

The New Algorithm for The Blind Extraction of The Radio Frequency Fingerprint Using the Specific Features of High-Power Amplifier and Local Oscillator

R. Abdollahi, H.R. Amindavar, R. kayvanshokoo^{*}, M. Alavi

^{*} Assistant Professor, Imam Hossein University, Tehran, Iran

(Received: 11/05/2021, Accepted: 11/12/2021)

ABSTRACT

Recently, the radio frequency fingerprint (RFF) has received attention in applications such as specific emitter identification, detection of deception in navigation signals and detection of intrusion in wireless networks. The RFF is caused by the non-ideal manufacturing of the transmitter components. This effect appears as unintentional modulation in the output of the transmitter and its extraction can be considered as a solution of mentioned applications; Therefore, it is important to provide a method for extracting the RFF, using realistic modeling of the transmitter components. For this purpose, in this article, the combined effects of the power amplifier and local oscillator are considered as the fingerprint of the transmitter. Then, two blind algorithms based on the transmitter output signal are presented to extract the amplifier phase characteristic and the local oscillator phase noise. In the first algorithm, the phase function of the power amplifier in the presence of phase noise is estimated using the M 'th order moment of the transmitter output signal. Then the power characteristic of the transmitter's local oscillator noise phase is obtained by blind estimation of its autocorrelation function. At the end, the results of the performance of the algorithms in the simulations are examined and it is shown that only for 1.5dB difference in power amplifier saturation power and 2dB difference in phase noise amount, two transmitters with the same modulations and frequencies can be separated with 98% accuracy in signal-to-noise ratio(SNR) equal to 10dB, where this precision is achievable in the recent works at 20dB SNR.

Keywords: Radio Frequency Fingerprint, Blind Estimation, Power Amplifier, Phase Noise.

* Corresponding Author Email: Rkayvanshokoo@ihu.ac.ir

الگوریتم جدید استخراج کور اثر انگشت فرستنده رادیویی به وسیله ویژگی های خاص تقویت کننده و نوسان ساز محلی

روح الله عبدالمهی^۱، حمیدرضا امین داور^۲، رضا کیوان شکوه^{۳*}، سید محمد علوی^۴

۱- دانشجوی دکتری، دانشگاه جامع امام حسین(ع)، ۲- استاد، دانشگاه صنعتی امیرکبیر،

۳- استادیار، ۴- دانشیار، دانشگاه جامع امام حسین(ع)، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۰/۱۱/۳۰، پذیرش: ۱۴۰۱/۰۸/۰۸)

چکیده

اخیراً اثر انگشت فرستنده های رادیویی، در کاربردهایی همچون شناسایی فرستنده های مشخص، شناسایی فریب در سیگنال های ناوبری و کشف نفوذ در شبکه های بی سیم، مورد توجه قرار گرفته است. اثر انگشت فرستنده رادیویی ناشی از ساخت غیر ایدئال اجزاء مختلف فرستنده است. این اثر به صورت مدولاسیون ناخواسته در خروجی فرستنده ظاهر شده و استخراج آن می تواند به عنوان راهکاری مناسب در حل مسائل ذکر شده باشد؛ بنابراین، ارائه روشی جهت استخراج کور اثر انگشت فرستنده رادیویی، با استفاده از مدل سازی تقریباً واقعی از اجزاء فرستنده، مهم است. بدین منظور، در این مقاله، اثرات توأم تقویت کننده توان و نوسان ساز محلی فرستنده به عنوان اثر انگشت فرستنده رادیویی در نظر گرفته شده است. سپس دو الگوریتم کور و مبتنی بر سیگنال خروجی فرستنده، جهت استخراج مشخصه فاز تقویت کننده و مشخصه نویز فاز نوسان ساز محلی ارائه گردیده است. در الگوریتم اول تابع تبدیل فاز تقویت کننده توان در حضور نویز فاز با استفاده از ممان مرتبه M ام سیگنال خروجی فرستنده تخمین زده شده است. سپس مشخصه توان نویز فاز نوسان ساز محلی فرستنده با تخمین کور تابع خودهمبستگی آن به دست آمده است. در انتها، نتایج عملکرد الگوریتم ها در شبیه سازی مورد بررسی قرار گرفته و نشان داده شده است که تنها به ازای 1.5dB اختلاف در توان اشباع تقویت کننده و 2dB اختلاف در مقدار نویز فاز می توان دو فرستنده با مدولاسیون ها و فرکانس های یکسان را با دقت 98 درصد به ازای نسبت سیگنال به نویز معادل 10dB تفکیک نمود که این دقت در مقالات گذشته به ازای نسبت سیگنال به نویز 20dB به دست آمده است.

کلیدواژه ها: اثر انگشت فرستنده رادیویی، تخمین کور، تقویت کننده توان، نویز فاز

۱- مقدمه

شناسایی فرستنده خاص (SEI) یکی از موضوعات مورد توجه در شاخه های جنگ الکترونیک و امنیت شبکه های بی سیم است. مسئله اصلی در شناسایی فرستنده خاص، تفکیک فرستنده های رادیویی مشابه از روی اثر انگشت رادیویی (RFF^۲) آن فرستنده بر روی سیگنال ارسالی خود است. از جمله کاربردهای مهم این موضوع، تفکیک فرستنده های مشابه راداری و مخابراتی، شناسایی فریب در سیگنال های ناوبری و راداری [۱] و [۲] و شناسایی نفوذ در شبکه های بی سیم و برقراری امنیت در لایه فیزیکی این شبکه ها است [۳] و [۴].

به طور کلی موضوع اثر انگشت به دو بخش روش های مبتنی بر مکان فرستنده و الگوریتم های مبتنی بر سیگنال فرستنده تقسیم می شوند [۵]. روش های مبتنی بر مکان به دو دسته الگوریتم های متداول مکان یابی و الگوریتم های مبتنی بر پاسخ کانال تقسیم

می شود [۶]. با توجه به اینکه مکان فرستنده، مشخصه ای است که تغییر می کند لذا از آن نمی توان به عنوان اثر انگشت بدون تغییر استفاده کرد. در سوی دیگر، روش های مبتنی بر سیگنال هستند که در شاخه های پردازش سیگنال [۷] و یادگیری ماشین [۸] تقسیم بندی می شوند. الگوریتم های شاخه ای پردازش سیگنال در شش دسته مورد مطالعه قرار گرفته است:

- ◀ الگوریتم تخمین کور اثر انگشت مبتنی بر مدل سازی اجزاء فرستنده
- ◀ الگوریتم های مبتنی بر تخمین کور کانال غیرخطی و روش های پردازش آرایه ای
- ◀ روش های کور مبتنی بر ویژگی های سیگنال حالت پایدار
- ◀ روش های کور مبتنی بر سیگنال حالت گذرا
- ◀ الگوریتم های کور شناسایی سیستم

دسته های اول و دوم جزء مهم ترین روش های مورد استفاده در موضوع اثر انگشت بشمار می روند. در دسته اول تمرکز بر روی مدل سازی دقیق عناصر تولید کننده اثر انگشت است. در مقالاتی

* رایانامه نویسنده مسئول: Rkayvanshokoo@ihu.ac.ir

¹ Specific Emitter Identification

² Radio Frequency Fingerprint

مدل‌سازی صورت‌گرفته در مسئله تا حد ممکن ساده باشد تا مسئله قابلیت حل را داشته باشد. لذا اثر انگشت‌های بدست آمده در این روش‌ها انتزاعی بوده و جنبه‌ی عملی آنها کم است.

