

Bù sai lệch biên độ và pha thích ứng cho hệ thống thu và xử lý búp sóng số trong radar mạng pha

Võ Xung Hà¹, Vũ Đình Tuấn¹, Trần Mạnh Quý¹, Nguyễn Văn Duy¹,
Nhữ Văn Ba¹, Nguyễn Việt Hùng³, Trần Văn Nghĩa^{2*}

¹Viện Radar/Viện KHCN quân sự, 17 Hoàng Sâm, Cầu Giấy, Hà Nội, Việt Nam;

²Trường Sĩ quan Pháo binh, xã Thanh Mỹ, TX Sơn Tây, Hà Nội, Việt Nam;

³Học viện Phòng không-Không quân, xã Kim Sơn, TX Sơn Tây, Hà Nội, Việt Nam.

*Email: nghiamosmpt@gmail.com

Nhận bài: 18/4/2024; Hoàn thiện: 16/5/2024; Chấp nhận đăng: 12/6/2024; Xuất bản: 25/8/2024.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.97.2024.59-66>

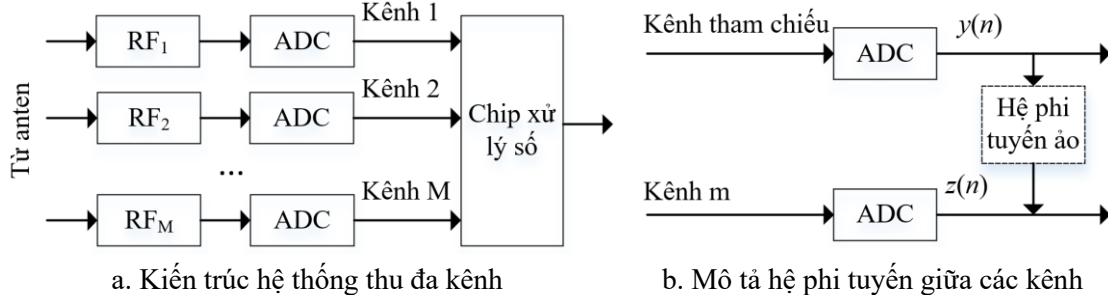
TÓM TẮT

Bài báo trình bày phương pháp bù sai lệch biên độ và pha giữa các kênh trong hệ thống thu-xử lý búp sóng số trong radar mạng pha. Bộ méo số bù lệch biên độ và pha được thiết kế từ tín hiệu số hóa để thích hợp cho việc triển khai thực tế trong chip FPGA. Kiến trúc bộ méo số thực hiện tính toán hàm đặc trưng phi tuyến đảo của đặc trưng hệ phi tuyến ảo giữa các kênh. Các thuật toán thích ứng để hiệu chỉnh đặc trưng bộ méo số cũng được trình bày. Các kết quả mô phỏng bộ bù số sai lệch biên độ và pha trên phần mềm Matlab được đưa ra để minh chứng hiệu quả của phương pháp đề xuất.

Từ khóa: Bộ méo số; Bù sai lệch biên độ và pha; Radar mạng pha.

1. MỞ ĐẦU

Nhờ vào thành tựu về công nghệ số và mạch tích hợp, các hệ thống vô tuyến ngày nay nói chung được số hóa tín hiệu và đưa vào chip xử lý tín hiệu như DSP, FPGA. Tuy nhiên, phần xử lý tương tự tần số vô tuyến RF (radio frequency) nói chung, bộ khuếch đại công suất (KĐ), khuếch đại điện áp có tính phi tuyến. Tính phi tuyến của RF sẽ làm mất tính cân bằng pha và biên độ giữa các kênh đối với các hệ thống thu-phát đa kênh (hình 1a). Vấn đề này là đặc biệt nghiêm trọng đối với các hệ thống thu phát xử lý không gian như tính toán góc hướng, tạo búp sóng số. Sự mất cân bằng này có thể được mô tả bằng các loại mô hình phi tuyến khác nhau, ví dụ: đa thức nhớ, Volterra, Wiener, Hammerstein và kết hợp các mô hình này [1]. Các mô hình Wiener và Hammerstein được xem là các trường hợp riêng của mô hình dây Volterra [2]. Như thể hiện trên hình 1b, mối quan hệ giữa các kênh là một hệ thống phi tuyến, trong đó, nét đứt bao quanh khối này là vì nó không có thật trong hệ thống (ảo). Một kênh được sử dụng làm tham chiếu, các kênh còn lại thể hiện sự lệch biên độ và lệch pha so với kênh tham chiếu là được mô tả qua hệ thống phi tuyến ảo này.



Hình 1. Kiến trúc hệ thống thu đa kênh và mô tả mối quan hệ phi tuyến giữa các kênh.

