Nghiên cứu đặc tính phổ và hàm tự tương quan của tín hiệu ra đa điều tần phi tuyến

Vũ Chí Thanh[1*], Bùi Chí Thanh[2],Tạ Văn Tuấn[2], Phùng Ngọc Anh[2]

[1]Viện Ra đa/Viện Khoa học và Công nghệ quân sự;
[2]Học viện Phòng không - Không quân.
[*]Email: thanhvch@gmail.com
Nhận bài: 15/9/2022; Hoàn thiện: 17/11/2022; Chấp nhận đăng: 28/11/2022; Xuất bản: 23/12/2022.
DOI: https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.FEE.2022.129-137

TÓM TẮT

Nội dung bài báo phân tích những hạn chế trong xử lý tín hiệu dải rộng khi tăng độ rộng dải tần số điều chế của tín hiệu phát xạ nhằm cải thiện tính năng của các hệ thống ra đa. Trên cơ sở đó đề xuất biểu thức toán học hàm điều tần phi tuyến (ĐTPT) tín hiệu phát xạ. Kết quả khảo sát đặc tính phổ và hàm tự tương quan của tín hiệu ĐTPT với hàm điều chế được đề xuất chỉ ra ưu điểm của tín hiệu này so với tín hiệu điều tần tuyến tính (ĐTTT) như khắc phục tính đa trị đo cự li mục tiêu, tăng khả năng chống nhiễu cho các hệ thống ra đa hiện đại mà không cần yêu cầu cao về cấu hình phần cứng của hệ thống xử lý số tín hiệu.

Từ khóa: Điều tần phi tuyến; Điều tần tuyến tính; Điều pha ma-níp; Hàm tự tương quan; Tín hiệu dải rộng; Đặc tính phổ tín hiệu.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Xu hướng chung nhằm nâng cao tính năng của các hệ thống ra đa hiện đại là mở rộng dải tần số làm việc, sử dụng linh hoạt tín hiệu phát xạ dải rộng hoặc dải siêu rộng kết hợp với các phương pháp xử lý tín hiệu hiện đại dựa trên nền tảng công nghệ số [1, 2, 6]. Ở thời điểm hiện tại, các hệ thống ra đa đã và đang sử dụng tín hiệu phức tạp dải rộng (được điều pha ma-níp, điều tần tuyến tính liên tục hay rời rạc) nhằm nâng cao khả năng chống nhiễu, tăng cự li phát hiện và đáp ứng những yêu cầu cao về khả năng phân biệt và độ chính xác đo tọa độ mục tiêu.

Điểm hạn chế khi sử dụng tín hiệu điều pha ma-níp, ĐTTT liên tục hoặc điều tần rời rạc mã Costas-Welch là sự tồn tại của các búp phụ sau bộ lọc nén trong quá trình xử lý tương quan tín hiệu phản xạ. Điều này không chỉ dẫn đến tính đa trị và sai số đo tọa độ mục tiêu mà còn dễ bị đối phương trính sát tần số trong quá trình hoạt động của đài ra đa do dải tần điều chế chỉ trong giới hạn vài MHz [3, 4, 6]. Giải pháp tăng dải tần số điều chế (dải tần siêu rộng) sẽ dẫn đến yêu cầu cao của phần cứng thiết bị xử lý, dẫn đến tăng giá thành sản phẩm.

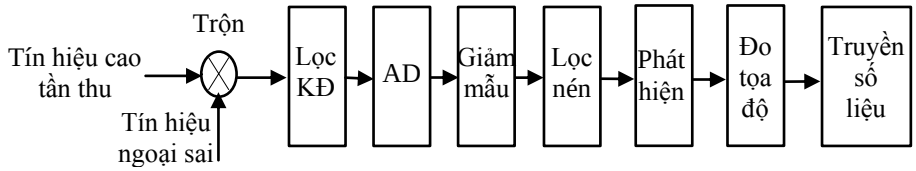
Giải pháp khác nhằm giảm mức búp phụ sau bộ lọc nén là xử lý trọng lượng kết hợp với thay đổi tham số của hàm điều chế [6]. Phương pháp xử lý trọng lượng sẽ làm tăng sự phức tạp của các thuật toán xử lý tín hiệu. Để khắc phục các hạn chế trên, bài báo đề xuất phương pháp sử dụng hàm điều chế tần số phi tuyến trong cấu trúc tín hiệu phát xạ của hệ thống ra đa. Nội dung bài báo nghiên cứu đặc tính phổ và tính chất tự tương quan của tín hiệu ra đa ĐTPT. Kết quả nghiên cứu của bài báo là cơ sở để tính toán, sử dụng tín hiệu ĐTPT trong các hệ thống ra đa hiện đại trong tương lai.

