

BỘ CÔNG THƯƠNG
TRƯỜNG ĐẠI HỌC ĐIỆN LỰC

ĐẶNG TRUNG HIẾU

NGHIÊN CỨU, PHÁT TRIỂN CÁC KỸ THUẬT
XỬ LÝ TÍN HIỆU ĐỂ NÂNG CAO HIỆU NĂNG
CHO CÁC HỆ THỐNG VÔ TUYẾN ĐA SÓNG MANG
THẾ HỆ TIẾP THEO

Ngành: Kỹ thuật điện tử

Mã số : 9520203

TÓM TẮT LUẬN ÁN TIẾN SĨ KỸ THUẬT

Hà Nội - 2024

Công trình được hoàn thành tại:

Trường Đại học Điện lực

Người hướng dẫn khoa học:

PGS.TS. Nguyễn Lê Cường

TS. Trần Văn Nghĩa

Phản biện 1: GS.TS. Vũ Văn Yên

Phản biện 2: PGS.TS. Nguyễn Quốc Định

Phản biện 3: PGS.TS. Trần Hoài Trung

Luận án được bảo vệ trước Hội đồng đánh giá luận án tiến sĩ cấp

Trường hợp tại Trường Đại học Điện lực

Vào hồi 14 giờ 30, ngày 31 tháng 5 năm 2024

Có thể tìm hiểu luận án tại thư viện:

1. Thư viện Trường Đại học Điện lực
2. Thư viện Quốc gia Việt Nam

DANH MỤC CÁC CÔNG TRÌNH ĐÃ CÔNG BỐ CỦA LUẬN ÁN

1. Trung-Hieu Dang, Van-Nghia Tran, Le-Cuong Nguyen (2023), “Active constellation modification technique for PAPR reduction of OFDM signals”, IEEE Access, vol.11, 2023 (**SCIE, Q1**), DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3340437
2. Trung-Hieu Dang, Van-Nghia Tran, Le-Cuong Nguyen (2023), “A parallel rotator for FFT/IFFT applied in multi-carrier wireless communication systems”, Digital Signal Processing, Vol. 141, 2023, 104190, ISSN 1051-2004, DOI: <https://doi.org/10.1016/j.dsp.2023.104190> (**SCIE, Q2**).
3. Van-Nghia Tran; Trung-Hieu Dang; (2021), “New Clipping-and-Filtering Method for Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM,” 2021 International Conference Engineering and Telecommunication (En&T). DOI: 10.1109/ENT50460.2021.9681794 (**Scopus**).

MỞ ĐẦU

1. Lý do chọn đề tài

Những năm gần đây, các hệ thống thông tin vô tuyến băng rộng thế hệ tiếp theo đã có sự phát triển nhanh chóng. Với các hệ thống vô tuyến này, kỹ thuật xử lý tín hiệu đóng vai trò rất quan trọng và thu hút sự quan tâm của các nhà nghiên cứu trên toàn thế giới.

Theo [1], một số kỹ thuật xử lý tín hiệu mới sẽ được sử dụng để tiếp tục tăng tốc độ dữ liệu đỉnh, tăng hiệu quả về công suất, hiệu quả phổ tần cũng như tính linh hoạt, khả năng tương thích, độ tin cậy và độ hội tụ có thể được sử dụng cho vô tuyến thế hệ tiếp theo. Tuy nhiên, nhờ những ưu điểm vượt trội của mình, kỹ thuật ghép kênh theo tần số trực giao (OFDM) tiếp tục được lựa chọn cho các hệ thống vô tuyến băng rộng thế hệ tiếp theo [5], [6]. Nhưng OFDM cũng bộc lộ một số hạn chế khi áp dụng vào các hệ thống trên, như việc tăng độ phức tạp của hệ thống và giảm hiệu quả phổ do yêu cầu về đồng bộ tín hiệu người dùng tại trạm gốc. Hơn nữa, tín hiệu OFDM có tỉ số công suất đỉnh trên công suất trung bình (PAPR) lớn, nên rất nhạy cảm với méo phi tuyến gây ra bởi các bộ khuếch đại công suất lớn tại máy phát [7], [8], yêu cầu bộ khuếch đại công suất tại máy phát phải có dải động lớn, gây tiêu tốn năng lượng và làm tăng chi phí thiết bị [9]. Một số kỹ thuật giảm PAPR hiệu quả đã được đề xuất như được tóm tắt trong [10]. Tuy nhiên, không có một giải pháp tối ưu nào phù hợp cho tất cả các hệ thống [11]. Vì một kỹ thuật giảm PAPR hiệu quả cần phải cân bằng giữa hiệu suất giảm PAPR, công suất truyền, tổn thất tốc độ dữ liệu, độ phức tạp triển khai và hiệu suất BER [10]. Do vậy, việc nghiên cứu đề xuất các giải pháp giảm PAPR hiệu quả hơn có ý rất lớn khi áp dụng OFDM vào các hệ thống vô tuyến thế hệ tiếp theo.

Sự gia tăng nhu cầu trao đổi thông tin thời gian thực trong hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ tiếp theo đòi hỏi thuật toán xử lý tín hiệu phải được cải tiến để nâng cao hiệu suất sử dụng tài nguyên phần cứng, tăng tốc độ xử lý và giảm độ phức tạp tính toán. Trong các hệ thống thông tin vô tuyến đa sóng mang nói chung, hệ thống OFDM nói riêng, độ phức tạp tính toán của cặp biến đổi Fourier nhanh (FFT) và Fourier nhanh ngược (IFFT) là rất lớn, ảnh hưởng trực tiếp đến độ phức tạp của quá trình xử lý tín hiệu. Do đó, việc nghiên cứu giải pháp thực hiện FFT/IFFT hiệu quả nhằm tăng độ chính xác, giảm độ phức tạp, trễ xử lý cũng như mức độ tiêu thụ công suất và tài nguyên phần cứng cũng có ý nghĩa rất lớn.

2. Mục tiêu nghiên cứu của luận án

Mục tiêu chung của luận án là nghiên cứu, phát triển các kỹ thuật xử lý tín hiệu để nâng cao hiệu năng cho các hệ thống thông tin vô tuyến đa sóng mang thế hệ tiếp theo, trong đó tập trung vào hai mục tiêu cụ thể. Thứ nhất là phát triển phương pháp nâng cao hiệu quả giảm PAPR của tín hiệu OFDM trong khi vẫn đảm bảo mức BER chấp nhận được và độ phức tạp thấp để dễ dàng triển khai phần cứng thực tế. Thứ hai là phát triển kỹ thuật triển khai FFT/IFFT trong hệ thống vô tuyến thế hệ tiếp theo để nâng cao độ chính xác, giảm độ phức tạp, trễ xử lý cũng như mức độ tiêu thụ năng lượng và tài nguyên phần cứng.

3. Đối tượng nghiên cứu

Đối tượng nghiên cứu của luận án là hệ thống vô tuyến đa sóng mang thế hệ tiếp theo sử dụng các kỹ thuật điều chế OFDM.

4. Phạm vi nghiên cứu

- Các kỹ thuật giảm PAPR của tín hiệu OFDM điều chế M-QAM trong các hệ thống thông tin vô tuyến đa sóng mang thế hệ tiếp theo.

- Các giải pháp triển khai FFT/IFFT hiệu quả áp dụng trong các hệ thống thông tin vô tuyến đa sóng mang thế hệ tiếp theo dựa trên thuật toán CORDIC.

5. Phương pháp nghiên cứu

- Nghiên cứu lý thuyết: lý thuyết về xử lý tín hiệu số, giải tích toán học và các kỹ thuật điều chế mới cho hệ thống vô tuyến thế hệ tiếp theo; các giải pháp giảm PAPR cho tín hiệu OFDM.
- Mô phỏng, so sánh, đánh giá: Các giải pháp đề xuất được đánh giá hiệu quả thông qua tập dữ liệu ngẫu nhiên đủ lớn đảm bảo tin cậy về mặt xác suất thống kê dựa trên công cụ mô phỏng Matlab.
- Thực nghiệm: một số giải pháp đề xuất được triển khai đánh giá dựa trên FPGA.

