Electronic and Cyber Defense
Vol. 14, No.2, 2026 (Serial No. 50) .pp.25-39
ISSN: 2322-4347 , E-ISSN: 2980-8979

Enhancing Covert Communication in the Presence of a Relay Using Adaptive Artificial Noise Power

Mohammad Ebrahim Rajabi[1], Hossein Khaleghi Bizaki[2*], Morteza Shafiee[3]

[1] PhD Student, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran.
[2] Professor, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran (*Correspondence: bizaki@yahoo.com).
[3] Assistant Professor, Malek Ashtar University of Technology, Tehran, Iran.

ARTICLE INFO

Article history:

Article Type: Research paper

Received: 14 April 2026
Revised: 10 June 2026
Accepted: 22 June 2026
Available online: 02 July 2026

Keywords:
Low probability of Detection
Adaptive transmission
Wireless covert communication
Artificial Noise Wireless relay

ABSTRACT

In recent years, wireless covert communication has emerged as an effective approach to concealing the very existence of a transmission from an eavesdropper (Willie), particularly through the use of relays. The level of covertness of the transmitter (Alice) depends on Willie's detection error, and one of the most effective ways to increase this error is by employing artificial noise. However, increasing the noise power may degrade the received signal quality at the legitimate receiver (Bob). To address this issue, this paper proposes an adaptive method based on a full-duplex relay equipped with artificial noise generation capability. The relay adaptively adjusts its noise power according to the received power from Alice, thereby increasing Willie's detection error while mitigating self-interference. Moreover, by time-splitting the transmission of data and noise, the harmful effect of noise on Bob is eliminated. Through rigorous mathematical analysis, the optimal maximum and minimum values of artificial noise power are derived. Simulation results, which verify the analytical findings, demonstrate that the proposed method improves Willie's detection error by up to 35% and enhances the covert communication rate by up to 33% compared with existing schemes.

Cite this article: Rajabi, M., Khaleghi Bizaki, H., Shafiee, M. Enhancing Covert Communication in the Presence of a Relay Using Adaptive Artificial Noise Power. *Electronic and Cyber Defense*. 2026. 14(2):25-39. **DOI:** https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1405.14.2.1.5

© Author(s) retain the copyright and full publishing rights

Publisher: Imam Hossein University.

«پدافند الکترونیک و سایبری»
سال چهاردهم، شماره ۲، تابستان ۱۴۰۵؛ ص ۳۹-۲۵
شاپا الکترونیکی: ۸۹۷۹-۲۹۸۰ شاپا چاپی: ۴۳۴۷-۲۳۲۲

بهبود مخابره پنهان در حضور رله به کمک توان تطبیقی نویز مصنوعی

محمدابراهیم رجبی[۱]، حسین خالقی بیزکی[۲*]، مرتضی شفیعی[۳]

[۱] دانشجوی دکتری، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران.

[۲] استاد، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران (نویسنده مسئول: bizaki@yahoo.com)

[۳] استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر، تهران، ایران.

چکیده

در سال‌های اخیر، مخابرات بی‌سیم پنهان به‌عنوان رویکردی مؤثر برای پنهان‌سازی وجود ارتباط از دید شنودگر (ویلی) به‌ویژه با بهره‌گیری از رله‌ها، موردتوجه قرار گرفته است. سطح پنهان‌کاری فرستنده (آلیس) به میزان خطای ویلی در آشکارسازی سیگنال وابسته است و یکی از روش‌های مؤثر برای افزایش این خطا، استفاده از نویز مصنوعی است. بااین‌حال، افزایش توان نویز می‌تواند باعث تضعیف سیگنال دریافتی در گیرنده‌ی خودی (باب) شود. برای رفع این مشکل، در این مقاله یک روش وفقی مبتنی بر رله‌ی تمام دوطرفه دارای قابلیت ارسال نویز مصنوعی پیشنهاد شده است. رله با تنظیم توان نویز متناسب با توان دریافتی آلیس، ضمن افزایش خطای آشکارسازی ویلی، تداخل خودی را کاهش می‌دهد. همچنین با تقسیم زمانی ارسال نویز و داده، اثر مخرب نویز بر باب حذف می‌شود. در ادامه، با تحلیل‌های ریاضی دقیق، مقادیر بهینه‌ی بیشینه و کمینه‌ی توان نویز مصنوعی تعیین شده است. نتایج شبیه‌سازی‌ها ضمن تأیید تحلیل‌های ریاضی، نشان می‌دهد که روش پیشنهادی در مقایسه با روش‌های موجود، خطای ویلی را تا ٪۳۵ افزایش داده و نرخ مخابره‌ی پنهان را تا ٪۳۳ بهبود می‌بخشد.

مشخصات مقاله

تاریخچه مقاله:

نوع مقاله: علمی پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۵/۰۱/۲۵
بازنگری: ۱۴۰۵/۰۳/۲۰
پذیرش: ۱۴۰۵/۰۴/۰۱
ارائه آنلاین: ۱۴۰۵/۰۴/۱۱

کلید واژه ها:
احتمال آشکارسازی پایین
ارسال وفقی
مخابرات بی‌سیم پنهان
نویز مصنوعی
رله مخابراتی

استناد: رجبی، محمدابراهیم، خالقی بیزکی، حسین، شفیعی، مرتضی. بهبود مخابره پنهان در حضور رله به کمک توان تطبیقی نویز مصنوعی. (۱۴۰۵). *پدافند الکترونیکی و سایبری*، ۱۴(۲)، ۳۹-۲۵.

https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1405.14.2.3.7

© نویسندگان حق نشر و حقوق کامل انتشار را برای خود محفوظ می‌دارند.

ناشر: دانشگاه جامع امام حسین(ع)

۱. مقدمه

امروزه امنیت ارتباطات به‌عنوان یکی از چالش‌ها و نیازهای اساسی در کاربردهای تجاری، مخابرات نسل ۵ و ۶ مورد بررسی و مطالبه قرار گرفته است [۱]. رویکردهای سنتی برای امنیت ارتباطات بی‌سیم (به‌عنوان‌مثال، رمزگذاری) تنها بر حفظ محرمانگی و یکپارچگی پیام تمرکز می‌کنند به‌طوری که محتوا فقط برای گیرنده‌ی موردنظر قابل‌دسترس است [۲, ۳]. در کنار امنیت محتوی، امنیت سیگنال که حضور سیگنال را از دید شنودگر پنهان کرده و سعی در کمینه‌کردن احتمال آشکارسازی آن دارد نیز حائز اهمیت قرار می‌گیرد و آشکارسازی وجود یک مخابره می‌تواند حریم خصوصی طرف‌های ارتباطی را نقض کند [۴]. به‌این‌ترتیب پنهان‌سازی مخابره را می‌توان به‌عنوان اولین سپر دفاعی در امنیت ارتباطات در نظر گرفت به‌نحوی که در صورت عدم تشخیص وجود مخابره توسط شنودگر، سایر لایه‌های ارتباطی نیز امن خواهد بود [۵].

مخابرات بی‌سیم پنهان که به‌عنوان مخابره با احتمال آشکارسازی پایین (LPD[1]) نیز شناخته می‌شود وجود ارتباط را از یک شنودگر، پنهان کرده و درعین‌حال حد آشکارسازی خاصی را در گیرنده‌ی مجاز تضمین می‌کند [۵]. این نوع مخابره به‌عنوان یک چشم‌انداز امیدوارکننده برای محافظت از شبکه‌های ارتباطی بی‌سیم آینده در برابر کاوش و دسترسی غیرمجاز عمل می‌کند و این ارتباطات با احتمال آشکارسازی پایین توجه تحقیقات قابل‌توجهی را به خود جلب کرده است [۶]. در سناریوی کلی مخابره پنهان، فرستنده (آلیس) به دنبال ارسال پیامی به گیرنده (باب) از طریق یک کانال نویزی در حضور شنودگر (ویلی) است. آلیس باید پیام خود را به‌گونه‌ای منتقل کند که کمینه سیگنال به نویز لازم برای استخراج داده در باب تضمین شود درحالی‌که اصل مخابره از منظر ویلی پنهان بماند [۷]. براین‌اساس در مخابرات بی‌سیم پنهان، درحالی‌که باب، داده‌های ارسال شده توسط آلیس را استخراج می‌کند، اما در سمت ویلی مسئله به یک آشکارسازی ساده و یک تست فرضیه دودویی کاهش می‌یابد به‌گونه‌ای که به دنبال تصمیم‌گیری بین مخابره یا عدم مخابره آلیس است [۴]. در تست فرضیه دودویی، فرضیه H_0، بیان می‌کند که آلیس مخابره نکرده است، درحالی‌که فرضیه H_1، نشان‌دهنده ارسال از آلیس به باب است. در این فرضیه زمانی که آلیس ارسالی برای باب انجام نداده؛ اما ویلی به‌اشتباه آن را یک مخابره اعلام می‌کند به آن احتمال هشدار نادرست، یا $\mathbb{P}_{FA}$، گفته می‌شود. درحالی‌که احتمال ازدست‌دادن یا $\mathbb{P}_{MD}$ ، زمانی رخ می‌دهد که ویلی نتواند مخابره آلیس را آشکار کند. با داشتن این دو خطا و با فرض این که π_0 و π_1، به ترتیب، بیانگر احتمالات پیشین فرضیه‌های H_0 و H_1 باشند، خطای کلی تشخیص در ویلی به‌صورت زیر قابل‌بیان است:

$$\mathbb{P}_e = \pi_0 \mathbb{P}_{FA} + \pi_1 \mathbb{P}_{MD} \qquad (۱)$$

۱-۱. مرور مقالات و کارهای انجام شده

در مخابرات پنهان برای اولین‌بار محدودیت میزان داده پنهان قابل‌ارسال، توسط قانون ریشه مربع در مرجع [۸] به‌صورت تحلیلی مورد محاسبه قرار گرفت و بیشینه اطلاعات قابل مخابره در یک کانال گوسی با نویز سفید جمع‌شونده ($AWGN$[2]) به‌صورت پنهان، مشخص شد. قانون ریشه دوم بیان می‌کند که بیش از $\mathcal{O}(\sqrt{n})$ بیت را نمی‌توان به طور قابل‌اعتماد از آلیس به باب در n بار استفاده از کانال ارسال کرد درحالی‌که احتمال خطای تشخیص ویلی در محدوده پایین‌تر از یک مقدار مشخصی قرار گیرد. محدودیت قانون ریشه دوم در میزان استفاده از کانال است به‌نحوی که اگر تعداد استفاده از کانال به سمت بی‌نهایت میل کند، میانگین اطلاعات ارسال شده یعنی $\lim_{n\to\infty} \mathcal{O}(\sqrt{n})/n = 0$، به سمت صفر میل می‌کند.