در دسته‌های ۳ تا ۵ الگوریتم‌های پردازشی قدرتمندی ارائه نشده است و موضوع اصلی در این مقالات ارائه یک تبدیل مناسب بر سیگنال فرستنده، جهت ایجاد امکان استخراج اثرات انگشت است [۱۹] و [۲۰] که در این مقاله این موضوع مورد بحث نیست.

اصلی‌ترین ایده‌ای که در این مقاله به آن پرداخته می‌شود، استخراج اثر انگشت ناشی از اثرات توأم تقویت‌کننده توان و نویز فاز نوسان‌ساز محلی فرستنده است. به‌طورقطع اثرات غیرخطی تقویت‌کننده و همچنین مشخصات نوسان‌ساز محلی مهم‌ترین ویژگی‌های خاص هستند. همچنین استفاده از اثرات انگشت توأم هر دو جزء فرستنده باعث گردیده است تا الگوریتم پیشنهادی قدرت تفکیک بیشتری نسبت به الگوریتم‌های موجود داشته باشد و مقاومت بیشتری نسبت به نویز از خود ارائه دهد.

بخش‌های مقاله بدین صورت خواهد بود. در بخش اول مدل‌سازی برای عناصر فرستنده و مفروضات مسئله بیان شده است. در ادامه، الگوریتمی برای استخراج اثرات غیرخطی دامنه تقویت‌کننده ارائه شده است. پس از آن الگوریتم دیگری جهت استخراج اثرات فاز تقویت‌کننده توان و در نهایت نیز الگوریتمی جهت استخراج مشخصات نویز فاز نوسان‌ساز ارائه شده است. در بخش انتهایی نیز نتایج شبیه‌سازی و مقایسه عملکرد الگوریتم قرار گرفته است.

۲- مدل‌سازی مسئله

سیگنال مفروض در مسئله مدولاسیون دیجیتال دامنه تربیعی (M-QAM) است که در آن سمبل‌های داده، هم احتمال و نسبت به یکدیگر مستقل هستند و به الفبای زیر مربوط می‌شوند:

$$A = \{2m - 1 - \sqrt{M}\}, m = 1, 2, \dots, \sqrt{M} \quad (1)$$

پس از اعمال مدولاسیون و عبور از فیلتر شکل‌دهی پالس، خروجی مدولاتور برابر $x(n) = x_i(n) + jx_q(n)$ است. بلوک بعد از مدولاسیون مبدل آناکوک به دیجیتال و سپس میکسر است که سیگنال را با کمک نوسان‌ساز محلی برای انتشار به باند ارسال منتقل می‌کند. خروجی مبدل آنالوگ به دیجیتال برابر $x(t)$ است که معادل پیوسته‌ی $x(n)$ است. نویز فاز نوسان‌ساز نیز در بخش میکسر بر طبق رابطه $y(t) = x(t)e^{j\theta(t)}$ بر روی سیگنال اصلی قرار می‌گیرد. مدل فرآیند تصادفی این نویز وینر-لوی است که با رابطه زیر بیان می‌گردد: فرانس:

تاکنون بررسی شده است حداکثر یکی از منابع تولیدکننده اثر انگشت به‌دقت مدل شده و سپس با فرض سیگنال ارسالی مشخص برای فرستنده، اقدام به تخمین اثرات فرستنده بر روی سیگنال می‌نمایند. الگوریتم‌های استفاده شده در این دسته متفاوت هستند. برخی باتوجه‌به طیف ناشی از عناصر غیرخطی، برخی با استفاده از مشخصات آماری مرتبه بالای (HOS) سیگنال و برخی نیز از آنالیز نمودار مدولاسیون سیگنال دریافتی استفاده کرده‌اند [۹-۱۴]. اولین الگوریتم‌های مطرح شده در این شاخه، مربوط به استخراج اثرات عدم توازن مدلاتور تربیعی است. بدین منظور مقالات مختلفی با استفاده از روش‌های کاهش شیب (GD^۲) و مشخصات آماری مرتبه دو (SOS^۳) برای استخراج اثر انگشت ارائه شده است [۱۳] و [۱۵]. در پژوهش‌های جدیدتر، استخراج و تصحیح اثرات غیرخطی تقویت‌کننده توان (HPA^۴) مورد بررسی قرار گرفته است. در این مقالات نیز از روش‌های مشخصات آماری مرتبه بالا و شناسایی سیستم استفاده شده است. مقالات جدیدتر به موضوع نویز فاز به‌عنوان اثر انگشت پرداخته‌اند و از آن به‌عنوان مشخصه شناسایی کاربران در شبکه‌های بی‌سیم استفاده کرده‌اند. همان‌طور که دیده می‌شود در این مقالات تنها یکی از اجزاء فرستنده به‌عنوان مولد اثر انگشت توجه شده است و از اثرات متقابل عناصر دیگر چشم پوشی شده است. تنها یک پژوهش در این حوزه به ترکیب اثرات مدولاتور و تقویت‌کننده توان پرداخته است و سپس اثر انگشت ناشی از این دو عنصر فرستنده را بدست آورده است [۹].

در دسته دوم مقالات تمرکز بر روی روش تخمین اثر انگشت فرستنده در حالتی است که سیگنال دریافتی از یک کانال نامشخص عبور کرده باشد، بدین منظور یک مدل‌سازی متداول برای اثرات غیرخطی یا خطی فرستنده انجام می‌گیرد تا مسئله قابلیت حل با آن مدل‌سازی را داشته باشد. اولین پژوهشی که در این دسته صورت‌گرفته است استخراج اثرات غیرخطی تقویت‌کننده توان با الگوریتم کالمن فیلتر است [۱۶]. در پژوهش بعد، از یک اکولایزر غیرخطی برای استخراج اثرات غیرخطی تقویت‌کننده توان با مدل‌سازی هامراشتاین استفاده شده است [۱۷]. در آخرین مقالات این حوزه نیز از الگوریتم‌های اسپریت^۵ و روش‌های چند ورودی چندخروجی (MIMO^۶) برای استخراج اثر انگشت فرستنده که به صورت خطی مدل شده، استفاده گردیده است [۷] و [۱۸]. نقطه‌ی مهم این روش استفاده از الگوریتم‌های پردازشی حوزه‌های دیگر برای حل موضوع اثر انگشت است ولی برای استفاده از این الگوریتم‌ها نیاز است تا

^۱ High Order Statistics

^۲ Gradient Descend

^۳ Second Order Statistic

^۴ High Power Amplifier

^۵ ESPRIT

^۶ Multiple Input Multiple Output

$$\begin{cases} z(t) = y(t)F(|y(t)|) \exp(jG(|y(t)|)) \\ y(t) = x(t)e^{j\theta(t)} \end{cases} \quad (۶)$$

