Sum Secrecy Rate Optimization in Heterogeneous Networks with D2D Communication and RIS

Maryam Asadi Ahmadabadi, Bahareh Akhbari*

Faculty of Electrical Engineering, K. N. Toosi Uiversity of Technology, Tehran, Iran.
E-mails: Maryam.Asadiahmadabadi@email.kntu.ac.ir; akhbari@kntu.ac.ir.

Abstract
With the emergence of Sixth Generation (6G) networks, there is an increasing need for wireless communications to securely and efficiently transmit high-capacity data. Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) have been introduced as a highly potential technology for enhancing the security of Device-to-Device (D2D) heterogeneous communication networks. In this paper, the Sum Secrecy Rate (SSR) of a heterogeneous D2D network assisted by RIS is studied. Different from previous research in this area, multiple pairs of D2D with the use of RIS in the presence of multiple eavesdroppers are considered, leading to a non-convex optimization problem of maximizing the SSR. To solve this problem, it is divided into two sub-problems of power allocation and phase optimization of RIS, and by combining these sub-problems, a suboptimal value for the SSR is obtained. The results show that the combination of power allocation and phase optimization algorithms improves by 32.12% and 8.08% respectively, compared to the cases in which each is used alone. It is also observed that increasing the number of RIS elements and quantization bits improves SSR. Meanwhile, the impact of increasing the number of D2D pairs on the SSR of the system is influenced by the increase in the number of RIS elements.

Keywords
Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS), physical layer security (PLS), device to device (D2D) communications, sum secrecy rate (SSR), and sixth generation (6G) communications.

1- Short Paper (4-5 lines)

The evolution of wireless networks, like 5G, has aimed to meet user data demands, but security challenges persist. 6G envisions a diverse network, is prompting interest in Physical Layer Security (PLS) and Device-to-Device (D2D) communication for efficiency. Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) emerge as a 6G technology, which offer efficient signal manipulation. Existing literature explores RIS's potential, but few studies address its combined role in D2D security. This study seeks to bridge this gap, investigating RIS-enhanced security in a heterogeneous network with D2D pairs and eavesdroppers.

2- Proposed Work and Methodology (including comprision, simulation/experimental results and discusion)

This article addresses the attainment of the sum secrecy rate deemed suitable for the system. This objective involves formulating a non-convex problem, the analysis of which entails iterating through two sub-problems: power allocation and phase change optimization. The results are presented as the sum secrecy rate of the system, correlating with the number of RIS elements as well as the quantity of quantization bits. This approach discriminates the individual impacts of each sub-problem, juxtaposing them with the results of a combined algorithm resulting from their combination.
Enhancing the number of RIS elements and quantization bits leads to an augmentation in the sum secrecy rate. However, it is worth noting that the influence of increasing the number of Device-to-Device (D2D) pairs on the system's secrecy rate is contingent upon the increment in RIS elements.
It is noticeable that maintaining constant parameters while increasing the number of eavesdroppers yields a decrease in the secrecy rate. This decrement necessitates mitigation, which can be achieved by employing a greater number of elements within the RIS.

3- Conclusion (4-5 lines)

This article introduces a new approach using Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS) to analyze the security of a heterogeneous network with multiple D2D pairs and a cellular user. The study examines system security based on the number of RIS elements, D2D pairs, and quantization bits, showing that more RIS elements lead to a better secrecy. The results show that the combination of power allocation and phase optimization algorithms improves by 32.12% and 8.08% respectively compared to when each is used alone. Increasing RIS elements enhances security when combined with more D2D pairs and increased quantization bits. Using a 360-degree coverage STAR-RIS instead of a RIS improves results, and future work could include mobile D2D pairs and active eavesdroppers for a more comprehensive system understanding.

بهینه‌سازی مجموع نرخ امن در شبکه‌های ناهمگن با ارتباطات دستگاه به دستگاه و سطوح هوشمند قابل تنظیم مجدد

مریم اسدی احمدآبادی
کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران

بهاره اخباری
استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، تهران، ایران

چکیده
با ظهور شبکه‌های نسل ششم (6G)، نیاز روزافزون به ارتباطات بی‌سیم جهت انتقال امن و با ظرفیت بالا، وجود دارد. سطوح هوشمند قابل تنظیم مجدد (RIS)، به جهت امکان کنترل محیط انتشاری، به عنوان یک فناوری با پتانسیل بالا برای افزایش امنیت لایه فیزیکی (PLS) معرفی شده‌اند. در این مقاله مجموع نرخ امن (SSR) یک شبکه ارتباطی دستگاه به دستگاه (D2D) ناهمگن به کمک RIS مطالعه می‌شود. متفاوت از پژوهش‌های اندک انجام شده در این حوزه چندین زوج D2D با استفاده از RIS در حضور چندین شنودگر مورد نظر است که منجر به یک مسئله بهینه‌سازی غیرمحدب از حداکثرکردن مجموع نرخ‌های امن می‌شود. برای حل، این مسئله به دو زیرمسئله تخصیص توان و بهینه‌سازی تغییر فاز RIS تقسیم می‌شود و با ترکیب این زیرمسئله‌ها یک مقدار زیربهینه برای SSR به‌دست می‌آید. نتایج نشان می‌دهد ترکیب الگوریتم‌های تخصیص توان و تغییر فاز RIS موجب بهبود به ترتیب ۳۲.۱۲ و ۸.۰۸ درصد نسبت به زمانی‌که هر یک به تنهایی به‌کار روند، می‌شود. همچنین مشاهده می‌شود با افزایش تعداد عناصر RIS و تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون، SSR بهبود می‌یابد. درحالی‌که تاثیر افزایش تعداد زوج‌های D2D در مجموع نرخ امن سیستم، تحت تاثیر افزایش تعداد عناصر RIS است.

کلمات کلیدی
سطوح هوشمند قابل تنظیم مجدد (RIS)، امنیت لایه فیزیکی (PLS)، ارتباطات دستگاه به دستگاه (D2D)، مجموع نرخ امن (SSR)، ارتباطات نسل ششم (6G).