با معرفی محدودیت اساسی در مخابره پنهان در مرجع [۸] ، تحقیقات متعددی انجام شد. در این راستا در بسیاری از کاربردها، ارسال نویز مصنوعی جهت افزایش خطا در ویلی موردتوجه قرار گرفت، به‌عنوان‌مثال ارسال نویز مصنوعی توسط باب که مجهز به گیرنده تمام دوطرفه بود در مرجع [۸] مطرح شد. در این روش با ارسال نویز مصنوعی توسط باب، سطح آستانه آشکارسازی ویلی افزایش‌یافته و لذا آلیس می‌توانست داده‌های خود را با توان بیشتری ارسال کند. چالش اصلی این روش حذف تداخل دریافتی نویز مصنوعی درگیرندگی باب بود. برای غلبه بر این مشکل در [۹] روشی تطبیقی معرفی شد که می‌توانست با انطباق توان ارسالی با توان دریافتی در گیرنده باب اثر نویز مصنوعی را کاهش دهد. در طرح‌های دیگر وظیفه ارسال نویز مصنوعی به گره مشارکتی و یا گره‌های مشارکتی واگذار شد، به‌نحوی که آلیس می‌توانست با کمک این گره‌ها و ارسال نویز مصنوعی احتمال خطای آشکارسازی ویلی را افزایش دهد. در این روش‌ها گره‌های مشارکتی می‌توانند به‌صورت شناختی [۵, ۹] و یا غیرشناختی [۱۰-۱۴] عمل کنند. در روش‌های شناختی ارسال نویز مصنوعی به‌صورت هدفمند انجام شده و لذا می‌تواند هم‌زمان با افزایش خطای آشکارسازی ویلی، نرخ خطای استخراج داده آلیس را نیز کاهش دهد. اما در روش‌های غیرشناختی تأثیر نویز مصنوعی علاوه بر خطای ویلی باعث افزایش خطای باب نیز می‌شود.

روش دیگر برای کمک به پنهان‌سازی مخابره و افزایش نرخ خطای آشکارسازی ویلی، ایجاد نول در ارسال نویز مصنوعی سمت باب است. در این روش‌ها ارسال نویز مصنوعی باعث افزایش خطای ویلی شده اما به‌خاطر شکل‌دهی نول سمت باب اثر نویز بر روی سیگنال دریافتی کم شده و در نتیجه

[1]. Low Probability of Detection (LPD).

[2]. Additive White Gaussian Noise (AWGN).

سطح سیگنال به نویز دریافتی باب بیشتر می‌شود. ایجاد نول می‌تواند به کمک آرایه آنتنی [۱۵] و یا با استفاده از گره‌های مشارکتی [۱۶-۱۷] انجام گیرد.

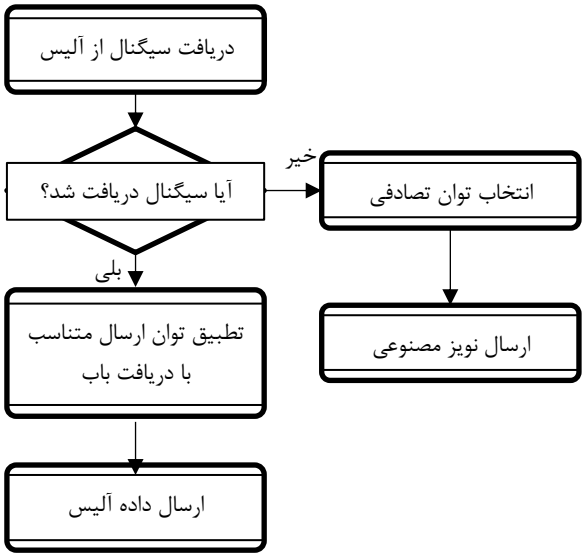
یکی از روش‌های مؤثر برای افزایش ظرفیت و قابلیت اطمینان در ارتباط پنهان، بهره‌گیری از رله‌ها است که به‌عنوان گره‌های واسط میان فرستنده و گیرنده عمل می‌کنند. در این طرح‌ها وجود رله‌ها می‌تواند به‌عنوان یک منبع ارسال نویز مصنوعی نیز تلقی شود که به پنهان‌سازی سیگنال اصلی کمک می‌کند [۱۰, ۱۱]. به طور خاص، ساختارهای چند گامی و استفاده از رله‌های چندآنتنه امکان بهبود در نرخ انتقال داده پنهان و کاهش احتمال شناسایی را فراهم می‌آورند [۱۲].

رله‌ها معمولاً به دودسته کلی تقسیم می‌شوند: نیمه دوطرفه (*HD*[1]) که ارسال و دریافت به‌صورت غیرهم‌زمان انجام می‌شود و تمام دوطرفه (*FD*[2]) که توانایی ارسال و دریافت هم‌زمان سیگنال را دارند. رله‌های *HD* به‌خاطر سادگی و نبود تداخل بین فرستنده و گیرنده، محبوب هستند؛ اما به دلیل اینکه در هر زمان فقط یکی از دو عملکرد ارسال یا دریافت فعال است، نرخ داده نهایی کاهش می‌یابد. درحالی‌که رله‌های *FD* باقابلیت ارسال و دریافت هم‌زمان با هیچ‌گونه کاهشی در نرخ مخابره مواجه نیستند [۱۳]. اما در عمل، چالش اصلی این رله‌ها، تداخل خودی است؛ به این معنی که سیگنال ارسالی توسط آنتن فرستنده رله، به‌شدت روی آنتن گیرنده همان رله اثر منفی می‌گذارد و سیگنال به نویز دریافتی را کاهش می‌دهد. مطالعات متعددی در زمینه کاهش تداخل خودی در گیرنده‌های *FD* انجام شده‌اند. در همین راستا روش‌هایی برای کاهش تداخل اثر خودی مانند الگوریتم‌های پرتودهی[3] [۱۴-۱۷]، یا استفاده از فناوری‌های نوین همچون سطوح بازتابی هوشمند (*IRS*) مطرح شده است [۱۸-۲۳]. بااین‌وجود، اکثر این روش‌ها یا به پیچیدگی محاسباتی و سخت‌افزاری بالا نیاز دارند یا به اطلاعات دقیق کانال وابسته‌اند که در محیط‌های واقعی و با تغییرات سریع، قابل حصول نیست.

۲-۱. روش پیشنهادی و نوآوری‌های مقاله

در این مقاله یک روش تطبیقی در مخابرات پنهان به کمک رله *FD* با روش تقویت و ارسال (*AF*[4]) پیشنهاد شده است. همان‌گونه که در بخش مرور کارهای انجام شده بیان شد، یکی از چالش‌های رله‌های *FD* تداخل خودی آنها است. اگرچه کارهای زیادی برای حذف تداخل خودی انجام شده است [24, 25] اما حذف تداخل خودی با افزایش پهنای باند کاهش می‌یابد به‌نحوی که در پهنای باند ۲۰ مگاهرتز حذف تداخل می‌تواند تا ۶۰ دسی‌بل باشد این مقدار در پهنای باند ۲۰۰ مگاهرتز به ۲۰ دسی‌بل کاهش می‌یابد [۲۶] این در حالی است که مثلاً در مخابرات نسل ۵ عمدتاً با پهنای باندهای بالای ۲۰ مگاهرتز و توان ارسال ۲۰ *dBm* و کف نویز منفی ۹۶ تا منفی ۱۱۶ دسی‌بل تداخل خودی باقی می‌ماند که باید حذف شود [۲۵]. علاوه بر این در روش‌هایی که در آن رله به‌عنوان منبع نویز مصنوعی که اقدام به اختلال می‌کند، توان ارسالی به‌مراتب بالاتری را نیاز دارد. به‌این‌ترتیب حذف تداخل خودی در فرستنده گیرنده‌های *FD* که فرستنده آن توان بسیار بالاتری را نسبت به ارسال‌های عادی دارد کار بسیار دشواری است.

در روش پیشنهادی برای ارسال تطبیقی توان نویز مصنوعی، عملکرد رله بر اساس وضعیت دریافت سیگنال از آلیس تنظیم می‌شود. به‌این‌ترتیب، زمانی که رله سیگنال دریافتی از آلیس داشته باشد، آن را در مسیر روبه‌جلو به باب ارسال می‌کند. در مقابل، هنگامی‌که رله در یک بازه‌ی زمانی مشخص داده‌ای از آلیس دریافت نکند، به‌صورت خودکار اقدام به ارسال نویز مصنوعی می‌نماید تا حضور مخابره پنهان را از دید شنودگر (ویلی) مخفی نگه دارد (شکل (۱)).



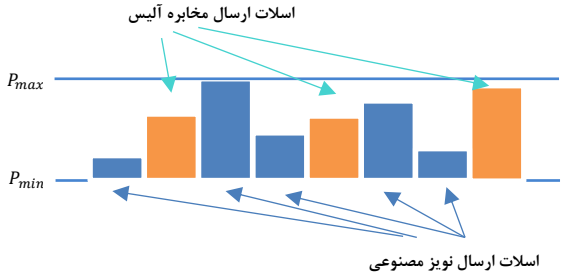
شکل ۱: بلوک دیاگرام تصمیم‌گیری برای ارسال نویز مصنوعی و داده‌های آلیس

این فرایند به‌صورت تطبیقی در قالب اسلات‌های زمانی متوالی انجام می‌شود که ساختار آن در شکل (۲) نمایش‌داده‌شده است. همان‌گونه که در شکل مشاهده می‌شود، در اسلات‌هایی که آلیس در حال ارسال داده است، ارسال نویز مصنوعی توسط رله متوقف می‌شود. این توقف موجب می‌گردد تداخل نویز مصنوعی در گیرنده‌ی باب حذف شود. ازسوی‌دیگر، رله می‌تواند با تنظیم تطبیقی توان ارسالی خود در هر اسلات، میزان تداخل خودی در گیرنده‌ی خودش را نیز کاهش دهد.

مزیت این روش این است که رله می‌تواند بدون نیاز به تجهیزات اضافی مانند مدارات آنالوگ و دیجیتال، تداخل خودی را تا حد زیادی کاهش دهد. از طرفی برای جلوگیری از کاهش احتمال

[1]. Half-Duplex (HD).
[2]. Full-Duplex (FD).
[3]. Beam Forming.
[4]. Amplify and Forward (AF).

خطای ویلی ارسال نویز مصنوعی به‌صورت تصادفی انجام می‌شود، به این معنی که در هر بار ارسال که در قالب یک سری شیارهای زمانی انجام می‌شود، توان ارسالی نویز مصنوعی به‌صورت تصادفی تغییر می‌کند، به‌این‌ترتیب ویلی نمی‌تواند متوجه شود که در کدام شیار زمانی توان رله به‌خاطر کاهش تداخل خودی، کم شده است.



شکل ۲: نحوه ارسال رله در داخل شیارهای زمانی در تطبیق ارسال برای داده‌های آلیس و نویز مصنوعی

شایان‌ذکر است که در تنظیم توان رله برای ارسال داده آلیس و یا نویز مصنوعی تفاوتی وجود نداشته و تنها ملاحظه‌ای که وجود دارد این است که در ارسال داده حداقل توان به‌نحوی باشد که بتواند حداقل سیگنال به نویز دریافتی برای استخراج داده را در باب تضمین کند که محاسبات این توان با طرح یک مسئله بهینه‌سازی آورده شده و توان بهینه برای این منظور محاسبه شده است. به‌این‌ترتیب باتوجه‌به مواردی که گفته شد، در این مقاله نوآوری‌های زیر انجام شده است:

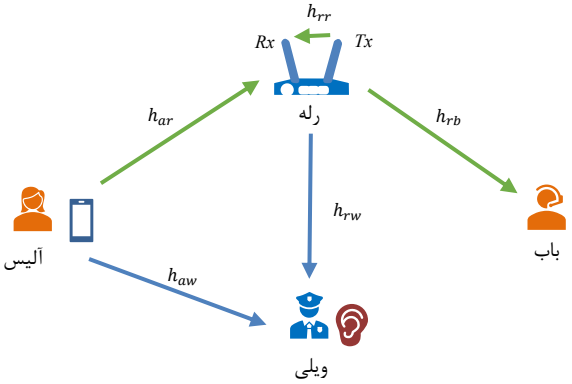
- ارائه طرح تطبیقی برای کاهش اثر تداخل خودی در فرستنده گیرنده FD به کمک انطباق توان ارسالی در فرستنده رله منطبق با توان دریافتی آلیس و تضمین حداقل سیگنال به نویز دریافتی موردنیاز در رله.
- افزایش خطای آشکارسازی ویلی به کمک ارسال در شیارهای زمانی و ارسال غیرهم‌زمان و تطبیقی توان آلیس و رله.
- تحلیل ریاضی دقیق برای روش پیشنهادی و محاسبه مقدار بهینه عامل‌های موردنیاز برای طراحی یک مخابره پنهان با طرح مسئله بهینه‌سازی.
- انجام شبیه‌سازی منطبق بر تحلیل ریاضی و تصدیق روابط ریاضی و همچنین تعریف ناحیه مخابره پنهان و مقایسه آن با روش‌های غیرتطبیقی.