در این رابطه $x(t)$ خروجی مبدل آنالوگ به دیجیتال، $\theta(t)$ نویز فاز، $y(t)$ ورودی تقویت‌کننده و $z(t)$ خروجی آن است. اکنون با ترکیب این روابط، رابطه ورودی و خروجی فرستنده به صورت زیر تشکیل می‌گردد:

$$z(t) = x(t)F(|y(t)|) \exp(jG(|y(t)|)) e^{j\theta(t)} \quad (۷)$$

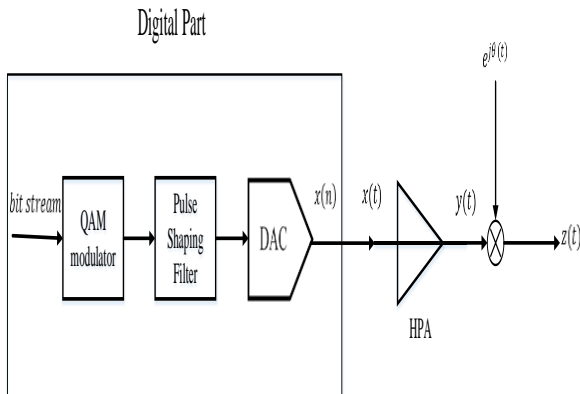
در حالت دوم اگر نویز فاز را بعد از تقویت‌کننده در نظر بگیریم، روابط به صورت زیر تغییر می‌کند.

$$\begin{cases} z(t) = y(t)e^{j\theta(t)} \\ y(t) = x(t)F(|x(t)|) \exp(jG(|x(t)|)) \end{cases} \quad (۸)$$

در این رابطه $x(t)$ ورودی تقویت‌کننده توان، $y(t)$ خروجی آن و $z(t)$ متأثر از بخش نویز فاز است. در نتیجه خروجی در این حالت به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$z(t) = x(t)F(|x(t)|) \exp(jG(|x(t)|)) e^{j\theta(t)} \quad (۹)$$

اکنون با توجه به اینکه $|y(t)| = |x(t)e^{j\theta(t)}| = |x(t)|$ روابط (۷) و (۹) برابر هستند، فلذا در ادامه مقاله، بدون از دست رفتن کلیات مسئله، فرض می‌گردد که بلوک نویز فاز بعد از تقویت‌کننده قرار دارد. در شکل (۱) بلوک دیاگرام نهایی با فرض قرار گرفتن نویز فاز بعد از تقویت‌کننده نشان داده شده است.



شکل (۱). بلوک دیاگرام فرستنده رادیویی با فرض ساده‌سازی

در شکل (۲) طیف سیگنال QAM متأثر از نویز فاز و اثرات غیرخطی تقویت‌کننده توان نمایش داده شده است. در این شکل مدولاسیون مفروض 64-QAM و تقویت‌کننده از نوع حالت جامد فرض شده است. همان‌طور که دیده می‌شود اثرات غیرخطی تقویت‌کننده و همچنین میزان نویز فاز قابلیت تغییر طیف حقیقی سیگنال را دارند و می‌توان به نحوی آنها را شناسایی نمود.

$$\theta(t) = \int_0^t \mu(t) dt \quad (۲)$$

در این رابطه $\mu(t)$ یک فرآیند سفید گوسی با چگالی توان N_0 است. همچنین، مدل آماری نویز فاز را می‌توان به صورت یک فرآیند AR(M) در نظر گرفت و این فرآیند را با یک فیلتر پاسخ نامحدود (IIR^۱) مرتبه M با ورودی نویز سفید فرض کرد [۲۱]. ضریب صورت این فیلتر برابر با

$$\lambda = \sqrt{2\pi f_{se} 10^{\frac{L}{10}}} \quad (۳)$$

و ضرایب مخرج با رابطه بازگشتی $\alpha_i = \alpha_{i-1} \frac{i-2.5}{i-1}$ محاسبه می‌گردد. همچنین f_{se} برابر میزان شیفیت فرکانس از فرکانس مرکزی و L برابر با سطح نویز فاز در واحد $\frac{dBc}{Hz}$ است. سیگنال پس از گذر از میکسر باید از تقویت‌کننده توان عبور داده شود. رابطه‌ی باند پایه ورودی و خروجی تقویت‌کننده توان به صورت زیر بیان می‌شود.

$$z(t) = y(t)F(|y(t)|) \exp(jG(|y(t)|)) \quad (۴)$$

که در آن توابع $F(\cdot), G(\cdot)$ به ترتیب توابع تبدیل دامنه (AM/AM) و فاز (AM/PM) تقویت‌کننده هستند و $|y(t)|$ نیز اندازه دامنه سیگنال باند پایه ورودی تقویت‌کننده یعنی $y(t)$ و $z(t)$ نیز خروجی آن است. در مدل شناخته شده، توابع دامنه و فاز مدل باند پایه تقویت‌کننده حالت جامد به صورت زیر تعریف می‌گردد [۲۲]:

$$\begin{cases} F(\rho) = \frac{g\rho}{\left(1 + \left(\frac{g\rho}{A_0}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \\ G(\rho) = \alpha \left(\frac{g\rho}{A_0}\right)^{2n} \end{cases} \quad (۵)$$

که در آن ρ اندازه دامنه ورودی تقویت‌کننده، g گین سیگنال کوچک، A_0 دامنه اشباع، p میزان نرمی و α فاز اولیه تقویت‌کننده است. در ادامه از این روابط برای مدل‌سازی عناصر بهره گرفته می‌شود.

در ادامه می‌گردد که می‌توان بلوک دیاگرام فرستنده را جهت آنالیز ریاضی را تغییر داد. به این صورت که اثر نویز فاز را بعد از تقویت‌کننده در نظر گرفت بدون اینکه تفاوتی در مسیر سیگنال رخ بدهد. برای این منظور روابط ورودی و خروجی فرستنده برای دو حالت بررسی و مقایسه شده است. در حالت اول نویز فاز را قبل از تقویت‌کننده در نظر گرفته و روابط ورودی خروجی تقویت‌کننده و اثر نویز فاز را به صورت زیر مدل می‌گردد:

^۱ Infinite Impulse Response

در ادامه دو الگوریتم مختلف جهت تخمین تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده در حضور نویز فاز نوسان‌ساز، و سپس تخمین مشخصه نویز فاز تقویت‌کننده ارائه می‌گردد.