2. MỘT SỐ VẤN ĐỀ VỀ XỬ LÝ TÍN HIỆU RA ĐA DẢI RỘNG

Nguyên lý chung xử lý tín hiệu ra đa dải rộng bao gồm: Trộn tần là lọc để chuyển tín hiệu cao tần xuống tần số điều chế trung tần và khuếch đại biên độ đủ lớn để tiếp tục xử lý; kỹ thuật biến đổi tương tự-số (AD) tín hiệu trung tần áp dụng theo nguyên lý "undersampling" và thực hiện giảm tần số mẫu sau bộ AD nhằm tránh quá tải tính toán cho bộ lọc nén; lọc nén tín hiệu theo thời gian, phát hiện và đo tham số tọa độ mục tiêu. Trên hình 1 đưa ra sơ đồ cấu trúc thuật toán xử lý tín hiệu ra đa dải rộng. Các đài ra đa hiện nay đang sử dụng cấu trúc tín hiệu điều pha ma-

níp và điều tần tuyến tính có dải tần số trung tần từ 24-70MHz ở đầu vào bộ AD, các bộ AD với tần số lấy mẫu (24 – 64 MHz), độ rộng dải tần số điều chế trong xung (ΔF) không vượt quá 5 MHz. Vấn đề tăng ΔF cho phép cải thiện được tính năng của các đài ra đa như tăng khả năng phân biệt và độ chính xác đo tọa độ mục tiêu, mức độ bí mật tần số được nâng cao gây khó khăn cho việc trinh sát của đối phương. Hạn chế của giải pháp tăng tăng ΔF là yêu cầu cao cho thiết bị phần cứng của thiết bị xử lý như sử dụng các bộ AD có tần số lấy mẫu cao nhằm giảm tổn hao thông tin của tín hiệu có ích, thiết bị tính toán (bộ lọc nén tương quan, bộ biến đổi FFT) phải có tốc độ đủ lớn. Ngoài ra, cần có các giải pháp khắc phục tính đa trị đo tọa độ mục tiêu do sự xuất hiện các búp phụ sau bộ lọc nén.

Giải pháp khắc phục được bài báo đề xuất là sử dụng tín hiệu ĐTPT. Nội dung phần 3 và phần 4 của bài báo cho thấy ưu điểm của tín hiệu ĐTPT dựa trên kết quả khảo sát đường bao phổ biên độ và tính chất tự tương quan của nó.



Hình 1. *Sơ đồ cấu trúc thuật toán xử lý tín hiệu dải rộng trong ra đa.*

3. HÀM ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ VÀ CẤU TRÚC TÍN HIỆU RA ĐA ĐIỀU TẦN PHI TUYẾN

Biểu thức toán học hàm điều chế phi tuyến tần số dải siêu rộng tín hiệu phát xạ của hệ thống ra đa được giả thiết như sau:

$$f(t) = f_o + \frac{\Delta f_m}{1+e^{-b\left(t-\frac{T}{2}\right)}}, \quad 0 \le t \le T \tag{1}$$

Trong đó, T - Độ rộng xung tín hiệu điều tần phi tuyến, Δf_m - Dải tần số điều chế giới hạn, f_o - Tần số mang thời điểm đầu xung tín hiệu, b - Hằng số đặc trưng cho tốc độ thay đổi tần số trong xung tín hiệu.

Tại thời điểm $t = 0$ và $t = T$ giới hạn tần số dưới và trên được xác định từ biểu thức 1:

$$f_{dc\min} = f_o + \frac{\Delta f_m}{1+e^{\frac{bT}{2}}}, f_{dc\max} = f_o + \frac{\Delta f_m}{1+e^{\frac{-bT}{2}}} \tag{2}$$

Độ rộng dải tần điều chế trong xung của tín hiệu ĐTPT là:

$$\Delta F = f_{dc\max} - f_{dc\min} = \frac{\Delta f_m (e^{\frac{bT}{2}} - e^{\frac{-bT}{2}})}{\left(1+e^{\frac{bT}{2}}\right)\left(1+e^{\frac{bT}{2}}\right)} \tag{3}$$

Biểu thức toán học của tín hiệu ĐTPT dải siêu rộng với hàm điều chế tần số theo biểu thức 1 có dạng:

$$s_1(t) = a.rect\left(\frac{t}{T}\right).\cos 2\pi\left[f_o t + \frac{\Delta f_m t}{1+e^{-b\left(t-\frac{T}{2}\right)}}\right] \tag{4}$$

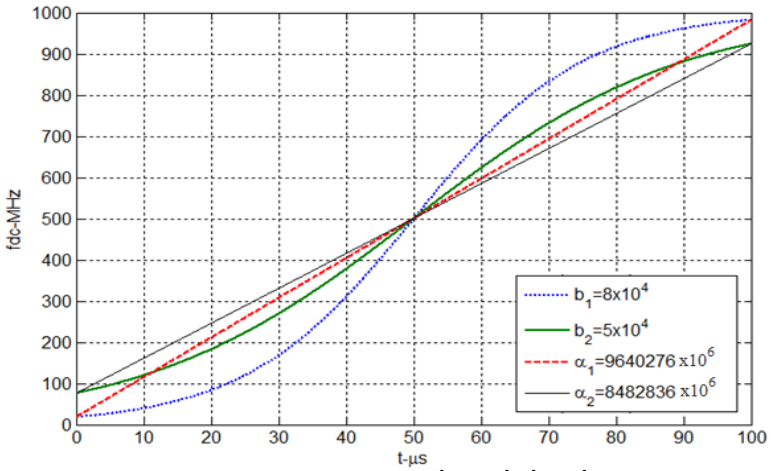
Với a – Biên độ tín hiệu, $rect\left(\frac{t}{T}\right)$ - Đường bao xung tín hiệu với độ rộng xung là T.