Để giảm thiểu sự suy giảm hiệu suất hệ thống, có thể áp dụng các thuật toán tuyến tính hóa các kênh so với kênh tham chiếu bao gồm kỹ thuật làm méo tín hiệu số. Kỹ thuật méo số nhằm mục

đích làm biến dạng tín hiệu số các kênh sau ADC để bù đắp cho các hiệu ứng phi tuyến của phần RF. Các mô hình làm méo số tiên tiến nhất là các phương pháp chuỗi Volterra, Wiener, Hammerstein, Wiener-Hammerstein, và các cấu trúc Wiener song song và đa thức [1]. Tuy nhiên, số lượng hệ số lớn trong các mô hình là nhược điểm của phương pháp, trong khi mô hình đa thức nhớ có thể nắm bắt được hiệu ứng nhớ với hệ số ít hơn nhiều [3].

Để ước tính các hệ số đa thức của bộ méo số thích ứng, các kiến trúc học tập khác nhau được xem xét: Kiến trúc học tập trực tiếp (DLA) [4] và Kiến trúc học tập gián tiếp (ILA) [5]. DLA hoạt động tốt nhất nếu độ lệch biên độ-pha giữa các kênh nhỏ do việc thích ứng hệ số dựa trên phép tính gần đúng bậc nhất. Tuy nhiên, hệ phi tuyến ảo trong hình 1 thiếu chính xác có thể làm cho hệ số thích ứng khó hội tụ đúng. Hơn nữa, hoạt động nhận dạng hệ phi tuyến ảo này thường xuyên phải tiến hành do phần RF thay đổi tham số kỹ thuật theo thời gian khi chúng làm việc dẫn đến triển khai thực tế kiến trúc DLA khá phức tạp. ILA là một kiến trúc phổ biến hơn DLA. Trong ILA, một bộ lọc huấn luyện trước tiên tạo ra nghịch đảo hệ phi tuyến ảo và sau đó bộ lọc huấn luyện được sử dụng làm bộ méo số. Tuy nhiên, một nhược điểm ảnh hưởng đến hiệu suất của ILA là phép đo trích xuất tín hiệu các kênh có thể bị nhiễu, do đó, thuật toán thích ứng hội tụ về các giá trị cực trị cục bộ.

Thiết kế bộ méo số thích ứng là cần thiết vì đặc tính của phần RF thay đổi theo thời gian và điều kiện vận hành. Nhìn chung, các thuật toán hiệu quả để ước tính hệ số bộ méo số thích ứng bao gồm: bình phương tối thiểu đệ quy (RLS), bộ lọc Kalman (KF) [6] và phương pháp lỗi dự đoán đệ quy (RPEM) [7]. Các thuật toán này có tốc độ hội tụ nhanh hơn nhiều so với thuật toán bình phương trung bình tối thiểu (LMS) thông thường với độ phức tạp tính toán cao hơn một chút so với thuật toán LMS trong mỗi bước thích ứng.

Các kiến trúc DLA và ILA đã được triển khai thành công ở nhiều hệ thống. Tuy nhiên, kiến trúc này khá phức tạp và chỉ phù hợp để yêu cầu tuyến tính hóa một kênh. Trong bài báo này, nhóm tác giả đề xuất kiến trúc phù hợp với hệ thống đa kênh để bù lệch biên độ và pha giữa các kênh. Bộ bù này thực hiện làm méo tín hiệu số mỗi kênh so với kênh tham chiếu để dễ dàng triển khai thiết kế trong các chip xử lý số. Bộ méo số thực hiện ước tính thích ứng đặc trưng đảo hệ phi tuyến ảo sử dụng phương pháp lỗi dự đoán đệ quy (RPEM), bộ lọc Kalman (KF) và bình phương tối thiểu đệ quy (RLS).

Mục 2 mô tả kiến trúc bộ méo số đề xuất và các thuật toán thích ứng để ước lượng đặc trưng đảo. Mục 3 trình bày các kết quả mô phỏng Matlab và so sánh. Kết luận bài báo được trình bày trong mục 4.

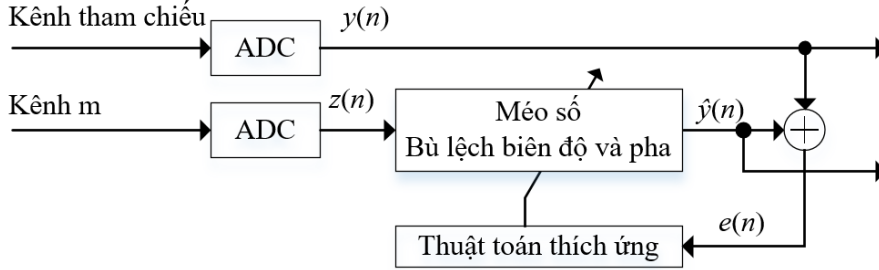
2. PHƯƠNG PHÁP MÉO SỐ ĐỂ BÙ LỆCH BIÊN ĐỘ VÀ PHA GIỮA CÁC KÊNH THU TRONG RADA MẠNG PHA

2.1. Kiến trúc bộ méo số bù lệch biên độ và pha

Bộ méo số bù lệch biên độ và pha về cơ bản là một mô hình tính toán đặc trưng nghịch đảo của hệ phi tuyến ảo thể hiện trên hình 1. Do đó, nếu tín hiệu thu được trên kênh tham chiếu và kênh cần hiệu chỉnh là $y(n)$ và $z(n)$ tương ứng, thì hệ phi tuyến ảo lý tưởng nhận đầu vào $y(n)$ để tạo ra đầu ra $z(n)$ và bộ méo số bù lệch biên độ và pha lý tưởng khi tác động đầu vào $z(n)$ sẽ cho ra phản ứng ra $y(n)$.

