

طراحی توأم پرتو دهی و نویز مصنوعی در ارتباطات موج میلیمتری محرمانه با کمک صفحات انعکاس دهنده هوشمند

محمد راغب^۱ علی کوهستانی^۲ سید مصطفی صفوی همای^۳

۱- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی امیرکبیر- تهران- ایران

mohammad_ragheb@aut.ac.ir

۲- استادیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی قم - قم- ایران

kuhestani@qut.ac.ir

۳- استاد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه صنعتی امیرکبیر - تهران- ایران

safavi@aut.ac.ir

چکیده: مخابرات موج میلیمتری بدلیل منابع طیفی فراوان، قادر به پشتیبانی ارتباطات بی سیم با نرخ داده چندین گیگا بیت بر ثانیه می باشد. با این وجود، تلفات شدید مسیر و سمت گرایی بالای آن موجب گردیده تا سیستم های موج میلیمتری نسبت به پدیده انسداد آسیب پذیر باشند. یک راه حل جهت فائق آمدن بر این پدیده، بکارگیری رله است. از آنجایی که رله، نیاز به توان مصرفی دارد و همچنین، برخی تجهیزات موج میلیمتری هزینه بالایی را به سیستم ها تحمیل می کنند، سطوح انعکاس دهنده هوشمند به عنوان یک فناوری جدید کم قیمت جهت غلبه بر مسائل فوق معرفی می گردد. در این مقاله، یک سیستم موج میلیمتری مبتنی بر سطوح انعکاس دهنده هوشمند در نظر می گیریم که در آن یک ایستگاه پایه یا آلیس، پیام های محرمانه خود را به یک کاربر یا باب، در حضور یک شنودگر غیرفعال ارسال می نماید. در این راستا، بهینه سازی توأم توان سیگنال ارسالی با نویز مصنوعی و بکارگیری اطلاعات با نویز مصنوعی استفاده می نماید. در این راستا، بهینه سازی توأم توان سیگنال ارسالی با نویز مصنوعی و بکارگیری پرتو دهی مناسب در آلیس و ضمناً طراحی شیفت فاز بهینه در سطوح انعکاس دهنده هوشمند ارائه می گردد. همچنین در این مقاله، روابط فرم بسته ای برای تابع توزیع تجمعی کانال های قانونی و شنودی محاسبه می نماییم تا به کمک آنها معیار نرخ محرمانه ارگادیک ارزیابی گردد. نتایج عددی نشان می دهد که اولاً طرح پیشنهادی معیار نرخ محرمانه ارگادیک را بهبود می دهد و ثانیاً طرح پیشنهادی در مقابل پدیده انسداد در ارتباطات موج میلیمتری، کارایی بهتری را ارائه می دهد.

واژه های کلیدی: سطح انعکاس دهنده هوشمند، پرتو دهی توأم با نویز مصنوعی، مخابرات موج میلی متری محرمانه.

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.3.55

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۳/۳۱

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۷/۰۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۷/۳۰

نام نویسنده ی مسئول: دکتر علی کوهستانی

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - قم - کیلومتر ۵ جاده تهران - دانشگاه صنعتی قم - دانشکده ی مهندسی برق و کامپیوتر

۱- مقدمه

مخابرات موج میلیمتری عنوان یک فناوری کلیدی برای نسل بعد ارتباطات بی‌سیم، مخابره داده را با نرخ چندین گیگا بیت در ثانیه، به علت پهنای باند فرکانسی وسیعش، فراهم می‌آورد. یکی از محدودیت‌های ارتباطات موج میلیمتری، تلفات مسیر زیاد آن در مقایسه با سیستم‌های میکروویو زیر ۶ گیگاهرتز می‌باشد. در چنین سیستم‌هایی برای غلبه بر این مشکل، از آرایه‌های آنتنی بزرگ همراه با پرتودهی استفاده می‌شود. همچنین به علت جهت‌دار بودن سیستم‌های موج میلیمتری، سیگنال‌ها نسبت به انسداد آسیب‌پذیر می‌باشند [۱]. به منظور رفع این چالش، اخیراً صفحات انعکاس‌دهنده هوشمند^۱ (IRSs) به عنوان یکی از فناوری‌های نوین و مؤثر مطرح گردیده است [۲].

امروزه ارتباطات بی‌سیم مبتنی بر IRS بدلیل داشتن ساختار بسیار ارزان همراه با انرژی مصرفی ناچیز، توجه بسیاری از پژوهشگران و مهندسين را به خود جلب کرده است [۲-۵]. این فناوری نوظهور که به نوعی در نقش یک رله ظاهر می‌گردد، ضمن مصرف توان پایین، به صورت دیجیتال فاز سیگنال دریافتی را تغییر داده و سپس سیگنال حاصل را برای مقصد ارسال می‌کند. توجه شود در مقایسه با رله تقویت و ارسال که معمولاً در حالت نیمه-دوطرفه^۲ عمل می‌کند، IRSها کارایی بهتری ارائه می‌دهند؛ چرا که IRSها در مود تمام-دوطرفه^۳ عمل می‌کنند. متذکر می‌شویم اگرچه رله‌های تقویت و ارسال نیز می‌توانند در مود تمام-دوطرفه عمل کنند، ولی به ناچار با پدیده خود-تداخلی شدید مواجه می‌گردند و نیاز به روش‌های حذف تداخل دارند. در حوزه IRS، پژوهشگران در مرجع [۳] با بکارگیری یک صفحه آرایه غیرفعال هوشمند در مقیاس بزرگ، پیوندهای کمکی بین منبع و کاربر پیشنهاد دادند تا کارایی طیفی شبکه را ارتقا دهند. همچنین، نویسندگان در مرجع [۳] به طراحی فاز بهینه برای IRS پرداختند. در مرجع [۵] نیز محققان با ارائه یک طرح IRS توزیع شده برای پشتیبانی از چند کاربر در نقاط کور، سطح پوشش شبکه را بهبود دادند.