Để so sánh đánh giá đặc tính phổ và tính chất tự tương quan của tín hiệu ĐTPT với tín hiệu ĐTTT, ta xét biểu thức toán học đối với tín hiệu ĐTTT với đường bao xung vuông được mô tả bởi biểu thức 5:

$$s_2(t) = a.rect\left(\frac{t}{T}\right).\cos 2\pi\left(f_o t + \alpha t^2\right) \quad (5)$$

Với α là hệ số điều tần tuyến tính đặc trưng cho tốc độ thay đổi tần số trong xung.

Trên hình 2 đưa ra dạng hàm điều chế tần số của tín hiệu ĐTTT và ĐTPT tương ứng với các giá trị của hệ số "b" (b_1=8x10^4, b_2=5x10^4), Δf_m=1000MHz, T=100µs, giá trị của α được tính theo công thức $\alpha = \frac{\Delta F}{T}$, trong đó, ΔF được xác định theo công thức 3.



Hình 2. *Dạng hàm điều chế tần số.*

4. KHẢO SÁT ĐẶC TÍNH PHỔ VÀ TÍNH CHẤT TỰ TƯƠNG QUAN CỦA TÍN HIỆU RA ĐA ĐIỀU TẦN PHI TUYẾN

Đặc tính phổ và tính chất tự tương quan của tín hiệu theo thời gian giữ chậm cho phép đánh giá khả năng chống nhiễu, tính đa trị, khả năng phân biệt, độ chính xác đo cự li mục tiêu của đài ra đa.

Mật độ phổ của tín hiệu $s(t)$ được xác định bởi biểu thức 6, trong đó, $s(t)$ được xác định theo biểu thức 4 và 5.

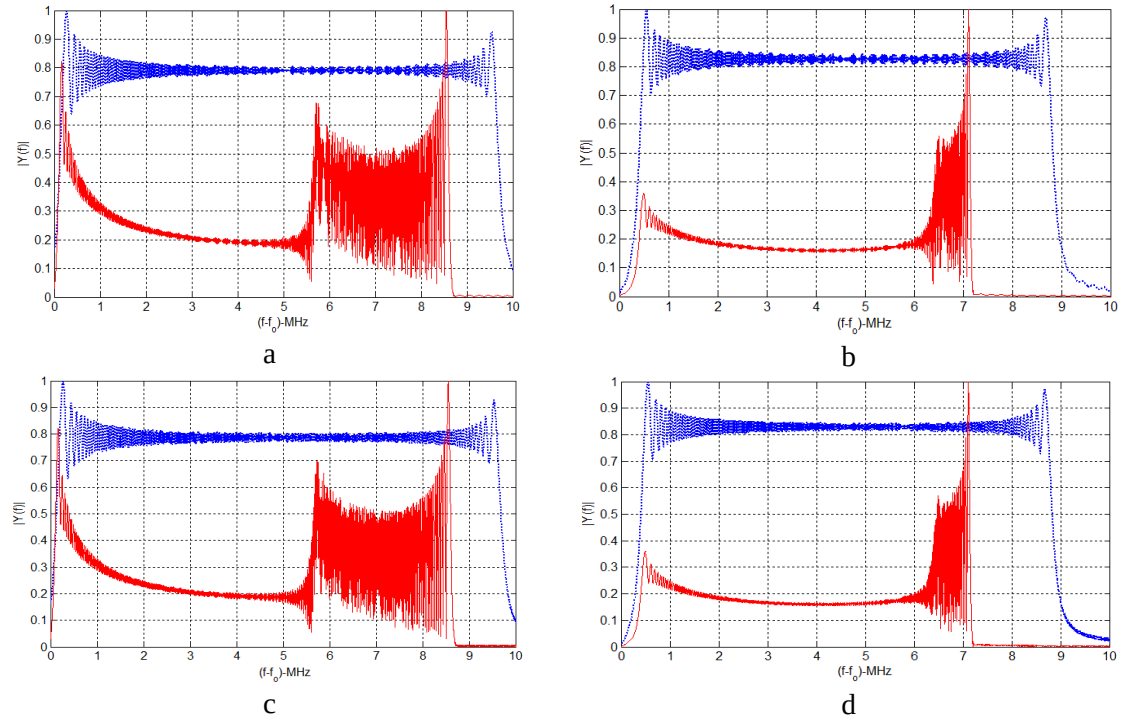
$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t).e^{-j\omega t}dt \quad (6)$$

Hàm tự tương quan của tín hiệu được xác định bởi biểu thức:

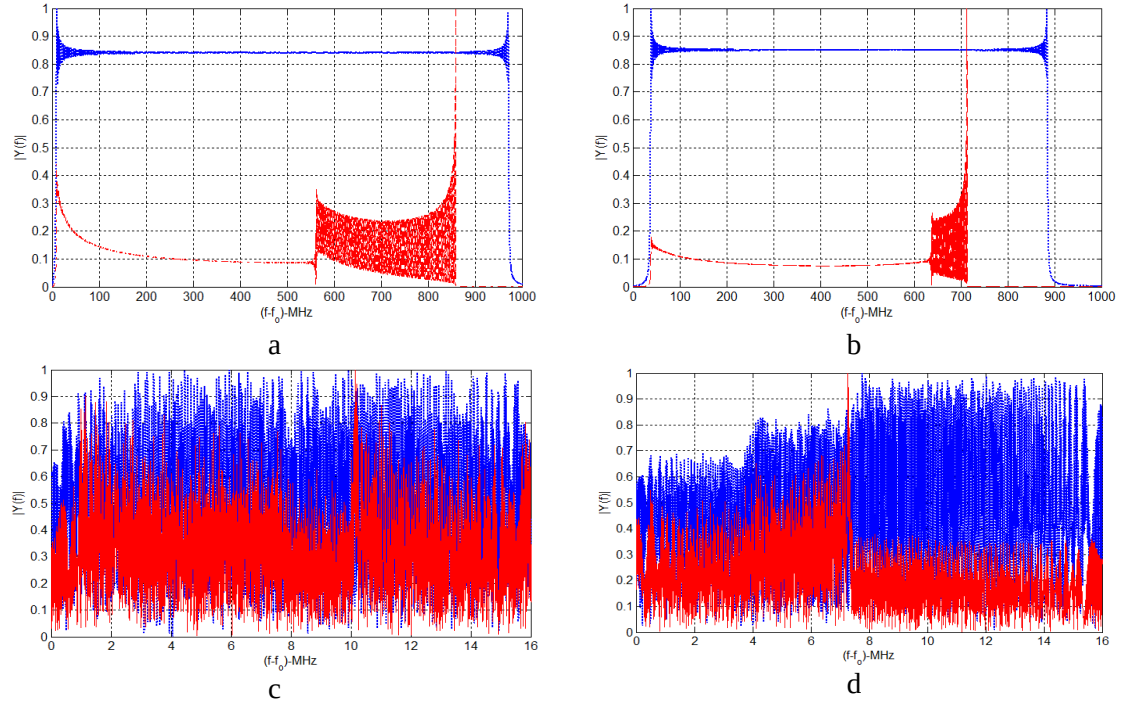
$$\rho(\tau, F) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau)e^{j2\pi Ft}dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt} \quad (7)$$

Trong đó, τ là thời gian giữ chậm tín hiệu. Tại giá trị $F = 0$, hàm tương quan theo thời gian giữ chậm được kí hiệu bởi $\rho(\tau, 0)$. Theo nội dung được trình bày trong phần 2 của bài báo, tính chất tự tương quan của tín hiệu sẽ được khảo sát sau bộ biến đổi AD, khi đó, $\tau = \gamma.\tau_{AD}$, với

$\tau_{AD} = \dfrac{1}{f_{AD}}$ là chu kì lấy mẫu của bộ biến đổi AD, γ là các giá trị nguyên. Như vậy, giá trị tự tương quan $\rho(\tau, 0)$ sẽ phụ thuộc vào γ với τ_{AD} được lựa chọn cụ thể.



Hình 3. *Đường bao phổ biên độ tín hiệu ĐTTT và ĐTPT với Δf_m = 10 MHz, f_{AD} = 64 MHz.*

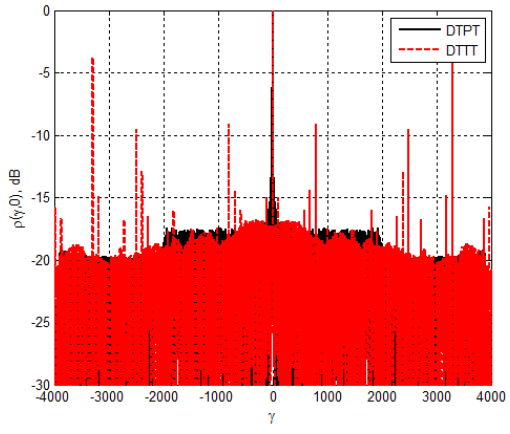


Hình 4. *Đường bao phổ biên độ tín hiệu ĐTTT và ĐTPT với Δf_m = 100 MHz, f_{AD} = 64 MHz.*

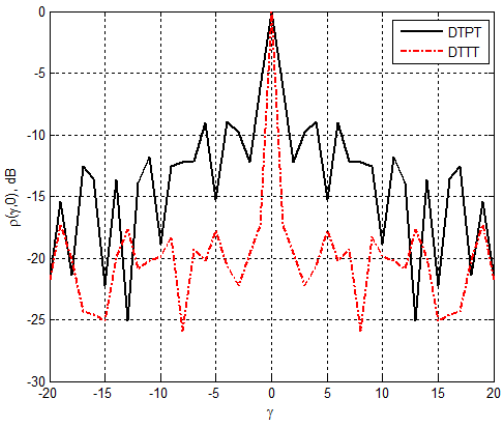
Kết quả khảo sát đường bao phổ biên độ tín hiệu ĐTPT và ĐTTT đầu vào/ra bộ AD được thể hiện trên hình 3 và 4. Hình 3.a,b và 4.a,b là đường bao biên độ chuẩn hóa phổ tín hiệu đầu vào bộ AD, hình 3.c,d và 4.c,d - đường bao biên độ chuẩn hóa phổ tín hiệu đầu ra bộ AD. Kết quả khảo sát hàm tự tương quan $\rho(\gamma,0)$ của tín hiệu ĐTTT và tín hiệu ĐTPT được đưa ra trên hình các hình 5÷8. Các đường đồ thị nét liền tương ứng là tham số khảo sát của tín hiệu ĐTPT, nét đứt – ĐTTT. Trong đó, hình 5.a,c÷8.a,c biểu thị dạng tổng thể của hàm tự tương quan $\rho(\gamma,0)$, hình 5.b,d÷8.b,d biểu thị một phần giá trị của hàm tự tương quan $\rho(\gamma,0)$ lân cận búp chính $(\gamma=0)$. Giá trị các tham số khảo sát được thể hiện trong bảng 1.