۵-۱- تخمین تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده

فاز خروجی ناشی از ترکیب تقویت‌کننده و نویز فاز طبق رابطه (۹) به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\angle z(t) = \angle x(t) + \angle G(|x(t)|) + \theta(t) \quad (14)$$

برای تخمین تابع غیرخطی فاز تقویت‌کننده از همان‌های مرتبه بالای سیگنال خروجی آن می‌توان استفاده کرد. باتوجه به اینکه در مدولاسیون QAM سمبل‌ها تقارن دارند و هم احتمال هستند، لذا فرض زیر برای توزیع سیگنال مدوله شده برقرار است:

$$f(x_i, x_q) = f(-x_i, x_q) = f(x_i, -x_q) = f(-x_i, -x_q) \quad (15)$$

باتوجه به این تقارن، می‌توان اثبات کرد که ممان مرتبه M ام خروجی مدولاسیون QAM حقیقی است [۱۲]:

$$\gamma_M^x = E\{x^M(t)\} = E\left\{\left(x_i(t) + jx_q(t)\right)^M\right\} = \begin{cases} 0 & M = 2k + 1 \\ Real & M = 2k \end{cases} \quad (16)$$

اگر ورودی‌های تقویت‌کننده را برحسب دامنه آنها به L قسمت تقسیم نماییم، باتوجه به یک‌به‌یک بودن تابع تبدیل دامنه تقویت‌کننده، خروجی آن نیز به L قسمت تقسیم می‌گردد.

$$X_l = \{x(t) \in X_l : r_{l-1} < |x(t)| < r_l; l = 1, 2, \dots, L\} \quad (17)$$

اگر ممان مرتبه M را برای ناحیه X_l ورودی نیز تعریف نماییم، مانند ممان مرتبه M ام کلی، این میزان نیز عددی حقیقی است [۱۲]: $\gamma_{M,l}^x = E\{x^M | x \in X_l\} \in Real$. در ادامه، بازه لام خروجی تقویت‌کننده باتوجه به تابع $F(\cdot)$ تخمین زده شده در بخش قبل، به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$Y_l = \{y(t) \in Y_l | F(r_{l-1}) < |y(t)| < F(r_l)\} \quad (18)$$

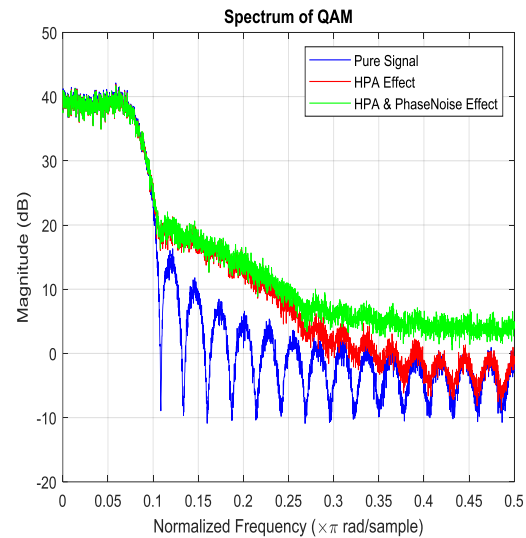
اگر L را به حد کافی بزرگ تعریف کنیم، می‌توان نقطه وسط بازه را به عنوان نماینده بازه لام در نظر گرفت:

$$\begin{cases} |x_l(t)| \approx \frac{r_l + r_{l-1}}{2} \\ |y_l(t)| \approx |x(t)|_l F(|x(t)|_l) = F_1(|x(t)|_l) \end{cases} \quad (19)$$

لذا می‌توان مقدار $|y_l(t)|$ را تقریباً ثابت فرض کرد. همچنین بازنویسی رابطه (۹) برای بازه لام معادله ی زیر حاصل می‌گردد:

$$y(t) = F(|x_l(t)|) e^{j(G(|x_l(t)|) + \theta(n))} x(t), x(t) \in X_l \quad (20)$$

که با فرض کوچک بودن بازه لام به صورت زیر تبدیل می‌گردد:



شکل (۲). طیف سیگنال QAM و اثرات نویز فاز و تقویت‌کننده بر آن

۴- الگوریتم تخمین تابع دامنه تقویت‌کننده

باتوجه به رابطه شماره (۸) برای ورودی و خروجی تقویت‌کننده، اندازه سیگنال خروجی تقویت‌کننده به صورت زیر می‌گردد:

$$|y(t)| = |x(t)F(|x(t)|)| = |x(t)|F(|x(t)|) = F_1(|x(t)|) \quad (10)$$

اگر تابع چگالی احتمال ورودی و خروجی تقویت‌کننده را به صورت زیر فرض کنیم:

$$\begin{cases} PDF_y = g_y(y) \\ PDF_x = g_x(x) \end{cases} \quad (11)$$

رابطه بین توابع توزیع تجمعی ورودی و خروجی تقویت‌کننده به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$G_y(y) = \Pr\{Y < y\} = \Pr\{F_1(x) < y\} = \Pr\{x < F_1^{-1}(y)\} = G_x(F_1^{-1}(y)) = G_x(x) \quad (12)$$

همان‌طور که در رابطه (۱۲) دیده می‌شود، توابع تجمعی ورودی و خروجی تقویت‌کننده برابر هستند. در نتیجه همان‌طور که در [۹] اثبات شده است، تابع غیرخطی دامنه تقویت‌کننده $(F(\cdot))$ به صورت زیر تخمین زده می‌شود.

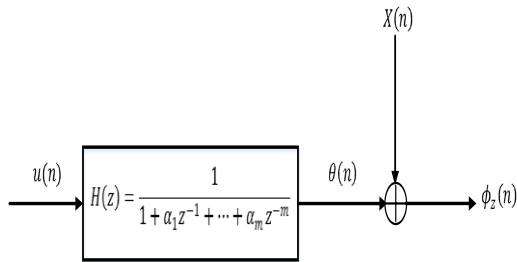
$$F(\cdot) = G_y^{-1}(G_x(\cdot)) \quad (13)$$

این روش جهت تخمین کور تابع تبدیل دامنه تقویت‌کننده توان در مقاله [۹] ارائه شده است. لذا در این مقاله از آن به عنوان اثر انگشت فرستنده رادیویی استفاده نشده و تنها از تابع تخمین زده شده برای ادامه الگوریتم استفاده می‌گردد.

۵- استخراج اثر انگشت فرستنده

می‌توان بلوک دیاگرام زیر را برای فاز خروجی تقویت‌کننده در نظر گرفت:

که در این شکل $u(n)$ نویز سفید گوسی ورودی فیلتر مولد نویز فاز و $H(z)$ فیلتر مولد نویز فاز است. رابطه ورودی و خروجی فیلتر $H(z)$ را می‌توان به صورت یک فرآیند $AR(M)$ نوشت:



شکل (۳). فیلتر مولد نویز فاز و فاز سیگنال خروجی فرستنده

$$\theta(n) = u(n) - \alpha_1 \theta(n-1) - \dots - \alpha_M \theta(n-M) \quad (26)$$

که در آن $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_M]^T$ ضرایب مخرج فیلتر IIR هستند. همچنین سیگنال‌های $X(n)$ ، $\phi_z(n)$ به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$\begin{cases} X(n) = G(|x(n)|) + \mathcal{L}x(n) \\ \phi_z(n) = \mathcal{L}z(n) \end{cases} \quad (27)$$

$$\Rightarrow \phi_z(n) = X(n) + \theta(n)$$

روش پیشنهادی برای تخمین مشخصات نویز فاز، محاسبه خودهمبستگی فاز سیگنال خروجی تقویت‌کننده است. خودهمبستگی فاز خروجی به صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$R_{\phi_z}(m) = E\{\phi_z(n+m)\phi_z(n)\} \quad (28)$$