نام نویسنده مسئول: دکتر بهاره اخباری
ایمیل نویسنده مسئول: akhbari@kntu.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۱۸
تاریخ(های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۳/۰۷/۱۰
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۹/۱۴

۱- مقدمه

هر نسل از شبکه‌های بی‌سیم به عنوان راه‌حلی برای تحقق نیازهای داده و ظرفیت کاربران به وجود آمده است. همچنین افزایش روزافزون جمعیت کاربران خدمات بیشتری را می‌طلبد و چالش‌های جدیدی را ایجاد می‌کند. انتظار می‌رفت شبکه‌های نسل پنجم (5G) فناوری امیدوارکننده‌ای برای ایجاد و تحقق الزامات خدمات و محدودیت‌های شبکه به‌طور همزمان باشند. به جهت ماهیت پخش و تراکم شبکه‌های بی‌سیم 5G، امن‌سازی انتقال داده‌ها از شنودگران که با شنود کانال‌های بی‌سیم اطلاعات محرمانه را سرقت می‌کنند، مورد چالش است. از این رو 5G نمی‌تواند تمام الزامات دنیای پس از ۲۰۳۰ را برآورده کند [۱]. بنابراین، مفهوم‌سازی شبکه‌های نسل ششم آغاز شده است. ارتباطات نسل ششم توسط گره‌های مختلف، از ارتباطات دستگاه‌های بسیار بزرگ (مانند: ماهواره) تا دستگاه‌های بسیار کوچک (مانند: حسگرهای داخل بدن انسان) تشکیل می‌شود که ساختار تمام‌اتصال را در اطراف ما فراهم می‌کنند. این گره‌های ناهمگن یک شبکه فوق متراکم را تشکیل می‌دهند که حجم زیادی از اطلاعات را مدیریت می‌کند و اغلب بسیار حساس است. برای اطمینان از خدمات ارائه شده توسط چنین شبکه‌ای، امنیت از نظر طراحی یک ویژگی ضروری است. برای این منظور، امنیت لایه فیزیکی (PLS)[1] از مشخصه‌ها و ویژگی‌های طبیعی کانال‌های ارتباطی بی‌سیم و نویز برای امن کردن انتقال داده با محدود کردن مقدار داده‌هایی که می‌تواند در سطح بیت توسط شنودگران نشت کند، استفاده می‌کند. امنیت لایه فیزیکی که اولین بار توسط Wyner مورد بررسی قرار گرفت، یک روش جدید برای بهبود امنیت شبکه‌های بی‌سیم در نظر گرفته می‌شود [۲]. از طرفی به سبب رشد بی‌سابقه دستگاه‌های هوشمند، مخابرات بی‌سیم و سیار گسترش سریعی را در زمینه ترافیک داده تجربه کرده است. بنابراین، کمبود طیف یک مسئله حیاتی در شبکه‌های بی‌سیم است. همچنین اینترنت اشیاء به عنوان یک شبکه عظیم برای تحقق تقاضای کاربران و ارائه یک محیط هوشمند که در آن اشیاء فیزیکی بدون اطلاع کاربر با یکدیگر ارتباط برقرار می‌کنند، بسیار مورد توجه است. با نظر به رشد جمعیت فعلی، ارتباطات دستگاه به دستگاه (D2D)[2] یک فناوری جذاب برای برآوردن خواسته‌های کاربر و بهبود بازده طیفی و بهره‌وری انرژی شبکه است که این امر به جهت استفاده از توان ارسالی پایین‌تر نسبت به ارتباطات سلولی است [۳]. ارتباط D2D، زوج‌های

[1] Physical Layer Security (PLS)
[2] Device to Device Communication

کاربر نزدیک به هم را قادر می‌سازد به‌طور مستقیم و نه از طریق ایستگاه پایه با یکدیگر ارتباط برقرار کنند. علاوه بر این، مزایای ارتباطات D2D شامل افزایش بازده طیف، پوشش سلولی، بازده انرژی و کاهش تأخیر انتقال است. همچنین شامل ایجاد سرویس تلفن همراه جدید برای چندین سرویس مبتنی بر مجاورت (Proximity Services) مانند: بازی چند نفره، شبکه‌های اجتماعی و اشتراک محتوا است. ادغام این فناوری در شبکه‌های ناهمگن 5G نویدبخش افزایش استفاده از منابع و کارایی طیف است و دستیابی به چنین پیشرفت‌هایی بدون در نظر گرفتن چالش‌های امنیتی در یک شبکه ارتباطی D2D دشوار است [۴، ۵].

سطوح هوشمند قابل تنظیم مجدد (RIS)[3] به عنوان یک فناوری پیشرو در شبکه‌های بی‌سیم نسل ششم مورد توجه قرار گرفته‌اند. این سطوح از تعداد زیادی عناصر منعکس‌کننده غیرفعال و کم‌هزینه تشکیل شده است که توسط یک کنترلگر، کنترل می‌شوند. این عناصر سیگنال‌های برخوردی را به‌طور مستقل با کنترل دامنه‌ها و یا فازها انعکاس می‌دهند، در نتیجه به شکل‌دهی پرتو با دقت بالا برای تقویت یا تضعیف سیگنال‌ها در هر جهتی دست می‌یابند. برخلاف رله با راهبرد تقویت و گسیل (AF)[4] متداول، RIS سیگنال‌های برخوردی را با استفاده از شکل‌دهی پرتوی انعکاسی (Reflective) غیرفعال هدایت می‌کند که مصرف انرژی سیستم را کاهش می‌دهد [۴]. با توجه به قابلیت RIS در ایجاد محیط انتشار بی‌سیم هوشمند و مصرف انرژی بسیار کم در مقایسه با رله‌ها، این فناوری راه‌حلی امیدوارکننده برای بهبود عملکرد روش‌های PLS است [۵، ۶].