Bảng 1. *Tham số cấu trúc của tín hiệu ĐTPT và ĐTTT dải siêu rộng,* f_{AD}.

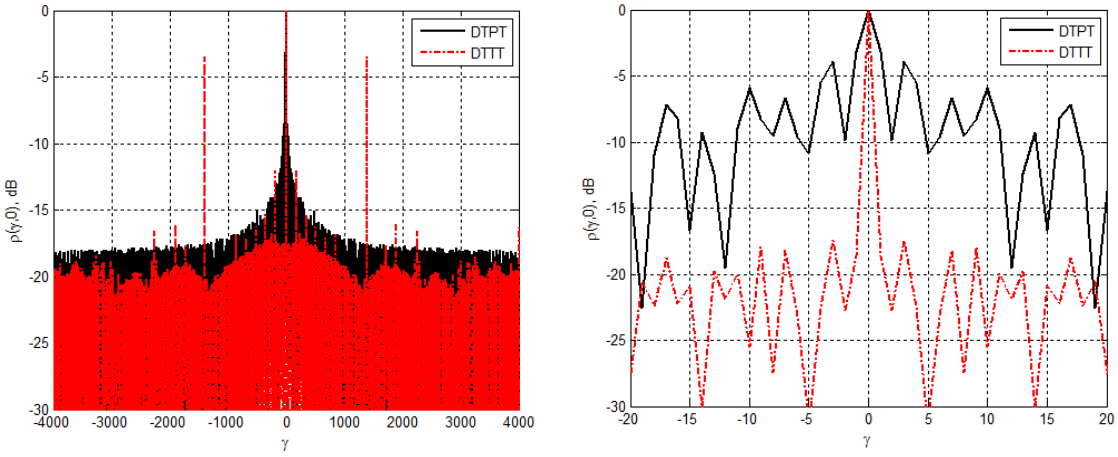
TT	Tần số lấy mẫu AD f_{AD} *(MHz)*	Độ rộng dải tần điều chế *ΔF(MHz)*	Dải tần số điều chế giới hạn Δf_m *(MHz)*	Độ rộng xung tín hiệu *T (μs)*	Hằng số điều chế		Kết quả khảo sát
					b	α	
1	64	9.64028	10	100	$8x10^4$	$964028x10^5$	Hình 3.a.c
2	64	8.48284	10	100	$5x10^4$	$848284\ x10^5$	Hình 3.b.d
3	64	96.4028	100	100	$8x10^4$	$964028\ x10^6$	Hình 4.a,c
4	64	84.8284	100	100	$5x10^4$	$848284\ x10^6$	Hình 4.b,d
5	64	44.22	100	100	$19x10^3$	$4422x10^8$	Hình 5.a,b
6	64	92.89	100	100	$66x10^3$	$9289x10^8$	Hình 5.c,d
7	64	221.12	500	100	$19x10^3$	$22112x10^8$	Hình 6.a,b
8	64	464.43	500	100	$66x10^3$	$46443x10^8$	Hình 6.c,d
9	64	442.23	1000	100	$19x10^3$	$44223x10^8$	Hình 7.a,b
10	64	928.86	1000	100	$66x10^3$	$92886x10^8$	Hình 7.c,d
11	64	4422.30	10000	100	$19x10^3$	$442230x10^8$	Hình 8.a,b
12	64	9288.58	10000	100	$66x10^3$	$928858x10^8$	Hình 8.c,d