باتوجه به استقلال نویز فاز و سیگنال ورودی تقویت‌کننده، همبستگی فاز خروجی به صورت زیر می‌گردد:

$$R_{\phi_z}(m) = R_X(m) + R_\theta(m) \quad (29)$$

اکنون برای محاسبه تابع همبستگی سیگنال $X(n)$ به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$\begin{aligned} R_X(m) &= E\{X(n+m)X^*(n)\} \\ &= E\{G(|x(n+m)|) \\ &\quad + \mathcal{L}x(n+m)\}(G^*(|x(n)|) \\ &\quad + \mathcal{L}x(n)) \end{aligned} \quad (30)$$

با فرض اینکه کدینگ منبع به صورت ایدئال صورت گرفته باشد، سمبل‌های ارسالی از یکدیگر مستقل هستند لذا تابع $R_X(m)$ فقط به‌ازای $m=0$ مقدار دارد. در نتیجه تابع همبستگی به صورت تابع دلتا است:

$$\hat{R}_X(m) = K \delta(m) \quad (31)$$

برای محاسبه ضریب ثابت این تابع مقدار تابع همبستگی در گام صفر باید محاسبه گردد:

$$y(t) = Ae^{j(G(|x_1(t)|) + \theta(t))}x(t) \quad (21)$$

باتوجه به رابطه قبل، ممان M ام خروجی تقویت‌کننده برای بازه l ام به صورت زیر محاسبه می‌گردد:

$$\begin{aligned} \gamma_{M,l}^y &= E\{y^M(t)|y(t) \in Y_l\} \\ \gamma_{M,l}^y &= E\{A^M x^M(t)e^{jMG(|x_1(t)| + \theta(t))}\} \\ \gamma_{M,l}^y &= A^M \gamma_{M,l}^x e^{jMG(|x_1(t)|)} E\{e^{jM\theta(t)}\} \end{aligned}$$

همچنین با فرض کوچکی نویز فاز تقریب‌های زیر صادق است:

$$e^{jM\theta(n)} \approx 1 + jM\theta(n) \quad (22)$$

لذا رابطه ممان به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$\gamma_{M,l}^y = A^M \gamma_{M,l}^x e^{jMG(|x_1(t)|)} E\{1 + jM\theta(n)\} \quad (23)$$

باتوجه به اینکه نویز فاز خروجی یک فیلتر شده نویز سفید است؛ لذا میانگین آن برابر صفر است. اکنون با علم به اینکه ضرایب $A^M \gamma_{M,l}^x$ حقیقی هستند، فاز ممان M ام خروجی تقویت‌کننده به صورت زیر می‌گردد:

$$\mathcal{L}\gamma_{M,l}^y = MG(|x_1(t)|) \quad (24)$$

بنابراین، فاز ممان M ام خروجی تقویت‌کننده مساوی با M برابر تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده است، لذا برای محاسبه آن کافی است، فاز محاسبه شده را تقسیم بر M نماییم. لازم به ذکر است برای رفع ابهام 180° درجه در زمانی که علامت ممان منفی است، باید ابتدا ممان را به توان 2 رسانده و سپس نتیجه را تقسیم بر $2M$ نماییم. همان‌طور که مشخص است به وسیله روش ارائه شده، تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده تخمین زده می‌شود. اکنون باتوجه به شکل تابع تخمین زده شده می‌توان آن را به صورت دلخواه به نزدیک‌ترین معادله ممکن تصویر نمود و پارامترهای آن را به عنوان اثرات انگشت فرستنده استفاده نمود.

۵-۲- تخمین اثر نویز فاز

پس از اینکه در بخش قبل تابع فاز تقویت‌کننده توان تخمین زده شد، اکنون نیاز است تا با الگوریتمی مشخصه نویز فاز فرستنده تخمین زده شود. ابتدا باتوجه به رابطه (۹) و بیان آن به صورت نمونه نمونه‌برداری شده و دیجیتال داریم:

$$\begin{cases} |z(n)| = F(|x(n)|) \\ \mathcal{L}z(n) = G(|x(n)|) + \mathcal{L}x(n) + \theta(n) \end{cases} \quad (25)$$

همان‌طور که در رابطه دیده می‌شود فاز خروجی فرستنده تابعی از 3 ترم متفاوت است. ترم اول اثر فاز تقویت‌کننده است که در بخش قبل تخمین زده شد. ترم دوم فاز سیگنال ورودی تقویت‌کننده است و ترم سوم نویز فاز است. ترم‌های اول و دوم فقط تابع دامنه و فاز سیگنال ورودی است. باتوجه به این موضوع

$$R_{\theta}(0) = \frac{1}{2\pi} \int S_{\theta}(f) df \quad (۴۰)$$

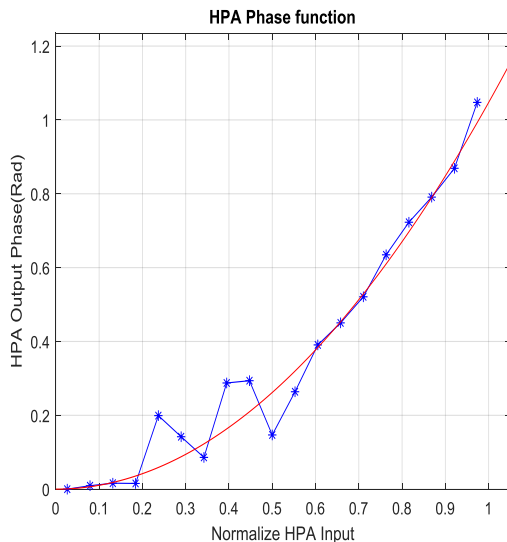
بنابراین، مقدار تابع همبستگی در گام صفر به عنوان اثر انگشت نویز فاز در نظر گرفته می‌شود.

۶- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش الگوریتم‌های معرفی شده شبیه‌سازی شده‌اند و دقت آنها به‌ازای مقادیر مختلف نویز فاز مورد بررسی قرار گرفته است. در شبیه‌سازی‌ها سیگنال مورد بررسی QAM مرتبه ۶۴ است (M=64). فیلتر شکل‌دهنده پالس، به‌صورت کسینوسی افزایش یافته با مشخصه $\beta = 0.2$ و $\beta = 10$ نمونه برای هر سمبل در نظر گرفته شده است. در شبیه‌سازی اول الگوریتم تخمین تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده مورد بررسی قرار گرفته است. تابع تبدیل برای تقویت‌کننده با توجه به مرجع [۲۲] به‌صورت زیر در نظر گرفته شده است:

$$G(\rho) = \frac{\pi}{20} (\rho)^2 \quad (۴۱)$$

نتیجه تخمین تابع تبدیل تقویت‌کننده به‌ازای نقاط مختلف در شکل شماره (۹) نشان‌داده شده است. این نتیجه به‌ازای نویز فاز معادل $-100\text{dBc}/1\text{KHz}$ - $\text{SNR}=10\text{dB}$ انجام شده است و نمودار تابع فاز به ۱۰ نقطه جهت تخمین تقسیم شده است.



