”, McGraw-Hill, 2000
- [28]. Dr. Bernard Scalar. 2004: *Digital Communications*, Prentice-Hall.
- [29]. Dr. William C.Y.Lee, “*Mobile Communications Design Fundamental*”, John Wiley & Sons, Inc, 1996.
- [30]. A.A.M. Saleh, R.A. Valenzuela, “*A statistical model for indoor multipath propagation*”, IEEE J. Select. Areas Commun. 5(2), 128–137, 1987
- [31]. A.F. Molisch, J.R. Foerster., M. Pendergrass, “*Channel models for ultra wideband personal area networks*”, IEEE Pers. Commun. Mag. 10, 14–21, 2003
- [32]. I. Kovacs et al., “*Enhanced UWB radio channel model for short range communication scenarios including user dynamics*”, 14<sup>th</sup> IST Mobile and Wireless Communications Summit, 2005
- [33]. A.F. Molisch, K. Balakrishnan, C.C. Chong, D. Cassioli, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H.Schantz, K. Siwiak., M.Z. Win, “*A comprehensive model for ultra wideband propagation channels*”, IEEE Trans. Antennas Prop. 3151–3166, 2006
- [34]. Foerster, J, “*Channel modeling sub-committee report – Final*”, IEEE P802.15 Working group for Wireless Personal Area Network (WPAN), IEEE P802.15-02/490r1- G3a, 2003
- [35]. Donlan, B.M., McKinstry, D.R. and Buehrer, R.M. “*The UWB indoor channel: Large and small scale modeling*”, IEEE Trans. on Wireless Commun., 5 (10), 2863–73, 2006.
- [36]. A.F. Molisch, J.R. Foerster., M. Pendergrass, “*Channel models for ultra wideband personal area networks*”, IEEE Pers. Commun. Mag. 10, 14–21, 2003.