Hình 2 mô tả kiến trúc bộ méo số bù lệch biên độ và pha thích ứng đề xuất. Trên thực tế, mô hình hệ phi tuyến ảo lý tưởng và mô hình đảo hệ phi tuyến ảo lý tưởng là không thể đạt được bằng các phương pháp toán học, mà chúng ta chỉ có thể xấp xỉ thông qua các mô hình toán ước lượng. Điều này là do: Thứ nhất, bản thân các phép đo lường trích xuất tín hiệu có tác động của nhiễu; Thứ hai, các hệ thống điện tử là luôn có tạp âm nội bộ; Thứ ba, việc lấy mẫu tín hiệu số bao gồm phép lượng tử nên tín hiệu số chỉ xấp xỉ tín hiệu thu; Thứ tư, tất cả các thành phần điện tử, nhất là các thành phần xử lý tương tự RF có đặc trưng thay đổi theo thời gian và điều kiện làm việc, và

hiều nguyên nhân khác. Do đó, đầu ra bộ méo số đạt được $\hat{y}(n) \approx y(n)$.



Hình 2. Kiến trúc bộ méo số bù lệch biên độ và pha thích ứng đề xuất.

Việc xấp xỉ một hệ phi tuyến bất kỳ cho đến nay sử dụng phổ biến ba phương pháp: Mô hình đa thức nhớ, bảng tra cứu và mạng nơ-ron. Việc sử dụng bảng tra cứu dẫn đến chiếm lượng lớn tài nguyên chip, nhất là bộ nhớ lưu trữ dẫn đến chi phí phần cứng tăng cao. Mạng nơ-ron có ưu thế nhờ vào khả năng xấp xỉ mạnh mẽ nhất [8]. Tuy nhiên, việc triển khai một hệ thống phi tuyến thích ứng yêu cầu mạng phải có thuật toán học trực tuyến. Điều này không chỉ khó triển khai thuật toán học trực tuyến mà còn làm hệ thống trở nên phức tạp, tiêu tốn năng nề tài nguyên chip, chi phí cao, và gây trễ hệ thống do phải đợi mạng học [9]. Mô hình đa thức nhớ cho đến nay vẫn có ưu thế nổi bật nhờ vào độ phức tạp thấp và tốc độ hội tụ nhanh với từng mẫu tín hiệu rời rạc.

Một mô hình đa thức nhớ tổng quát có thể được xây dựng dưới dạng

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{km} z(n-m) |z(n-m)|^k \quad (1)$$

trong đó, K và M là bậc phi tuyến (hay còn gọi là bậc đa thức) và độ sâu bộ nhớ; $z(n)$ và $\hat{y}(n)$ biểu thị các mẫu đầu vào và đầu ra của mô hình đa thức nhớ và a_{km} biểu thị các hệ số của đa thức mô hình hóa hệ phi tuyến.

Chúng ta định nghĩa tín hiệu sai số $e(n)$ được sử dụng cho các thuật toán thích ứng để ước lượng hệ số cho mô hình đa thức nhớ như sau

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \quad (2)$$

2.2. Thuật toán RLS

Vector $a_{km}(n)$ có thể được ước tính bằng thuật toán RLS, trong đó, chỉ số thời gian n được bổ sung so với (1) là để thể hiện tính thích ứng theo thời gian của hệ số đa thức nhớ. Thuật toán RLS sử dụng hệ số quên theo cấp số nhân sẽ giảm thiểu hàm chi phí $\zeta(n)$:

$$\zeta(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e^2(i) \quad (3)$$

Trong đó, $\lambda \leq 1$ là hệ số quên. Giá trị của λ càng nhỏ thì thông tin trong dữ liệu trước đó sẽ bị quên càng nhanh. Do đó, việc lựa chọn λ điều khiển khả năng của thuật toán theo dõi các tham số thay đổi theo thời gian. Thuật toán RLS tổng quát được mô tả như sau [6]:

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \hat{y}(n) \\ k(n) &= (\lambda + z^T(n)P(n-1)z(n))^{-1} P(n-1)z(n) \\ P(n) &= \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)z^T(n)P(n-1) \\ a(n+1) &= a(n) + k(n)e(n) \end{aligned} \quad (4)$$

Trong đó, $k(n)$ là vector khuếch đại sai số, $P(n)$ là ma trận nghịch đảo của ma trận tương quan các mẫu tín hiệu do đặc tính nhớ.