6. Ý nghĩa khoa học và thực tiễn của luận án

- Ý nghĩa khoa học: Đóng góp kiến thức mới và các phương pháp xử lý tín hiệu tiên tiến, giúp bổ sung và mở rộng khả năng ứng dụng của truyền thông không dây;
- Ý nghĩa thực tiễn: Cải thiện hiệu suất và độ tin cậy của hệ thống vô tuyến, tăng cường khả năng truyền thông, giảm độ trễ và tối ưu hóa tốc độ truyền dữ liệu.

7. Cấu trúc nội dung của luận án

Chương 1: Các dạng sóng tiềm năng cho các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ tiếp theo.

Chương 2: Phát triển phương pháp giảm PAPR cho tín hiệu OFDM.

Chương 3: Phát triển phương pháp quay pha song song không lặp cho FFT/IFFT kích thước lớn trong hệ thống OFDM

Chương 1. CÁC DẠNG SÓNG TIỀM NĂNG CHO CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VÔ TUYẾN THỂ HỆ TIẾP THEO

1.1. Cơ bản về OFDM

1.1.1. Nguyên lý cơ bản của OFDM

Trong OFDM, mỗi kênh con được điều chế bằng các sóng mang con có các tần số trực giao để loại bỏ xuyên âm giữa chúng và mang lại hiệu quả phổ cao cho hệ thống. Trong thực tế, để triển khai OFDM với độ phức tạp thấp hơn, biến đổi FFT thường được sử dụng.

1.1.2. Các ưu, nhược điểm của hệ thống OFDM

1.1.2.1. Các ưu điểm của hệ thống OFDM: Tiết kiệm băng thông; Miễn nhiệm với pha-đỉnh chọn lọc theo tần số; Tránh nhiễu liên ký tự (ISI); Dễ dàng điều chế/giải điều chế bằng cặp biến đổi IFFT/FFT;

1.1.2.2. Các nhược điểm của hệ thống OFDM: Tín hiệu có PAPR lớn; Yêu cầu đồng bộ thời gian và tần số nghiêm ngặt tại máy thu.

1.1.3. Một số ứng dụng của OFDM trong các hệ thống vô tuyến hiện đại

1.1.3.1. Truyền hình kỹ thuật số

1.1.3.2. Hệ thống vô tuyến thế hệ thứ 5

1.2. Thực hiện phép biến đổi FFT/IFFT có độ phức tạp thấp

Phương thức phổ biến để thực hiện FFT/IFFT là sử dụng thuật toán CORDIC [18]–[20].

1.2.1. Thuật toán CORDIC thông thường

Trong chế độ quay, thuật toán CORDIC thực hiện quay góc φ bằng một chuỗi các phép quay của các góc $d_n w_n$:

$$\varphi = \sum_{n=0}^{\infty} d_n w_n, \quad d_n = \pm 1, \quad w_n = \arctan 2^{-n} \quad (1.1)$$

1.2.2. Một số phương pháp cải tiến thuật toán CORDIC thông thường

Một số đề xuất điển hình như kiến trúc CORDIC không hệ số tỉ lệ [22], [23], các kiến trúc dựa trên CORDIC cơ số 4, cơ số 8 [24] hoặc thuật

toán CORDIC thích nghi độ trễ thấp [25]. Tuy nhiên, chúng có độ phức tạp tính toán cao hoặc/và có độ trễ xử lý lớn.

1.3. Một số phương pháp điển hình giảm PAPR trong các hệ thống OFDM

1.3.1. Tổng quan về PAPR

$$PAPR[s(t)] = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} [|s(t)|^2]}{P_{av}} \quad (1.2)$$

1.3.2. Phương pháp cắt và lọc (CAF)

Cắt phần tín hiệu vượt quá ngưỡng để giảm PAPR; sử dụng bộ lọc để giảm công suất phát xạ ngoài băng (OOB). Việc cắt gây méo trong băng và phát xạ OOB, làm giảm hiệu suất BER và hiệu suất phổ. Nhiều phương pháp để giải quyết vấn đề này được đề xuất như ICAF [31], OICAF [32], SOICAF [33]... Nhưng chúng có độ phức tạp tính toán cao.

1.3.3. Phương pháp mở rộng chòm sao hoạt động (ACE)

Phương pháp ACE mở rộng các điểm chòm sao hoạt động bên ngoài một cách thông minh để giảm thiểu PAPR của ký hiệu OFDM [40]. Các thuật toán triển khai thực tế đầu tiên là POCS [9], AGP [40] với độ phức tạp lớn. Các giải pháp cải tiến được đề xuất như: SGP [40], ACE với việc xen kẽ khung [41], ACE-SGT [43], ACE mới [63]...

1.4. Một số dạng sóng tiềm năng khác cho các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ tiếp theo

1.4.1. *f*-OFDM

1.4.2. FBMC

1.4.3. Một số vấn đề cần giải quyết khi áp dụng các dạng sóng tiềm năng cho các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ tiếp theo

Bài toán giảm đỉnh, bù méo trước, thiết kế bộ lọc...

1.5. Kết luận chương 1

Chương 2: PHÁT TRIỂN GIẢI PHÁP GIẢM PAPR CHO TÍN HIỆU OFDM

2.1. Phương pháp lọc tạp âm cắt ràng buộc

2.1.1. Xây dựng bài toán tổng quát

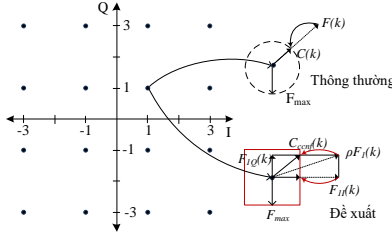
Bài toán tổng quát của CAF có thể được mô tả như sau:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{c}} \|\mathbf{s} + \mathbf{c}\|_{\infty}^2 &= \min_{\mathbf{c}} \|\mathbf{MS} + \mathbf{MC}\|_{\infty}^2 \\ \text{subject to: } |s(n) + \mathbf{m}_n \mathbf{C}| &\leq T_{clip}; \quad n = 0, 1, \dots, LN - 1 \end{aligned} \quad (2.2)$$

Thuật toán đề xuất phải có khả năng giảm PAPR, EVM và bức xạ OOB. Do đó, bài toán giảm PAPR có thể được xây dựng như sau:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{s}_1} \text{EVN} &= \|\mathbf{S} - \bar{\mathbf{S}}_1\|_2 / \|\mathbf{S}\|_2 \\ \text{subject to: } \bar{\mathbf{S}}_2 &= 0; \quad \bar{\mathbf{s}}_1 = \text{IDFT}(\bar{\mathbf{S}}_1) \\ |s(n) + c_{\bar{\mathbf{s}}_1}(n)| &\leq T_{clip}, \quad 0 \leq n \leq LN - 1 \end{aligned} \quad (2.3)$$

2.1.2. Mô tả thuật toán lọc tạp âm cắt có ràng buộc (CCNF)



Hình 2.1. Minh họa thuật toán xử lý trong băng

Quá trình xử lý trong băng của thuật toán mô tả trong Hình 2.1. Quá trình tạo ra tín hiệu sửa đỉnh miền tần số $C(k)$ như (2.11).

$$\begin{aligned} \text{Re}\{C_{ccnf}(k)\} &= \begin{cases} \text{sig}(\text{Re}\{\rho F_1(k)\}) \cdot F_{\max}, & |\text{Re}\{\rho F_1(k)\}| > F_{\max} \\ \text{Re}\{\rho F_1(k)\}, & \text{trường hợp khác} \end{cases} \\ \text{Im}\{C_{ccnf}(k)\} &= \begin{cases} \text{sig}(\text{Im}\{\rho F_1(k)\}) \cdot F_{\max}, & |\text{Im}\{\rho F_1(k)\}| > F_{\max} \\ \text{Im}\{\rho F_1(k)\}, & \text{trường hợp khác} \end{cases} \\ C_{ccnf}(k) &= \text{Re}\{C_{ccnf}(k)\} + j \text{Im}\{C_{ccnf}(k)\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Áp dụng IFFT với \mathbf{C}_{ccnf} để có tín hiệu sửa đỉnh miền thời gian \mathbf{c}_{ccnf}
 Nội dung của phương pháp đề xuất được tóm tắt trong Thuật toán 1.