شکل (۴). تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده و نتیجه تخمین آن در $\text{SNR}=10\text{dB}$

همان‌طور که در الگوریتم تخمین تابع تبدیل فاز ذکر گردید، این تخمین مستقل از نوع تابع عمل می‌کند و هیچ پیش‌فرضی از معادله تابع در نظر نمی‌گیرد؛ لذا برای اینکه بتوان از این تخمین به‌عنوان اثر انگشت بهره برد، پس از تخمین صورت گرفته توسط الگوریتم، این تابع توسط الگوریتم‌های درون‌یابی به نزدیک‌ترین

$$K = E \{ (\angle x(n))^2 \} + E \{ G^2(|x(n)|) \} + 2E \{ G(|x(n)|) \angle x(n) \} \quad (۳۲)$$

باتوجه به اینکه مدولاسیون سیگنال ورودی M-QAM است این رابطه به فرم زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{cases} E \{ (\angle x(n))^2 \} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}} \text{atan}^2 \frac{A_{qj}}{A_{ii}} \\ E \{ G^2(|x(n)|) \} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}} G^2 \left(\sqrt{A_{qj}^2 + A_{ii}^2} \right) \\ E \{ G(|x(n)|) \angle x(n) \} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{\sqrt{M}} \sum_{j=1}^{\sqrt{M}} \text{atan} \frac{A_{qj}}{A_{ii}} G \left(\sqrt{A_{qj}^2 + A_{ii}^2} \right) \end{cases} \quad (۳۳)$$

که در آن مقادیر حقیقی و مختلط سمبول A_{ii}, A_{qi} است. همچنین باتوجه به اینکه سیگنال خروجی فرستنده در اختیار است، می‌توان تابع خودهمبستگی آن را از رابطه زیر تقریب زد:

$$\hat{R}_{\phi_z}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \phi_z(m+n) \phi_z(n) \quad (۳۴)$$

لذا طبق رابطه (۲۸) تابع خودهمبستگی نویز فاز به‌صورت زیر تخمین زده می‌شود:

$$\hat{R}_{\theta}(m) = \hat{R}_{\phi_z}(m) - \hat{R}_x(m) \quad (۳۵)$$

اکنون باتوجه به تابع خودهمبستگی تخمین زده شده و طبق قضیه یولی - واکر^۱ ضرایب فرایند $\text{AR}(M)$ از رابطه زیر محاسبه زده می‌شود:

$$\alpha = -R^{-1}r \quad (۳۶)$$

که در آن R ماتریس خودهمبستگی سیگنال خروجی فیلتر است و به‌صورت زیر تعریف می‌گردد:

$$R = \begin{bmatrix} \hat{R}_{\theta}(0) & \hat{R}_{\theta}(1) & \dots & \hat{R}_{\theta}(M-1) \\ \hat{R}_{\theta}(-1) & \hat{R}_{\theta}(0) & \dots & \hat{R}_{\theta}(M-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{R}_{\theta}(-M+1) & \hat{R}_{\theta}(-M+2) & \dots & \hat{R}_{\theta}(0) \end{bmatrix} \quad (۳۷)$$

و بردار r نیز به این صورت است:

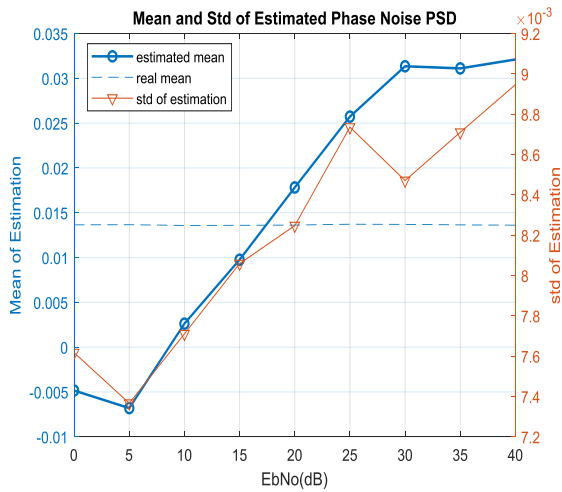
$$r = [\hat{R}_{\theta}(-1), \hat{R}_{\theta}(-2), \dots, \hat{R}_{\theta}(-M)] \quad (۳۸)$$

اکنون با توجه تخمین صورت گرفته از فیلتر مولد نویز فاز و همچنین تخمین به‌دست‌آمده از تابع خودهمبستگی می‌توان ملاک توان نویز فاز را به‌عنوان اثر انگشت آن در نظر گرفت. باتوجه به رابطه موجود میان طیف توان و تابع خودهمبستگی:

$$R_{\theta}(m) = \frac{1}{2\pi} \int S_{\theta}(f) e^{2\pi f m} df \quad (۳۹)$$

مقدر توان نویز برابر تابع خودهمبستگی در گام صفر است:

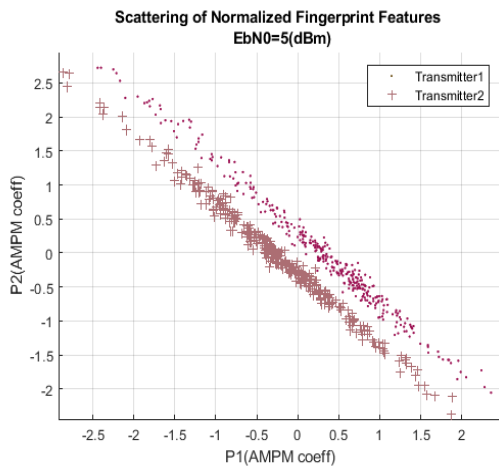
^۱ yule-walker



شکل (۶). میانگین و واریانس خطای تخمین توان نویز فاز بر حسب SNR

۶-۲- تفکیک فرستنده‌های مشابه

باتوجه به تخمین‌های انجام‌گرفته برای توابع تبدیل فاز تقویت‌کننده توان و تابع خودهمبستگی نویز فاز، این دو معیار به‌عنوان اثر انگشت فرستنده در نظر گرفته می‌شود و برای تفکیک فرستنده‌های مشابه می‌شود. در ادامه دو فرستنده با مدولاسیون‌ها و فرکانس‌های کاملاً مشابه (بیان شده در ابتدای شبیه‌سازی) در نظر گرفته شده است. این دو فرستنده 1.8dB توان اشباع و 2dB در مقدار نویز فاز تفاوت دارند. پس از اجرای الگوریتم و استخراج توابع تبدیل فاز، ضرایب تابع تبدیل فاز و توان نویز فاز به‌عنوان معیار تفکیک در نظر می‌شود. در نمودار اول پراکندگی ضرایب تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده توان بر حسب یکدیگر نشان‌داده شده است. همان‌طور که مشخص است در این حالت که میزان $SNR=5dB$ است این ضرایب قدرت تفکیک‌پذیری بالایی ارائه نمی‌کنند و خطای شناسایی و تفکیک در این حالت زیاد است:

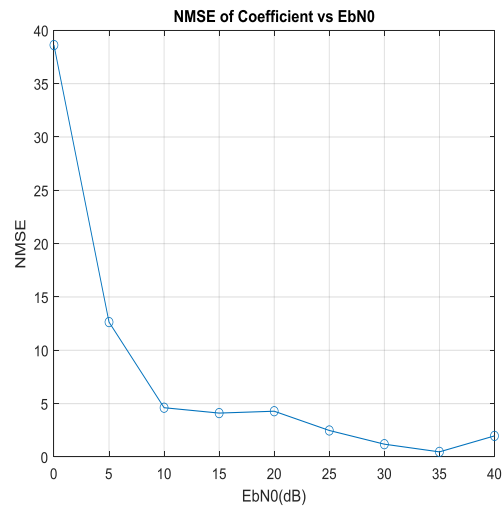


شکل (۷). نمودار پراکندگی دوبعدی مشخصات اثر انگشت دو فرستنده یکسان در $SNR=5dB$

تابع ممکن تصویر می‌گردد و ضرایب ثابت آن تابع به‌عنوان اثر انگشت در نظر گرفته می‌شود. در این شبیه‌سازی باتوجه به شکل تقریبی تابع تخمین زده شده، تابع مفروض جهت تصویر کردن به‌صورت زیر فرض شده و ضرایب آن به‌عنوان مشخصه اثر انگشت استفاده می‌گردد:

$$f(x) = p_1 x^2 + p_2 \quad (42)$$

در ادامه خطای استخراج ضرایب این تابع بر حسب نسبت توان بین به نویز ارائه شده است.