2.3. Thuật toán KF

Thuật toán KF là thuật toán cung cấp ước tính tối ưu (bình phương trung bình) của vectơ trạng thái hệ thống và cũng có khả năng theo dõi các tham số thay đổi theo thời gian. KF thường được trình bày cho các phương trình không gian trạng thái có ma trận có thể thay đổi theo thời gian. Để xây dựng mô hình không gian trạng thái trong bộ méo số, vectơ hệ số a được mô hình hóa dưới dạng bước ngẫu nhiên hoặc bước trôi. Do đó, bộ lọc huấn luyện có mô hình không gian trạng thái sau:

$$\begin{aligned} a(n+1) &= a(n) + v(n) \\ \hat{y}(n) &= a^T(n)z(n) \end{aligned} \quad (5)$$

Trong đó, $E\{v(n)v^T(m)\} = R_1\delta_{n,m}$ và ma trận hiệp phương sai R_1 mô tả các thành phần khác nhau của a dự kiến sẽ thay đổi nhanh như thế nào.

Áp dụng bộ lọc Kalman cho mô hình không gian trạng thái sẽ cho thuật toán đệ quy sau:

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \hat{y}(n) \\ k(n) &= (1 + z^T(n)P(n-1)z(n))^{-1}P(n-1)z(n) \\ P(n) &= P(n-1) - k(n)z^T(n)P(n-1) + R_1 \\ a(n+1) &= a(n) + k(n)e(n) \end{aligned} \quad (6)$$

Biến thiết kế R_1 đóng vai trò tương tự như hệ số quên λ trong thuật toán RLS. Trong trường hợp theo dõi sự thay đổi thời gian của hệ thống, λ nên nhỏ hoặc R_1 lớn. Mặt khác, đối với các phương sai nhỏ đối với hệ thống bất biến theo thời gian, hệ số quên λ cần phải gần bằng 1 hoặc ma trận R_1 gần bằng 0.

2.4. Thuật toán RPEM

Thuật toán RPEM được rút ra bằng cách tối thiểu hóa hàm giá:

$$V(a) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N E[e^2(n)] \quad (7)$$

Trong đó, $e(n)$ sai số dự đoán được xác định bởi (2).

Việc xây dựng thuật toán RPEM yêu cầu độ dốc âm của $e(n)$ theo $a(n)$.

$$\varphi^T(n) = \nabla_{a(n)} e(n) = \nabla_{a(n)} \hat{y}(n) = z^T(n) \quad (8)$$

Do đó, thuật toán RPEM được hình thành như sau

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \hat{y}(n) \\ \lambda(n) &= \lambda_0 \lambda(n-1) + 1 - \lambda_0 \\ s(n) &= \varphi^T(n)P(n-1)\varphi(n) + \lambda(n) \\ P(n) &= (P(n-1) - P(n-1)\varphi(n)s^{-1}(n)\varphi^T(n)P(n-1)) / \lambda(n) \\ a(n+1) &= a(n) + P(n)\varphi(n)e(n) \end{aligned} \quad (9)$$

Trong đó, $\lambda(n)$ là hệ số quên tăng theo cấp số nhân gần với 1 khi $n \rightarrow \infty$, tốc độ λ_0 và giá trị ban đầu $\lambda(0)$ và $P(0)$ là các biến thiết kế của thuật toán.

3. MÔ PHỎNG ĐÁNH GIÁ

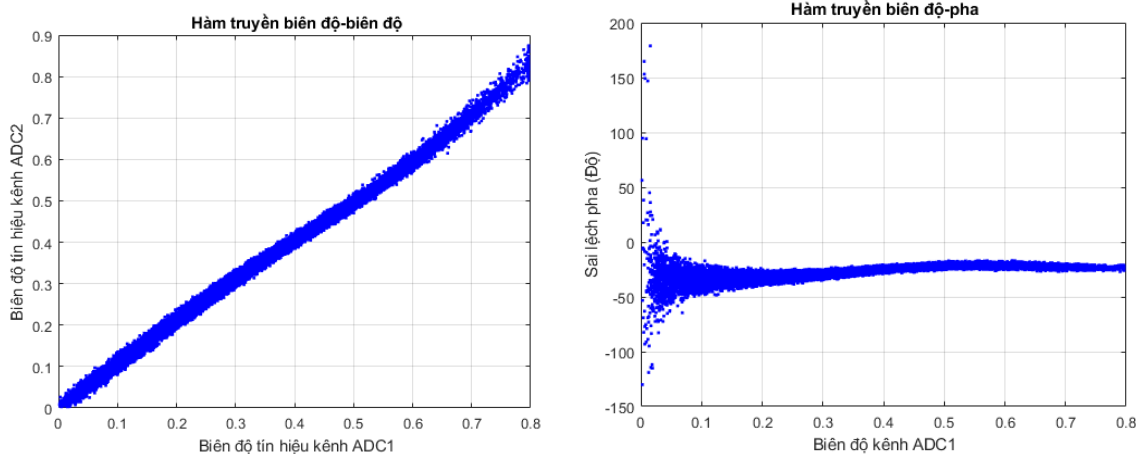
Để minh chứng được hiệu quả của cấu trúc và thuật toán đề xuất của bộ bù lệch biên độ và pha đề xuất, việc đánh giá thiết kế được đưa ra trong trường hợp bị mất cân bằng mạnh giữa các kênh. Cụ thể là, hệ phi tuyến ảo mô tả đặc trưng giữa các kênh có phi tuyến cao (đa thức yêu cầu bậc cao) và có hiệu ứng nhớ (hệ quán tính) mạnh.