Thuật toán 1: Thuật toán lọc tạp âm cắt ràng buộc

1. Thiết lập giá trị ban đầu: $\mathbf{s} = \mathbf{s}^{(m)}$;
2. Tính tạp âm cắt \mathbf{f} sử dụng phương trình (1.15);
3. Áp dụng FFT cho \mathbf{f} để có được \mathbf{F} ;
4. Thiết lập các thành phần tần số $F(k)$, $k \notin \mathcal{R}_d$ về 0 để thu được \mathbf{F}_1 ;
5. Tính tín hiệu sửa đỉnh miền tần số \mathbf{C}_{ccnf} sử dụng phương trình (2.11);
6. Áp dụng IFFT cho \mathbf{C}_{ccnf} được tín hiệu sửa đỉnh miền thời gian \mathbf{c}_{ccnf} ;
7. Đặt $(\mathbf{s} + \mathbf{c}_{ccnf})$ là tín hiệu đầu ra

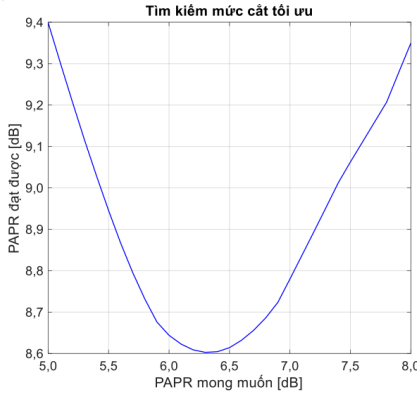
2.1.3. Phân tích độ phức tạp tính toán của phương pháp CCNF

Bảng 2.1. So sánh độ phức tạp tính toán của một số phương pháp CAF

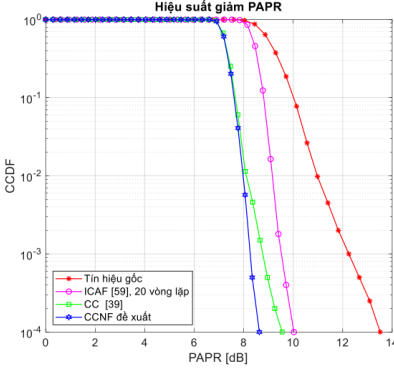
Phương pháp	Độ phức tạp tính toán
ICAF [57]	$\mathcal{O}(I(S_p + LN)\log_2(LN))$
CC [38], [39]	$\mathcal{O}((S_p + LN)\log_2(LN) + 5(S_p + K_{ib} + K_{oob}))$
CCNF được đề xuất	$\mathcal{O}((S_p + LN)\log_2(LN) + 5S_p)$

2.1.3. Kết quả mô phỏng về hiệu quả của phương pháp CCNF

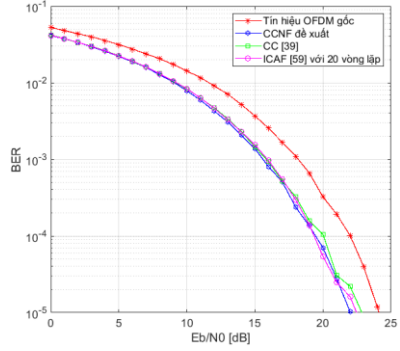
Trước tiên, mức cắt tối ưu được tìm kiếm. Từ Hình 2.2 cho thấy, mức cắt tối ưu để đạt được PAPR tối thiểu là 6,3 dB.



Hình 2.2. Mức PAPR có thể đạt được với các mức cắt mục tiêu khác nhau



Hình 2.3. So sánh CCDF PAPR của phương pháp CCNF với thuật toán CC[39] và ICAF [57]



Hình 2.6. So sánh hiệu suất BER của phương pháp CCNF với thuật toán CC[39] và ICAF [57]

Hình 2.3 và Hình 2.6 cho thấy hiệu quả giảm đỉnh của thuật toán CCNF được cải thiện so với CC [38], [39] và ICAF [57] trong khi đường cong BER của nó không khác biệt so với phương pháp khác và có sự cải thiện so với tín hiệu OFDM gốc.

2.2. Một phương pháp ACE không lặp cận tối ưu

2.2.1. Đặt vấn đề

Một phương pháp ACE không lặp cận tối ưu để giảm PAPR cho tín hiệu OFDM được đề xuất để phù hợp hơn với các hệ thống yêu cầu độ trễ thấp, đặc biệt là đối với 5G.

2.2.2. Kỹ thuật ACE không lặp cận tối ưu

Kỹ thuật ACE không lặp được xây dựng dựa trên thuật toán lặp. Tín hiệu sửa đỉnh miền tần số \mathbf{C} phải thỏa mãn yêu cầu:

$$\begin{cases} C(k) = C_I(k) + jC_O(k), k \in \{\mathcal{R}_l, \mathcal{R}_r, \mathcal{R}_t, \mathcal{R}_b\} \\ C_I(k) = 0, k \notin \{\mathcal{R}_l, \mathcal{R}_r\}; C_O(k) = 0, k \notin \{\mathcal{R}_r, \mathcal{R}_b\} \end{cases} \quad (2.12)$$

$F_1(k)$ và $F_2(k)$ là các phân tử tần số của nhiễu cắt, $F_1(k) = 0$ nếu $k \notin \{\mathcal{R}_l, \mathcal{R}_r, \mathcal{R}_t, \mathcal{R}_b\}$ và $F_2(k) = 0$ nếu $k \in \{\mathcal{R}_l, \mathcal{R}_r, \mathcal{R}_t, \mathcal{R}_b\}$. Khi đó, bài toán giảm đỉnh được mô tả như sau:

$$\begin{aligned} \min_{\mathfrak{R}_l, \mathfrak{R}_r, \mathfrak{R}_t, \mathfrak{R}_b} \text{EVM}^2 &= \|\mathbf{F}_1\|_2^2 / \|\mathbf{S}\|_2^2 \\ \text{subject to: } \mathbf{F}_2 &= \mathbf{0}; \mathbf{C}(k) = \mathbf{C}_{\mathbf{F}_1}(k), k \in \{\mathfrak{R}_l, \mathfrak{R}_r, \mathfrak{R}_t, \mathfrak{R}_b\} \\ |s(n) + \mathbf{m}_n \mathbf{C}| &\leq T_{clip}^2, 0 \leq n \leq LN - 1 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Đây là bài toán tối ưu lồi nên rất khó để có được nghiệm tối ưu.

Để thỏa mãn (2.7), bài toán (2.14) có thể được viết lại như sau:

$$\min_{\mathbf{C}_I, \mathbf{C}_Q} \|\mathbf{e}\|_2^2 = \min_{\mathbf{C}_I, \mathbf{C}_Q} \|\mathbf{MC} - \mathbf{f}\|_2^2 \quad (2.15)$$

Thực hiện gra-đien đối với $\{\mathbf{C}_I, \mathbf{C}_Q\}$ của (2.15) và cho nó bằng 0. Nghiệm của phương trình này được coi là nghiệm tối ưu. Áp dụng ràng buộc ACE, ta có:

$$\begin{aligned} C_I(k) + jC_Q(k) - F(k) &= 0; \quad k \in \{\mathfrak{R}_l, \mathfrak{R}_r, \mathfrak{R}_t, \mathfrak{R}_b\} \\ \Rightarrow \begin{cases} C_I^{opt}(k) = F_I(k); k \in \mathfrak{R}_l \text{ và } F_I(k) < 0, \text{ hoặc } k \in \mathfrak{R}_r \text{ và } F_I(k) > 0 \\ C_Q^{opt}(k) = F_Q(k), k \in \mathfrak{R}_b \text{ và } F_Q(k) < 0, \text{ hoặc } k \in \mathfrak{R}_t \text{ và } F_Q(k) > 0 \\ C_I^{opt}(k) = 0 \text{ and } C_Q^{opt}(k) = 0, \text{ trường hợp khác} \end{cases} \quad (2.17) \\ \mathbf{c}^{opt} &= \text{IDFT}(\mathbf{C}^{opt}) \end{aligned}$$

Để đạt được PAPR mong muốn, phương pháp ACE phải dựa trên thuật toán lặp như được mô tả trong Thuật toán 2, với số lần lặp là I .