در ادامه مقاله و در بخش ۲، مدل سامانه پیشنهادی به‌تفصیل ارائه شده است. سپس در بخش ۳، عملکرد روش پیشنهادی در زمینه مخابره پنهان مورد بررسی قرارگرفتن و در این بخش یک رابطه ریاضی بسته برای احتمال خطای ویلی استخراج شده است که بر مبنای آن، طراحی سامانه مخابراتی انجام شود. بخش ۴ به ارائه نتایج شبیه‌سازی اختصاص دارد که صحت روابط تحلیلی استخراج‌شده در بخش قبل را تأیید می‌کنند. در نهایت، بخش ۵ به جمع‌بندی نتایج و ارائه نکات پایانی اختصاص‌یافته است.

۲. مدل سامانه

مدل سامانه پیشنهادی در (شکل ۳) نشان‌داده‌شده است. در این مدل فرض شده است که آلی و باب نمی‌توانند به طور مستقیم با یکدیگر ارتباط برقرار کنند. آلیس داده‌های خود را از طریق یک رله مشارکتی که نقش جمر را نیز ایفا می‌کند، به باب ارسال می‌کند. همچنین، یک شنودگر وجود دارد که هم‌زمان می‌تواند ارسال‌های آلیس و رله را دریافت کند. آلیس به یک فرستنده HD با آنتن تمام جهتی مجهز است و باب نیز دارای یک گیرنده نیمه دوطرفه با آنتن تمام جهتی است. رله که وظیفه برقراری ارتباط میان آلیس و باب را بر عهده دارد، به‌صورت FD عمل می‌کند؛ به این معنی که در همان بَسامد کاری می‌تواند هم‌زمان داده‌های آلیس را با یک آنتن (Rx) دریافت کرده و پس از تقویت و با تأخیر جزئی (که قابل صرف‌نظرکردن است)، آن را از طریق آنتن دیگر (Tx) ارسال کند. همچنین فرض شده است که رله مجهز به دو آنتن تمام جهتی است.

شنودگر (ویلی) به طور پیوسته سیگنال‌های ارسالی از آلیس و رله را دریافت می‌کند و با استفاده از یک آشکارساز انرژی، سطح سیگنال دریافتی را با یک سطح آستانه مقایسه می‌نماید. اگر سطح سیگنال دریافتی از آستانه تعیین‌شده بیشتر باشد، اعلام می‌کند که آلیس ارسال انجام داده است. از طرفی، ویلی باتوجه‌به اینکه به آشکارساز مجهز است نمی‌تواند از روی محتوی سیگنال بین ارسال‌های آلیس یا رله تفکیک قائل شود.



شکل ۳: مدل سامانه روش پیشنهادی مخابرات پنهان به کمک رله

کانال ارتباطی بین تمامی گره‌ها با h_{ij} نشان‌داده‌شده است که نمایه اول یعنی i برای گره فرستنده و نمایه دوم یعنی j برای گره گیرنده است. همچنین h یک تابع توزیع به‌صورت $h \sim CN(0,\sigma_{ij})$ دارد که تغییرات آن در یک بلوک ارسالی ثابت بوده و به‌این‌ترتیب کانال از نوع محوشدگی بلوکی است.

۲-۱. سیگنال دریافتی در باب

باتوجه‌به شکل ۳(شکل ۳) زمانی که آلیس داده‌ای برای ارسال داشته باشد (فرضیه H_1) سیگنال دریافتی در رله و

باب به ترتیب به‌صورت زیر است:

$$y_r(i) = \sqrt{P_a}h_{ar}x_a(i) + \sqrt{\rho P_r}h_{rr}x_r(i) + n_r(i) \quad (۲)$$

$$y_b(i) = \sqrt{P_r}h_{rb}x_r(i) + n_b(i) \quad (۳)$$

که در رابطه بالا $x_a(i)$ بیانگر iامین سمبل دریافتی از آلیس و $x_r(i)$ نمایانگر iامین سمبل ارسالی رله به باب بوده که می‌تواند حاوی اطلاعات آلیس در فرضیه H_1 و یا سیگنال نویز مصنوعی رله در فرضیه H_0 باشد. نویز گوسی برای رله و باب به ترتیب با $n_r(i)$ و $n_b(i)$ نشان‌داده‌شده است که از یک توزیع گوسی به‌صورت $CN(0,\sigma^2)$ پیروی می‌کند و σ^2 بیانگر واریانس نویز گوسی است. یک ضریب به نام ρ برای تضعیف اثر فرستنده‌ی رله بر روی گیرنده‌ی آن در نظر گرفته شده است. h_{ar}، h_{rr} و h_{rb} به ترتیب ضرایب کانال بین آلیس - رله، رله - رله و رله - باب هستند. P_a و P_r به ترتیب بیانگر توان ارسالی آلیس و باب هستند که P_a ثابت فرض شده اما P_r یک توزیع تصادفی به‌صورت زیر دارد:

$$P_r \sim \begin{cases} U(P_{min}, P_{max}), & H_0 \\ U(P_{min}, P_{max} - P_a), & H_1 \end{cases} \quad (۴)$$

که تابع توزیع تصادفی یکنواخت به‌صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f_{P_r}(p) = \begin{cases} \begin{cases} \frac{1}{P_{max} - P_{min}} & P_{min} < p < P_{max}; H_0 \\ 0 & o.w. \end{cases} \\ \begin{cases} \frac{1}{P_{max} - P_a - P_{min}} & P_{min} < p < P_{max}; H_1 \\ 0 & o.w. \end{cases} \end{cases} \quad (۵)$$

۲-۲. سیگنال دریافتی در رله و فرضیه باینری

ویلی به‌عنوان یک شنودگر می‌تواند داده‌های ارسالی از آلیس و همچنین رله را دریافت کند (شکل ۳). در فرضیه H_0 که آلیس ارسالی انجام نمی‌دهد، سیگنال دریافتی فقط شامل رله بوده و در فرضیه H_1 که آلیس نیز ارسال می‌کند سیگنال دریافتی شامل آلیس و رله است که به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$y_w(i) = \begin{cases} \sqrt{P_b}h_{rw}x_r(i) + n_w(i), & H_0 \\ \sqrt{P_a}h_{aw}x_a(i) + \sqrt{P_b}h_{rw}x_r(i) + n_w(i), & H_1 \end{cases} \quad (۶)$$

در رابطه بالا $n_w(i)$ بیانگر نویز گوسی $AWGN$ در گیرنده ویلی با توزیع $CN(0,\sigma_w^2)$ است. سایر عامل‌ها همانند بخش (۲-۱) است.

مشاهده ویلی بر اساس یک پنجره‌ی زمانی است. در این پنجره، برداری از سیگنال‌ها را در هر شیار زمانی به‌صورت $\boldsymbol{y} = \{y(1), y(2), \dots, y(n)\}$ دریافت می‌کند. تمامی عناصر این بردار از هم مستقل بوده و خاصیت $i.i.d$[1] دارند؛ یعنی توزیع تک، تک آن‌ها مستقل از بقیه عناصر است. همان‌گونه که گفته شد، ویلی مجهز به یک آشکارساز انرژی است؛ بنابراین انرژی دریافتی در ویلی به‌صورت $E_{w,n} = \sum_{i=0}^{n-1}|y_w(i)|^2$ است که اگر آن را به تعداد سمبل‌های دریافتی تقسیم کنیم، توان دریافتی به‌صورت $P_{w,n} = \frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n-1}|y_w(i)|^2$ حاصل می‌شود. باتوجه‌به اینکه در یک بلوک دریافتی تنها متغیر تصادفی نویز گوسی است؛ بنابراین توزیع $\boldsymbol{y}$ نیز به‌صورت گوسی بوده که واریانس آن برای فرضیه H_0 برابر $\Sigma_w = (|h_{rw}|^2P_r + \sigma_w^2)$ و برای فرضیه H_1 به‌صورت $\Sigma_w = (|h_{aw}|^2P_a + |h_{rw}|^2P_r + \sigma_w^2)$ است. باتوجه‌به گوسی بودن توزیع $\boldsymbol{y}$، توزیع توان دریافتی در ویلی از توزیع مربع کای[2] که با $P_{w,n} \sim \chi_{2N}$ نشان داده می‌شود که با دو درجه آزادی به‌خاطر مختلط بودن توزیع $\boldsymbol{y}$ به دست می‌آید. به‌این‌ترتیب توان دریافتی در ویلی در یک پنجره‌ی زمانی مشاهده برابر می‌شود با:

$$P_{w,n} = \begin{cases} (|h_{rw}|^2P_r + \sigma_w^2)\chi_{2N}, & H_0 \\ (|h_{aw}|^2P_a + |h_{rw}|^2P_r + \sigma_w^2)\chi_{2N}, & H_1 \end{cases} \quad (۷)$$

در رابطه بالا $P_{w,n}$ توان دریافتی ویلی در هر شیار زمانی با توزیع توانی χ_{2N} با میانگین n است. همچنین میانگین توان دریافتی در ویلی به‌صورت $P_w = \frac{1}{n}P_{w,n}$ بیان می‌شود که آن هم از توزیع $P_w \sim \chi_{2N}$ تبعیت می‌کند با فرض اینکه $n \gg 1$ می‌توان نظریه حد مرکزی را برای این توزیع اعمال کرد و بیان می‌کند که اگر تعداد نمونه‌ها خیلی زیاد باشد، توزیع به میانگین آن میل می‌کند یا به عبارتی می‌توان نوشت: $\frac{\chi_{2n}}{n} \to 1$. به‌این‌ترتیب متوسط توان دریافتی در ویلی را می‌توان به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\lim_{n\to\infty} P_w = \begin{cases} |h_{rw}|^2P_r + \sigma_w^2, & H_0 \\ |h_{aw}|^2P_a + |h_{rw}|^2P_r + \sigma_w^2, & H_1 \end{cases} \quad (۸)$$

۳. عملکرد روش پیشنهادی در مخابره پنهان

برای محاسبه عملکرد مخابره بی‌سیم پنهان، دو عامل تأثیرگذار باید مورد بررسی و توجه قرار گیرد که عبارت‌اند از ۱- احتمال خطای ویلی در آشکارسازی وجود ارتباط آلیس و ۲- نرخ ارسال آلیس به باب. عملکرد مطلوب، زمانی حاصل می‌شود که هم خطای آشکارسازی ویلی و هم نرخ ارسال آلیس به باب بیشینه شود. به‌این‌ترتیب نیاز است که ابتدا هر کدام از این موارد مشخص شده و در نهایت مقدار بهینه آنها محاسبه شود.