شکل (۵). خطای تخمین ضرایب تابع تبدیل فاز بر حسب SNR

همان‌طور که در نمودار مشخص است، این خطا به‌ازای نسبت سیگنال به نویز کمتر از 10dB قابل‌توجه بوده و لذا الگوریتم در این بازه نتیجه مناسبی برای تولید یک ویژگی به‌عنوان اثر انگشت نخواهد داشت.

۶-۱- خطای تخمین توان نویز فاز

پس از تخمین تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده توان، الگوریتم دوم باهدف تخمین توان نویز فاز فرستنده اجرا می‌گردد. در شکل (۵) میانگین و انحراف معیار خطای تخمین توان نویز فاز بر حسب نسبت توان بیت به نویز نشان‌داده شده است.

همان‌طور که در نمودار مشخص است عملکرد الگوریتم وابستگی اندکی به نسبت سیگنال به نویز دارد؛ لذا می‌توان از این مشخصه به‌عنوان یک اثر انگشت پایدار استفاده کرد. همچنین باتوجه به اینکه خطای این روش تقریباً مستقل از نسبت سیگنال به نویز است، در SNR های پایین عملکرد این مشخصه از ویژگی تابع تبدیل فاز تقویت‌کننده توان بهتر است و از این ویژگی برای تفکیک فرستنده‌هایی که مشخصات تقویت‌کننده بسیار نزدیک به یکدیگر دارند یا تفکیک فرستنده‌ها در SNR های پایین بهره جست.

دقت نسبتاً بالای الگوریتم به‌ازای بازه SNR مابین 0dB تا 20dB است. خطای خوشه‌بندی در این بازه زیر ۱٫۵ درصد است که این دقت نسبت به خطای گزارش شده در مراجع دیگر که در جدول شماره (۱) به آن اشاره شده است، پایین‌تر است. به‌طور کلی می‌توان این دقت را وابسته به خطای پایین الگوریتم تخمین نویز فاز دانست. در صورتی که اگر تنها از مشخصه تقویت‌کننده برای تفکیک استفاده می‌گردید این خطا به بیش از ۵ درصد می‌رسید.

جدول (۱). مقایسه نتایج مقالات مختلف

دقت عملکرد در SNR=20dB	تعداد فرستنده	مقاله	ردیف
٪۹۵	۲	[۷]	۱
٪۹۵	۳	[۲۳]	۲
٪۹۵	۲	[۱۸]	۳
٪۹۵	۲	[۱۴]	۴
٪۹۸٫۹ همچنین در SNR=5dB نتیجه در حدود ۹۸ درصد است	۲	کار صورت‌گرفته	۵

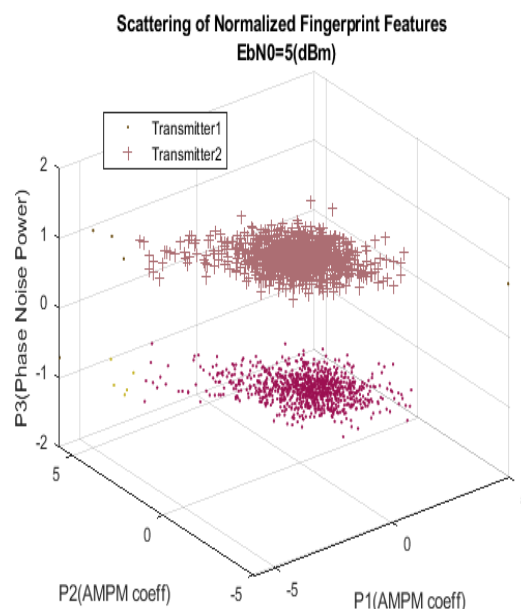
۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، تخمین کور اثر غیرخطی تقویت‌کننده توان و مشخصه نویز فاز، جهت استخراج ویژگی‌های خاص فرستنده به‌عنوان اثر انگشت آن، صورت پذیرفت. در الگوریتم موردنظر ابتدا توابع دامنه و فاز تقویت‌کننده توان با فرض وجود نویز فاز در نوسان‌ساز محلی تخمین زده شد. سپس توابع تخمین زده شده به نزدیک‌ترین معادله تصویر گردیده و ضرایب معادله به‌عنوان اثر انگشت تقویت‌کننده در نظر گرفته شده است. در ادامه با توجه به توابع به‌دست‌آمده، مدل AR(M) برای نویز فاز تخمین زده شد و با توجه تابع خودهمبستگی تخمین زده‌شده، توان نویز فاز به دست آمد و به‌عنوان اثر انگشت نوسان‌ساز محلی لحاظ گردید. در نهایت با توجه به اثرات انگشت استخراج شده، در شبیه‌سازی‌ها نشان داده شد که تنها به‌ازای 1.5dB اختلاف در توان اشباع تقویت‌کننده و 2dB اختلاف در مقدار نویز فاز، می‌توان دو فرستنده مشابه با مدولاسیون‌ها و فرکانس‌های یکسان را با دقت ۹۸ درصد در SNR معادل 10dB تفکیک نمود.

۸- مراجع

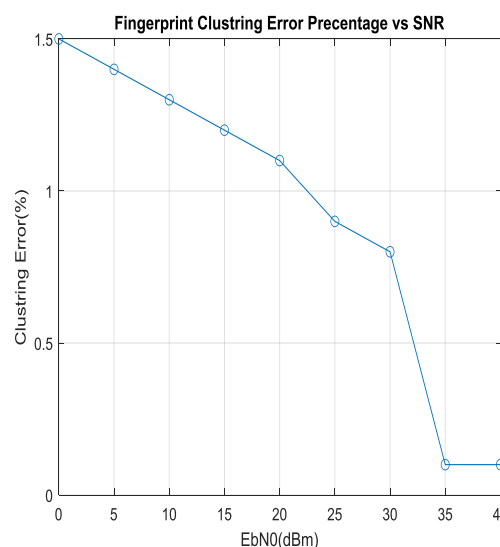
- [1] S. Liu, X. Yan, P. Li, X. Hao, and K. Wang, "Radar Emitter Recognition Based on SIFT Position and Scale Features," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 65, no. 12, pp. 2062–2066, 2018, doi: 10.1109/TCSII.2018.2819666.
- [2] J. Sun, G. Xu, W. Ren, and Z. Yan, "Radar emitter classification based on unidimensional convolutional

در ادامه، نمودار پراکندگی سه‌بعدی به‌ازای ضرایب تقویت‌کننده و توان نویز فاز رسم شده است. لازم ذکر است که برای نمایش بهتر، مقادیر پس از نرمالیزه کردن رسم شده است. همان‌طور که مشخص است اضافه کردن مشخصه نویز فاز قدرت تفکیک‌پذیری مابین فرستنده‌های مشابه را افزایش می‌دهد.