Thuật toán 2: Thuật toán ACE lặp lại

1. Thiết lập giá trị ban đầu: $\mathbf{s} = \mathbf{s}^{(m)}$; $\mathbf{c} = \mathbf{0}$; $i = 0$.
 2. Nếu $i = I$, chuyển đến bước 7. Ngược lại, $i = i + 1$.
 3. Tính tạp âm cắt $\mathbf{f}^{(i)}$ sử dụng phương trình (1.15).
 4. Tính toán tín hiệu \mathbf{c}^{opt} ở bước (i) là $\mathbf{c}^{opt(i)}$ sử dụng phương trình (1.16) và (2.17).
 5. Cập nhật tín hiệu sửa đỉnh: $\mathbf{c} = \mathbf{c} + \mathbf{c}^{opt(i)}$
 6. Cập nhật tín hiệu truyền: $\mathbf{s} = \mathbf{s}^{(m)} + \mathbf{c}$. Quay lại bước 2.
 7. Đặt \mathbf{s} là tín hiệu đầu ra.
-

Kĩ thuật ACE không lặp được đề xuất dựa trên giả định tín hiệu sửa đỉnh được tính toán qua tối thiểu I lần lặp, như (2.18). Phương trình của tín hiệu sửa đỉnh miền tần số sau I lần lặp như (2.19).

$$\begin{aligned} \mathbf{c} &= \sum_{i=1}^I \mathbf{c}^{opt(i)} = \sum_{i=1}^I \text{IDFT}(\mathbf{C}^{opt(i)}) = \text{IDFT}\left(\sum_{i=1}^I \mathbf{C}^{opt(i)}\right) \\ \mathbf{C} &= \sum_{i=1}^I \mathbf{C}^{opt(i)} \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} C(k) &= C_I(k) + jC_Q(k) = \sum_{i=1}^I \left(C_I^{(i)}(k) + jC_Q^{(i)}(k) \right); \quad k \in \{\mathfrak{R}_l, \mathfrak{R}_r, \mathfrak{R}_i, \mathfrak{R}_b\} \\ \begin{cases} C_I^{(i)}(k) = F_I^{(i)}(k); \quad k \in \mathfrak{R}_l \text{ và } F_I^{(i)}(k) < 0, \text{ hoặc } k \in \mathfrak{R}_r \text{ và } F_I^{(i)}(k) > 0 \\ C_Q^{(i)}(k) = F_Q^{(i)}(k); \quad k \in \mathfrak{R}_b \text{ và } F_Q^{(i)}(k) < 0, \text{ hoặc } k \in \mathfrak{R}_i \text{ và } F_Q^{(i)}(k) > 0 \\ C_I^{(i)}(k) = 0 \text{ and } C_Q^{(i)}(k) = 0, \text{ trường hợp khác} \\ 1 \leq i \leq I \end{cases} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Từ (2.19) cho thấy, tồn tại một tập các tham số có giá trị thực, không âm $\{\mu_l(k) | 0 \leq k \leq LN - 1\}$ và $\{\mu_o(k) | 0 \leq k \leq LN - 1\}$ thỏa mãn (2.20)

$$\begin{cases} C_I(k) = \sum_{i=1}^I C_I^{(i)}(k) = \mu_l(k) C_I^{(1)}(k) \\ C_Q(k) = \sum_{i=1}^I C_Q^{(i)}(k) = \mu_o(k) C_Q^{(1)}(k) \end{cases} \quad (2.20)$$

Khi đó có thể viết lại hàm mục tiêu dựa trên các tập μ_l, μ_o là:

$$\{\mu_l^*, \mu_o^*\} = \arg \min_{\mu_l, \mu_o} \|\mathbf{s} + \mathbf{c}\|_{\infty}^2 = \arg \min_{\mu_l, \mu_o} \|\mathbf{s} + \mathbf{M}(\mu_l \mathbf{C}_I^{(1)} + j\mu_o \mathbf{C}_Q^{(1)})\|_{\infty}^2 \quad (2.21)$$

$$\mu_l^* = [\mu_l^*(0), \mu_l^*(1), \dots, \mu_l^*(LN - 1)], \quad \mu_o^* = [\mu_o^*(0), \mu_o^*(1), \dots, \mu_o^*(LN - 1)]$$

là các véc-tơ nghiệm tối ưu.

Dùng phương pháp tối ưu lồi [56] để giải bài toán tối ưu lồi bậc hai (2.21). Thuật toán 3 đề xuất kỹ thuật ACE không lặp tối ưu.

Thuật toán 3: Thuật toán ACE không lặp tối ưu

1. Thiết lập giá trị ban đầu: $\mathbf{s} = \mathbf{s}^{(m)}$;
 2. Tính tạp âm cắt $\mathbf{f}^{(1)}$ sử dụng phương trình (1.15);
 3. Áp dụng FFT cho $\mathbf{f}^{(1)}$ để có được $\mathbf{F}^{(1)}$;
 4. Tính toán $\mathbf{C}_I^{(1)}$ và $\mathbf{C}_Q^{(1)}$ sử dụng (2.19);
 5. Áp dụng thuật toán tối ưu lồi [60] vào (2.21) để thu được véc-tơ nghiệm tối ưu $\{\mu_l^*, \mu_o^*\}$;
 6. Tính \mathbf{C}_I và \mathbf{C}_Q sử dụng (2.20);
 7. Áp dụng IFFT cho $(\mathbf{C}_I + j\mathbf{C}_Q)$ để thu được tín hiệu sửa định \mathbf{c} ;
 8. Đặt $(\mathbf{s} + \mathbf{c})$ là tín hiệu đầu ra
-

Thuật toán 3 có độ phức tạp tính toán cao sẽ được thay bởi thuật toán cận tối ưu xuất sắc nhờ thay véc-tơ $\{\mu_r^*, \mu_q^*\}$ bằng hệ số mở rộng tối ưu μ^{opt} để đạt được PAPR tối thiểu. Hàm mục tiêu cho thuật toán ACE không lặp cận tối ưu và tín hiệu sửa đỉnh được biểu diễn như (2.22) và (2.23) tương ứng:

$$\{\mu^{opt}\} = \arg \min_{\mu} \|\mathbf{s} + \mathbf{c}\|_{\infty}^2 = \arg \min_{\mu} \left\| \mathbf{s} + \mu \mathbf{M}(\mathbf{C}^{(1)}) \right\|_{\infty}^2 \quad (2.22)$$

$$\begin{cases} C(k) = C_I(k) + jC_Q(k) \\ C_I(k) = \mu F_I(k), k \in \mathfrak{R}_l \text{ và } F_I(k) < 0, \text{ hoặc } k \in \mathfrak{R}_r \text{ và } F_I(k) > 0 \\ C_Q(k) = \mu F_Q(k), k \in \mathfrak{R}_b \text{ và } F_Q(k) < 0, \text{ hoặc } k \in \mathfrak{R}_t \text{ và } F_Q(k) > 0 \\ C_I(k) = 0 \text{ and } C_Q(k) = 0, \text{ trường hợp khác} \end{cases} \quad (2.23)$$

Gọi F_{ace} là giới hạn biên độ mở rộng điểm chòm sao bên ngoài. Khi đó, phần thực và phần ảo của tín hiệu sửa đỉnh phải đảm bảo:

$$\begin{aligned} \text{Re}\{C_{ace}(k)\} &= \begin{cases} C_I(k), & |C_I(k)| \leq F_{ace} \\ \text{sig}(C_I(k))F_{ace}, & |C_I(k)| > F_{ace} \end{cases} \\ \text{Im}\{C_{ace}(k)\} &= \begin{cases} C_Q(k), & |C_Q(k)| \leq F_{ace} \\ \text{sig}(C_Q(k))F_{ace}, & |C_Q(k)| > F_{ace} \end{cases} \\ C_{ace(k)} &= \text{Re}\{C_{ace}(k)\} + j \text{Im}\{C_{ace}(k)\}; \mathbf{c}_{ace} = \text{IDFT}(\mathbf{C}_{ace}) \end{aligned} \quad (2.24)$$

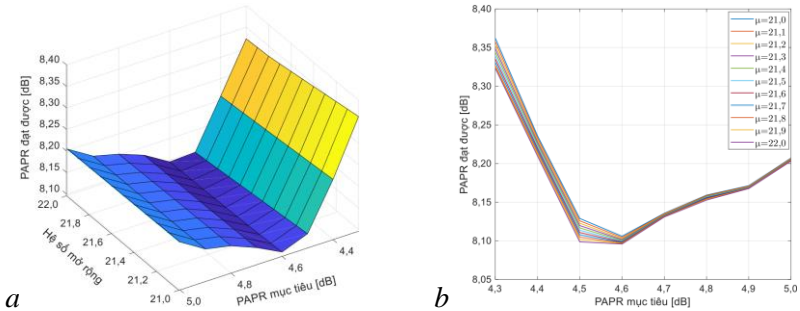
Thuật toán ACE không lặp cận tối ưu được đề xuất như trong Thuật toán 4, trong đó giá trị μ được chọn bằng thực nghiệm.