۱-۳. محاسبه احتمال خطای ویلی

همان‌گونه که بیان شد، مخابره پنهان باید به‌نحوی باشد که خطای آشکارسازی ویلی را بیشینه کند، تا ویلی را در شناسایی ارتباط آلیس دچار تردید کند. یعنی ویلی زمانی که آلیس ارسالی

[1]. independent and identically distributed (i.i.d).
[2].Chi-square.

انجام نداده اعلام کند که آلیس ارسال داشته است و برعکس زمانی که آلیس ارسالی داشته باشد، ویلی متوجه ارسال آلیس نشود. بر اساس دو فرضیه H_0 و H_1، می‌توان مجموع احتمال خطای آشکارسازی در ویلی را به‌صورت زیر و با دو مؤلفه نوشت:

$$\mathbb{P}_{e,w} = \alpha + \beta \qquad (۹)$$

که در رابطه بالا، $\alpha = \mathbb{P}(H_0)\mathbb{P}(D_1|H_0)$ که دراین‌رابطه $\mathbb{P}_{FA} = \mathbb{P}(D_1|H_0)$ و بیانگر هشدار نادرست و (H_0) احتمال پیشین برای فرضیه‌ی H_0 را نشان می‌دهد. D_1 ناحیه‌ی تصمیمی است که در آن $P_w \geq \gamma$ باشد و γ، آستانه‌ی آشکارسازی ویلی است. به طور مشابه، $\beta = \mathbb{P}(H_1)\mathbb{P}(D_0|H_1)$ که $\mathbb{P}_{MD} = \mathbb{P}(D_0|H_1)$ و بیانگر احتمال خطای ازدست‌دادن است. $\mathbb{P}(H_1)$ احتمال پیشین برای فرضیه‌ی H_1 را نشان می‌دهد، و D_0 ناحیه‌ی تصمیمی است که در آن $P_w \leq \gamma$ باشد و γ همان آستانه‌ی آشکارسازی ویلی است. در این مقاله فرض شده است که احتمالات پیشین برای فرضیه‌های H_0 و H_1 برابر هستند یعنی $P(H_0) = P(H_1)$ به‌این‌ترتیب می‌توان احتمال خطای ویلی را از طریق لم ۱ محاسبه کرد.

لم ۱: با درنظرگرفتن احتمالات پیشین برابر، یعنی $P(H_0) = P(H_1)$ کمینه خطای ویلی برابر خواهد بود با:

$$\mathbb{P}^*_{e,w} = \frac{|h_{rw}|^2 P_{max} - |h_{aw}|^2 P_a}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min} + P_a)} \qquad (۱۰)$$

اثبات: ویلی قصد دارد ارسال آلیس را تشخیص دهد و برای این منظور از یک آزمون آماری فرضیه به روش نیمن - پیرسون[1] استفاده می‌کند. آزمون نیمن - پیرسون یک آزمون مؤثر در شرایطی است که در آن مقدار مطلوبی برای $\mathbb{P}_{FA}$ تعیین شده و سپس مقدار بهینه $\mathbb{P}_{MD}$ به دست می‌آید {قضیه ۳.۲.۱}[27] . برای محاسبه $\mathbb{P}_{FA}$ در هر اسلات و با درنظرگرفتن توزیع گوسی، داریم:

$$\begin{aligned}\mathbb{P}_{FA} = \mathbb{P}(D_1|H_0) &= \mathbb{P}(|h_{rw}|^2 P_r + \sigma_w^2 > \gamma) \\ &= \mathbb{P}\left(P_r > \frac{\gamma - \sigma_w^2}{|h_{rw}|^2}\right) \\ &= \int_{\frac{\gamma-\sigma_w^2}{|h_{rw}|^2}}^{P_{max}} f_{P_r}(x)dx \\ &= \frac{1}{P_{max} - P_{min}}\left(P_{max} - \frac{\gamma - \sigma_w^2}{|h_{rw}|^2}\right) \\ &= \frac{|h_{rw}|^2 P_{max} - \gamma + \sigma_w^2}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min})} = \alpha\end{aligned} \qquad (۱۱)$$

همان‌گونه که گفته شد، در روش نیمن - پیرسون، یک مقدار مطلوب برای هشدار نادرست به‌صورت $\mathbb{P}_{FA} = \alpha$ در نظر گرفته می‌شود که در اینجا α یک مقدار ثابت است. باتوجه‌به اینکه رله به‌صورت وقفی عمل می‌کند، با تعریف توان ارسالی رله به‌صورت $P'_r = P_r - P_a$ می‌توان بیشینه خطای $\mathbb{P}_{MD}$ را به‌صورت زیر به دست آورد.

$$\begin{aligned}&\mathbb{P}_{MD} \\ &= \mathbb{P}(D_0|H_1) \\ &= \mathbb{P}(|h_{aw}|^2 P_a + |h_{rw}|^2 P'_r + \sigma_w^2 < \gamma) \\ &= \mathbb{P}\left(P_r < \frac{\gamma - \sigma_w^2 - |h_{aw}|^2 P_a}{|h_{rw}|^2} + P_a\right) \\ &= \int_{P_{min}}^{\frac{\gamma-\sigma_w^2-|h_{aw}|^2 P_a}{|h_{rw}|^2}+P_a} f_{P_r}(x)dx \\ &= \frac{1}{P_{max} - P_{min} + P_a}\int_{P_{min}}^{\frac{\gamma-\sigma_w^2-|h_{aw}|^2 P_a}{|h_{rw}|^2}+P_a} dx \\ &= \frac{\gamma - \sigma_w^2 - |h_{aw}|^2 P_a + |h_{rw}|^2 (P_a - P_{min})}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min} + P_a)}\end{aligned} \qquad (۱۲)$$

باتوجه‌به رابطه‌ی (۹)، احتمال خطای ویلی برابر حاصل‌جمع $\mathbb{P}_{FA}$ و $\mathbb{P}_{MD}$ است و باتوجه‌به اینکه احتمال خطای کاذب یک مقدار ثابت فرض شده است یعنی $\mathbb{P}_{FA} = \alpha$ لذا مسئله بیشینه‌سازی خطای ویلی به بیشینه‌سازی خطای $\mathbb{P}_{MD}$ محدود می‌شود. برای این منظور، می‌توان یک تابع هدف J به‌صورت زیر تعریف کرد تا احتمال خطای آشکارسازی کلی ویلی را بیشینه کرد [28].

$$J = P_{MD} + \lambda(P_{FA} - \alpha) \qquad (۱۳)$$

در رابطه‌ی بالا λ $(\lambda \geq 0)$ ضریب لاگرانژ است که به برای پیداکردن مقدار بهینه آستانه γ استفاده می‌شود. با جاگذاری رابطه (۱۱) و (۱۲) در رابطه (۱۳) داریم:

$$\begin{aligned}J = &\frac{\gamma - \sigma_w^2 - |h_{aw}|^2 P_a + |h_{rw}|^2 (P_a - P_{min})}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min} + P_a)} \\ &+ \lambda\left(\frac{|h_{rw}|^2 P_{max} - \gamma - \sigma_w^2}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min})}\right) \\ &- \lambda\alpha\end{aligned} \qquad (۱۴)$$

ازآنجایی‌که J یک تابع یکنواخت خطی نسبت به γ، λ و α است؛ لذا محدب بوده و می‌توان با مشتق گرفتن از آن نسبت به این عامل‌ها مقدار بهینه به دست می‌آید.

$$\begin{aligned}\frac{\partial J}{\partial \gamma} = &\frac{1}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min} + P_a)} \\ &- \left(\frac{\lambda}{|h_{rw}|^2 (P_{max} - P_{min})}\right) \\ &= 0\end{aligned} \qquad (۱۵)$$

$$\Rightarrow \lambda = \frac{(P_{max} - P_{min})}{(P_{max} - P_{min} + P_a)}$$

[1]. Neyman-Pearson.

و برای به‌دست‌آوردن γ باید از تابع هزینه J نسبت به λ به‌صورت زیر مشتق گرفت:

$$\frac{\partial J}{\partial \lambda}=\frac{|h_{rw}|^2P_{max}-\gamma-\sigma_w^2}{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min})}-\alpha=0 \quad (۱۶)$$
$$\Rightarrow \gamma=|h_{rw}|^2P_{max}+\sigma_w^2-\alpha\left(|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min})\right)$$

و با گرفتن مشتق $\partial\gamma/\partial\alpha$ داریم:

$$\frac{\partial \gamma}{\partial \alpha}=-|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}) \quad (۱۷)$$

ازآنجایی‌که $P_{max},P_{min}\geq 0$ و $P_{max}\geq P_{min}$ و همچنین $|h_{rw}|^2\geq 0$ است؛ بنابراین می‌توان مشاهده کرد که γ در رابطه (۱۵) یک تابع نزولی است؛ لذا مقدار بیشینه‌ی آن زمانی حاصل می‌شود که عبارت $\alpha\left(|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min})\right)=0$ باشد. باتوجه‌به اینکه $P_{max}-P_{min}>0$ بوده و همچنین $|h_{rw}|^2>0$ است؛ لذا مقدار انتخابی برای α برای بیشینه‌کردن احتمال خطای آشکارسازی برابر $\alpha=0$ است و به‌این‌ترتیب مقدار بهینه آستانه آشکارسازی برابر می‌شود با:

$$\gamma^*=|h_{rw}|^2P_{max}+\sigma_w^2 \quad (۱۸)$$

با جاگذاری مقدار بهینه آستانه آشکارسازی γ^* در معادله ۱۴، مقدار خطای بیشینه ویلی به‌صورت زیر به‌دست‌آمده اثبات کامل می‌شود.

$$\begin{aligned}&\mathbb{P}_{e,w}^*=P_{MD}\\&=\frac{\gamma-\sigma_w^2-|h_{aw}|^2P_a+|h_{rw}|^2(P_a-P_{min})}{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}\\&=\frac{|h_{rw}|^2P_{max}+\sigma_w^2-\sigma_w^2}{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}\\&-\frac{|h_{aw}|^2P_a+|h_{rw}|^2(P_a-P_{min})}{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}\\&=1-\frac{P_a(|h_{aw}|^2-|h_{rw}|^2)}{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}\end{aligned} \quad (۱۹)$$

نکته: با افزایش توان نویز مصنوعی یعنی $P_{max}\to\infty$، احتمال خطای ویلی به بیشترین مقدار خود می‌رسد به این معنی که افزایش توان نویز مصنوعی باعث پنهان‌شدن بیشتر سیگنال آلیس از دید ویلی خواهد شد. همچنین اگر $|h_{aw}|^2=|h_{rw}|^2$ یعنی آلیس و رله شرایط کانال یکسانی را نسبت به ویلی تجربه کنند در آن صورت مستقل از مقادیر توان‌های آلیس و نویز مصنوعی، خطای دریافتی در ویلی بیشینه خواهد شد یعنی $\mathbb{P}_{e,w}^*=1$.