مطرح شدن فناوری RIS باعث شد تا عملکرد سیستم‌های متفاوت با استفاده از RIS در مقایسه با عملکرد آن‌ها در حالت بدون RIS سنجیده شوند. برای مثال معیارهایی از PLS در مدل سیستم‌های متفاوتی با در نظر گرفتن RIS در آن، بررسی شده است. اکثر کارهای مرتبط در این زمینه با هدف به حداکثر رساندن نرخ امن/ ظرفیت امن هستند و تفاوت آن‌ها در مدل سیستم در نظر گرفته شده و روش بهینه‌سازی هدف است [۷-۱۱]. همچنین در مقاله [۱۲] عبارات فرم بسته جدیدی برای احتمال قطع امن (SOP)[5] و SOP مجانبی در دو حالت همکاری شنودگران و مستقل بودن شنودگران از یکدیگر در یک سیستم RIS-NOMA به‌دست آمده است. در برخی از پژوهش‌ها، سیستم‌های ارتباطی D2D را با استفاده از RIS با هدف حداکثرسازی نرخ مجموع [۱۳-۱۵]، حداکثرسازی بهره‌وری کلی طیف شبکه [۱۶] و حداقل‌سازی تاخیر محاسباتی کل سیستم [۱۷] مورد بررسی قرار داده‌اند.

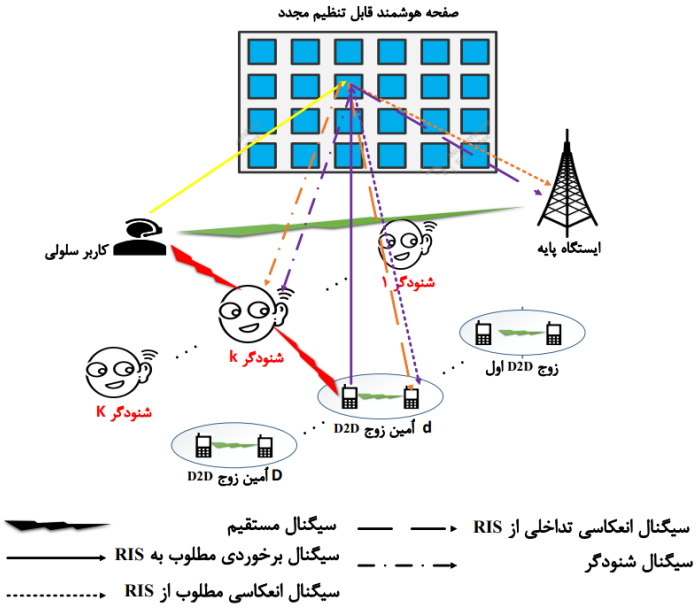
پژوهش‌هایی که به‌طور همزمان امنیت لایه فیزیکی را به کمک RIS تحت یک شبکه D2D بررسی کند بسیار اندک است. در [۱۸] RIS جهت بهبود امنیت لایه فیزیکی ارتباط D2D درون باند تحت شبکه سلولی استفاده شده و در آن عبارات فرم بسته جدیدی برای SOP و SOP مجانبی در حضور چندین شنودگر به‌دست آمده است. در [۵، ۶] از RIS برای افزایش قابلیت اطمینان ارتباط D2D و به‌طور همزمان بهبود امنیت شبکه سلولی استفاده شده است. همچنین کاربران D2D به عنوان اخلالگر (Jammer) خودی، امنیت شبکه سلولی را بهبود می‌دهند و در مقابل شبکه سلولی منابع طیفی خود را با کاربران D2D به اشتراک می‌گذارد. مقاله [۵] دو معیار SOP و احتمال قطع ظرفیت امن غیرصفر (PNSC)[6] برای کاربر سلولی و احتمال قطع مربوط به کاربر D2D را به‌دست آورده است. در مقاله [۶] توصیف آماری از کانال‌های بی‌سیم به کمک RIS ارائه و یک عبارت تقریبی برای نرخ امن ارگادیک قابل دستیابی محاسبه شده است.

در این مقاله، از ارتباطات D2D زیرنشانی (Underlay) با مزیت افزایش بازدهی طیفی که نتیجه آن بهبود عملکرد شبکه است، استفاده می‌شود که می‌تواند نقش مهمی در بهبود امنیت شبکه سلولی ایفا کند. متفاوت از کارهای انجام شده در این حوزه، یک شبکه ناهمگن فراسو با چندین زوج D2D در حضور چندین شنودگر به همراه یک کاربر سلولی به کمک RIS و در شرایط ارتباط مستقیم و انعکاسی بین هر فرستنده-گیرنده مطالعه می‌شود و تاثیر تعداد زوج‌های D2D و شنودگر با استفاده از RIS در مجموع نرخ امن سیستم مورد بررسی قرار می‌گیرد.

- ✓ در ادامه به توصیف سیستم، مدل کانال و سیگنال در بخش دوم پرداخته می‌شود. مسئله حداکثرسازی نرخ امن در بخش سوم مطرح و روش حل آن بیان می‌گردد. سپس در بخش چهارم تحلیلی از نتایج به‌دست آمده ارائه می‌شود.

۲- توصیف سیستم

در این بخش ابتدا مدل سیستم و کانال مشخص می‌شود و پس از آن مدل سیگنال بیان می‌گردد.