Hệ thống được sử dụng để đánh giá thiết kế là một hệ thống thu 16 kênh điều khiển búp sóng số, trong đó, 16 tuyến thu được thiết kế hoàn toàn giống nhau. Tín hiệu thu-phát là loại điều chế tần số liên tục băng rộng FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) với băng thông lên đến 25 MHz. Tín hiệu phát và thu, xử lý tín hiệu dựa trên chip Xilinx RFSOC ZU49DR trên bo mạch Zynq UltraScale+ RFSoc ZCU216 Evaluation Kit. Dữ liệu chuẩn bị để đánh giá phương pháp đề xuất bằng phần mềm Matlab như sau: Đầu tiên, 16 đầu vào từ anten (trên hình 1) được ngắt khỏi anten thông qua chuyển mạch. Sau đó, tín hiệu FMCW được tạo ra, thông qua bộ chia tín hiệu 16 để hình thành 16 tín hiệu giống hệt nhau kết nối tới 16 đầu vào RF đã ngắt khỏi anten. Phần RF của 16 kênh được trộn tần xuống tần số trung tần để lấy mẫu số thông qua 16 ADC trong chip ZU49DR. Tín hiệu từ 16 bộ ADC này được trích xuất đồng thời, lưu thành tập dữ liệu đưa vào xử lý trong phần mềm Matlab. Một số tham số hệ thống được thiết lập như thể hiện trong bảng 1.

Bảng 1. Tham số hệ thống sử dụng trong đánh giá thiết kế bộ bù lệch biên độ và pha.

Tham số	Giá trị	Đơn vị
Độ di tần điều chế	25	MHz
Tần số tín hiệu phát	Băng X	
Dải thông bộ lọc thông thấp	25	MHz
Hệ số khuếch đại toàn tuyến thu	50	dB
Công suất tín hiệu phát đến bộ chia 16 tín hiệu	0	dBm

Trong thiết kế đề xuất, sử dụng kênh 1 làm kênh tham chiếu, các kênh còn lại tiến hành hiệu chỉnh biên độ và pha. Như thể hiện trong hình 3, đặc trưng biên độ AM-AM giữa hai kênh là không tuyến tính, đường đặc trưng là một đường cong. Hơn nữa, đường đặc trưng này có độ rộng lớn, mà không phải là một đường mảnh, điều này là hiệu ứng nhớ điện gây ra. Trên đường đặc trưng lệch pha AM-PM, sự sai khác pha cũng không phải là dạng hằng số mà chúng có dạng là một đường cong phi tuyến. Như vậy, có thể thấy rằng, mặc dù các kênh được thiết kế giống nhau hoàn toàn về các bo mạch phần cứng và thiết lập các tham số hoạt động hoàn toàn giống nhau, nhưng tính phi tuyến và hiệu ứng nhớ dẫn đến tín hiệu khác biệt về biên độ và pha.