۲-۳. محاسبه احتمال قطع در دریافت باب

احتمال قطع ارسال آلیس به باب زمانی رخ می‌دهد که ظرفیت ارسال کانال از یک حد معینی از نرخ ارسال پایین‌تر باشد یعنی $C_{ab}<R_{ab}$. که R_{ab} نرخ ارسال موردانتظار بوده و C_{ab} به‌صورت زیر قابل‌بیان است.

$$C_{ab}=log_2(1+SNR_{ab}) \quad (۲۰)$$

در رابطه بالا باتوجه‌به اینکه رله در مد تمام دوطرفه کار می‌کند، SNR_{ab} متأثر از سیگنال به نویز دریافتی در رله نیز می‌شود که به‌صورت زیر بیان می‌شود [13]:

$$\begin{aligned}SNR_{ab}&=\frac{SNR_rSNR_b}{1+SNR_r+SNR_b}\\&=\frac{\zeta_{ar}\zeta_{rb}}{\zeta_{ar}+(\zeta_{rb}+1)(\rho\zeta_{rr}+1)}\end{aligned} \quad (۲۱)$$

در رابطه بالا SNR_r بیانگر سیگنال به نویز دریافتی رله از آلیس بوده که برابر است با $SNR_r=\frac{|h_{ar}|^2P_a}{|h_{ar}|^2\rho P_r+\sigma_r^2}$، همچنین SNR_b سیگنال به نویز دریافتی باب از رله است که برابر می‌شود با $SNR_b=\frac{|h_{rb}|^2P_r}{\sigma_b^2}$. نکته‌ای که باید توجه شود این است که در محاسبه سیگنال به نویزهای دریافتی فرض شده است که توان سیگنال ارسالی از آلیس و رله نرمالیزه شده است یعنی $E\{x_a(i)x_a(i)^*\}=E\{x_r(i)x_r(i)^*\}=1$. همچنین $\zeta_{ij}=|h_{ij}|^2P_i/\sigma_j^2$ که در آن ij بیانگر ar، rr و rb به ترتیب برای آلیس - رله، رله - رله و رله - باب است. ازآنجایی‌که $\rho\zeta_{rr}\ll 1$ می‌توان از عبارت $(\rho\zeta_{rr}+1)\approx 1$ در رابطه (۲۱) صرف‌نظر کرد.

بنابراین، باتوجه‌به تعریف احتمال قطع و همچنین ملاحظه سیگنال به نویزها مشاهده می‌شود که احتمال قطع در باب فقط متأثر از اثر محوشدگی کانال است. لازم به ذکر است، باتوجه‌به اینکه ارسال سیگنال نویز مصنوعی در یک اسلات دیگر انجام می‌شود، لذا تأثیری بر احتمال قطع بین رله و باب نداشته و در دریافت سیگنال از آلیس نیز باتوجه‌به اینکه خود رله نویز مصنوعی را تولید می‌کند می‌تواند توان ارسال نویز مصنوعی را متناسب با توان دریافتی سیگنال آلیس تطبیق دهد به‌نحوی که حداقل سیگنال به نویز دریافتی را تضمین کند.

لم ۲: با فرض $\zeta_{ar}<2^{R_{ab}}+1$ احتمال قطع ارسال آلیس به باب برابر است با:

$$\mathbb{P}_{out}=1-exp\left(\frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{P_r(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}\lambda_{rb}\right) \quad (۲۲)$$

که در رابطه بالا $\mathbb{P}_{out}$ بیانگر احتمال قطع ارسال از آلیس به باب است همچنین $1/\lambda_{ar}$ برابر میانگین $|h_{ar}|^2$ در نظر گرفته شده است.

اثبات: باتوجه‌به اینکه ویلی از حضور و ارسال رله اطلاع دارد و رله نیازی به پنهان بودن ندارد لذا می‌تواند با ارسال سیگنال‌های پایلوت، به آلیس در تخمین کانال خود کمک کند و می‌توان

فرض کرد که کانال بین آلیس و رله به‌صورت دقیق تخمین زده شده باشد. از طرفی رله از وضعیت کانال بین فرستنده و گیرنده خود یعنی h_{rr} نیز مطلع است، لذا تنها ضریب متغیر کانال مربوط به h_{rb} است و باتوجه‌به اینکه فرض شده است، باب ارسالی انجام نمی‌دهد؛ لذا به‌صورت تصادفی فرض می‌شود، به‌این‌ترتیب با جاگذاری مقادیر رابطه احتمال قطع داریم:

$$\begin{aligned}
&\mathbb{P}_{out} = \mathbb{P}(C_{ab} \le R_{ab}) \\
&= \mathbb{P}\left(log_2\left(1+\frac{\zeta_{ar}\zeta_{rb}}{\zeta_{ar}+\zeta_{rb}+1}\right) \le R_{ab}\right) \\
&= \mathbb{P}\left(\frac{\zeta_{ar}\zeta_{rb}}{\zeta_{ar}+\zeta_{rb}+1} \le 2^{R_{ab}}-1\right) \\
&= \mathbb{P}\left(\frac{\zeta_{ar}+\zeta_{rb}+1}{\zeta_{ar}\zeta_{rb}} \ge \frac{1}{2^{R_{ab}}-1}\right) \\
&= \mathbb{P}\left(\frac{\zeta_{ar}+1}{\zeta_{ar}\zeta_{rb}} \ge \frac{1}{2^{R_{ab}}-1} - \frac{1}{\zeta_{ar}}\right) \\
&= \mathbb{P}\left(\frac{1}{\zeta_{rb}} \ge \frac{(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}{(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}\right) \\
&= \mathbb{P}\left(|h_{rb}|^2 \le -\frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{P_r(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}\right) \\
&= \int_0^t f_{|h_{rb}|^2}(x)dx = \int_0^t \lambda_{rb}\, exp(-\lambda_{rb}x)\, dx \\
&= 1 - exp(-t\lambda_{rb})
\end{aligned} \tag{۲۳}$$

که در رابطه بالا $t = -\frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{P_r(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}$ است.

۳-۳. بهینه‌سازی توان نویز مصنوعی در روش پیشنهادی

در این بخش، عامل‌های موردنیاز برای بهینه‌سازی مخابره پنهان مورد بحث قرار می‌گیرد. در طراحی مخابره پنهان باید هم‌زمان، نرخ ارسال بین آلیس و باب و همچنین خطای آشکارسازی ارسال آلیس در ویلی موردتوجه قرار گیرد. طراحی مخابره پنهان شامل انتخاب پارامترهایی است که این موارد را در نظر می‌گیرد. به‌این‌ترتیب باتوجه‌به تعریف مسئله، پارامترهایی که قابل‌تغییر هستند، شامل توان بیشینه P_{max} و کمینه P_{min} نویز مصنوعی است که رله ارسال می‌کند. ازآنجایی‌که آلیس و رله از وضعیت لحظه‌ای کانال خود به ویلی آگاهی ندارند، میانگین احتمال خطای آشکارسازی در سمت ویلی که با $\overline{\mathbb{P}}^*_{e,w}$ نمایش داده می‌شود، به‌عنوان معیار خطا از دیدگاه آلیس و باب در نظر گرفته می‌شود. در این راستا، مقدار موردانتظار احتمال خطای آشکارسازی در ویلی، با درنظرگرفتن تمامی حالات ممکن از کانال‌های h_{aw} و h_{bw} تعریف می‌شود.

لم ۳: میانگین احتمال خطای ویلی با درنظرگرفتن سطح آستانه بهینه برابر است با:

$$\overline{\mathbb{P}}^*_{e,w} = 1 + s - s^2 + s\, ln(s) \tag{۲۴}$$

اثبات: مراجعه شود به پیوست (الف). در رابطه بالا $s = \lambda_{rw}P_a/\left(\lambda_{rw}P_a + \lambda_{aw}(P_{max} - P_{min} + P_a)\right)$ است.

به‌این‌ترتیب مسئله بهینه‌سازی برای طراحی عامل‌های مخابره پنهان را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\begin{cases} \underbrace{argmax}_{P_{min},P_{max}} \ \overline{\mathbb{P}}^*_{e,w}(P_{min}, P_{max}) \\ \quad subject\ to \quad R_{ab}(1-\mathbb{P}_{out}) \ge \tau \end{cases} \tag{۲۵}$$

در طراحی مسئله بالا فرض شده است که یک حداقل نرخ ارسال از آلیس به باب موردنیاز است که با τ نشان‌داده‌شده است. پس با داشتن این نرخ ارسال پنهان، می‌توان کمینه خطای ویلی را در این نرخ به دست آورد.

قضیه ۱: انتخاب بهینه برای P_{min} جهت بیشینه‌کردن میانگین احتمال خطای آشکارسازی ویلی با در نظر گفتن حداقل نرخ موردنیاز در دریافت باب از آلیس برابر است با:

$$P^*_{min} = \frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{ln\frac{\tau}{R_{ab}}(\zeta_{ar}+1-2^{R_{ab}})} \tag{۲۶}$$

اثبات: در طرح پیشنهادی تطبیقی، توان ارسال رله به باب به‌گونه‌ای تعیین می‌شود که بتواند حداقل سیگنال به نویز موردنیاز در دریافت باب را فراهم کند. ازآنجایی‌که ارسال رله به باب، جهت افزایش خطای ویلی با توزیع توان نویز مصنوعی انجام می‌شود، لذا حداقل توان موردنیاز برابر P_{min} خواهد بود. با قراردادن این توان در رابطه ۲۲ که برای احتمال قطع محاسبه شده است می‌توان مقدار بهینه آن را به دست آورد.

$$\begin{aligned}
&R_{ab}(1-\mathbb{P}_{out}) \ge \tau \\
&\Rightarrow R_{ab}\left(1-1+exp\left(\frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{P_{min}(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}\lambda_{rb}\right)\right) \\
&\ge \tau \\
&\Rightarrow \left(exp\left(\frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{P_{min}(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}\lambda_{rb}\right)\right) \ge \frac{\tau}{R_{ab}} \\
&\Rightarrow \frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{P_{min}(\zeta_{ar}-2^{R_{ab}}+1)}\lambda_{rb} \ge ln\frac{\tau}{R_{ab}} \\
&\Rightarrow P_{min} \ge \frac{\sigma_b^2(\zeta_{ar}+1)(2^{R_{ab}}-1)}{ln\frac{\tau}{R_{ab}}(\zeta_{ar}+1-2^{R_{ab}})}
\end{aligned} \tag{۲۷}$$

با به‌دست‌آوردن مقدار بهینه P_{min} نویز مصنوعی، مسئله بهینه‌سازی خطای ویلی می‌تواند به‌صورت زیر بازنویسی شود.

$$\underbrace{argmax}_{P_{max}} \ \overline{\mathbb{P}}^*_{e,w}(P_{max}) \tag{۲۸}$$

قضیه ۲: انتخاب بهینه برای P_{max} جهت بیشینه‌کردن میانگین احتمال خطای آشکارسازی ویلی برابر است با:

$$P_{max}^{*} \to \infty \qquad (۲۹)$$

اثبات: برای محاسبه مقدار بهینه‌ی توان بیشینه نویز مصنوعی، ابتدا محدب بودن تابع $\bar{\mathbb{P}}_{\hat{e},w}^{*}$ نسبت به پارامتر s باید مورد بررسی قرار گیرد. با تعریف $f(s) = 1 + s - s^2 + s\ln s$ ملاحظه می‌شود که مشتق اول این تابع برابر است با $f'(s) = 2(1-s) + \ln s$. حال برای اینکه تابع محدب باشد باید $f''(s) \geq 0$ باشد. با گرفتن مشتق دوم یعنی $f''(s) = -2 + 1/s$ و قراردادن در شرط $f''(s) \geq 0$ باشد باید $s \leq 1/2$ باشد تا $\bar{\mathbb{P}}_{\hat{e},w}^{*}$ نسبت به s محدب باشد. حال محدب بودن نسبت به P_{max} مورد بررسی قرار می‌گیرد که طبق تعریف $s \triangleq \lambda_{rw}P_a/\left(\lambda_{rw}P_a + \lambda_{aw}(P_{max} - P_{min} + P_a)\right)$ که مشاهده می‌شود s یک تابع کاهشی مثبت نسبت به P_{max} است؛ بنابراین محدب بودن تابع با شرط $s \leq 1/2$ به دست می‌آید و با جاگذاری در رابطه اصلی شرط محدب بودن به‌صورت زیر حاصل می‌شود:

$$P_{max} \geq P_{min} + \frac{1}{2}\lambda_{rw}P_a - \frac{(\lambda_{aw} + \lambda_{rw})}{\lambda_{aw}}P_a \qquad (۳۰)$$

با درنظرگرفتن شرط بالا و با درنظرگرفتن محدب بودن تابع $\bar{\mathbb{P}}_{\hat{e},w}^{*}$ ، میانگین احتمال خطای ویلی زمانی بیشینه می‌شود که توان $P_{max} \to \infty$.