شکل ۱: مدل سیستم

۲-۱- مدل سیستم

یک شبکه ناهمگن فراسو و تک‌سلول با استفاده از RIS به همراه یک کاربر سلولی، D زوج D2D در حضور K شنودگر و یک ایستگاه پایه برای سرویس‌دهی به کاربر تک سلولی مطابق شکل ۱ در نظر گرفته شده است. وقتی سیگنال ارسالی به عنصر سطحی برخورد می‌کند به شکل یک سیگنال جهت‌دار به گیرنده منعکس می‌شود. کنترل‌کننده RIS می‌تواند دیود PIN را فعال کند و فاز واحد انعکاسی را برای دستیابی به اثر شکل‌دهی غیرفعال پرتو تغییر دهد. برای ارتباط سلولی و ارتباط‌های D2D، سیگنال انعکاسی قابل کنترل از RIS و سیگنال مستقیم فرستنده به‌طور سازنده در گیرنده مطلوب اضافه می‌شوند و در نتیجه بهره توان را افزایش می‌دهند. در گیرنده نامطلوب، سیگنال منعکس‌شده به صورت مخرب اضافه می‌شود تا سیگنال دریافتی را تضعیف کند و به هدف افزایش عملکرد سیستم دست یابد. حمله مهاجمان در لایه فیزیکی به

[3] Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS)
[4] Amplify and Forward (AF)
[5] Secrecy Outage Probability (SOP)
[6] Probability of Non-Zero Secrecy Capacity (PNSC)

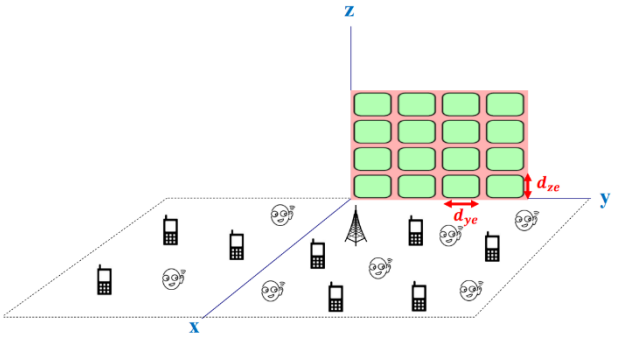
یکی از دو شیوه ایجاد تداخل (پخش اختلال (Jamming)) و شنود کردن صورت می‌گیرد [۱۹] که در این مقاله تمرکز بر شنود اطلاعات است. فرض می‌شود شنودگران غیرفعال‌اند و با یکدیگر همکاری ندارند، یعنی مستقل از هم هستند [۱۲]. همچنین فرض بر این است که کاربر سلولی می‌تواند طیف را با زوج‌های D2D به اشتراک بگذارد. تعداد ارتباط‌های D2D برابر D و $\mathcal{L} = \{1, 2, \dots, D+1\}$ به عنوان مجموعه همه ارتباط‌ها در نظر گرفته می‌شود.

RIS به عنوان یک صفحه $N \times N$ با N^2 عنصر و تعداد q بیت سطح کوانتیزاسیون در نظر گرفته می‌شود. در نتیجه، 2^q مقدار تغییر فاز ممکن وجود دارد و این مقادیر، داده‌های گسسته‌ای هستند که در فواصل مساوی از ۰ تا 2π توزیع می‌شوند. بنابراین برای عنصر RIS در l_z امین سطر و l_y امین ستون، پاسخ فرکانسی برابر $b_{l_z,l_y} = e^{j\theta_{l_z,l_y}}$ است که در آن: $1 \le l_z, l_y \le N$ و $\theta_{l_z,l_y} = \frac{2m_{l_z,l_y}\pi}{2^q-1}$, $m_{l_z,l_y} = \{0, 1, \dots, 2^q-1\}$ و j واحد موهومی است. در این مدل سیستم فرض می‌گردد اطلاعات حالت کانال برای فرستنده کاملاً شناخته شده است. به همین جهت کانال‌های مستقیم و انعکاسی بر تخصیص توان و طراحی تغییر فاز که در ادامه بیان می‌شود، تاثیری نخواهد داشت.

۲-۲- مدل کانال

مطابق با شکل ۲، RIS در صفحه Z_Y قرار دارد و محورهای Z و Y به عنوان لبه‌های آن هستند. همچنین فرض می‌گردد ایستگاه پایه، کاربر سلولی و زوج‌های D2D در یک محیط مستطیلی در صفحه X_Y که از چهار نقطه (-0, 100,0) و (0,100,0) و (100, 100,0) و (100,-100,0) تشکیل شده است، قرار دارند. از آنجایی که اندازه RIS بسیار کوچک است معادل آن است که کاربر سلولی و ایستگاه پایه در دو طرف RIS توزیع شده‌اند. شنودگران و تمامی کاربران D2D اعم از فرستنده و گیرنده بصورت یکنواخت و تصادفی در محیط مستطیلی پراکنده شده‌اند و حداکثر فاصله بین دو کاربر D2D، ۱۰ متر است.

فاصله بین دو عنصر RIS در دو محور z و y به ترتیب $d_{ze} = 0.005$ و $d_{ye} = 0.005$ متر است. از آنجایی که اندازه هر عنصر بسیار کوچک است، می‌توان به‌طور تصادفی یک نقطه را برای نشان دادن موقعیت عنصر انتخاب کرد. بنابراین مختصات هر عنصر RIS را می‌توان به صورت $L_{l_z,l_y} = (0, l_y d_{ye}, l_z d_{ze})$ نشان داد.



شکل ۲: مختصات کارتزین برای شبکه D2D با استفاده از RIS.

برای هر ارتباط i مختصات مربوط به t_i ، r_i و e_i به ترتیب برابر: $L_{t_i} = (t_{ix}, t_{iy}, 0)$، $L_{r_i} = (r_{ix}, r_{iy}, 0)$ ، $L_{e_i} = (e_{ix}, e_{iy}, 0)$ است. بر اساس موقعیت‌های داده شده، فاصله بین t_i تا عنصر (l_z, l_y) به صورت $DS_{t_i}^{l_z,l_y}$ و فاصله از عنصر (l_z, l_y) تا r_i برابر $DS_{l_z,l_y}^{r_i}$ است.

$$DS_{t_i}^{l_z,l_y} = \sqrt{(t_{ix})^2 + \left(t_{iy} - l_y d_{ye}\right)^2 + (-l_z d_{ze})^2} \quad (۱)$$

$$DS_{l_z,l_y}^{r_i} = \sqrt{(r_{ix})^2 + \left(r_{iy} - l_y d_{ye}\right)^2 + (-l_z d_{ze})^2} \quad (۲)$$