شکل (۸). نمودار پراکندگی سه‌بعدی مشخصات اثر انگشت دو فرستنده مشابه در SNR=5dB

در نمودار انتهایی، خطای دسته‌بندی دو فرستنده مشابه به‌وسیله اثرات انگشت آنها برحسب نسبت سیگنال به نویز نمایش داده شده است.



شکل (۹). درصد خطای خوشه‌بندی بر حسب SNR

همان‌طور که در شکل مشخص است، به‌ازای SNRهای بالای 35dB میزان خطای تفکیک تقریباً صفر است. اما نکته قابل‌تأمل

- [14] C. Zhao, M. Huang, L. Huang, X. Du, and M. Guizani, "A robust authentication scheme based on physical-layer phase noise fingerprint for emerging wireless networks," *Comput. Networks*, vol. 128, pp. 164–171, 2017, doi: 10.1016/j.comnet.2017.05.028.
- [15] L. Anttila, M. Valkama, and M. Renfors, "Gradient-based blind iterative techniques for I/Q imbalance compensation in digital radio receivers," 2007, doi: 10.1109/spawc.2007.4401299.
- [16] M. W. Liu and J. F. Doherty, "Nonlinearity estimation for specific emitter identification in multipath channels," *IEEE Trans. Inf. Forensics Secur.*, vol. 6, no. 3 PART 2, pp. 1076–1085, 2011, doi: 10.1109/TIFS.2011.2134848.
- [17] X. Hong, S. Chen, Y. Gong, and C. J. Harris, "Nonlinear equalization of Hammerstein OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 21, pp. 5629–5639, 2014, doi: 10.1109/TSP.2014.2355773.
- [18] D. Wang, A. Hu, Y. Chen, Y. Wang, and X. You, "An ESPRIT-based approach for RF fingerprint estimation in multi-antenna OFDM systems," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 6, no. 6, pp. 702–705, 2017, doi: 10.1109/LWC.2017.2731951.
- [19] Y. Yuan, Z. Huang, H. Wu, and X. Wang, "Specific emitter identification based on Hilbert-Huang transform-based time-frequency-energy distribution features," *IET Commun.*, vol. 8, no. 13, pp. 2404–2412, Sep. 2014, doi: 10.1049/iet-com.2013.0865.
- [20] S. Talati and M. R. Hassani Ahangar, "Radar Data Processing using a Combination of Principal Component Analysis Methods and Self-Organizing and Digitized Neural Networks of the Learning Vector" *Journal of Electronical & Cyber Defence*, vol. 9, no. 2, Serial no.34, 2021. (In Persian)
- [21] N. J. Kasdin, "Discrete Simulation of Colored Noise and Stochastic Processes and $1/f\alpha$ Power Law Noise Generation," *Proc. IEEE*, vol. 83, no. 5, pp. 802–827, 1995, doi: 10.1109/5.381848.
- [22] R. Corvaja, E. Costa, and S. Pupolin, "Analysis of M-QAM-OFDM transmission system performance in the presence of phase noise and nonlinear amplifiers," in *1998 28th European Microwave Conference, EuMC 1998*, 1998, vol. 1, pp. 481–486, doi: 10.1109/EUMA.1998.338036.
- [23] M. K. M. Fadul, D. R. Reising, T. D. Loveless, and A. R. Ofoli, "RF-DNA Fingerprint Classification of OFDM Signals Using a Rayleigh Fading Channel Model," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC*, 2019, vol. 2019-April, doi: 10.1109/WCNC.2019.8885421.
- neural network," *IET Radar, Sonar Navig.*, vol. 12, no. 8, pp. 862–867, 2018, doi: 10.1049/iet-rsn.2017.0547.
- [3] L. Peng, A. Hu, J. Zhang, Y. Jiang, J. Yu, and Y. Yan, "Design of a Hybrid RF Fingerprint Extraction and Device Classification Scheme," *IEEE Internet Things J.*, vol. 6, no. 1, pp. 349–360, 2019, doi: 10.1109/JIOT.2018.2838071.
- [4] T. J. Bihl, K. W. Bauer, and M. A. Temple, "Feature Selection for RF Fingerprinting with Multiple Discriminant Analysis and Using ZigBee Device Emissions," *IEEE Trans. Inf. Forensics Secur.*, vol. 11, no. 8, pp. 1862–1874, 2016, doi: 10.1109/TIFS.2016.2561902.
- [5] W. Wang, Z. Sun, S. Piao, B. Zhu, and K. Ren, "Wireless Physical-Layer Identification: Modeling and Validation," *IEEE Trans. Inf. Forensics Secur.*, vol. 11, no. 9, pp. 2091–2106, 2016, doi: 10.1109/TIFS.2016.2552146.
- [6] E. Kupershtein, M. Wax, and I. Cohen, "Single-site emitter localization via multipath fingerprinting," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 1, pp. 10–21, 2013, doi: 10.1109/TSP.2012.2222395.
- [7] J. Lu and X. Xu, "Multiple-antenna emitters identification based on a memoryless power amplifier model," *Sensors (Switzerland)*, vol. 19, no. 23, Dec. 2019, doi: 10.3390/s19235233.
- [8] D. Roy, T. Mukherjee, and M. Chatterjee, "Machine Learning in Adversarial RF Environments," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 57, no. 5, pp. 82–87, 2019, doi: 10.1109/MCOM.2019.1900031.
- [9] M. Aziz, M. Vejdani Amiri, M. Helaloui, and F. M. Ghannouchi, "Statistics-based approach for blind post-compensation of modulator's imperfections and power amplifier nonlinearity," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 66, no. 3, pp. 1063–1075, 2019, doi: 10.1109/TCSI.2018.2877940.
- [10] A. Ali and G. Fischer, "The Phase Noise and Clock Synchronous Carrier Frequency Offset based RF Fingerprinting for the Fake Base Station Detection," 2019, doi: 10.1109/WAMICON.2019.8765471.
- [11] A. C. Polak and D. L. Goeckel, "Wireless Device Identification Based on RF Oscillator Imperfections," *IEEE Trans. Inf. Forensics Secur.*, vol. 10, no. 12, pp. 2492–2501, 2015, doi: 10.1109/TIFS.2015.2464778.
- [12] Z. Zhu, X. Huang, M. Caron, and H. Leung, "A blind AM/PM estimation method for power amplifier linearization," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 20, no. 11, pp. 1042–1045, 2013, doi: 10.1109/LSP.2013.2280394.
- [13] M. Valkama, M. Renfors, and V. Koivunen, "Blind signal estimation in conjugate signal models with application to I/Q imbalance compensation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 12, no. 11, pp. 733–736, 2005, doi: 10.1109/LSP.2005.856891.