Thuật toán 4: Thuật toán ACE không lặp cận tối ưu

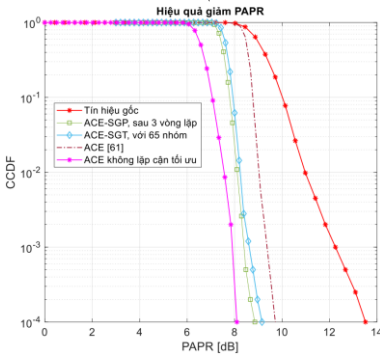
1. Thiết lập giá trị ban đầu: $\mathbf{s} = \mathbf{s}^{(m)}$;
 2. Tính tạp âm cắt \mathbf{f} sử dụng phương trình (1.15);
 3. Áp dụng FFT cho \mathbf{f} để có được \mathbf{F} ;
 4. Tính toán \mathbf{C}_I và \mathbf{C}_Q sử dụng (2.23);
 5. Tính tín hiệu sửa đỉnh miền tần số \mathbf{C}_{ace} sử dụng (2.24);
 6. Áp dụng IFFT cho \mathbf{C}_{ace} để có tín hiệu sửa đỉnh miền thời gian \mathbf{c}_{ace} ;
 7. Đặt $(\mathbf{s} + \mathbf{c}_{ace})$ là tín hiệu đầu ra.
-

2.2.3. Các kết quả mô phỏng về hiệu quả của phương pháp ACE không lặp cận tối ưu đề xuất

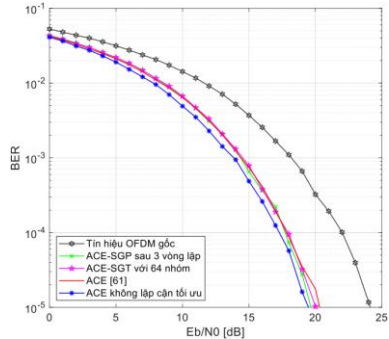
Hệ số mở rộng μ và mức cắt T_{clip} tối ưu được lựa chọn thông qua bước mô phỏng thô và bước mô phỏng cực nhỏ. Từ Hình 2.9, $\mu = 22$ và $T_{clip} = 4,6$ dB được lựa chọn. Hình 2.10 và Hình 2.11 cho thấy, hiệu suất giảm đỉnh và hiệu suất BER của phương pháp đề xuất được cải thiện so với các thuật toán được so sánh.



Hình 2.9. Sự thay đổi PAPR của phương pháp ACE không lặp cận tối ưu theo các T_{clip} mong muốn và các hệ số μ , với kích thước bước 0,1
(a. Biểu diễn 3D; b. Biểu diễn 2D)



Hình 2.10. So sánh đường cong CCDF của thuật toán ACE không lặp cận tối ưu đề xuất với một số thuật toán ACE khác



Hình 2.13. So sánh hiệu suất BER của thuật toán ACE không lặp cận tối ưu với một số thuật toán ACE khác

2.3. Thuật toán lai ACE và CCNF đề xuất

2.3.1. Mô tả thuật toán lai ACE - CCNF đề xuất

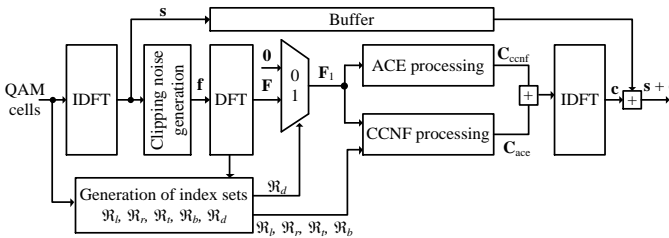
Thuật toán 5 mô tả thuật toán lai ACE-CCNF giữa Thuật toán 4 và Thuật toán CCNF được đề xuất trong mục 2.1 để cải thiện hiệu suất tổng thể theo tiêu chí của hệ thống.

Thuật toán 5: Thuật toán lai ACE và CCNF

1. Thiết lập giá trị ban đầu: $\mathbf{s} = \mathbf{s}^{(m)}$;
 2. Tính tạp âm cắt \mathbf{f} sử dụng phương trình (1.21);
 3. Áp dụng FFT cho \mathbf{f} để có được \mathbf{F} ;
 4. Thiết lập các thành phần $F(k)$, $k \notin \mathcal{R}_d$ về 0 để thu được \mathbf{F}_1 ;
 5. Tính sử dụng (2.15), (2.23) và \mathbf{C}_{ccnf} sử dụng (2.11);
 6. Áp dụng IFFT cho $(\mathbf{C}_{ace} + \mathbf{C}_{ccnf})$ để thu \mathbf{c} ;
 7. Đặt $(\mathbf{s} + \mathbf{c})$ là tín hiệu đầu ra
-

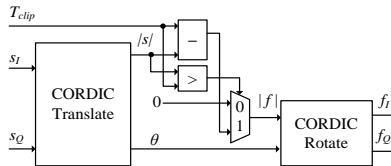
2.3.2. Mô tả sơ đồ phân cứng của thuật toán lai ACE-CCNF đề xuất

Kiến trúc phân cứng của thuật toán lai ACE-CCNF được mô tả trong Hình 2.14.

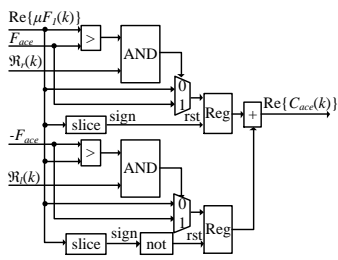


Hình 2.14. Kiến trúc phân cứng của thuật toán lai ACE-CCNF đề xuất

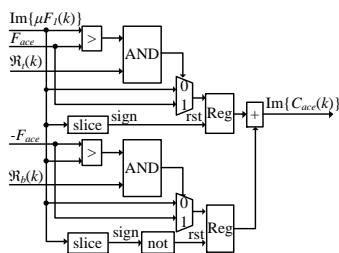
Các khối chức năng của nó được mô tả trong các hình sau:



Hình 2.15. Kiến trúc phân cứng của khối tạo tạp âm cắt

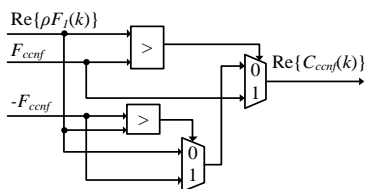


a. Khối giới hạn phần thực

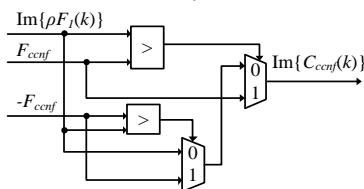


b. Khối giới hạn phần ảo

Hình 2.16. Cấu trúc của khối xử lý ACE



a. Khối giới hạn phần thực



b. Khối giới hạn phần ảo

Hình 2.17. Cấu trúc khối xử lý CCNF

2.3.3. Phân tích độ phức tạp tính toán

Theo Bảng 2.6, thuật toán đề xuất có độ phức tạp thấp, tương đương với thuật toán CAF có độ phức tạp tối thiểu nhất.