اخیراً برخی پژوهش‌ها در حوزه موج میلیمتری، به موضوع بکارگیری IRS در شبکه‌های مخابراتی بی‌سیم پرداخته‌اند. به عنوان مثال، نویسندگان در مقاله اخیر [۶]، ارتباط بین یک ایستگاه پایه چند آنتنه با یک کاربر تک آنتنه را در حضور تعدادی IRS مورد بررسی قرار دادند. آنها با هدف بیشینه‌سازی توان سیگنال دریافتی در کاربر، پیش‌گذار بکار گرفته شده در ایستگاه پایه و شیفت فاز بهینه در یک IRS را بصورت توأم طراحی کردند. نتایج مرجع [۶] بیان می‌کند با افزایش تعداد عناصر انعکاس‌دهنده در IRS، توان سیگنال دریافتی در کاربر به طور فزاینده افزایش می‌یابد. همچنین نویسندگان در مقاله [۷]، تأثیر مخرب نقیصه‌های سخت‌افزاری فرستنده و گیرنده را بر روی کارایی سیستم‌های مبتنی بر IRS بررسی نموده‌اند.

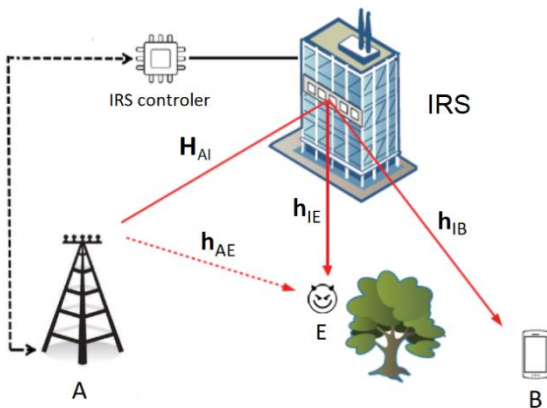
از آنجایی که در ارتباطات بی‌سیم، سیگنال منتشر شده در محیط نسبت به حمله شلوند آسیب پذیر است، لذا می‌بایست با استفاده از روش‌های امنیتی موجود از اطلاعات محرمانه حفاظت گردد. اخیراً روش‌های امنیت لایه فیزیکی^۵ (PLS) بدلیل سادگی در پیاده‌سازی در مقایسه با روش‌های رمزنگاری، توجه بسیاری از پژوهشگران را به خود جلب کرده است [۸-۱۵]. به عنوان مثال، نویسندگان مقاله [۱۲] برای بهبود امنیت و نظارت بر یک شبکه مخابراتی مشارکتی با ارتباطات مشکوک، پیشنهاد کرده‌اند که از پرنده‌های بدون سرنشین^۶ (UAV) برای دیدبانی به منظور مقابله با تهدیدهای امنیتی استفاده شود. بر اساس موقعیت قرارگیری UAV و فاصله نسبی آن از فرستنده‌های مشکوک یعنی منبع و رله، راهبردهای تطبیقی با هدف بهبود امنیت سیستم پیشنهاد گردیده است. نویسندگان مقاله [۱۳] جهت بهبود PLS در سیستم کدکننده زمان-فضا مبتنی بر مدل تعمیم یافته Alamouti، روشی را ارائه نموده‌اند که در آن می‌توان برای ایستگاه پایه بجای استفاده از MRT از کد فضا-زمان استفاده نمود. به طور خاص، محققین در مقالات [۸-۱۳] به برقراری امنیت برای ارتباطات زیر ۶ گیگاهرتز و در مراجع [۱۴] و [۱۵] به ارتباطات در باند موج میلیمتری پرداخته‌اند. با این حال، هیچ‌کدام از مراجع [۸-۱۵] از IRS در سیستم مدل خود استفاده نکرده‌اند. اخیراً برخی مقالات از PLS در سیستم‌های زیر ۶ گیگاهرتز مبتنی بر IRS بهره برده‌اند [۴] و [۱۶-۲۰]. به طور خاص، محققین در [۱۶] نشان دادند که به کمک IRS، نرخ محرمانه ارگادیک^۷ (ESR) به طور قابل توجهی افزایش یافته و ضمناً میزان نشت اطلاعات به شنودگر در مقایسه با سیستم بدون IRS کاهش می‌یابد. همچنین اهمیت بکارگیری نویز مصنوعی^۸ (AN) جهت ارتقاء نرخ محرمانه در یک سیستم ارتباطی یاری رسان با IRS در مرجع [۱۷] بررسی گردیده است. نتایج این مرجع نشان می‌دهد با افزایش تعداد عناصر انعکاس‌دهنده، بهره عملکردی که به کمک AN فراهم می‌شود وقتی شنودگرها دور از IRS قرار گرفته‌اند ثابت مانده و وقتی شنودگرها نزدیک IRS هستند این بهره، کاهش می‌یابد. توجه شود تمام مقالات فوق که به موضوع ارتباطات محرمانه با کمک IRS پرداخته‌اند، در حوزه باند میکروویو بوده‌اند و هیچ‌کدام باند موج میلیمتری را در نظر نگرفته‌اند. اخیراً تعداد اندکی مطالعات در حوزه مخابرات محرمانه در باند موج میلیمتری و در حضور IRS ارائه شده است [۲۱-۲۳]. اگرچه که این مقالات، با هدف بیشینه‌سازی نرخ محرمانه سیستم، به طراحی توأم پرتودهی در ایستگاه پایه و شیفت فاز در IRS پرداخته‌اند، اما هیچ‌کدام از AN در جهت بهبود محرمانگی بهره نبرده‌اند. همچنین، هیچ‌گونه آنالیز محرمانگی در آنها انجام نشده است.

این مقاله، به مطالعه کارایی محرمانه یک سیستم مخابراتی موج میلیمتری می‌پردازد که در آن به منظور فراهم نمودن مسیر کمکی بین یک ایستگاه پایه (به اختصار A) چند آنتنه و کاربر (به اختصار B) تک آنتنه از IRS استفاده می‌گردد. در این مدل سیستم، مسیر