a

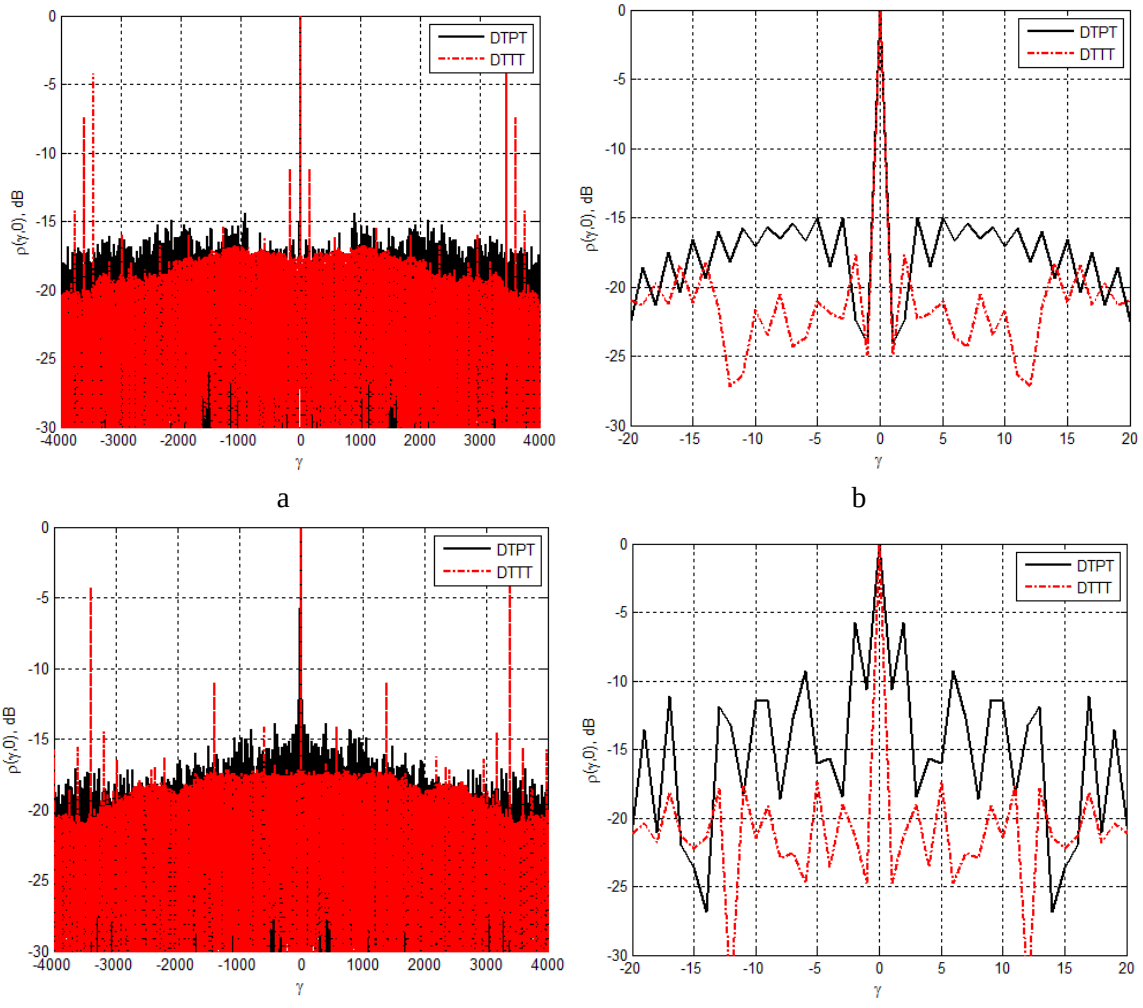


b



c d

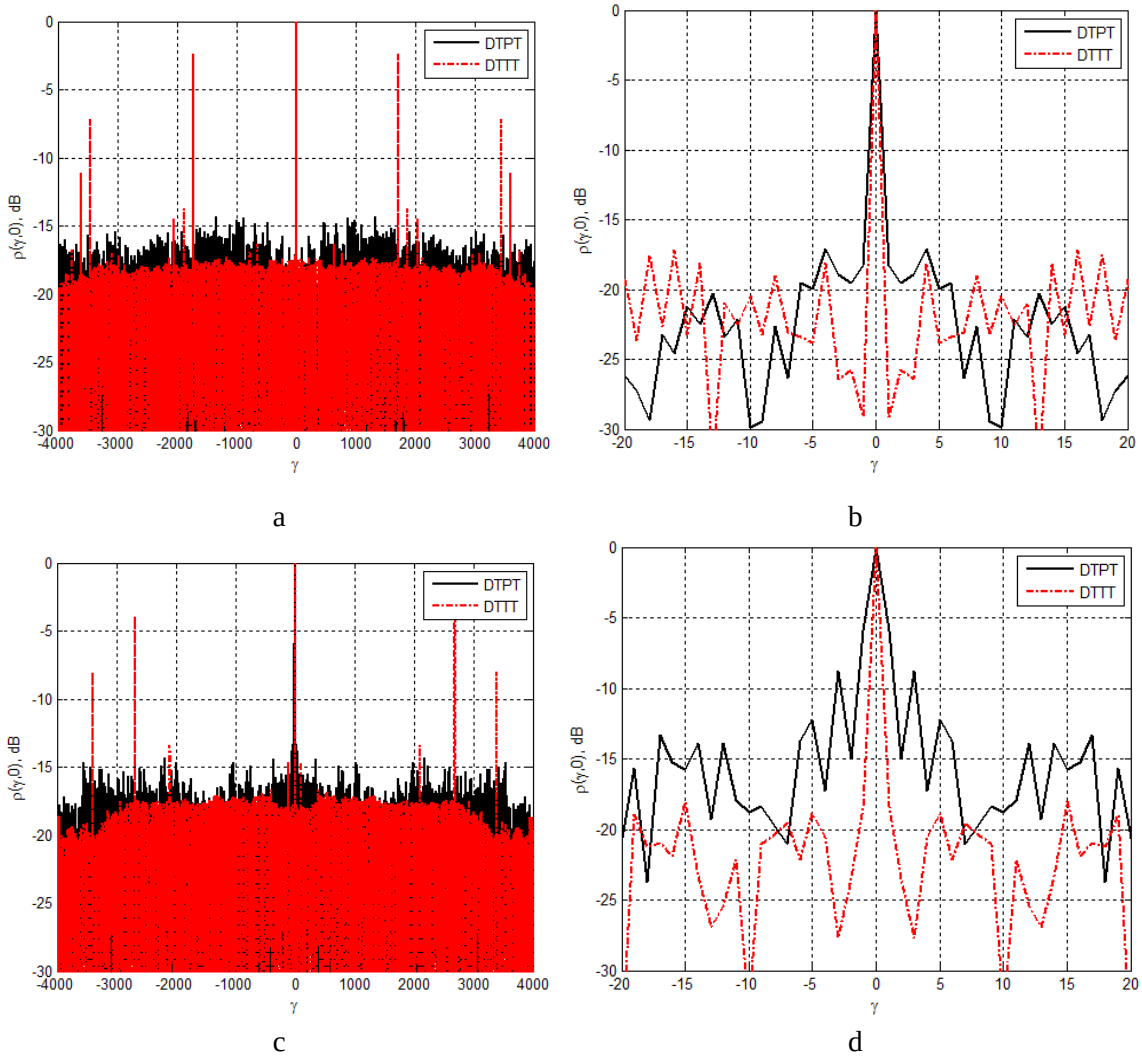
Hình 5. *Dạng hàm tự tương quan của tín hiệu ĐTTT và ĐTPT với Δf_m = 100 MHz, f_{AD} = 64 MHz.*