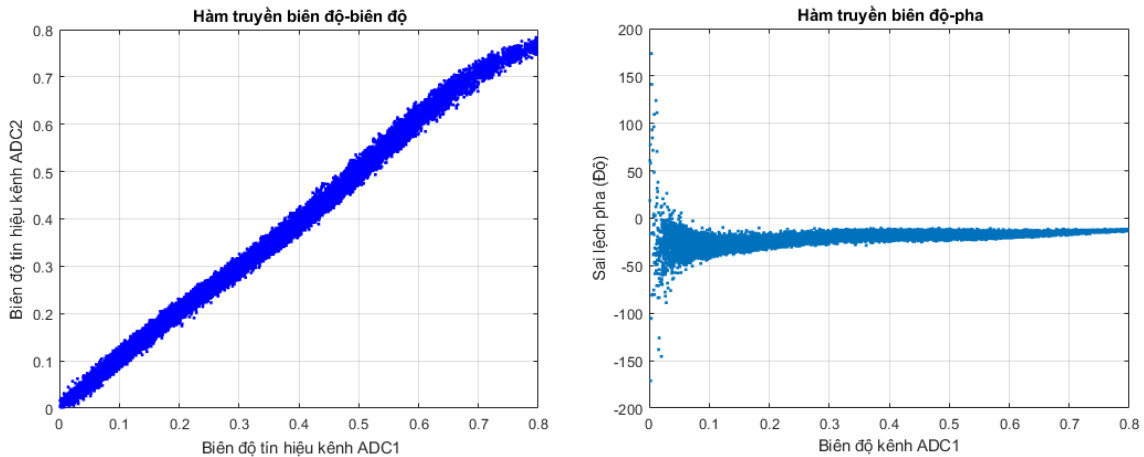
a. Đặc trưng AM-AM giữa kênh 1 và 2

b. Đặc trưng AM-PM giữa kênh 1 và 2

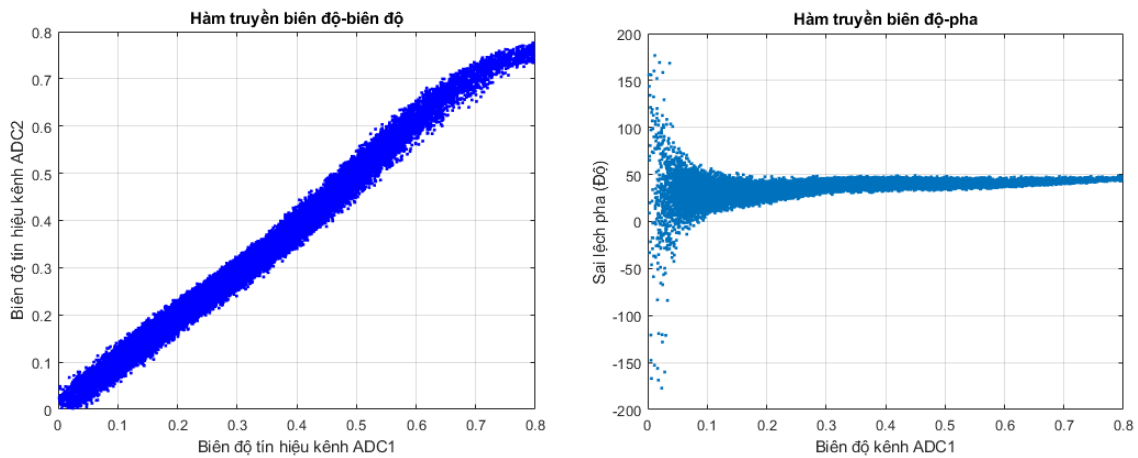
Hình 3. Đặc trưng lệch biên độ AM-AM (a) và lệch pha AM-PM (b) giữa kênh 1 và kênh 2.

Hình 4 biểu thị kết quả đo đặc trưng ảo giữa hai kênh đang xem xét khi tăng hệ số khuếch đại tuyến thu với các tham số khác được duy trì như trong bảng 1. Hình 5 chỉ ra kết quả đo lường đặc trưng ảo giữa hai kênh đó khi tăng tần số làm việc của hệ thống gần biên giới hạn của băng tần X.

Từ hình 4 và hình 5 có thể thấy rằng, khi tăng hệ số khuếch đại đến mức có thể, bộ khuếch đại có thể hoạt động gần sát vùng bão hòa, dẫn đến đường cong đặc trưng AM-AM bị phi tuyến mạnh hơn. Mức phi tuyến mạnh hơn khi biên độ tín hiệu lớn, điều này là do tín hiệu biên độ lớn bị nén ở gần vùng bão hòa của bộ khuếch đại. Khi tăng tần số làm việc trong khi duy trì các tham số khác như trong bảng 1, đường đặc trưng AM-AM mở rộng hơn, điều này là do hiệu ứng nhớ tăng lên theo sự tăng tần số làm việc của bộ khuếch đại.

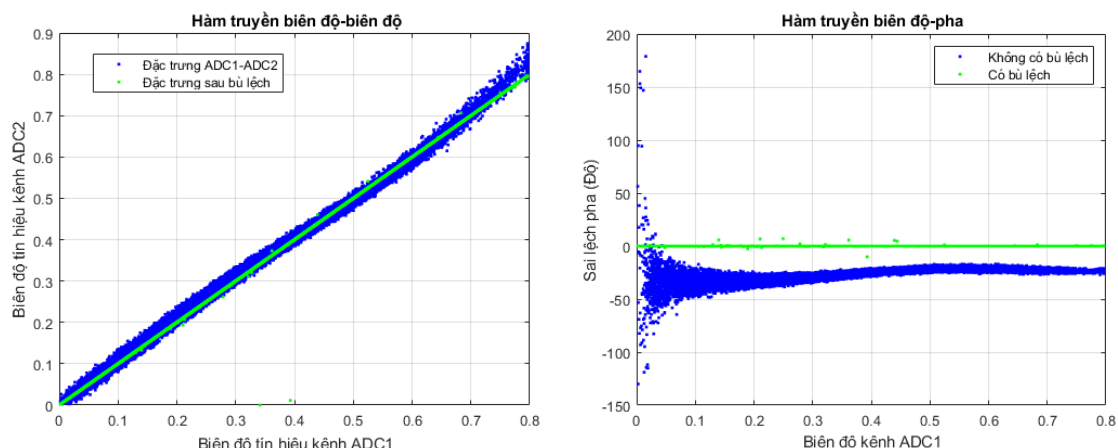


Hình 4. Đặc trưng lệch biên độ và lệch pha khi tăng mức khuếch đại.