مستقیم بین A و B مسدود بوده و تنها به واسطه ISR برقراری ارتباط خواهیم داشت. همچنین، یک شنودگر غیرفعال نیز در شبکه موجود است. در این مقاله، برای اولین بار، با تخصیص توان بهینه^۹ (OPA) بین سیگنال ارسالی و AN در A و نیز تنظیم فازهای آرایه‌های IRS غیرفعال، سیستم را به گونه‌ای طراحی می‌کنیم که معیار ESR سیستم بیشینه گردد. بدین منظور، ابتدا طرحی را جهت بهینه‌سازی توأم توان سیگنال ارسالی و AN و نیز بکارگیری پرتودهی مناسب در A با هدف بیشینه‌سازی نرخ محرمانه سیستم ارائه می‌نماییم. سپس با تنظیم بهینه فازهای IRS، نرخ محرمانه سیستم موج میلیمتری یاری‌رسان IRS را بهبود می‌دهیم. در این مقاله، متفاوت با بسیاری از کارهای انجام شده [۱۶-۲۳]، از رویکرد تحلیلی جهت ارزیابی محرمانگی سیستم موج میلیمتری مبتنی بر IRS استفاده کردیم. به عبارت دیگر، ابتدا روابط فرم بسته برای توابع توزیع تجمعی^{۱۰} (CDF) کانال‌های قانونی و شنودی محاسبه نمودیم و سپس رابطه‌ای برای معیار ESR ارائه دادیم. در نهایت طرح پیشنهادی را با دیگر طرح‌های ارسال مقایسه کردیم. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد بکارگیری AN مخصوصاً در توان‌های ارسالی بالا سودمند می‌باشد. نوآوری‌های عمده این مقاله با ادبیات موجود در جدول (۱) مقایسه شده است.

$$\theta \triangleq \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M}) \quad (1)$$

همچنین $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ بردار پرتودهی/پیش‌کدگذار توسط A می‌باشد. به منظور تقویت محرمانگی سیستم، پیشنهاد می‌دهیم گره A با توان λP سیگنال اطلاعاتش را به سمت IRS ارسال کند و همزمان AN را با توان $(1-\lambda)P$ به سمت E برای تخریب آن ارسال نماید. توجه شود $\lambda \in [0, 1]$ فاکتور تخصیص توان است.



شکل (۱): مخابره امن موج میلیمتری یاری‌رسان IRS

فرض کنید که X و Z به ترتیب سیگنال پیام و سیگنال تداخل‌گر در گره A باشند. در سمت B و E ، سیگنال‌های دریافتی در باند پایه به ترتیب به صورت‌های زیر نوشته می‌شود:

$$y_B = \sqrt{\lambda} \mathbf{P} \mathbf{h}_{IB}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{AI} \mathbf{W} x + n_B \quad (2)$$

$$y_E = \sqrt{\lambda} \mathbf{P} \mathbf{h}_{IE}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{AI} \mathbf{W} x + \sqrt{(1-\lambda)P} \mathbf{h}_{AE}^H \mathbf{W}_2 z + n_E \quad (3)$$

در معادلات (۲) و (۳)، \mathbf{W} و \mathbf{W}_2 به ترتیب بردارهای پرتودهی برای انتشار سیگنال و ارسال AN می‌باشد. همچنین n_E و n_B به ترتیب، نویز AWGN در B و E با متوسط صفر و واریانس σ_0^2 می‌باشد. با در نظر گرفتن معادله (۲)، نسبت سیگنال به نویز بعلاوه تداخل^{۱۳} (SINR) در B عبارتست از

$$\gamma_B = \frac{\lambda P |\mathbf{h}_{IB}^H \boldsymbol{\Theta} \mathbf{H}_{AI} \mathbf{W}|^2}{\sigma_0^2} = \rho U_B \quad (4)$$

در معادله (۴)، $\rho = \frac{P}{\sigma_0^2}$ بیان‌کننده SNR ارسالی سیستم می‌باشد. همچنین U_B را به صورت زیر تعریف نموده‌ایم.

جدول (۱): مقایسه نوآوری‌های این کار با کارهای پیشین

نوآوری‌ها	این کار	[6]	[16]	[17]	[18]	[21]	[22]	[23]
ارسال AN	✓				✓			
روش OPA	✓		✓	✓	✓			
وجود شنودگر غیرفعال	✓					✓	✓	✓
سیستم موج میلیمتری	✓					✓	✓	✓
تحلیل مبتنی بر روش CDF	✓							

۲- مدل سیستم و سیگنال

همان طوری که در شکل (۱) نشان داده شده است، مدل سیستم تحت بررسی یک سیستم موج میلیمتری یاری‌رسان IRS بوده که در آن فرستنده آلیس (A) با آنتن‌های مقیاس بزرگ^{۱۱} (LSA) و با N آرایه خطی یکنواخت^{۱۲} (ULA)، به گیرنده قانونی باب (B) که مجهز به یک آنتن است، سرویس می‌دهد. ضمناً یک شنودگر غیر فعال (E) در شبکه مخابراتی وجود دارد. فرض می‌کنیم هیچ مسیر مستقیمی بین A و B بدلیل حضور انسدادگرها، موجود نباشد که نتایجاً استفاده از IRS را جهت ایجاد ارتباط، ضروری می‌نماید. فرض می‌شود E در محدوده ارتباطی A و B بوده و ضمناً از طریق پیوند ISR به B ، اطلاعات محرمانه را شنود می‌کند. یک کنترل‌کننده هوشمند، سیگنال دریافتی IRS را با تنظیم شیفت‌های فازی عناصر غیرفعالش به سمت B منعکس و مدیریت می‌نماید؛ به طوری که مقدار سیگنال دریافت شده در B افزایش یافته و ضمناً نشت اطلاعات به E کاهش یابد. ما کانال بین A و IRS را با مسیره‌های قوی LOS مدل می‌نماییم. ماتریس و بردار کانال بین A و IRS، IRS و B به ترتیب به صورت

$$\Phi(\lambda^*) = \frac{1 + \rho U_B + \sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}}{\left[1 + \sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}\right]^2} \quad (12)$$

با تزریق AN به سمت E، مقدار U_{AE} بزرگتر از U_E بوده و در نتیجه نسبت به ρU_B در صورت کسر، قابل صرف نظر بوده و در اینصورت $\Phi(\lambda^*)$ در (11) به صورت زیر تقریب زده می شود

$$\Phi(\lambda^*) \approx \frac{1 + \rho U_B}{\left[1 + \sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}\right]^2} \quad (13)$$

به این ترتیب، با هدف بیشینه سازی R_s در (9)، به بهینه سازی توأم ماتریس قطری شیفت های فاز θ و بردار پرتو دهی در A یعنی همان \mathbf{W} می رسمیم. به عبارتی، صورت مسئله عبارتست از

$$\begin{aligned} \max_{\theta, \mathbf{W}} R_s \\ \text{s.t. } \theta \triangleq \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M}) \\ = \max_{\theta, \mathbf{w}} \left\{ \log_2(1 + \rho U_B) - 2 \log_2 \left(1 + \sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}} \right) \right\} \\ \text{s.t. } \theta \triangleq \text{diag}(e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_M}) \end{aligned} \quad (14)$$