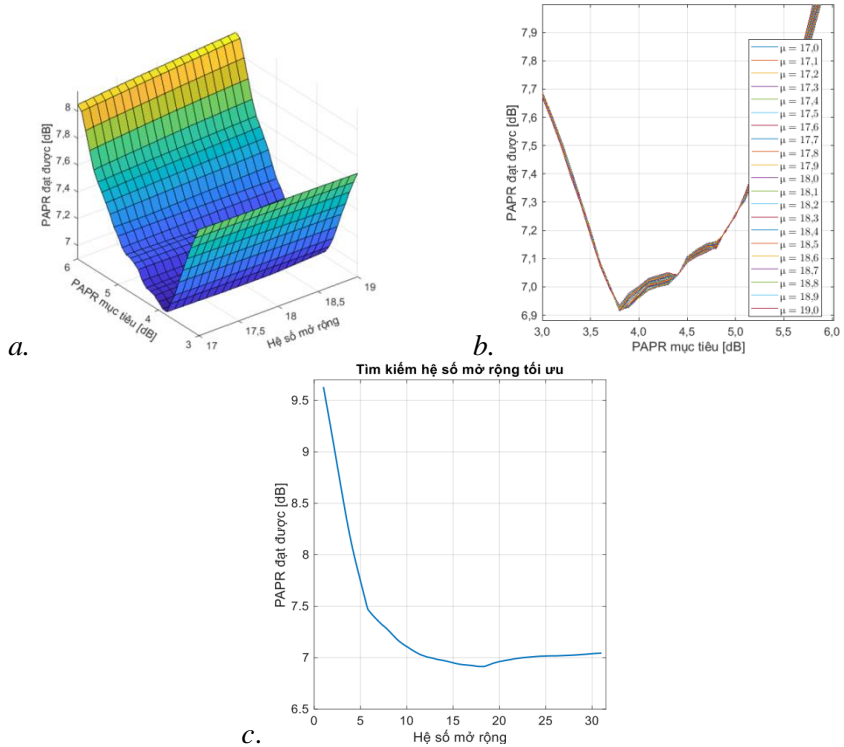
Bảng 2.6. So sánh độ phức tạp tính toán của các phương pháp giảm PAPR

Thuật toán	Độ phức tạp tính toán
CC [39]	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + 5(S_p + K_{ib} + K_{oob}))$
ICAF [57]	$\mathcal{O}(I(S_p + 2LN) \log_2(LN))$
ACE-SGP [40]	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + 11S_p - 7)$
ACE-SGT [43]	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN/M) + \sqrt{LN} \cdot LN \cdot M^2)$
ACE [61]	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + LN)$
Thuật toán 1 (CCNF)	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + 5S_p)$
Thuật toán 2	$\mathcal{O}(I((S_p + LN) \log_2(LN) + 2))$
Thuật toán 3	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + \sqrt{LN} \cdot LN)$
Thuật toán 4 (ACE không lặp cận tối ưu)	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + 2)$
Thuật toán 5 (ACE-CCNF)	$\mathcal{O}((S_p + LN) \log_2(LN) + 4)$

2.3.4. Phân tích các kết quả thử nghiệm

a. Kết quả mô phỏng Matlab

Trước tiên, mô phỏng Matlab tìm kiếm hệ số mở rộng μ và mức cắt T_{clip} tối ưu được thực hiện. Việc mô phỏng thực hiện với bước mô phỏng thô và bước mô phỏng cực nhỏ. Hình 2.19 chỉ ra giá trị tối ưu của μ và T_{clip} là $\mu = 18$ và $T_{clip} = 3,8$ dB.



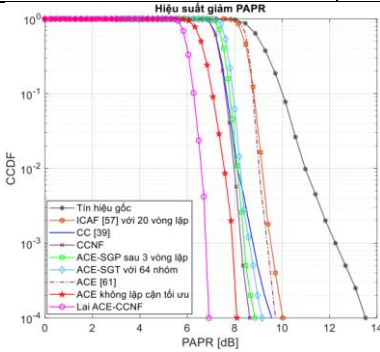
Hình 2.19. Hiệu quả giảm đỉnh của phương pháp lai ACE-CCNF thay đổi theo các mức cắt và hệ số mở rộng khác nhau với kích thước bước 0,1.

a. Biểu diễn 3D; b. Biểu diễn 2D; c. Hiệu suất giảm đỉnh khi $T_{clip}=3,8$ dB với các giá trị μ khác nhau

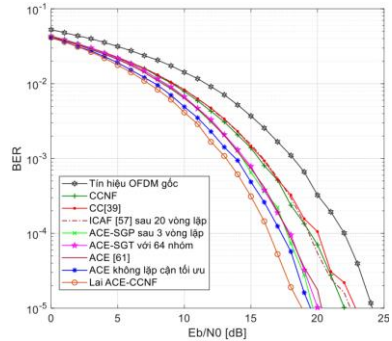
Bảng 2.8. và Hình 2.20 so sánh hiệu quả giảm đỉnh của phương pháp lai ACE-CCNF với một số phương pháp giảm đỉnh điển hình khác.

Bảng 2.8. So sánh hiệu quả giảm đỉnh giữa thuật toán lai ACE-CCNF đề xuất với một số thuật toán khác

Tên thuật toán	PAPR sau giảm đỉnh [dB]	Mức giảm PAPR [dB]
CC [39]	9,56	3,96
CCNF	8,69	4,83
ICAF [57] với 20 vòng lặp	10,03	3,49
ACE-SGP [40] 3 vòng lặp	8,85	4,67
ACE-SGT [43] với 64 nhóm	9,15	4,37
ACE [67]	9,72	3,80
ACE không lặp cận tối ưu	8,09	5,43
Lai ACE-CCNF đề xuất	6,91	6,61



Hình 2.20. So sánh CCDF của thuật toán lai ACE-CCNF với một số phương pháp giảm đỉnh khác



Hình 2.24. So sánh BER của một số thuật toán giảm PAPR



Hình 2.21. Tín hiệu OFDM trước và sau giảm PAPR bằng thuật toán lai ACE-CCNF

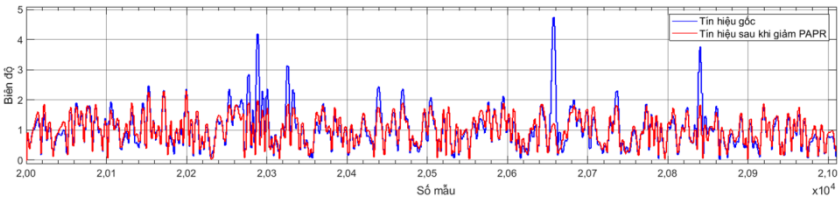
Hiệu suất BER của thuật lai ACE-CCNF cũng được cải thiện như được thể hiện trong Hình 2.24. Mức tăng công suất trung bình của phương pháp lai đề xuất cũng nhỏ hơn đáng kể (xem Bảng 2.9).

Bảng 2.9. So sánh mức tăng công suất trung bình của một số thuật toán

<i>Các thuật toán</i>	<i>Mức tăng công suất trung bình [dB]</i>
ACE-SGP [40] sau 3 vòng lặp	1,1240
ACE-SGT [43] với 64 nhóm	1,2770
ACE không lặp cận tối ưu	0,4494
Lai ACE-CCNF	0,0893

b. Các kết quả thực hiện FPGA

Biên độ tín hiệu cực đại sau khi xử lý giảm PAPR trong miền thời gian sẽ giảm $4,74/2,27 = 2,09$ lần biên độ tín hiệu trước khi giảm PAPR (tức là PAPR của tín hiệu giảm khoảng 6,40 dB), như thể hiện trong Hình 2.25.



Hình 2.25. Tín hiệu OFDM trước và sau khi giảm đỉnh

2.4. Kết luận chương 2

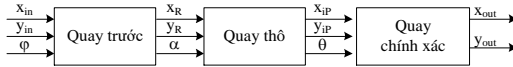
Chương 2 đã đề xuất ba phương pháp giảm PAPR hiệu quả cho tín hiệu OFDM, bao gồm phương pháp CCNF, ACE không lặp cận tối ưu, và phương pháp lai ACE-CCNF kết hợp hai phương pháp đề xuất trên.