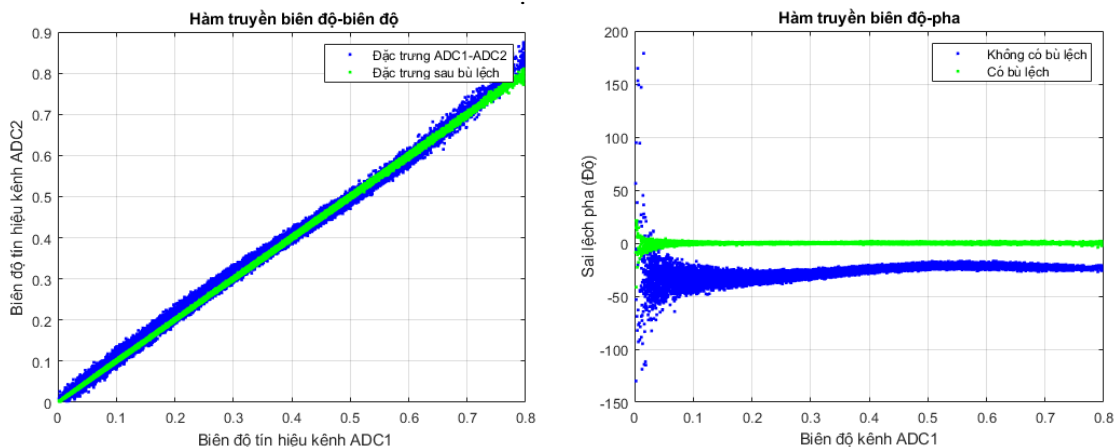


Hình 5. Đặc trưng lệch biên độ và lệch pha khi tăng tần số làm việc.

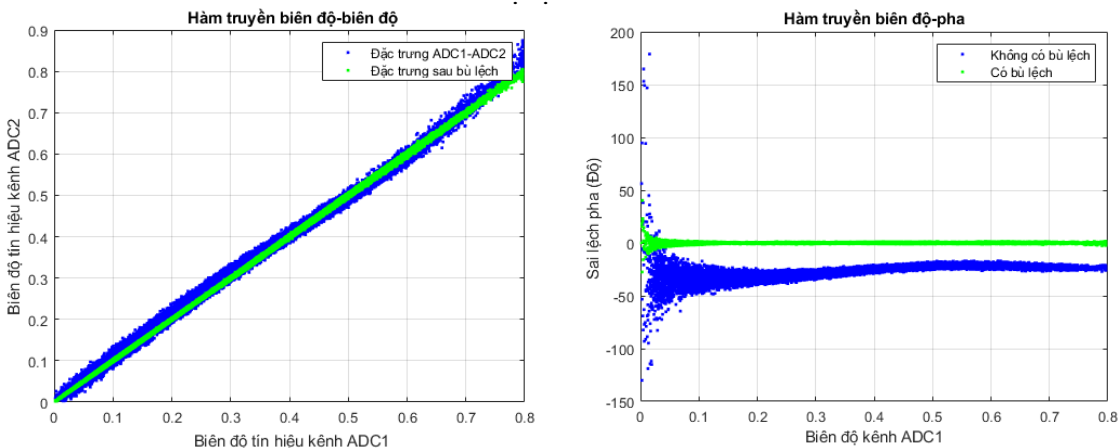
Hình 6 biểu thị các kết quả của một số thuật toán thích ứng cho bộ méo số sử dụng RPEM, KF và RLS. Để thuận tiện cho việc đánh giá hiệu quả của thuật toán, các đặc trưng ban đầu giữa các kênh cũng được đưa ra. Nhìn chung cả ba thuật toán đều cho ra hiệu quả bù lệch pha và biên độ tương đối tốt ngay cả trong trường hợp mất cân bằng mạnh. Trong số các thuật toán trên, thuật toán thích ứng dựa trên RPEM và KF là tốt hơn RLS, trong đó, RPEM cho hiệu quả cao nhất. Các đường đặc trưng AM-AM và AM-PM sau khi bù lệch biên độ và pha có độ hẹp nhỏ nhất. Biên độ và pha của tín hiệu ở đầu ra bộ méo số gần như trùng khớp với biên độ và pha của tín hiệu trên kênh tham chiếu. Tuy nhiên, từ (4), (6) và (9) có thể thấy rằng, thuật toán RLS có độ phức tạp thấp nhất trong số các thuật toán. Từ hình 6a có thể thấy rằng, thuật toán RPEM tạo ra một số điểm nằm lệch khỏi đường đặc trưng chính. Điều này là do thuật toán RPEM nhạy với nhiễu từ tín hiệu đo lường so với hai thuật toán còn lại.



a. Thuật toán RPEM



b. Bộ lọc Kalman



c. Thuật toán RLS

Hình 6. Đặc trưng AM-AM và AM-PM khi có bộ bù lệch biên độ và lệch pha.