به‌طور مشابه،

$$DS_{t_i}^{l_z,l_y} = \sqrt{(t_{ix})^2 + \left(t_{iy} - l_y d_{ye}\right)^2 + (-l_z d_{ze})^2} \quad (۳)$$

$$DS_{l_z,l_y}^{e_i} = \sqrt{(e_{ix})^2 + \left(e_{iy} - l_y d_{ye}\right)^2 + (-l_z d_{ze})^2} \quad (۴)$$

همچنین فاصله بین t_i تا r_i و e_i به ترتیب به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$DS_{t_i}^{r_i} = \sqrt{(t_{ix} - r_{ix})^2 + \left(t_{iy} - r_{iy}\right)^2} \quad (۵)$$

$$DS_{t_i}^{e_i} = \sqrt{(t_{ix} - e_{ix})^2 + \left(t_{iy} - e_{iy}\right)^2} \quad (۶)$$

بر این اساس مدل کانال در دو دسته‌بندی کانال مستقیم و انعکاسی معرفی می‌گردد. کانال ترکیبی انعکاسی، از فرستنده به گیرنده به کمک RIS از سه بخش ارتباط گره به RIS، انعکاس RIS و ارتباط RIS به گره تشکیل می‌شود. لازم به ذکر است که این کانال ترکیبی با کانال ارسال رله معمولی کاملاً متفاوت است و نمی‌توان آن را ارتباط مستقل در نظر گرفت بلکه ارتباط انعکاسی تک-پرشی (One-hop) است. بنابراین هیچ فرایند ارسال و کدگشایی سیگنال اضافی مورد نیاز نیست. با توجه به پرتو انعکاسی جهت‌دار (Directional reflective beam)، این نوع ارتباط را می‌توان به عنوان یک خط دید مستقیم (LoS)[۷] مجازی در نظر گرفت. جهت تحقق، از کانال رایسین برای مدل‌سازی کانال انعکاسی استفاده می‌شود که شامل مؤلفه LoS مجازی و مؤلفه NLoS است. فرض بر این است که اطلاعات حالت کانال توسط ارتباط بین BS و کنترل‌کننده RIS کاملاً شناخته شده است. بنابراین برای یک ارتباط از t_i تا r_i مربوط به عنصر (l_z, l_y) از RIS، مؤلفه LoS کانال انعکاسی به صورت زیر بیان می‌شود که در آن β_0 بهره کانال در فاصله مرجع یک متر، α توان افت مسیر مستقیم و λ طول موج است.

$$\tilde{h}_{l_z,l_y}^{r_i,t_i} = \sqrt{\beta_0 \times \left(DS_{t_i}^{l_z,l_y} \times DS_{l_z,l_y}^{r_i}\right)^{-\alpha}} \times e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(DS_{t_i}^{l_z,l_y} + DS_{l_z,l_y}^{r_i}\right)} \quad (۷)$$

در مورد مولفه NLoS محوشدگی در مقیاس کوچک از یک توزیع گوسی مختلط $\hat{h}_{NLoS,l_z,l_y}^{r_i,t_i} \sim C(N(0,1))$ پیروی می‌کند که در آن α' افت مسیر است.

$$\hat{h}_{l_z,l_y}^{r_i,t_i} = \sqrt{\beta_0 \times \left(DS_{t_i}^{l_z,l_y} \times DS_{l_z,l_y}^{r_i}\right)^{-\alpha'}} \times \hat{h}_{NLoS,l_z,l_y}^{r_i,t_i} \quad (۸)$$

بنابراین مدل کامل کانال انعکاسی به صورت زیر است:

$$h_{l_z,l_y}^{r_i,t_i} = \sqrt{\frac{\beta}{1+\beta}}\tilde{h}_{l_z,l_y}^{r_i,t_i} + \sqrt{\frac{1}{1+\beta}}\hat{h}_{l_z,l_y}^{r_i,t_i} \quad (۹)$$

که در آن β ضریب رایسین است. به طور مشابه برای یک ارتباط از t_i به e_i مربوط به عنصر (l_z, l_y) از RIS، کانال انعکاسی به صورت زیر بیان می‌شود:

[7] Line of Sight (LoS)

$$\tilde{h}_{l_z,l_y}^{e_i,t_i} = \sqrt{\beta_0 \times \left(DS_{t_i}^{l_z,l_y} \times DS_{l_z,l_y}^{e_i}\right)^{-\alpha}} \times e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(DS_{t_i}^{l_z,l_y} + DS_{l_z,l_y}^{e_i}\right)} \quad (۱۰)$$

$$\hat{h}_{l_z,l_y}^{e_i,t_i} = \sqrt{\beta_0 \times \left(DS_{t_i}^{l_z,l_y} \times DS_{l_z,l_y}^{e_i}\right)^{-\alpha'}} \times \hat{h}_{NLoS,l_z,l_y}^{e_i,t_i} \quad (۱۱)$$

$$h_{l_z,l_y}^{e_i,t_i} = \sqrt{\frac{\beta}{1+\beta}}\tilde{h}_{l_z,l_y}^{e_i,t_i} + \sqrt{\frac{1}{1+\beta}}\hat{h}_{l_z,l_y}^{e_i,t_i} \quad (۱۲)$$

همچنین مدل کانال مستقیم به صورت $h_{r_i,t_i} = h_i\sqrt{\left(DS_{t_i}^{r_i}\right)^{-\alpha}}$ است که در این رابطه h_i دارای محوشدگی مقیاس کوچک با توزیع ناکاگامی-m و پارامترهای (m_i, w_i) است و به‌طور مشابه کانال مستقیم برای یک ارتباط از t_i تا e_i به صورت $h_{e_i,t_i} = h_i\sqrt{\left(DS_{t_i}^{e_i}\right)^{-\alpha}}$ تعریف می‌شود.