نکته: باتوجه‌به اینکه در روش پیشنهادی انطباقی که در آن رله توان ارسالی خود را با توان دریافتی آلیس منطبق می‌کند تا حداقل سیگنال به نویز دریافتی در گیرنده خودی تضمین شود و ارسال توان بیشینه در فرضیه H_0 انجام می‌شود؛ لذا تأثیری بر نرخ ارسال آلیس به باب نداشته و بنابراین رله می‌تواند بدون محدودیت P_{max} را افزایش دهد.

۴. نتایج عددی و شبیه‌سازی

در این بخش، عملکرد سامانه از منظر پنهان‌کاری به‌صورت عددی و با شبیه‌سازی تحلیل و ارزیابی می‌شود. پارامترهایی که در این تحلیل مورد بررسی قرار گرفته‌اند عبارت‌اند از: اثر توان بیشینه نویز مصنوعی تولیدشده توسط رله بر احتمال آشکارسازی ویلی، اثر افزایش توان ارسالی آلیس بر احتمال آشکارسازی ویلی، و مقایسه نرخ ارسال در روش پیشنهادی با سایر روش‌ها. در ادامه، ناحیه پنهانمانی بر اساس نرخ ارسال پنهان و احتمال آشکارسازی ویلی تعیین شده و عملکرد روش پیشنهادی از این منظر ارزیابی می‌شود. برای مدل‌سازی کانال‌ها، از کانال محوشدگی بلوکی استفاده شده است؛ به این صورت که ضرایب کانال در هر بلوک زمانی ثابت و بین بلوک‌ها مستقل فرض شده‌اند. مقادیر ضرایب کانال مساوی در نظر گرفته‌شده است یعنی: $\lambda_{ar} = \lambda_{rb} = \lambda_{aw} = \lambda_{rw} = 1$ همچنین، واریانس نویز گوسی در تمام گیرنده‌ها برابر $\sigma_r^2 = \sigma_b^2 = \sigma_w^2 = 1$ در نظر فرض شده است و سایر عامل‌ها در جدول (۱) خلاصه شده‌اند. شایان‌ذکر است عملکرد روش پیشنهادی با کار انجام شده در مقاله [۲۹] مورد مقایسه و بررسی قرار گرفته است که در ادامه متن و شکل‌ها به‌عنوان روش غیرتطبیقی یا *NARFDM* بیان شده است.

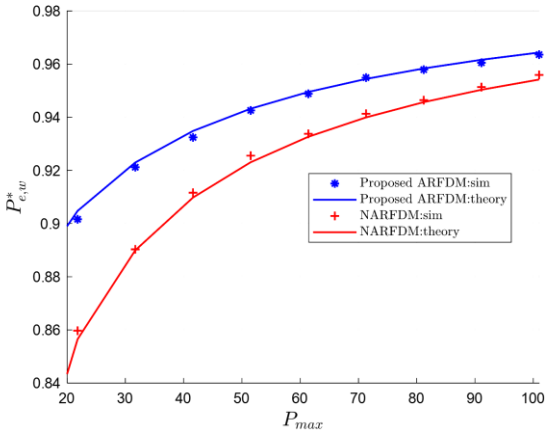
پارامتر	مقدار
نرم‌افزار مورداستفاده	*MATLAB version 2020b*
روش شبیه‌سازی	*Monte Carlo method with* 10^6 *iterations*
ناحیه مورد بررسی	$1000 \times 1000\ meters$
توان نویز	$\sigma_r^2 = \sigma_b^2 = \sigma_w^2 = 1\ dB$
کانال محوشدگی	*Block-fading channel with* $h \sim \mathcal{CN}(0,1)$
مدل تلفات مقیاس بزرگ	تلفات مسیر آزاد[1] با ضریب تضعیف ۲
بَسامد حامل	*900 Mhz*
بهره آنتن	$G_t = G_r = 1\ dBc$
توان ارسالی آلیس (P_a)	*50 (watts)*
توزیع توان نویز مصنوعی	توزیع یکنواخت با $P_{min} = 10\ Watts, P_{max} = 100\ Watts$
اندازه پنجره مشاهده ویلی در محاسبه توان دریافتی	$N = 100$

۴-۱. محاسبه اثر توان بیشینه نویز مصنوعی بر احتمال خطای آشکارسازی ویلی

یکی از عامل‌های مهم و تأثیرگذار در مخابره پنهان مبتنی بر نویز مصنوعی، انتخاب بیشینه توان ارسالی نویز مصنوعی است. همان‌طور که در قضیه ۲ اثبات شد، مقدار بهینه این توان در محاسبات تحلیلی زمانی به دست می‌آید که به سمت بی‌نهایت میل کند($P_{max} \to \infty$،). در این شبیه‌سازی ابتدا این نتیجه بررسی شده و با روش‌های غیرتطبیقی مقایسه می‌شود. بااین‌حال، در یک سامانه عملی، انتخاب توان بی‌نهایت هم از نظر فنی بی‌معناست و هم از نظر اقتصادی به دلیل هزینه‌ی بالای توان ارسالی در فرستنده قابل‌قبول نیست. همچنین در روش‌های غیرتطبیقی، افزایش توان نویز مصنوعی می‌تواند نسبت سیگنال به نویز در گیرنده خودی را کاهش داده و عملکرد سامانه را مختل کند. در مقابل، در روش پیشنهادی این پژوهش، توان

[1]. Free Space Path Loss (FSPL).

بیشینه به‌صورت تطبیقی انتخاب می‌شود که این موضوع اثرات منفی ذکرشده را تا حد زیادی کاهش می‌دهد. شکل (۴) اثر توان بیشینه نویز مصنوعی را بر احتمال خطای آشکارسازی ویلی نشان می‌دهد. همچنین بر اساس رابطه تحلیلی ارائه‌شده در رابطه (۲۴)، نمودار شبیه‌سازی ترسیم شده و انطباق کامل نتایج شبیه‌سازی با تحلیل نظری تأیید می‌شود. بررسی نمودار نشان می‌دهد که در مقایسه با روش غیرتطبیقی که هیچ کنترلی بر توان نویز مصنوعی ندارد، روش پیشنهادی عملکرد بسیار بهتری ارائه می‌دهد. سخت‌تر خواهد شد.

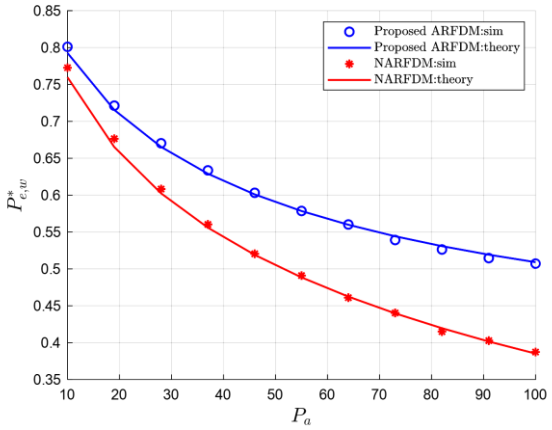


شکل ۴: اثر افزایش بیشینه‌ی توان ارسالی نویز مصنوعی بر روی احتمال خطای آشکارسازی ویلی

زمانی که توان ارسالی $P_{max} = 20$ وات است، احتمال خطای ایجاد شده در ویلی در روش پیشنهادی برابر $P^*_{e,w} = 0.90$ می‌شود که در مقایسه با روش غیرتطبیقی که در آن $P^*_{e,w} = 0.85$ است، 0.15 بهبود را در احتمال خطا نشان می‌دهد که با افزایش توان نویز مصنوعی به ۱۰۰ وات این اختلاف به 0.2 می‌رسد. علت این بهبود، تطبیق توان نویز مصنوعی با توان ارسالی آلیس در روش پیشنهادی است. این تطبیق باعث می‌شود توان اضافی به سمت ویلی ارسال نشود و توان دریافتی او از سطح آستانه فراتر نرود. در نتیجه، شناسایی حضور آلیس برای ویلی

۴-۲. محاسبه اثر افزایش توان آلیس بر احتمال خطای آشکارسازی ویلی

یکی از عامل‌های مهم در تعیین نسبت سیگنال به نویز دریافتی، توان ارسالی فرستنده است. افزایش توان ارسالی منجر به افزایش سیگنال به نویز دریافتی و در نتیجه افزایش نرخ ارسال داده و نرخ مخابره پنهان خواهد شد. بااین‌حال، در مخابرات پنهان افزایش نرخ ارسال، علاوه بر چالش‌های موجود در سامانه‌های مخابراتی متعارف (هزینه، پیچیدگی ساخت، مصرف جریان بالا و...)، احتمال آشکارشدن ارسال آلیس از دید ویلی را نیز افزایش می‌دهد. در شکل (۵) اثر افزایش توان ارسالی آلیس بر احتمال خطای آشکارسازی ویلی مورد بررسی قرار گرفته است. برای صحت گذاری شبیه‌سازی‌ها روابط تحلیلی به‌دست‌آمده در رابطه (۲۴) نیز ترسیم شده است و همان‌گونه که در شکل نشان‌داده‌شده است، این روابط منطبق بر نتایج شبیه‌سازی است. همچنین برای مقایسه عملکرد روش پیشنهادی، روش غیرتطبیقی نیز در شکل ترسیم شده است. همان‌گونه که در شکل مشاهده می‌شود، در توان‌های پایین احتمال خطای آشکارسازی ویلی در روش پیشنهادی برابر $P^*_{e,w} = 0.8$ بوده که این مقدار در روش غیرتطبیقی برابر $P^*_{e,w} = 0.76$ است که اختلاف ۵ درصدی دارد.