یادآوری می نمایم در رابطه (14)، بدون از دست دادن کلیت بهینه سازی از عملگر $[\cdot]^+$ صرفه نظر نموده ایم [16]. مبتنی بر این فرض که A و IRS به تعداد زیادی عناصر مجهز گردیده اند، مسیرهای LoS بین A و IRS غالب بوده، که در اینصورت در برخی کارهای قبلی [3, 6, 21]، کانال A به IRS توسط مدل کانال هندسی مرتبه اول به صورت زیر مشخص گردیده اند که برای نمایش کانال موج میلیمتری بکار می رود.

$$\mathbf{H}_{AI} = \sqrt{NM} \varrho_A \varrho_I \beta_{AI} r_L \mathbf{a}_M(\theta_{AOA,1}) \mathbf{a}_N^H(\theta_{AOD,1}) \quad (15)$$

در رابطه (15)، $\theta_{AOA,1}$ زاویه سمت ورود¹⁶ (AoA) به آرایه ULA در IRS است. همچنین $\theta_{AOD,1}$ زاویه سمت خروج¹⁷ (AoD) از آرایه ULA در A است. همچنین $\mathbf{a}_M(\cdot) \in C^{M \times 1}$ و $\mathbf{a}_N(\cdot) \in C^{N \times 1}$ به ترتیب بردارهای پاسخ آرایه نرمالیزه شده دریافت و ارسال در IRS و A می باشند. ϱ_A و ϱ_I به ترتیب مربوط به بهره های گره A و IRS در پرش اول هستند که با توجه به ادبیات موجود [6]، به ترتیب با مقادیر 9.82 dBi و 0 dBi تنظیم می شوند. تلف مسیر بین A و IRS است و به صورت $10^{-0.1(a+10b \log_{10}(d_{AI}))}$ تنظیم می گردد. در این رابطه طبق مرجع [1]، در فرکانس 28 GHz، $a = 61.4$ dB و $b = 2$ می باشد. همچنین N و M به ترتیب تعداد آنتن های A و

$$U_B = \left| \mathbf{h}_{IB}^H \theta \mathbf{H}_{AI} \mathbf{W} \right|^2 \quad (5)$$

با در نظر گرفتن رابطه (5)، سیگنال دریافتی در E عبارتست از

$$\gamma_E = \frac{\lambda \rho U_E}{(1 - \lambda) \rho U_{AE} + 1} \quad (6)$$

همچنین در معادله (6)، U_E و U_{AE} را به صورت زیر تعریف نموده ایم

$$U_E = \left| \mathbf{h}_{IE}^H \theta \mathbf{H}_{AI} \mathbf{W} \right|^2 \quad (7)$$

$$U_{AE} = \left\| \mathbf{h}_{AE}^H \mathbf{W}_2 \right\|^2 \quad (8)$$

3- ارزیابی امنیت و فرمول بندی مسئله

در این بخش ESR را در شبکه موج میلیمتری با یاری رسان IRS ارزیابی می نمایم. PLS عمدتاً با نرخ محرمانه R_s به صورت زیر تعریف می شود [15, 16, 21]

$$R_s = \left[\log_2 \left(\frac{1 + \gamma_B}{1 + \gamma_E} \right) \right]^+ \quad (9)$$

در رابطه (9)، $[x]^+ = \max\{x, 0\}$ است. همچنین ESR به صورت $\bar{R}_s = \mathbb{E}\{R_s\}$ محاسبه می گردد. ما یک طرح توأم تخصیص توان بهینه و پرتو دهی فعال و غیرفعال را ارائه و آن طرح را JOPB¹⁴ می نامیم. با تعریف $\Phi(\lambda) = \frac{1 + \gamma_B}{1 + \gamma_E}$ ابتدا جهت تخصیص توان بهینه قضیه کلیدی زیر را مطرح می نمایم.

قضیه 1: برای آنتن های LSA در A و همچنین تعداد عناصر انعکاس دهنده فراوان در IRS، تابع $\Phi(\lambda)$ یک تابع شبه مقعر¹⁵ نسبت به λ در محدوده $[0, 1]$ بوده و فاکتور OPA به صورت زیر بیان می شود

$$\lambda^* = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}} \quad (10)$$

اثبات: با جایگزین کردن (5) و (6) در $\Phi(\lambda)$ و سپس گرفتن مشتق اول از آن نسبت به λ و با در نظر گرفتن $\rho U_{AE} \gg 1$ به رابطه زیر می رسمیم.

$$\Phi'(\lambda) = \rho^2 U_{AE} \frac{-\lambda^2 \rho U_B (U_E - U_{AE}) - 2 \lambda \rho U_B U_{AE} + \rho U_B U_{AE} - U_E}{[\lambda \rho (U_E - U_{AE}) + \rho U_{AE}]^2} \quad (11)$$

از آنجایی که $\Phi'(0) > 0$ ، $\Phi'(\lambda^*) = 0$ و $\Phi'(1) < 0$ ، نتیجه می گیریم که $\Phi(\lambda)$ یک تابع شبه مقعر نسبت به λ در محدوده $[0, 1]$ است. با حل $\Phi'(\lambda) = 0$ ، جواب یکتا بصورت (10) بدست می آید. همچنین از رابطه (10) می توان استنباط نمود که مقدار فاکتور OPA به مقدار ρ وابسته نمی باشد و با عکس مجذور نسبت سیگنال دریافتی به AN دریافتی در E رابطه دارد. با جایگزینی (10) در $\Phi(\lambda)$ خواهیم داشت.

که در آن $\xi_B \triangleq \left| \sum_{l=1}^{L_{IB}} \alpha_{B,l}^* r_L \right|^2$ و $a_B = \frac{NM^2}{L_{IB}} \varrho_A \varrho_{I1} \varrho_{I2} \varrho_B \beta_{AI} \beta_{IB}$ بدیهی است طراحی شیفت های فازی IRS به گونه ای است که مسیرها صرفا به سمت گیرنده قانونی B ایجاد گردد لذا در رابطه (۱۹) از نوشتن اندیس B صرفه نظر نموده ایم. همچنین λ_L طول موج سیستم موج میلیمتری و d فاصله عناصر آرایه آنتن ULA در فرستنده A بوده و مقدار آن $d = \lambda_L / 2$ فرض می شود [۵].