۳-۲- مدل سیگنال

در ارتباط i ام، سیگنال مطلوب برای گیرنده r_i از برهم‌نهی مسیرهای مستقیم و انعکاسی به ازای تمام عناصر RIS ایجاد می‌شود. به جهت آنکه منابع طیف به اشتراک گذاشته می‌شوند، تمام سیگنال‌ها از ارتباط‌های هم‌کانال باقیمانده[8]، تداخل روی هم را تشکیل می‌دهند. با جمع تمامی تداخل‌ها با یکدیگر، سیگنال S_{t_i} ارسالی از t_i در گیرنده i ام به صورت S_{r_i} دریافت می‌شود که در زیر آمده است:

$$S_{r_i} = \left(h_{r_i,t_i} + \sum_{l_z,l_y} h_{l_z,l_y}^{r_i,t_i} b_{l_z,l_y}\right)\sqrt{p_i}\, S_{t_i} + \sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left(h_{r_i,t_j} + \sum_{l_z,l_y} h_{l_z,l_y}^{r_i,t_j} b_{l_z,l_y}\right)\sqrt{p_j}\, S_{t_j} + w_{r_i} \quad (۱۳)$$

همچنین به جهت ماهیت باز بودن انتشار بی‌سیم، سیگنال S_{t_i} ارسال شده از t_i ممکن است توسط شنودگران شنیده شود، بنابراین سیگنال دریافتی در یک شنودگر به صورت زیر است:

$$S_{e_i} = \left(g_{e_i,t_i} + \sum_{l_z,l_y} g_{l_z,l_y}^{e_i,t_i} b_{l_z,l_y}\right)\sqrt{p_i}\, S_{t_i} + \sum_{j\in L,j\neq i}\left(g_{e_i,t_j} + \sum_{l_z,l_y} g_{l_z,l_y}^{e_i,t_j} b_{l_z,l_y}\right)\sqrt{p_j}\, S_{t_j} + w_{e_i} \quad (۱۴)$$

که در (۱۳) و (۱۴) h_{r_i,t_i}، g_{e_i,t_i} ، $h_{l_z,l_y}^{r_i,t_i}$ و $g_{l_z,l_y}^{e_i,t_i}$ به ترتیب کانال مستقیم در گیرنده، کانال مستقیم در شنودگر، کانال انعکاسی در گیرنده و کانال انعکاسی در شنودگر را نشان می‌دهد. p_i توان ارسالی ارتباط i، S_{t_i} نماد انتقال توان واحد از فرستنده t_i، w_{r_i} و w_{e_i} به ترتیب نویز سفید گرمایی گوسی در کاربر اصلی و شنودگر با توزیع $CN(0,\sigma_r^2)$ و $CN(0,\sigma_e^2)$ است.

برای سادگی در نوشتار، ساده‌سازی‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$\mathbf{P} = [p_1, p_2, \dots, p_{D+1}]^T$ به صورت یک ماتریس $(D+1)\times 1$ در نظر گرفته می‌شود و بیانگر توان ارسالی تمامی ارتباط‌های i $(i = 1, 2, \dots, D+1)$ است.

$$\boldsymbol{F} = \sum_{l_z,l_y} b_{l_z,l_y}\boldsymbol{H}_{l_z,l_y} \quad (۱۵)$$

$$\boldsymbol{F'} = \sum_{l_z,l_y} b_{l_z,l_y}\boldsymbol{G}_{l_z,l_y} \quad (۱۶)$$

$\boldsymbol{G}_{l_z,l_y}$ و $\boldsymbol{H}_{l_z,l_y}$ ماتریس با ابعاد $(D+1)\times(D+1)$ که شامل ضرایب کانال انعکاسی بین تمام فرستنده‌ها و گیرنده‌ها است و در آن $\{h_{l_z,l_y}^{r_i,t_j}, 1 \le i,j \le D+1\}$. همچنین F_{r_i,t_j} و F'_{e_i,t_j} بیان‌کننده عنصر در j امین سطر و i امین ستون از ماتریس $\mathbf{F}$ و $\mathbf{F'}$ است.

به طور مشابه $\mathbf{H}^{\mathrm{L}}$ و $\mathbf{G}^{\mathrm{L}}$ ماتریس با ابعاد $(D+1)\times(D+1)$ که شامل ضرایب کانال مستقیم بین تمام فرستنده‌ها و گیرنده‌ها است و در آن $\{h_{r_i,t_i}, 1 \le i,j \le D+1\}$ و L نشان دهنده L امین عضو از مجموعه $\mathcal{L}$ است. H_{r_i,t_j}^L و G_{r_i,t_j}^L بیان کننده عنصر در j امین سطر و i امین ستون از ماتریس $\mathbf{H}^{\mathrm{L}}$ و $\mathbf{G}^{\mathrm{L}}$ است.

با تعریف این عبارات، سیگنال‌های دریافتی در گیرنده r_i و شنودگر e_i به‌صورت زیر است:

$$S_{r_i} = \left(H_{r_i,t_i}^L + F_{r_i,t_i}\right)\sqrt{p_i}S_{t_i} + \sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left(H_{r_i,t_j}^L + F_{r_i,t_j}\right)\sqrt{p_j}S_{t_j} + w_{r_i} \quad (۱۷)$$

$$S_{e_i} = \left(G_{e_i,t_i}^L + F'_{e_i,t_i}\right)\sqrt{p_i}S_{t_i} + \sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left(G_{e_i,t_j}^L + F'_{e_i,t_j}\right)\sqrt{p_j}S_{t_j} + w_{e_i} \quad (۱۸)$$

مطابق با سیگنال‌های دریافتی عبارات SINR به ترتیب در گیرنده r_i و شنودگر e_i در هر ارتباط $i \in \mathcal{L}$ به‌صورت زیر است:

$$\gamma_{r_i} = \frac{\left|H_{r_i,t_i}^L + F_{r_i,t_i}\right|^2 p_i}{\sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left|H_{r_i,t_j}^L + F_{r_i,t_j}\right|^2 p_j + \sigma_r^2} \quad (۱۹)$$

$$\gamma_{e_i} = \frac{\left|G_{e_i,t_i}^L + F'_{e_i,t_i}\right|^2 p_i}{\sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left|G_{e_i,t_j}^L + F'_{e_i,t_j}\right|^2 p_j + \sigma_e^2} \quad (۲۰)$$