Để giảm PAPR cho tín hiệu trong các hệ thống vô tuyến đa sóng mang thế hệ tiếp theo, các phương pháp giảm PAPR cho tín hiệu đề xuất yêu cầu cặp biến đổi FFT/IFFT kích thước lớn. Vì vậy, việc đề xuất các phương pháp nhằm triển khai FFT/IFFT hiệu quả nhằm giảm độ phức tạp tính toán, giảm độ trễ xử lý, giảm mức tiêu thụ phần cứng và công suất là rất cần thiết.

Chương 3: PHÁT TRIỂN PHƯƠNG PHÁP QUAY PHA SONG SONG CHO FFT/IFFT KÍCH THƯỚC LỚN TRONG HỆ THỐNG OFDM

3.1. Giới thiệu chung về thuật toán quay pha đề xuất và kiến trúc của nó

Bộ quay pha đề xuất cho FFT/IFFT có độ trễ thấp, độ chính xác và hiệu quả cao trong tính toán cho các ứng dụng thời gian thực.



Hình 3.1. Sơ đồ khối của thuật toán quay song song mới được đề xuất

3.2. Chi tiết các bước của thuật toán đề xuất

3.2.1. Lượng tử hóa góc

Sử dụng từ mã góc có độ dài 17 bit, với độ chính xác 14 bit là đảm bảo độ chính xác cần thiết.

3.2.2. Quá trình quay trước

Phép quay góc φ trong $[0, 2\pi]$ được thay thế bằng phép quay góc α trong $[0, \pi/8]$ khi ánh xạ véc-tơ đầu vào thành véc-tơ mới:

$$\begin{cases} v = ue^{j\varphi} = ue^{j\gamma} e^{j(\varphi-\gamma)}; v_R = ue^{j\gamma} \\ \alpha = \varphi - \gamma; v = v_R e^{j\alpha} \end{cases}; \text{ khi } \gamma \leq \varphi \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} v = ue^{j\varphi} = (u^* e^{-j\gamma} e^{j(\gamma-\varphi)})^*; v_R = u^* e^{-j\gamma} \\ \alpha = \gamma - \varphi; v = (v_R e^{j\alpha})^* \end{cases}, \text{ khi } \gamma > \varphi \quad (3.14)$$

3.2.3. Phép quay thô

Góc hợp từ quá trình quay trước được chia thành:

$$\alpha = \alpha^H + \alpha^L = \sum_{k=2}^{t-1} \alpha_k 2^{-k} + \sum_{k=t}^m \alpha_k 2^{-k} \quad (3.33)$$

Khối quay thô thực hiện phép quay một góc xấp xỉ α^H và tính sai số của nó để cộng với α^L để gửi đến khối quay chính xác.

Phép quay véc-tơ trong khối quay thô có thể được mô tả là:

$$\begin{bmatrix} x_{iP} \\ y_{iP} \end{bmatrix} = \prod_{k=2}^{t-1} K_k \prod_{k=2}^{t-1} \begin{bmatrix} 1 & -c_k \\ c_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_R \\ y_R \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$K_k = \begin{cases} 1 & , \text{ nếu } \alpha_k = 0 \\ \cos(\arctan 2^{-k}) & , \text{ nếu } \alpha_k = 1 \end{cases} \quad (3.40)$$

Sử dụng thuật toán quay lặp lại, công thức cho phép quay thứ k là:

$$\begin{bmatrix} x_k \\ y_k \end{bmatrix} = K_k \begin{bmatrix} 1 & -c_k \\ c_k & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k-1} \\ y_{k-1} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

trong đó $k \geq 2$ và véc-tơ gốc $(x_1, y_1) = (x_R, y_R)$. Công thức hồi quy từ (3.41) được dùng để tạo véc-tơ đầu ra của bước quay cực nhỏ sau cùng.

3.2.4. Phép quay chính xác

Góc quay còn lại được thực hiện bởi khối quay chính xác là:

$$\theta = \alpha^L + \sum_{k=2}^{t-1} \alpha_k e_k = \sum_{k=t}^m \alpha_k 2^{-k} + \sum_{k=2}^{t-1} \alpha_k e_k \quad (3.51)$$

và khối quay chính xác tính toán:

$$\begin{bmatrix} x_o \\ y_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{iP} \\ y_{iP} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

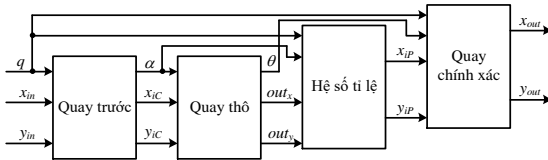
trong đó (x_{iP}, y_{iP}) là véc-tơ đầu ra của khối quay thô.

Công thức bộ quay pha chính xác hoàn chỉnh với trường hợp $m=14$:

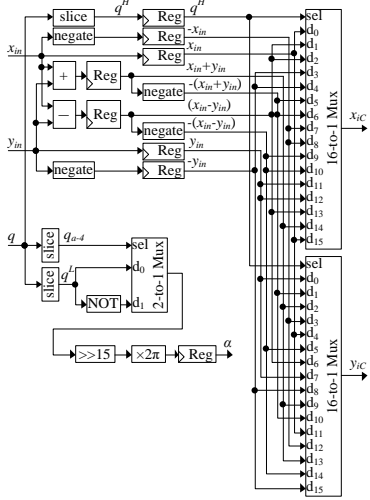
$$\begin{cases} x_o = (1 - \theta_5 2^{-11} - \theta_3 \theta_6 2^{-11} - \theta_6 2^{-13} - \theta_5 \theta_7 2^{-12} - \theta_5 \theta_8 2^{-13} \\ \quad - \theta_5 \theta_9 2^{-14}) x_{iP} - (\theta_5 2^{-11} + \sum_{k=7}^{14} \theta_k 2^k) y_{iP} \\ y_o = (1 - \theta_5 2^{-11} - \theta_3 \theta_6 2^{-11} - \theta_6 2^{-13} - \theta_5 \theta_7 2^{-12} - \theta_5 \theta_8 2^{-13} \\ \quad - \theta_5 \theta_9 2^{-14}) y_{iP} + (\theta_5 2^{-11} + \sum_{k=7}^{14} \theta_k 2^k) x_{iP} \end{cases} \quad (3.66)$$

3.3. Kiến trúc phần cứng đề xuất

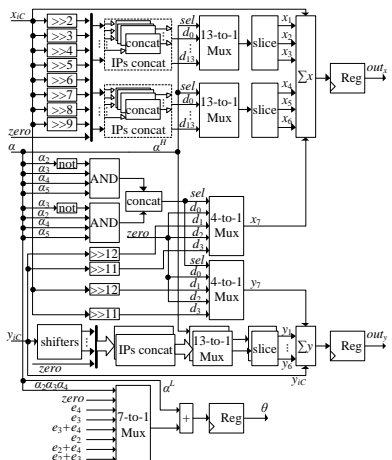
Kiến trúc phần cứng được đề xuất cho thiết kế FPGA được thể hiện trong Hình 3.2. Các thiết kế cho các khối chức năng cụ thể được biểu diễn trong các hình tiếp theo.



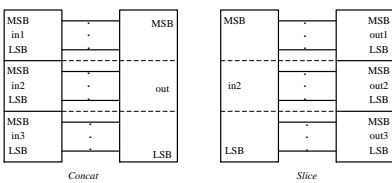
Hình 3.2. Thiết kế FPGA và kiến trúc phân cứng đề xuất cho bộ quay



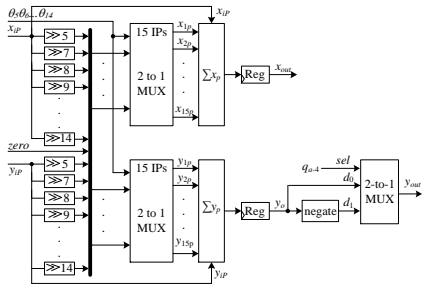
Hình 3.3. Thiết kế FPGA cho khối quay trước



Hình 3.4. Thiết kế FPGA cho khối quay thô



Hình 3.5. Các lỗi IP "concat" và "slice" trong chip FPGA



Hình 3.6. Thiết kế FPGA cho khối quay chính xác

3.4. Các kết quả thử nghiệm

3.4.1. Độ phức tạp tính toán và mức độ sử dụng tài nguyên FPGA

Bảng 3.7. So sánh độ phức tạp tính toán của một số thuật toán quay

Thuật toán quay	Số bộ cộng	Số bộ nhân	Độ trễ (chu kỳ)	Bù hệ số tỉ lệ
Radix - 2 [18]	45	0	16	Có
Không hệ số tỉ lệ cơ số hỗn hợp [22]	38	0	8	Có
Radix - 8 không lặp [24]	10	8	4	Có
Không chia tỉ lệ [73]	59	0	11	Có
Đề xuất	47	0	4	Có