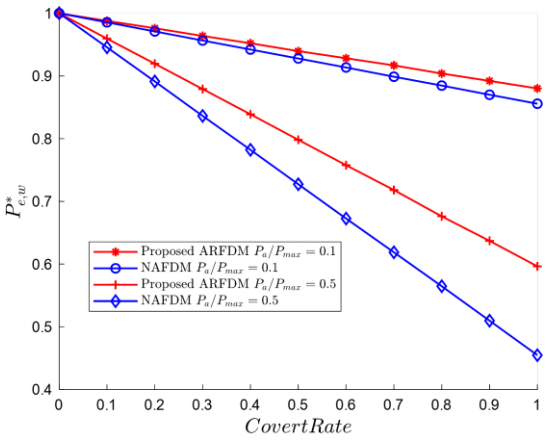
شکل ۵: محاسبه اثر افزایش توان آلیس در احتمال خطای ویلی

اما مزیت روش پیشنهادی با افزایش توان آلیس بیشتر نمایان می‌شود، جایی که توان ارسالی آلیس برابر توان ارسالی بیشینه نویز مصنوعی می‌شود یعنی $P_a = P_{max} = 100$ وات. در این حالت در روش پیشنهادی احتمال خطای ویلی $P^*_{e,w} = 0.5$ بوده درحالی‌که در روش غیرتطبیقی این مقدار به $P^*_{e,w} = 0.37$ می‌رسد یعنی ۳۵ درصد اختلاف حاصل می‌شود که نشان از عملکرد بهتر روش تطبیقی بر احتمال خطای آشکارسازی ویلی دارد.

۴-۳. محاسبه رابطه بین نرخ مخابره پنهان و احتمال خطای آشکارسازی در ویلی.

یکی از معیارها در مخابره پنهان، مقایسه نرخ مخابره پنهان با احتمال خطای آشکارسازی ویلی است. روشی برای مخابره پنهان مؤثر است که بتواند از طرفی نرخ مخابره پنهان را افزایش داده و از طرف دیگر احتمال خطای ویلی را نیز به حداکثر برساند. در این شبیه‌سازی که در شکل (۶) نمودار آن ترسیم شده، پنجره مشاهده ویلی برابر $N = 100$ در نظر گرفته‌شده است و فرض شده است که در هر شیار زمانی داده‌ها به‌صورت کامل در باب دریافت می‌شود. هرچند روش پیشنهادی به دلیل بهبود نسبت سیگنال به نویز دریافتی، در هر اسلات عملکرد بهتری دارد، اما در این بخش از بررسی این موضوع صرف‌نظر شده است. به‌این‌ترتیب زمانی که آلیس در هیچ‌کدام از شیارها ارسال انجام نداده باشد، نرخ مخابره برابر صفر خواهد بود و درصورتی‌که همه

شیارهای زمانی در پنجره مشاهده ویلی را استفاده کرده باشد در آن صورت نرخ مخابره پنهان یک (یا 100 %) در نظر گرفته شده است. برای مقایسه عملکرد روش پیشنهادی، یک روش غیرتطبیقی نیز ترسیم شده است. همچنین عامل‌های مقایسه با نسبت توان آلیسی به حداکثر توان ارسالی نویز مصنوعی نیز مورد مقایسه قرار گرفته است. همان‌گونه که مشاهده می‌شود روش پیشنهادی در هر دو حالت یعنی زمانی که $\frac{P_a}{P_{max}} = 0.1$ و $\frac{P_a}{P_{max}} = 0.5$ است، از روش غیرتطبیقی عملکرد مناسب‌تری دارد. همان‌گونه که انتظار می‌رود زمانی که آلیس هیچ ارسالی انجام نمی‌دهد احتمال خطای آشکارسازی ویلی برابر یک می‌شود که در ابتدای نمودار مشهود است. اما با افزایش نرخ مخابره پنهان، احتمال خطای ویلی کاهش می‌یابد. به‌عنوان‌مثال در حالتی که $\frac{P_a}{P_{max}} = 0.1$ است در روش تطبیقی زمانی که نرخ مخابره بیشینه بوده و برابر یک است احتمال خطای آشکارسازی ویلی به $P^*_{e,w} = 0.89$ می‌رسد. درحالی‌که در روش غیرتطبیقی این مقدار معادل $P^*_{e,w} = 0.87$ است که خیلی نزدیک به هم هستند. اما با کاهش اختلاف میان توان ارسالی آلیس و بیشینه توان نویز مصنوعی یعنی در حالت $\frac{P_a}{P_{max}} = 0.5$ این مقدار در روش تطبیقی پیشنهادی به $P^*_{e,w} = 0.6$ و در روش غیرتطبیقی به $P^*_{e,w} = 0.45$ می‌رسد که اختلاف ۳۳ درصدی را نشان می‌دهد. این بهبود ناشی از آن است که روش تطبیقی امکان افزایش توان ارسال آلیس تا مقادیر نزدیک به بیشینه توان نویز مصنوعی را فراهم می‌کند، بدون آنکه کاهش محسوسی در احتمال خطای آشکارسازی ویلی ایجاد شود.



شکل ۶: مقایسه اثر نرخ مخابره پنهان بر روی احتمال خطای آشکارسازی ویلی

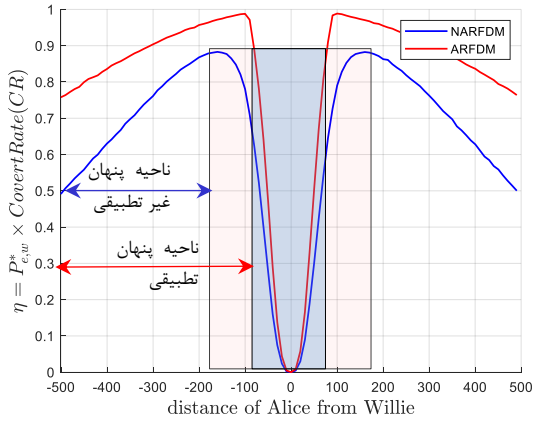
۴-۴. ناحیه امن مخابره پنهان بر حسب نرخ مخابره و احتمال خطای آشکارسازی ویلی

یکی از نیازمندی‌های یک مخابره پنهان می‌تواند تعیین یک ناحیه امن برای مخابره باشد. منظور از این ناحیه، محدوده‌ای است که آلیس بتواند بدون آشکارشدن توسط ویلی به او نزدیک شده و ارتباط خود را با باب برقرار کند. شکل (۷) نمودار احتمال خطای آشکارسازی ویلی را در کنار نرخ مخابره‌ی پنهان باتوجه‌به فاصله‌ای که آلیس از ویلی دارد نشان می‌دهد. برای تعیین ناحیه امن پنهان معیار جدیدی به نام $\eta = \mathbb{P}_{e,w} \times CovertRate$ تعریف شده است. ازآنجاکه دو پارامتر نرخ مخابره پنهان و احتمال خطای آشکارسازی رابطه معکوس با یکدیگر دارند حاصل‌ضرب آن‌ها در یک نقطه به مقدار بیشینه می‌رسد. این نقطه به‌عنوان مرز ناحیه مخابره پنهان در نظر گرفته می‌شود. هرچند این معیار ممکن است کاملاً دقیق نباشد، اما ابزاری مناسب برای مقایسه عملکرد روش‌ها ارائه می‌دهد. در این شبیه‌سازی فرض شده است که ناحیه‌ای به ابعاد 1000×1000 متر وجود دارد به‌نحوی که ویلی در مرکز آن قرار گرفته است. آلیس از فاصله ۵۰۰ متری به ویلی نزدیک شده و از کنار او عبور کرده و دوباره ۵۰۰ متر فاصله می‌گیرد. همچنین فرض شده است که رله در فاصله ۵۰۰ متری در شمال ویلی قرار دارد و باب نیز در محدوده پوشش آلیس نبوده؛ اما از رله ۵۰۰ متر فاصله دارد. برای محاسبه‌ی تلفات مسیر آزاد از مدل (FSPL[1]) استفاده شده است که رابطه آن به‌صورت زیر است:

$$FSPL = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2 \qquad (۳۱)$$

در رابطه بالا $f = 900\ Mhz$ بیانگر بَسامد حامل، c سرعت نور و d فاصله بین فرستنده و گیرنده است. این پارامتر بر محاسبه تلفات مقیاس بزرگ در نظر گرفته شده است که بر میزان توان دریافتی و در نتیجه بر تعیین ناحیه‌ی امن مخابره‌ی پنهان تأثیر دارد.

همان‌گونه که در شکل (۷) نشان‌داده‌شده است ناحیه امن پنهان در روش پیشنهادی بیشتر از ناحیه امن پنهان در روش غیرتطبیقی است. در روش پیشنهادی آلیس می‌تواند تا فاصله ۸۰ متری ویلی نزدیک شود درحالی‌که احتمال خطای آشکارسازی بیشتر از ۰.۸۹ باشد.



شکل ۷: ناحیه مخابره پنهان باتوجه‌به نرخ مخابره پنهان و احتمال خطای آشکارسازی ویلی

[1]. Free Space Path Loss (FSPL).

اما این میزان برای روش غیرتطبیقی در فاصله ۱۸۰ متری از ویلی امکان‌پذیر است. یعنی در روش غیرتطبیقی، برای اینکه خطای ویلی از بیشینه خطای ممکن کمتر نشود، آلیس مجبور است که در فاصله بیشتری نسبت به روش تطبیقی پیشنهادی با ویلی قرار داشته باشد و در نتیجه ناحیه امن پنهان کمتری را خواهد داشت.

۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک روش تطبیقی برای مخابره پنهان در حضور رله کمکی با بهره‌گیری از نویز مصنوعی ارائه شد. در این چارچوب، روابط تحلیلی مربوط به‌احتمال خطای آشکارسازی ویلی به‌صورت دقیق استخراج و با فرموله‌سازی یک مسئله بهینه‌سازی، طراحی مناسبی برای تنظیم توان نویز مصنوعی و ارسال آلیس ارائه گردید روش پیشنهادی با تنظیم تطبیقی توان ارسالی آلیس و نویز مصنوعی، مجموع توان دریافتی در ویلی را در حالتی که آلیس ارسال داشت، زیر سطح آستانه نگه می‌دارد و به‌این‌ترتیب احتمال آشکارسازی ویلی کاهش می‌یابد. همچنین باتوجه‌به اینکه رله از یک گیرنده تمام دوطرفه استفاده می‌کرد، با انطباق توان ارسالی نویز مصنوعی و توان دریافتی در رله در روش تطبیقی پیشنهادی اثر مخرب آن بر گیرنده رله کاهش یافت که در نتیجه‌ی آن سیگنال به نویز دریافتی نهایی و نرخ مخابره پنهان افزایش یافت. از طرفی روش پیشنهادی با روش‌های مشابه غیرتطبیقی مورد مقایسه قرار گرفت. نتایج شبیه‌سازی نشان داد که روش پیشنهادی، تا ۳۵ درصد خطای ویلی و تا ۳۳ درصد نرخ مخابره پنهان را نسبت به روش‌های غیرتطبیقی افزایش داد و از طرفی توانست ناحیه امن پنهان بیشتری برای مخابره‌ی آلیس فراهم کند.

برای ادامه کار می‌توان سناریو های دیگری نیز در نظر گرفت به‌عنوان‌مثال، رله مجهز به آنتن آرایه‌ای باشد تا بتواند پرتو ارسالی را به سمت باب متمایل کند و روش تطبیقی را بر روی نشتی‌های ایجاد شده در لوب‌های کناری ارسال رله و آلیس داشته باشد. همچنین می‌توان از رله‌های نیمه دوطرفه استفاده کرد و سناریوی تطبیقی را بر روی آن اجرا کرد و در نهایت این انطباق توان و شیار زمانی را به‌صورت هوشمندانه به کمک روش‌های هوش مصنوعی انجام داد.