اثبات: با جایگذاری روابط (۱۵)، (۱۷)، (۱۸) در رابطه (۵)، مقدار U_B عبارتست از

$$U_B = \frac{NM^2}{L_{IB}} \varrho_A \varrho_{I1} \varrho_{I2} \varrho_B \beta_{AI} \beta_{IB} \left(\left| \sum_{l=1}^{L_{IB}} \alpha_{B,l}^* r_L \right| |z| \right)^2$$

لذا برای بیشینه شدن U_B می توان به سادگی نشان داد که شیفت فاز بهینه که منجر به بیشینه شدن z می شود از رابطه (۱۹) بدست آمده و در اینصورت $|z|=1$ می شود که منجر به بیشینه شدن U_B با مقدار رابطه (۲۰) می گردد.

ملاحظه ۱: با بکاربردن [18, lemma 1]، $F_{\xi_B}(x)$ به طور تقریبی به

$$F_{\xi_B}(x) \approx \frac{1}{\Gamma(L_{IB}\mu)} \gamma \left(L_{IB}\mu, \frac{\sqrt{x}}{\nu} \right)$$

صورت $\mu = \frac{\pi^2}{16 - \pi^2}$ و $\nu = \frac{16 - \pi^2}{4\pi} \sigma_L^2 \sigma^2$ می باشد. σ^2 و σ_L^2 همچنین $\gamma(\cdot, \cdot)$ و $\Gamma(\cdot)$ به ترتیب واریانس کانال A به IRS، IRS به B، تابع گامای ناکامل کران پایین و تابع گاما می باشند.

با بکار بردن **ملاحظه ۱**، $F_{\rho U_B}(x)$ عبارتست از

$$F_{\rho U_B}(x) \approx \frac{1}{\Gamma(L_{IB}\mu)} \gamma \left(L_{IB}\mu, \frac{\sqrt{x/\rho a_B}}{\nu} \right) \quad (21)$$

قضیه ۳: فرض کنید \mathbf{H}_{AI} ، \mathbf{h}_{IE} ، \mathbf{W}^* و $\boldsymbol{\theta}^*$ به ترتیب طبق روابط (۱۵)، (۱۷)، (۱۸) و (۱۹) تعریف شوند. در اینصورت U_E رابطه (۷) به صورت زیر بدست می آید.

$$U_E = a_E \xi_E \quad (22)$$

که در آن $\xi_E \triangleq \left| \sum_{l=1}^{L_{IE}} \alpha_{E,l}^* r_L \right|^2$ و $a_E = \frac{NM^2}{L_{IE}} \varrho_A \varrho_{I1} \varrho_{I2} \varrho_E \beta_{AI} \beta_{IE}$ ، L_{IE} تعداد مسیرهای دریافتی توسط E از سمت IRS است که دارای شرایط $L_{IE} < L_{IB}$ می باشد.

اثبات: طبق روندی که در اثبات قضیه ۱ بکار بردیم می توان بسادگی رابطه (۲۲) را اثبات نمود.

فرض کنید A نویز مصنوعی را با پرتودهی MRT جهت تخریب E ارسال نماید، در این سناریو فرض می کنیم CSI شنودگر در

تعداد عناصر IRS می باشد. r_L بهره مختلط کانال بوده و طبق توزیع گوسی مختلط تولید می گردد [۱].

$$r_L \sim CN(0, \sigma_L^2) \quad (16)$$

که در آن $\sigma_L = 5.8$ dB. کانال B به IRS نیز طبق مدل کانال هندسی زیر مدل می گردد [۶، ۱]

$$\mathbf{h}_{lj} = \sqrt{\frac{M}{L_{lj}}} \sqrt{\varrho_{I2} \varrho_j \beta_{lj}} \sum_{i=1}^{L_{\eta}} \alpha_{j,i} \mathbf{a}_M(\theta_{AOD,2,j}), j \in \{B, E\} \quad (17)$$

در رابطه (۱۷)، L_{IE} و L_{IB} به ترتیب تعداد مسیرهای مرتبط با B و E می باشد. ما جهت گیری را به صورت تابعی از زاویه سمت مدل کرده ایم. در اینصورت $\theta_{AOD,2,j}$ زاویه AOD مربوط به IRS به گره j ام است. $\mathbf{a}_M(\cdot) \in C^{M \times 1}$ بردار پاسخ آرایه ارسالی نرمالیزه شده، و ϱ_j و ϱ_l به ترتیب مربوط به بهره های گره j و IRS در پرش دوم هستند که به ترتیب با مقادیر 0 dBi و 9.82 dBi و طبق مرجع [۶] مقدار دهی می گردند. β_{lj} تلف مسیر بین IRS و گره j بوده و با مقدار $10^{-0.1(a+10b \log_{10}(d_{lj}))}$ مشخص گردیده است که در فرکانس 28 GHz با مقادیر $a = 72$ dB و $b = 2.92$ تنظیم می گردد. بهره مختلط $\alpha_{j,l}$ طبق یک توزیع گوسی مشابه (۱۶) با $\sigma = 8.7$ dB مربوط به l امین مسیر منتهی به گره j مدل می گردد [۶، ۱].

۴- حل مسئله بهینه سازی و تحلیل عملکرد محرمانگی

برای حل مسئله (۱۴) از بهینه سازی تناوبی \mathbf{W} و $\boldsymbol{\theta}$ استفاده می نماییم. برای یک $\boldsymbol{\theta}$ ثابت، جهت بیشینه سازی نرخ محرمانه، از بردار پیش کدگذار بهینه \mathbf{W} به صورت MRT ساده [2, 6, 21] استفاده می کنیم. در اینصورت حل بهینه عبارتست از

$$\mathbf{W}^* = \frac{(\mathbf{h}_{IB}^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{H}_{AI})^H}{\mathbf{h}_{IB}^H \boldsymbol{\theta} \mathbf{H}_{AI}} \quad (18)$$

و سپس مسئله (۱۴) را برای بهینه سازی $\boldsymbol{\theta}$ با کمک قضیه زیر بیشینه می نماییم.