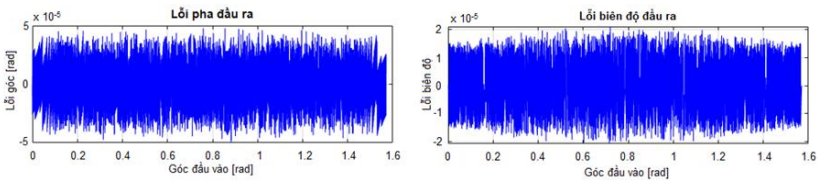
Bảng 3.8. So sánh các tài nguyên FPGA của thuật toán đề xuất với các thiết kế hiện tại

Thuật toán quay	LUT	FF	DSP	F_{max} (MHz)
Xilinx IP [18]	1069	1052	0	539
Cơ số hỗn hợp [22]	395	753	0	253
Cơ số 8 [24]	300	98	8	250
Đề xuất	763	719	0	521

3.4.2. Phân tích lỗi

Đối với mỗi góc đầu vào, các lỗi được đo đối với pha và biên độ. Hàm lỗi được mô tả như sau:

$$\delta_{phase} = \varphi_{matlab} - \varphi_{fpga}; \delta_{am} = \left(|v_{matlab}| - |v_{fpga}| \right) / |v_{matlab}| \quad (3.71)$$



Hình 3.7. Sai số về pha và biên độ của tín hiệu đầu ra

Để đánh giá hiệu suất lỗi, tham số căn bậc hai sai số bình phương trung bình (RMSE) và tỉ lệ tín hiệu đỉnh trên tạp âm (PSNR) được đo. Bảng 3.10 thể hiện hiệu suất lỗi khi thay đổi độ chính xác m bit trong khi kích thước FFT không thay đổi 4K. Bảng 3.11. So sánh hiệu suất lỗi của bộ quay đề xuất với các thuật toán khác.

Bảng 3.10. RMSE và PSNR của bộ quay đề xuất với kích thước FFT 4K

<i>Kích thước FFT</i>	<i>Độ chính xác m bit</i>	<i>RMSE</i>	<i>PSNR</i>
4K	11	$1,41 \times 10^{-4}$	76,98
4K	12	$7,14 \times 10^{-5}$	82,93
4K	13	$3,70 \times 10^{-5}$	88,63
4K	14	$2,18 \times 10^{-5}$	93,25
4K	15	$1,52 \times 10^{-5}$	96,36

Bảng 3.11. So sánh hiệu suất lỗi của bộ quay đề xuất với các thuật toán khác

<i>Thuật toán</i>	<i>RMSE</i>	<i>PSNR</i>
Xilinx IP [18]	$4,90 \times 10^{-5}$	86,00
Lai [75]	$1,70 \times 10^{-5}$	95,00
Cordic II [20]	$5,90 \times 10^{-5}$	45,00
Cơ số hỗn hợp [22]	$4,90 \times 10^{-5}$	85,00
Đề xuất	$2,16 \times 10^{-5}$	93,29

3.5. Kết luận chương 3

Một thuật toán quay pha song song cho các phép biến đổi FFT/IFFT trong các hệ thống thông tin vô tuyến đa sóng mang và kiến trúc phần cứng của nó được đề xuất. Thuật toán đề xuất có độ phức tạp tính toán thấp, giúp giảm độ trễ xử lý và tạo điều kiện triển khai phần cứng dễ dàng với độ chính xác cao so với thuật toán CORDIC thông thường. Kết quả đạt được có ý nghĩa rất quan trọng, góp phần nâng cao hiệu quả của các hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ tiếp theo nói chung, hệ thống thông tin vô tuyến sử dụng OFDM nói riêng.

KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

Luận án tập trung nghiên cứu, đề xuất một số phương pháp nhằm nâng cao hiệu năng của hệ thống thông tin vô tuyến thế hệ tiếp theo, bao gồm các phương pháp giảm PAPR cho tín hiệu OFDM và phương pháp thực hiện FFT/IFFT hiệu quả cho các hệ thống thông tin vô tuyến đa sóng mang nói chung, OFDM nói riêng. Trong các vấn đề nghiên cứu của luận án, hai nhóm kết quả chính đạt được như sau:

1. Về phương pháp giảm PAPR cho tín hiệu OFDM, luận án đã đạt được 03 kết quả chính, các kết quả này được trình bày trong các công trình số [1] và [3], cụ thể như sau:

- Đề xuất phương pháp lọc tạp âm cắt ràng buộc (CCNF) cho việc giảm PAPR trong OFDM. Phương pháp đề xuất sử dụng tạp âm cắt để tạo tín hiệu giảm đỉnh. Để đảm bảo hiệu quả giảm đỉnh, các thành phần tần số IB của tạp âm cắt được giới hạn sao cho méo dạng của các chòm sao được phép trong vùng hình vuông trong khi vẫn duy trì khoảng cách nhất định giữa các điểm chòm sao trong không gian tín hiệu. Thêm vào đó, việc loại bỏ các thành phần tần số OOB của tạp âm cắt giúp tránh được các phát xạ OOB do đó không làm tăng tỉ lệ lỗi bit BER của hệ thống.
- Đề xuất các thuật toán mở rộng chòm sao tín hiệu hoạt động (ACE) không lặp cận tối ưu để giảm PAPR cho tín hiệu OFDM. Thuật toán này được xây dựng dựa trên thuật toán ACE lặp tối ưu đề xuất giúp nâng cao hiệu quả giảm đỉnh trong khi giảm đáng kể độ phức tạp tính toán so với các phương pháp ACE có lặp lại hay các phương pháp ACE có chia nhóm để giảm độ phức tạp tính toán của cặp biến đổi FFT/IFFT.

- Đề xuất một thuật toán lai giữa CCNF và ACE không lặp cận tối ưu để tận dụng hết các ưu điểm của từng phương pháp trong việc giảm PAPR cho tín hiệu OFDM. Bằng việc tác động không chỉ các điểm chòm sao phía ngoài như trong các phương pháp ACE không lặp cận tối ưu mà còn thay đổi các chòm sao tín hiệu bên trong như trong phương pháp CCNF, phương pháp này cho phép vừa nâng cao hiệu quả giảm PAPR vừa giảm độ phức tạp tính toán mà không làm mất hiệu quả BER so với các phương pháp giảm đỉnh khác.

2. Đề xuất một phương pháp quay pha song song không lặp và kiến trúc phần cứng của nó cho FFT/IFFT kích thước lớn trong hệ thống OFDM. Với việc xử lý góc quay được thực hiện trực tiếp thông qua biểu diễn nhị phân của góc mục tiêu hoặc của tín hiệu trung gian mang thông tin gốc giúp cho thuật toán đề xuất loại bỏ được các phép toán và phần cứng liên quan cho đường dữ liệu xấp xỉ góc và tránh việc sử dụng tra bảng các góc cơ bản. Điều này giúp giảm đáng kể mức tiêu thụ tài nguyên phần cứng và năng lượng, đồng thời tốc độ hội tụ nhanh hơn. Kết quả nghiên cứu này được trình bày trong công bố số [2].

Trên đây là các kết quả đã đạt được của luận án. Để giải quyết triệt để các vấn đề đã nêu tại Chương 1, hướng nghiên cứu tiếp theo của luận án cần tập trung giải quyết một số vấn đề sau:

- Phân tích ảnh hưởng của các đỉnh đối với mỗi tín hiệu ứng viên cho các hệ thống vô tuyến thế hệ tiếp theo khi đi qua các bộ khuếch đại công suất thực tế.
- Tiếp tục nghiên cứu các phương pháp giảm PAPR cho mỗi tín hiệu ứng viên.
- Nghiên cứu các phương pháp sửa méo trước tín hiệu bù tính phi tuyến khuếch đại công suất.