باتوجه به ظرفیت شانون، نرخ انتقال قابل دستیابی مربوط به هر یک از گیرنده r_i و شنودگر e_i در هر ارتباط $i \in \mathcal{L}$ را می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$R_{r_i} = log_2\left(1 + \frac{\left|H_{r_i,t_i}^L + F_{r_i,t_i}\right|^2 p_i}{\sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left|H_{r_i,t_j}^L + F_{r_i,t_j}\right|^2 p_j + \sigma_r^2}\right) \quad (۲۱)$$

$$R_{e_i} = log_2\left(1 + \frac{\left|G_{e_i,t_i}^L + F'_{e_i,t_i}\right|^2 p_i}{\sum_{j\in\mathcal{L},j\neq i}\left|G_{e_i,t_j}^L + F'_{e_i,t_j}\right|^2 p_j + \sigma_e^2}\right) \quad (۲۲)$$

طبق مقاله [۱۸]، نرخ امن سیستم با در نظر گرفتن K شنودگر به ازای هر ارتباط i به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$SR_i = max\left\{(R_{r_i} - \underset{i=1,\dots,K}{max} R_{e_i}), 0\right\} \quad (۲۳)$$

همچنین مجموع نرخ امن سیستم به صورت زیر قابل تعریف است [۲۱]:

$$SSR = \sum_{i=1}^{D+1} SR_i \quad (۲۴)$$

۳- مسئله حداکثرسازی مجموع نرخ امن

در این بخش با توجه به مدل سیستم پیشنهادی، مسئله بهینه‌سازی

[8] Remaining co-channel

فرمول‌بندی می‌شود. معیار امنیت مورد نظر مجموع نرخ امن و هدف از مسئله بهینه‌سازی، حداکثرسازی مجموع نرخ امن سیستم است که متغیرهای بهینه‌سازی، مقادیر تغییر فاز تمامی عناصر RIS و توان ارسالی تمامی ارتباط‌ها است. مجموعه مقادیر تغییر فاز تمامی عناصر RIS، $\boldsymbol{\Theta}$ در نظر گرفته می‌شود که به صورت $\Theta = \{\theta_{l_z,l_y}, 1 \le l_z, l_y \le N\}$ است. بنابراین مسئله بهینه‌سازی به صورت زیر قابل تعریف است:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{P},\Theta} & \sum_{i=1}^{D+1} SR_i \\ S.t \quad & (a)\ SR_i \ge R_{th}\,, \qquad \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \\ & (b)\ 0 \le p_i \le P_{max} \\ & (c)\ b_{l_z,l_y} = e^{j\theta_{l_z,l_y}}, \\ & \theta_{l_z,l_y} = \frac{2m_{l_z,l_y}\pi}{2^q-1}, \qquad m_{l_z,l_y} = \{0,1,\dots,2^q-1\}, \\ & \qquad\qquad 1 \le l_z, l_y \le N \end{aligned} \tag{۲۵}$$

قید (a) که نشان‌دهنده نرخ امن ارتباط سلولی و ارتباط‌های D2D است، یک آستانه از پیش تعیین شده را برآورده می‌کند و در نتیجهٔ آن الزامات کیفیت ارتباط کاربرها تضمین می‌شود. در قید (b) توان ارسالی همه ارتباط‌ها محدود شده است. قید (c) نیز به تغییر فاز گسسته و مقادیر محدود تغییر فاز اشاره دارد. متغیرهای بهینه‌سازی پیوسته $\mathbf{P}$ و متغیر بهینه‌سازی $\boldsymbol{\Theta}$ در این مسئله وابسته هستند و برای دستیابی به یک راه‌حل کاربردی، از روش تکرار متناوب (Alternating Method) برای جداسازی غیرمستقیم متغیرها استفاده می‌شود. به این صورت که مسئله اصلی به دو زیرمسئله تخصیص توان و بهینه‌سازی تغییرات فاز گسسته تقسیم می‌گردد. در هر تکرار، دو زیرمسئله جدا از هم به صورت یک‌به‌یک پردازش و تا زمان همگرایی به طور مکرر تکرار می‌شوند [۱۳].

۱-۳- الگوریتم زیرمسئله تخصیص توان

زمانی‌که متغیر شکل‌دهی پرتو غیرفعال مبتنی بر RIS داده شود، مسئله (۲۵) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{P}} & \sum_{i=1}^{D+1} SR_i \\ s.t\ & (a)\ SR_i \ge R_{min}, \qquad \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \\ & (b)\ 0 \le p_i \le P_{max}, \qquad \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \end{aligned} \tag{۲۶}$$

مسئله (۲۶) یک تابع غیرخطی و غیرمحدب نسبت به $\mathbf{P}$ است. از طرف دیگر، مولفه تداخل غیرقابل حذف، ساختار مسئله را پیچیده می‌کند. به عبارت دیگر توان ارسالی همه ارتباط‌ها مستقل از هم نیستند و ارتباط نزدیک با یکدیگر دارند. براساس روابط (۱۹) تا (۲۲) که در ادامه برای سادگی در نوشتار زیرنویس‌ها و بالانویس‌های عناصر ماتریس‌های $\mathbf{F}$، $\mathbf{H}$، $\mathbf{F}'$ و $\mathbf{G}$ حذف شده است و جایگذاری آن‌ها در (۲۳)، نرخ امن برای هر ارتباط می‌تواند به صورت تفاضل دو تابع لگاریتمی به صورت زیر بیان شود:

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{P}} \sum_{i=1}^{D+1} SR_i = -\min_{\mathbf{P}} \sum_{i=1}^{D+1} \Bigg[& \log_2\Bigg\{(|H^L+F|^2p_i \\ & + \sum_{i\ne j}\big(|H^L+F|^2p_j+\sigma_r^2\big)\big(\sum_{i\ne j}|G+F'|^2p_j \\ & + \sigma_e^2\big)\Bigg\} \\ & - \log_2\Bigg\{(|G+F'|^2p_i+\sum_{i\ne j}|G+F'|^2p_j \\ & + \sigma_e^2)\big(\sum_{i\ne j}|H^L+F|^2p_j+\sigma_r^2\big)\Bigg\}\Bigg] \end{aligned} \tag{۲۷}$$