قضیه ۲: فرض کنید $\boldsymbol{\theta}$ ، \mathbf{H}_{AI} و \mathbf{h}_{IB} به ترتیب طبق روابط (۱)، (۱۵)

و (۱۷) تعریف شوند. در اینصورت $\boldsymbol{\theta}^*$ که R_s در (۱۴) را بیشینه می کند و U_B مربوطه عبارتند از

$$\theta_m^* = 2\pi \frac{d}{\lambda} (m-1) (\sin \theta_{AOD,2} - \sin \theta_{AOA,1}) \quad (19)$$

$$U_B = a_B \xi_B \quad (20)$$

با در نظر گرفتن مسئله (۱۴) و استفاده از روابط (۲۱) و (۲۶)، معیار کارایی ESR عبارت است از

$$\bar{R}_s = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{\infty} \frac{\Gamma\left(L_{IB}\mu, \frac{1}{v} \sqrt{\frac{x}{\rho a_B}}\right) / \Gamma(L_{IB}\mu)}{1+x} dx - \frac{2}{\ln 2} \int_0^{\infty} \frac{1 - F\left(\frac{U_E}{U_{AE}}\right)(x)}{1+x} dx \quad (27)$$

ملاحظه ۲: معیار ESR با افزایش ρ و N افزایش می‌یابد. دلیل این است که با افزایش ρ و N شکاف بین ESR کانال‌های قانونی و شنودی افزایش می‌یابد. با این وجود، وقتی ρ و N به اندازه کافی بزرگ باشند، شکاف بین ESR کانال‌های قانونی و شنودی ثابت باقی می‌ماند.

۵- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، برخی شبیه‌سازی‌ها به منظور تعیین عملکرد طرح پیشنهادی JOPB در حضور IRS و در باند موج میلیمتری ارائه می‌گردد. گره A آرایه آنتنی ULA با N عنصر داشته و IRS شامل یک آرایه ULA با M عنصر انعکاس دهنده می‌باشد. در اینجا، مقادیر $M = 50$ ، $N = 32$ و $\sigma_n^2 = -105$ dBm در نظر گرفته می‌شوند.

شکل (۲) تأثیر توان مصرفی شبکه، P ، را بر روی عملکرد ESR در طرح امن پیشنهادی نشان می‌دهد. به منظور راستی‌آزمایی روابط تحلیلی ارائه شده برای ESR در این مقاله، از نرم‌افزار ریاضیاتی MATLAB و شبیه‌سازی Monte-Carlo بهره برده‌ایم. همان‌طوری که در شکل ۲ مشاهده می‌شود، نتایج شبیه‌سازی و روابط تحلیلی ارائه شده، بسیار به یکدیگر نزدیک هستند که این نتیجه، تأیید کننده روابط تحلیلی ما است. دیگر مشاهدات فنی ما از این شکل به شرح زیر است:

(۱) با بکارگیری AN در A، ESR با افزایش P زیاد می‌گردد، در حالی که در طرح بدون AN [۲] منحنی ESR به ازاء P های بزرگ دیگر افزایشی نبوده و به مقداری ثابت همگرا می‌شود. این نتیجه اهمیت بکارگیری AN را در ارتباطات امن مبتنی بر IRS بیان می‌کند. به عبارت دیگر، طرح مبتنی بر AN، عملکرد ESR را در مقایسه با طرح بدون AN افزایش می‌دهد. به‌عنوان مثال، برای $N = 32$ و $M = 50$ ، این بهره در $P = 20$ dBm حدود 4 bits/sec/Hz و در $P = 20$ dBm حدود 7 bits/sec/Hz است.

(۲) وقتی OPA در A بکار گرفته می‌شود بیشترین ESR حاصل می‌گردد. همچنین بیشترین ESR مربوط به بیشترین مسیرهای پیوند IRS به B می‌باشد. به عبارتی افزایش انسداد، باعث کاهش مسیرها و در نتیجه کاهش در ESR قابل حصول می‌شود. همچنین برای اختصاص توان غیربهرینه $\lambda = 0.5$ در A، ESR تقریباً 2 bits/sec/Hz نسبت به طرح OPA کاهش می‌یابد.

A شناخته شده است. در اینصورت U_{AE} در (۸) به صورت زیر نوشته می‌شود

$$U_{AE} = \|\mathbf{h}_{AE}\|^2 \quad (23)$$

در اینصورت با استفاده از مدل (۱۷)، U_{AE} به صورت زیر نوشته می‌شود

$$U_{AE} = b_E |\alpha_E|^2 = b_E \xi_{AE} \quad (24)$$

که در آن $b_E = N \rho_A \rho_E \beta_{AE}$ ، $\xi_{AE} = |\alpha_E|^2$. برای سادگی و بدون از دست دادن کلیت فرض کرده ایم N مسیر با بهره کانال یکسان جهت ارسال نویز مصنوعی از A به سمت E وجود دارد.

حالا نیاز است تا CDF متغیر تصادفی $\sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}$ را محاسبه نماییم. با

$$\frac{U_E}{U_{AE}} = \frac{a_E}{b_E} \frac{\xi_E}{\xi_{AE}} \quad (22) \text{ و } (24), \text{ ملاحظه می‌نماییم}$$

برای محاسبه $F\left(\sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}\right)(x)$ مراحل زیر انجام می‌شود.

$$F\left(\sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}\right)(x) = F\left(\sqrt{\frac{a_E \xi_E}{b_E \xi_{AE}}}\right)(x) = \int_0^{\infty} F\left(\sqrt{\frac{xy}{a_E}}\right) f\left(\sqrt{\frac{xy}{a_E}}\right) dy \quad (25)$$

با استفاده از **ملاحظه ۱** و قانون CDF مجذور متغیرهای تصادفی،

$$\text{می‌توان رابطه } F\left(\sqrt{\frac{xy}{a_E}}\right)(x) \approx \frac{1}{\Gamma(L_{IE}\mu)} \gamma\left(L_{IE}\mu, \frac{x}{U}\right)$$

و U همان مقادیری می‌باشد که در **ملاحظه ۱** تعریف گردیده است. همچنین مبتنی بر قضیه حد مرکزی می‌توان $\xi_{AE} \sim \text{EXP}(\sigma_{AE})$