Từ những kết quả nhận được trên hình 6 có thể thấy rằng, thuật toán KF có hiệu quả bù lệch biên độ và lệch pha chỉ thấp hơn thuật toán RPEM và hơn hẳn các thuật toán khác. Tuy nhiên, thuật toán KF lại có ưu thế so với thuật toán RPEM khi hệ thống có ảnh hưởng bởi tác động nhiễu không mong muốn. Đối với các kênh còn lại, các thuật toán hiệu chỉnh lệch pha và lệch biên độ RLS, KF và RPEM vẫn duy trì được hiệu quả tương tự như đối với kênh 2.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã đề xuất một kiến trúc hệ thống cho bộ bù lệch biên độ và pha thích ứng giữa các kênh trong hệ thống thu đa kênh. Kiến trúc đề xuất có ưu thế bởi độ phức tạp thấp và dễ dàng triển khai phần cứng thực tế. Bài báo cũng đã tiến hành đánh giá thiết kế sử dụng ba thuật toán thích ứng RPEM, KF và RLS trên công cụ Matlab. Kết quả mô phỏng bằng Matlab chỉ ra rằng, kiến trúc đề xuất và các thuật toán có khả năng bù lệch biên độ và pha tốt. Việc so sánh hiệu quả các thuật toán đã được phân tích trên một số khía cạnh. Trong số các thuật toán thích ứng, thuật toán KF có thể là sự lựa chọn tiềm năng bởi sự dung hòa về hiệu suất so với các thuật toán khác.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt and J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," IEEE Transactions on Signal Processing, **vol. 54**, no. 10, pp. 3852-3860, (2006).
- [2]. V. J. Mathews and G. L. Sicuranza, "Polynomial Signal Processing," N. Y., USA: John Wiley & Sons, Inc. (2000).
- [3]. F. Mkadem, A. Islam and S. Boumaiza, "Multi-Band Complexity-Reduced Generalized-Memory-Polynomial Power-Amplifier Digital Predistortion," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **vol. 64**, no. 6, pp. 1763-1774, (2016).
- [4]. Z. Wang, W. Chen, G. Su, F. M. Ghannouchi, Z. Feng and Y. Liu, "Low Computational Complexity Digital Predistortion Based on Direct Learning With Covariance Matrix," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **vol. 65**, no. 11, pp. 4274-4284, (2017).
- [5]. H. Le Duc, B. Feuvrie, M. Pastore and Y. Wang, "An Adaptive Cascaded ILA- and DLA-Based Digital Predistorter for Linearizing an RF Power Amplifier," IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, **vol. 66**, no. 3, pp. 1031-1041, (2019).
- [6]. S. Haykin, "Adaptive Filter Theory," McMaster University, Canada (2014).
- [7]. E. Abd-Elrady and L. Gan: "Adaptive predistortion of Hammerstein systems based on indirect learning architecture and prediction error method," In Proceedings of the IEEE International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES'08), Krakow, Poland, pp. 389-392, (2008).
- [8]. P. L. Gilabert, A. Cesari, G. Montoro, E. Bertran and J. -M. Dilhac, "Multi-Lookup Table FPGA Implementation of an Adaptive Digital Predistorter for Linearizing RF Power Amplifiers With Memory Effects," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, **vol. 56**, no. 2, pp. 372-384, (2008).
- [9]. Tran Van Nghia and Bui Xuan Khoa, "Neural network-based nonlinear distortion correction of power amplifiers for UAV/drone video transmission channel," Journal of Military Science and Technology, **Special issue**, pp. 40-48, (2021).

ABSTRACT

Adaptive amplitude and phase deviation compensation for phased-array radar receivers with digital beamforming

The article presents a method for compensating for amplitude and phase deviation among channels in phased-array radar receivers with digital beamforming. The digital distorter for amplitude and phase mismatch compensation is designed based on digitized signals to be suitable for practical implementation in FPGA chip. The architecture of the digital distorter performs calculations of nonlinear inverse characteristic among channels. Adaptive algorithms for adjusting the characteristics of the digital distorter are also presented. Simulation results of the distorter design using Matlab software are provided to demonstrate the effectiveness of the proposed method.

Keywords: Digital distorter; Amplitude and phase mismatch compensation; Phased-array radar.