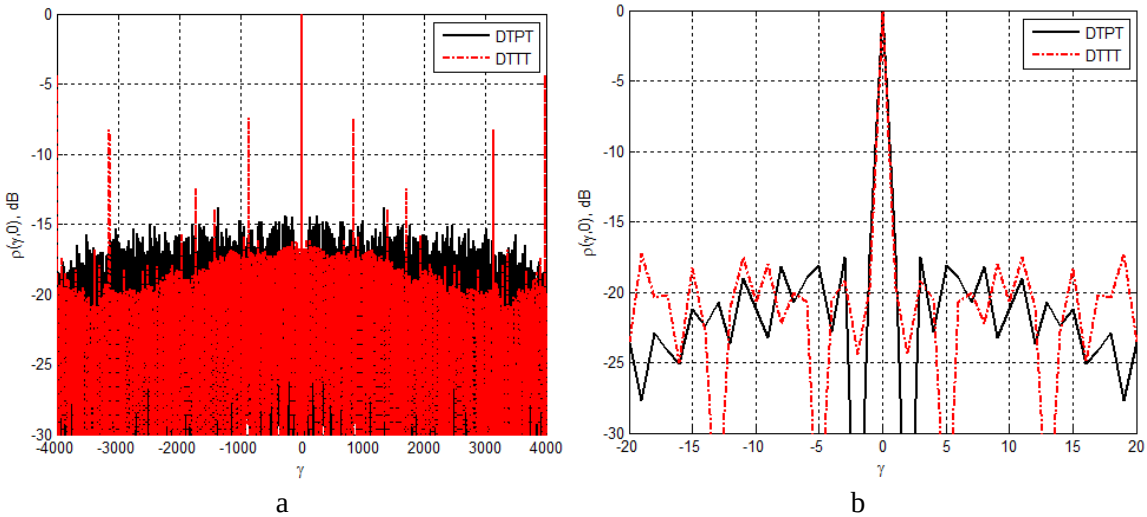
a b

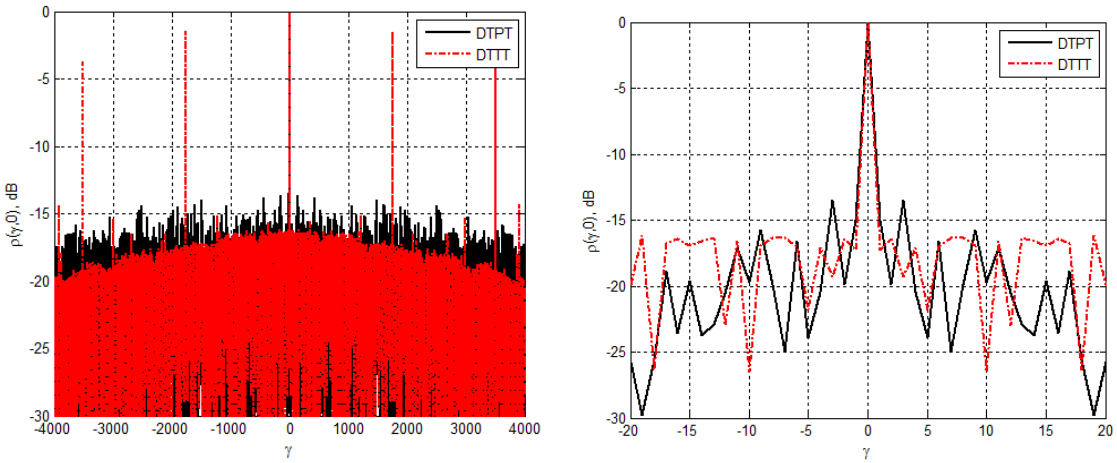
c d

Hình 6. *Dạng hàm tự tương của tín hiệu ĐTTT và ĐTPT với Δf_m = 500 MHz, f_{AD} = 64 MHz.*



Hình 7. *Dạng hàm tự tương quan của tín hiệu ĐTTT và ĐTPT với Δf_m = 1000 MHz, f_{AD}= 64 MHz.*





c d

Hình 8. *Dạng hàm tự tương quan của tín hiệu ĐTTT và ĐTPT với Δf_m=10000 MHz, f_{AD}=64 MHz.*