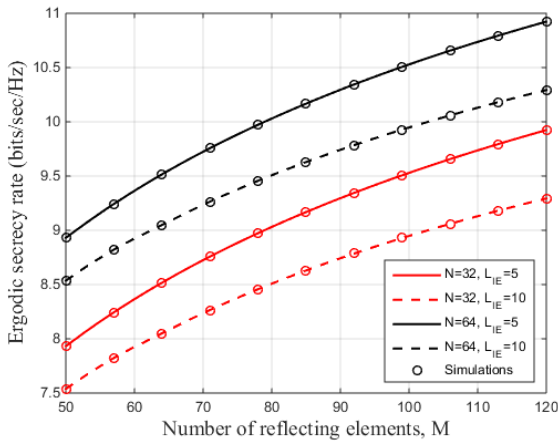
را استخراج نموده و سپس $f\left(\sqrt{\frac{xy}{a_E}}\right)(x) = \frac{2x}{\sigma_{AE}} e^{-\frac{x^2}{\sigma_{AE}}}$ را نتیجه گرفت.

حال با جایگزین نمودن این نتایج در (۲۵) و بکار بردن [24, 2.10.1.5]، یک رابطه فرم بسته برای (۲۵) به صورت زیر بدست می‌آید

$$F\left(\sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}\right)(x) = \frac{1}{\Gamma(L_{IE}\mu)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!(L_{IE}\mu+k)} \Gamma\left(\frac{L_{IE}\mu+k+2}{2}\right) \left(\frac{\sqrt{\sigma_{AE}}}{v \sqrt{\frac{a_E}{b_E}}} x\right)^{L_{IE}\mu+k} \quad (26)$$

همان طوری که از رابطه (۲۶) نیز استنباط می‌شود $F\left(\sqrt{\frac{U_E}{U_{AE}}}\right)(x)$ به ρ

وابسته نبوده و به $\frac{a_E}{b_E}$ وابسته می‌باشد.



شکل (۳): ESR برحسب تعداد عناصر انعکاس دهنده، M در طرح JOPB وقتی $P = 20$ dBm

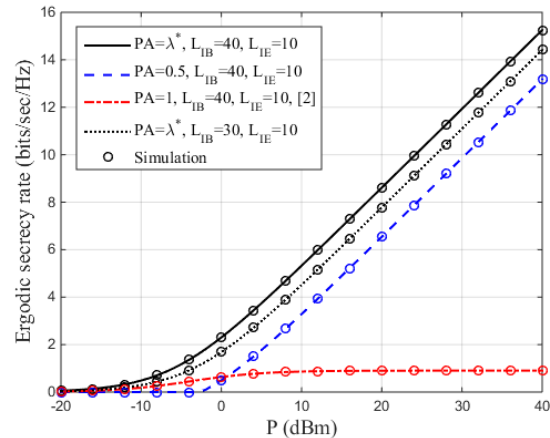
۶- نتیجه گیری

در این مقاله، به مطالعه کارایی محرمانه یک سیستم موج میلیمتری مبتنی بر سطوح انعکاس دهنده هوشمند در حضور یک شنودگر غیرفعال پرداختیم. با هدف افزایش نرخ محرمانه ارگادیک، فرستنده از ایده ترکیب سیگنال اطلاعات با نویز مصنوعی استفاده می‌کرد. در این راستا، بهینه‌سازی توأم توان سیگنال ارسالی با نویز مصنوعی و بکارگیری پرتودهی مناسب در آلیس و ضمناً طراحی شیف‌فاز بهینه در سطوح انعکاس دهنده هوشمند، ارائه گردید. در ادامه، روابط فرم بسته‌ای برای تابع توزیع تجمعی کانال‌های قانونی و شنودی محاسبه نمودیم تا به کمک آنها معیار نرخ محرمانه ارگادیک ارزیابی گردد. نتایج عددی نشان می‌دهد که طرح پیشنهادی معیار نرخ محرمانه ارگادیک را به میزان مطلوبی بهبود داده و در برابر پدیده انسداد مقاومت قابل قبولی دارد.

مراجع

- [1] M. R. Akdeniz, Y. Liu, M. K. Samimi, S. Sun, S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation," IEEE J. Sel. Areas in Commun., vol. 32, no. 6, pp. 1164–1179, June 2014.
- [2] Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 18, no. 11, pp. 5394–5409, Nov. 2019.
- [3] Y. Han, W. Tang, S. Jin, C. -K. Wen, and X. Ma, "Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 68, no. 8, pp. 8238–8242, Aug. 2019.
- [4] X. Yu, D. Xu and R. Schober, "Enabling secure wireless communications via intelligent reflecting surfaces," 2019 IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), 2019, pp. 1–6.
- [5] Y. Cao, T. Lv and W. Ni, "Intelligent reflecting surface aided multi-user mmWave communications for coverage enhancement," 2020 IEEE 31st Annual International

در توان‌های مصرفی بالا، حذف AN منجر به کاهش شدید در ESR می‌گردد؛ در حالی که در توان‌های پایین P ، حذف AN تأثیر کمتری بر روی ESR دارد. علت این رفتار این است که در توان‌های پایین، شنود E به طور قابل توجهی کاهش می‌یابد.



شکل (۴): تأثیر P روی عملکرد ESR در طرح JOPB

شکل (۳)، کارایی ESR را برحسب تعداد عناصر انعکاس دهنده غیرفعال IRS، (M) نشان می‌دهد. مشاهدات ما به شرح زیر است: (۱) نتیجه شده از روش پیشنهادی ما با M در اندازه‌های کوچکتر M افزایش می‌یابد و سپس در اندازه‌های بزرگتر M روند افزایشی آن کندتر می‌شود. این بدین دلیل است که وقتی M افزایش می‌یابد مقدار شنود E نیز افزایش یافته که منجر به کاهش شیب ESR می‌گردد.

(۲) وقتی E نزدیک مسیره‌های IRS به B قرار گرفته باشد به عبارتی وقتی L_{IE} از ۵ به ۳۵ تغییر می‌یابد، ESR کاهش می‌یابد.