پیوست الف:

باتوجه‌به اینکه رله توان ارسالی خود را با توان دریافتی از آلیس تطبیق می‌دهد، لذا ویلی زمانی دچار احتمال خطا می‌شود که در آن $|h_{rw}|^2P_{max}+\sigma_w^2 \geq |h_{aw}|P_a+|h_{rw}|^2P_{min}-|h_{rw}|^2P_a+\sigma_w^2$ باشد. باتوجه‌به قانون امید ریاضی کل[1] می‌توان میانگین احتمال خطای ویلی را به‌صورت زیر نوشت:

$$
\begin{aligned}
&E\{\mathbb{P}_{e,w}^*\}\\
&=\mathbb{P}\left\{|h_{aw}|^2\leq\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}\right\}\\
&\times E\left\{\mathbb{P}_{e,w}^*||h_{aw}|^2\leq\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}\right\}
\end{aligned}
\tag{۳۲}
$$

در ادامه دو قسمت اول و دوم به‌صورت جداگانه محاسبه می‌شود:

$$
\begin{aligned}
&\mathbb{P}\left\{|h_{aw}|^2\leq\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}\right\}\\
&=\int_0^{\infty}\int_0^{\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}} f_{|h_{aw}|^2}(v)f_{|h_{rw}|^2}(u)dvdu\\
&=\int_0^{\infty}\int_0^{\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}} \lambda_{aw}\,exp(-\lambda_{aw}v)\,\lambda_{rw}\,exp(-\lambda_{rw}u)\,dvdu\\
&=\frac{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}{\lambda_{rw}P_a+\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}
\end{aligned}
\tag{۳۳}
$$

و برای قسمت دوم داریم:

$$
\begin{aligned}
&E\left\{\mathbb{P}_{e,w}^*||h_{aw}|^2\leq\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}\right\}\\
&=\int_0^{\infty}\int_0^{\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}} \mathbb{P}_{e,w}^*\\
&\times f_{|h_{aw}|^2}(v)f_{|h_{rw}|^2}(u)dvdu\\
&=\int_0^{\infty}\int_0^{\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}} \mathbb{P}_{e,w}^*\\
&\times f_{|h_{aw}|^2}(v)f_{|h_{rw}|^2}(u)dvdu\\
&=\int_0^{\infty}\int_0^{\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}} \mathbb{P}_{e,w}^*\\
&\times f_{|h_{aw}|^2}(v)f_{|h_{rw}|^2}(u)dvdu\\
&=1+\frac{P_a}{(P_{max}-P_{min}+P_a)}\\
&-\frac{P_a}{(P_{max}-P_{min}+P_a)}\int_0^{\infty}\int_0^{\frac{|h_{rw}|^2(P_{max}-P_{min}+P_a)}{P_a}}\frac{|h_{aw}|^2}{|h_{rw}|^2}\\
&\times f_{|h_{aw}|^2}(v)f_{|h_{rw}|^2}(u)dvdu\\
&=1+\frac{P_a}{(P_{max}-P_{min}+P_a)}\\
&-\frac{\lambda_{rw}P_a}{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}\left\{ln\left(1\right.\right.\\
&\left.\left.+\frac{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}{\lambda_{rw}P_a}\right)\right.\\
&\left.-\frac{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}{\lambda_{rw}P_a+\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}\right\}
\end{aligned}
\tag{۳۴}
$$

[1]. Low of total Expectation.

بـــا ضـــرب دو قســـمت در همـــدیگر و بـــا درنظرگـــرفتن $s = \frac{\lambda_{rw}P_a}{\lambda_{rw}P_a+\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}$ داریم:

$$\begin{aligned} & E\{\mathbb{P}^*_{e,w}\} \\ &= \frac{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}{\lambda_{rw}P_a+\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)} \\ &\times\left(1+\frac{P_a}{(P_{max}-P_{min}+P_a)}\right. \\ &-\frac{\lambda_{rw}P_a}{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}\left\{ln\left(1\right.\right. \\ &+\left.\left.\frac{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}{\lambda_{rw}P_a}\right)\right. \\ &\left.\left.-\frac{\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}{\lambda_{rw}P_a+\lambda_{aw}(P_{max}-P_{min}+P_a)}\right\}\right) \\ &= 1+s-s^2+s\,ln(s) \end{aligned} \quad (۳۵)$$

مراجع

[1] B. Kim, Y. E. Sagduyu, K. Davaslioglu, T. Erpek, and S. Ulukus, "How to Make 5G Communications "Invisible": Adversarial Machine Learning for Wireless Privacy," in 2020 54th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, 1-4 Nov. 2020 2020, pp. 763-767, doi: 10.1109/IEEECONF51394.2020.9443500.

[2] L. Wang, G. W. Wornell, and L. Zheng, "Fundamental Limits of Communication With Low Probability of Detection," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 62, no. 6, pp. 3493-3503, 2016, doi: 10.1109/TIT.2016.2548471.

[3] B. M. M. Shahriari , M. Saberi, "Analyzing Security Challenges of LTE Networks, Obstacles and Opportunities of Network Localization Based on the Standard Platform," Journal of Electronical & Cyber Defense, vol. 2, no. 7, pp. 121-132, 2019.

[4] K. Shahzad, "Covert Wireless Communications with Artificial Noise and Channel Uncertainties," 2020.

[5] B. A. Bash, D. Goeckel, D. Towsley, and S. Guha, "Hiding information in noise: fundamental limits of covert wireless communication," IEEE Communications Magazine, vol. 53, no. 12, pp. 26-31, 2015, doi: 10.1109/MCOM.2015.7355562.

[6] R. Chen, Z. Li, J. Shi, L. Yang, and J. Hu, "Achieving Covert Communication in Overlay Cognitive Radio Networks," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 12, pp. 15113-15126, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3034928.

[7] K. Shahzad and X. Zhou, "Covert Wireless Communications Under Quasi-Static Fading With Channel Uncertainty," IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 16, pp. 1104-1116, 2021, doi: 10.1109/TIFS.2020.3029902.

[8] B. A. Bash, D. Goeckel, and D. Towsley, "Limits of Reliable Communication with Low Probability of Detection on AWGN Channels," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 31, no. 9, pp. 1921-1930, 2013, doi: 10.1109/JSAC.2013.130923.

[9] M. E. Rajabi, H. Khaleghi Bizaki, and M. Shafiee, "Adaptive Wireless Covert Communication with Full/Half-Duplex Transceiver using Artificial Noise," Arabian Journal for Science and Engineering, 2024/12/20 2024, doi: 10.1007/s13369-024-09800-1.

[10] M. F. M. R Yari, P. Azmi, "Covert communication in the presence of untrusted relay," Journal of Electronical & Cyber Defense, vol. 12, no. 2, pp. 1-14, 2024, doi: 20.1001.1.23224347.1403.12.2.1.1. (In Persian).

[11] S. T. V. Soltaninia, M. Hasani Ahangar, F. Samsami Khodadad, P. Baei, "Security of UAV Relay Networks based on Covert Communication in the Presence of an Eavesdropping UAV," Journal of Electronical & Cyber Defense, vol. 2, no. 11, pp. 45-56, 2023, doi: 20.1001.1.23224347.1402.11.2.4.7. (In Persian)

[12] A. Sheikholeslami, M. Ghaderi, D. Towsley, B. A. Bash, S. Guha, and D. Goeckel, "Multi-Hop Routing in Covert Wireless Networks," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 17, no. 6, pp. 3656-3669, 2018, doi: 10.1109/TWC.2018.2812881.

[13] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Hybrid Full-Duplex/Half-Duplex Relaying with Transmit Power Adaptation," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 10, no. 9, pp. 3074-3085, 2011, doi: 10.1109/TWC.2011.071411.102266.

[14] O. Shmuel, A. Cohen, and O. Gurewitz, "Multi-Antenna Jamming in Covert Communication," IEEE Transactions on Communications, vol. 69, no. 7, pp. 4644-4658, 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3067386.

[15] J. Kong, F. T. Dagefu, and B. M. Sadler, "Simultaneous Beamforming and Nullforming for Covert Wireless Communications," in 2020 IEEE 91st Vehicular Technology Conference (VTC2020-Spring), 25-28 May 2020 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/VTC2020-Spring48590.2020.9128790.

[16] J. Kong, F. T. Dagefu, and B. M. Sadler, "Distributed Beamforming in the Presence of Adversaries," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 9, pp. 9682-9696, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3001532.

[17] M. Forouzesh, P. Azmi, N. Mokari, and D. Goeckel, "Covert Communication Using Null Space and 3D Beamforming: Uncertainty of Willie's Location Information," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 69, no. 8, pp. 8568-8576, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.2997074.

[18] X. Zhou, S. Yan, Q. Wu, F. Shu, and D. W. K. Ng, "Intelligent Reflecting Surface (IRS)-Aided Covert Wireless Communications With Delay Constraint," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 21, no. 1, pp. 532-547, 2022, doi: 10.1109/TWC.2021.3098099.

[19] B. Zheng, C. You, W. Mei, and R. Zhang, "A Survey on Channel Estimation and Practical Passive Beamforming Design for Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Communications," IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 24, no. 2, pp. 1035-1071, 2022, doi: 10.1109/COMST.2022.3155305.

[20] L. Zou, D. Zhang, M. Cui, G. Zhang, and Q. Wu, "IRS-assisted covert communication with eavesdropper's channel and noise information uncertainties," Physical Communication, vol. 53, p. 101662, 2022/08/01/ 2022, doi: https://doi.org/10.1016/j.phycom.2022.101662.

[21] C. Wu, S. Yan, X. Zhou, R. Chen, and J. Sun, "Intelligent Reflecting Surface (IRS)-Aided Covert Communication With Warden's Statistical CSI," IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 7, pp. 1449-1453, 2021, doi: 10.1109/LWC.2021.3069778.

[22] J. Kong, F. T. Dagefus, J. Choi, and P. Spasojevic, "Intelligent Reflecting Surface Assisted Covert Communication With Transmission Probability Optimization," IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 8, pp. 1825-1829, 2021, doi: 10.1109/LWC.2021.3082841.

[23] C. Wang, Z. Li, J. Shi, and D. W. K. Ng, "Intelligent Reflecting Surface-Assisted Multi-Antenna Covert Communications: Joint Active and Passive Beamforming Optimization," IEEE Transactions on Communications, vol. 69, no. 6, pp. 3984-4000, 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3062376.

[24] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, "Passive Self-Interference Suppression for Full-Duplex Infrastructure Nodes," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 2, pp. 680-694, 2014, doi: 10.1109/TWC.2013.010214.130226.

[25] F. Zhu, F. Gao, T. Zhang, K. Sun, and M. Yao, "Physical-Layer Security for Full Duplex Communications With Self-Interference Mitigation," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 15, no. 1, pp. 329-340, 2016, doi: 10.1109/TWC.2015.2472527.

[26] L. Laughlin, M. A. Beach, K. A. Morris, and J. Hainey, "Electrical balance isolation for flexible duplexing in 5G mobile devices," in 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), 8-12 June 2015 2015, pp. 1071-1076, doi: 10.1109/ICCW.2015.7247319.

[27] E. L. Lehmann and J. P. Romano, Testing Statistical Hypotheses. Springer New York, 2006.

[28] B. Mourad, Signal Detection and Estimation, Second Edition. Artech, 2005, p. 1.

[29] G. Fang, J. Chen, G. Li, R. He, H. Wang, and Y. Yang, "Joint Power Allocation for Transmitter and Relay in a Full-Duplex Relay Covert Communication System," IEEE Open Journal of the Communications Society, 2024.