Dựa trên trên kết quả khảo sát trong phần 4 của bài báo cho phép đưa ra một số đánh giá:

1. Khi giá trị dải tần số điều chế Δf_m nhỏ (Δf_m = 10 MHz), tần số lấy mẫu của bộ AD lớn (f_{AD} = 64 MHz), đường bao phổ biên độ đầu vào/ra bộ AD giống nhau. Đường bao biên độ phổ của tín hiệu ĐTTT có tính đối xứng, đối với tín hiệu ĐTPT không có tính dối xứng (hình 3). Tuy nhiên, sự khác nhau xảy ra khi Δf_m lớn hơn f_{AD} nhiều lần. Điều này được giải thích các hài bậc cao bị suy giảm mạnh sau bộ biến đổi AD, tham số điều chế b, α của tín hiệu sau bộ biến đổi AD thay đổi dẫn đến sự phân bố lại của đường bao phổ biên độ (hình 4).

2. Búp phụ của hàm tự tương quan theo thời gian giữ chậm tín hiệu ĐTTT trong dải tần số điều chế (Δf_m = 500MHz ÷ 10 GHz) đều ở mức lớn hơn nhiều lần so với tín hiệu ĐTPT ngoại trừ một vài giá trị lân cận búp chính đối với tín hiệu ĐTPT, với Δf_m nhỏ hơn 500MHz mức búp phụ lớn hơn -10dB so với búp chính đối với cả tín hiệu ĐTTT và ĐTPT. Sự khác biệt hình dạng của búp chính của hàm tự tương quan cho cả 2 tín hiệu là không đáng kể ứng với giá trị điều chế b = $19x10^3$ và Δf_m lớn hơn 500 MHz. Như vậy, khi chọn Δf_m lớn hơn 500 MHz, sử dụng tín hiệu ĐTPT cho phép khắc phục được tính đa trị mà vẫn đảm bảo khả năng khả năng phân biệt, độ chính xác đo cự li mục tiêu.

5. KẾT LUẬN

Nội dung bài báo đã trình bày phương pháp nâng cao dải tần số điều chế đạt đến giá trị 10GHz của tín hiệu phát xạ nhằm cải thiện tính năng của các hệ thống ra đa nhờ sử dụng tín hiệu ĐTPT. Tần số lấy mẫu bộ biến đổi tương tự-số được lựa chọn bằng 64MHz. Kết quả khảo sát chỉ rõ ưu điểm nổi trội của tín hiệu ĐTPT là mức búp phụ nhỏ hơn nhiều lần so với tín hiệu ĐTTT, cho phép và loại bỏ tính đa trị đo cự li mà vẫn đảm bảo khả năng phân biệt, độ chính xác đo tọa độ mục tiêu ra đa. Ngoài ra, mô hình cấu trúc tín hiệu được đề xuất tránh được yêu cầu cao cấu hình phần cứng xử lý tín hiệu, đảm bảo được sự bí mật về năng lượng, tần số tín hiệu phát xạ, nâng cao khả năng chống nhiễu của đài ra đa. Kết quả nghiên cứu của bài báo cho thấy triển vọng ứng dụng tín hiệu ĐTPT trong hệ thống các đài ra đa dải siêu rộng trong tương lai.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. M. Ghavami., L. B. Michael., R. Kohno. "*Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*". London, May (2004).

[2]. J. D. Taylor, editor. Ultra-Wideband Radar Technology. CRC Press, (2001).

[3]. Ананьев А. В., Безуглов Д. А., Юхнов В. И. "*Повышение помехоустойчивости применения узкополосных излучений радиосвязи на основе сигналов с внутриимпульсной частотной*

модуляцией". Современные проблемы науки и образования. № 1. С. 1-9, (2013). URL: http://www.science-education.ru/107-8209

[4]. Бессонова Е. В., Ирин В. И. "*Уменьшение боковых лепестков автокорреляционной функции сложного уровня сигналов*". Тр. XV науч. конф. по радиофизике, ННГУ. Нижний Новгород. С.131-133, (2011).

[5]. Дудник П.И, Ильчук А.Р, Татарский Б.Г, "*Многофункциональные радиолокационные системы*". учеб. пособие для вузов. под ред. Б. Г. Татарского. М: Дрофа. 283 с, (2007).

[6]. Трухачев А.А, "*Радиолокационные сигналы и их применение*". Уч. М. Венедат. 320 с. (2005).

ABSTRACT

Research of spectral characteristics and autocorrelation function of nonlinear frequency modulated radar signal

The content of the article analyzes the limitations in wideband signal processing when increasing the modulation frequency bandwidth of the emitted signal in order to improve the performance of radar systems. On that basis, a mathematical expression is proposed for the nonlinear frequency modulation (NLFM) function of the emitted signal. The results of surveying the spectral characteristics and autocorrelation function of the NLFM signal with the proposed modulation function show the advantages of this signal compared to the linear frequency modulation signal (LFM) such as overcoming the multi-value of measuring target distances, increasing anti-interference ability for modern radar systems without high requirements on the hardware configuration of the digital signal processing system.

Keywords: Nonlinear frequency modulation; Linear frequency modulation; Manipulator phase modulation; Autocorrelation function; Wideband signal; Signal spectral characteristics.