(۳) نتیجه دیگری که می‌توان از طرح JOPB استنتاج نمود این است که طبق رابطه (۱۴)، مقدار شنود وابسته به جذر $\frac{U_E}{U_{AE}}$ می‌باشد که

مستقل از مقادیر P ، ρ_A ، ρ_E و N بوده و این نتیجه طرح پیشنهادی ما را یک طرح مؤثر جهت بهبود ESR در چنین سناریوهای مخاطره آمیز و چالشی ارائه می‌نماید. به عنوان مثال، شنودگر با افزایش ρ_E نمی‌تواند شنودش را افزایش داده و منجر به کاهش در ESR گردد.

(۴) افزایش N از ۳۲ به ۶۴ موجب افزایش ESR تقریباً به اندازه 1 bit/sec/Hz می‌شود. با توجه به نتیجه ۳ و رابطه (۲۷)، این افزایش مربوط به افزایش ESR در کانال قانونی (جمله اول رابطه (۲۷)) بوده و مستقل از میزان شنود (جمله دوم رابطه (۲۷)) است که در نتیجه موجب افزایش ESR شبکه می‌گردد.

- [20] H. Shen, W. Xu, S. Gong, Z. He and C. Zhao, "Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multi-antenna communications," *IEEE Commun., Lett.*, vol. 23, no. 9, pp. 1488-1492, Sept. 2019.
- [21] J. Qiao and M. -S. Alouini, "Secure transmission for intelligent reflecting surface-assisted mmWave and terahertz systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 10, pp. 1743-1747, Oct. 2020.
- [22] Y. Xiu, J. Zhao, C. Yuen, Z. Zhang and G. Gui, "Secure beamforming for multiple intelligent reflecting surfaces aided mmWave systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 25, no. 2, pp. 417-421, Feb. 2021.
- [23] X. Lu, W. Yang, X. Guan, Q. Wu and Y. Cai, "Robust and secure beamforming for Intelligent reflecting surface aided mmWave MISO systems," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 12, pp. 2068-2072, Dec. 2020.
- [24] A.P. Prudnikov, Yu. A. Brychkov, and O.I. Marichev *Integrals and series*. vol. 2, USSR Academy of Sciences Moscow, 1986.
- [6] P. Wang, J. Fang, X. Yuan, Z. Chen and H. Li, "Intelligent Reflecting Surface-Assisted Millimeter Wave Communications: Joint Active and Passive Precoding Design," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 12, pp. 14960-14973, Dec. 2020.
- [7] A. A. Boulogeorgos and A. Alexiou, "How Much do Hardware Imperfections Affect the Performance of Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Systems?," *IEEE Open J. of the Communications Society*, vol. 1, pp. 1185-1195, Feb. 2020.
- [8] M. Forouzesh, P. Azmi, A. Kuhestani and P. L. Yeoh, "Joint Information-Theoretic Secrecy and Covert Communication in the Presence of an Untrusted User and Warden," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, no. 9, pp. 7170-7181, 1 May1, 2021.
- [9] A. Kuhestani, A. Mohammadi and M. Mohammadi, "Joint Relay Selection and Power Allocation in Large-Scale MIMO Systems With Untrusted Relays and Passive Eavesdroppers," *IEEE Trans. Inf. Foren. Sec.*, vol. 13, no. 2, pp. 341-355, Feb. 2018.
- [10] A. Kuhestani, A. Mohammadi, K. Wong, P. L. Yeoh, M. Moradikia and M. R. A. Khandaker, "Optimal Power Allocation by Imperfect Hardware Analysis in Untrusted Relaying Networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 7, pp. 4302-4314, July 2018.
- [11] M. T. Mamaghani, A. Kuhestani, and H. Behroozi, "Can a multi-hop link relying on untrusted amplify-and-forward relays render security?," *Wireless Netw.*, vol. 27, pp. 795-807, Jan. 2021.
- [۱۲] دزفولی زاده سمانه ، مبینی زهرا ، "استراق سمع فعال با کمک UAV برای بهبود امنیت شبکه های مخابرات مشارکتی،" *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، جلد ۱۸، شماره ۳ ، ۱۴۳-۱۵۱، پاییز ۱۴۰۰.
- [۱۳] علیرضا بقائی پوری، محمد ترابی، "بهبود امنیت لایه فیزیکی در سیستم کد کننده زمان-فضا مبتنی بر مدل تعمیم یافته Alamouti"، *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، جلد ۱۷، شماره ۱، ۱-۹، ۱۳۹۹.
- [14] M. Ragheb and S. M. Safavi Hemami, "Secure communication for millimeter-wave systems with randomly located non-colluding eavesdroppers," in *Proc. 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, IEEE, Aug. 2020, pp. 1-6.
- [15] M. Ragheb and S. M. Safavi Hemami, "Secure transmission in largescale cooperative millimeter-wave systems with passive eavesdroppers," *IET Commun.*, vol. 14, no. 1, pp. 37-46, Jan. 2020.
- [16] M. Cui, G. Zhang and R. Zhang, "Secure wireless communication via intelligent reflecting surface," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 8, no. 5, pp. 1410-1414, Oct. 2019.
- [17] X. Guan, Q. Wu and R. Zhang, "Intelligent reflecting surface assisted secrecy communication: Is artificial noise helpful or not?," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 9, no. 6, pp. 778-782, June 2020.
- [18] L. Lv, Q. Wu, Z. Li, N. Al-Dhahir and J. Chen, "Secure two-way communications via intelligent reflecting surfaces," *IEEE Commun., Lett.*, vol. 25, no. 3, pp. 744-748, Mar. 2021.
- [19] L. Dong and H. -M. Wang, "Enhancing secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 19, no. 11, pp. 7543-7556, Nov. 2020.

زیر نویس ها

- ¹ Directivity
- ² Intelligent Reflecting Surface
- ³ Half Duplex (HD)
- ⁴ Full Duplex (FD)
- ⁵ Physical Layer Security
- ⁶ Unmanned Aerial Vehicle
- ⁷ Ergodic Secrecy Rate
- ⁸ Artificial Noise
- ⁹ Optimal power allocation
- ¹⁰ Cumulative Distribution Function
- ¹¹ Large scale antennas
- ¹² Uniform linear array
- ¹³ Signal-to-interference-plus-noise ratio
- ¹⁴ Joint optimal power allocation and beamforming design
- ¹⁵ Semi-convex
- ¹⁶ Azimuth angle of arrival (AoA)
- ¹⁷ Azimuth angle of departure (AoD)