به ازای هر ارتباط i، توابع لگاریتمی ذکر شده برای سادگی در نوشتار به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned} g_i(\mathbf{P}) &= \log_2\Bigg\{(|G+F'|^2p_i+\sum_{i\ne j}|G+F'|^2p_j \\ &\qquad + \sigma_e^2)\big(\sum_{i\ne j}|H^L+F|^2p_j+\sigma_r^2\big)\Bigg\} \\ &= \log_2\left(|G+F'|^2p_i+\sum_{i\ne j}|G+F'|^2p_j+\sigma_e^2\right) \\ &\qquad + \log_2\left(\sum_{i\ne j}|H^L+F|^2p_j+\sigma_r^2\right) \end{aligned} \tag{۲۸}$$

$$\begin{aligned} \varphi_i(\mathbf{P}) = & \\ \log_2\Bigg\{ & (|H^L+F|^2p_i+\sum_{i\ne j}\big(|H^L+F|^2p_j \\ & + \sigma_r^2\big)\big)\big(\sum_{i\ne j}\big(|G+F'|^2p_j+\sigma_e^2\big)\big)\Bigg\} \\ = \log_2\Bigg(& |H^L+F|^2p_i+\sum_{i\ne j}\big(|H^L+F|^2p_j+\sigma_r^2\big)\Bigg) \\ & + \log_2\Bigg(\sum_{i\ne j}\big(|G+F'|^2p_j+\sigma_e^2\big)\Bigg) \end{aligned} \tag{۲۹}$$

که $g_i(\boldsymbol{P})$ و $\varphi_i(\boldsymbol{P})$ توابع مقعر هستند. مسئله (۲۶) یک مسئله برنامه‌ریزی تفاضل محدب[9] [۲۲] است که به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} \min_{\boldsymbol{P}} & \sum_{i=1}^{D+1} g_i(\mathbf{P}) - \varphi_i(\mathbf{P}) \\ s.t\ & (a)\ g_i(\mathbf{P}) - \varphi_i(\mathbf{P}) \le -\log(1+\gamma_{min})\,, \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \\ & (b)\ 0 \le p_i \le P_{max}\,, \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \end{aligned} \tag{۳۰}$$

به جهت آنکه تابع هدف و قید محدب نیستند، هنوز حل مسئله دشوار است. بنابراین برای $g_i(\mathbf{P})$ یک تقریب مرتبه اول بسط تیلور تابع چند متغیره در نظر گرفته می‌شود. یعنی، به تدریج از یک کران بالایی برای تابع هدف که باید حداقل شود به جواب بهینه نزدیک می‌شود که می‌تواند به راه‌حل بهینه محلی برسد و در نتیجهٔ آن، تابع هدف و قیود نسبت به متغیرهای بهینه‌سازی محدب می‌شوند.

بسط تیلور $g_i(\mathbf{P})$ در n امین تکرار به صورت زیر است:

$$g_i(\mathbf{P}) = g_i(\mathbf{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\bigg|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \big(p_k - p_k^{(n)}\big) \tag{۳۱}$$

با جایگذاری عبارت (۳۱) در مسئله (۳۰)، مسئله به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{P}} & \sum_{i=1}^{D+1} g_i(\mathbf{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\bigg|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \big(p_k - p_k^{(n)}\big) - \varphi_i(\mathbf{P}) \\ s.t\ & (a)\ g_i(\mathbf{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \frac{\partial g_i(\boldsymbol{P})}{\partial p_k}\bigg|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \big(p_k - p_k^{(n)}\big) - \varphi_i(\mathbf{P}) \\ & \qquad \le -\log(1+\gamma_{min}) \\ & (b)\ 0 \le p_i \le P_{max}, \qquad \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \end{aligned} \tag{۳۲}$$

هم‌اکنون که مسئله مورد نظر به صورت محدب به‌دست آمد، می‌توان از روش‌های متداول بهینه‌سازی محدب برای آن استفاده کرد. ابتدا تابع لاگرانژ متناظر با مسئله مورد نظر نوشته، سپس از روش کاهش گرادیان با اندازه گام

[9] Difference-of-Convex Programming (DC Programming)

قابل تنظیم استفاده می‌گردد تا مسئله به یک راه‌حل عملی همگرا شود. سپس در n امین تکرار، تابع لاگرانژ بر حسب متغیر بهینه‌سازی $\mathbf{P}$ به صورت زیر به‌دست می‌آید.

$$L^{(n)}(\mathbf{P},\boldsymbol{\lambda}^{(n)}) = \sum_{i=1}^{D+1} g_i(\boldsymbol{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \left.\frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k - p_k^{(n)}\right) - \varphi_i(\mathbf{P}) + \sum_{i=1}^{D+1} \lambda_i^{(n)} \left[g_i(\mathbf{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \left.\frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k - p_k^{(n)}\right) - \varphi_i(\mathbf{P}) + log\,(1+\gamma_{min}) \right] \quad (۳۳)$$

که $\lambda_i^{(n)}, i = 1,2,\dots,D+1$، ضرایب لاگرانژ مربوط به قیدهای حداقل نرخ امن ارتباط‌های مختلف است. جزئیات برنامه‌ریزی تفاضل محدب برای تخصیص توان در الگوریتم ۱ نشان داده شده است. دراین الگوریتم، ابتدا ضرایب لاگرانژ λ_i و طول گام‌های کاهش گرادیان δ و μ مقداردهی اولیه می‌شوند.

به ازای هر سیگنالی که از هر فرستنده ارسال می‌شود، K شنودگر آن را شنود می‌کنند. مطابق با تعریف (۲۳)، شنودگری که بیشترین نرخ داده را دارد انتخاب می‌شود و با استفاده از مقادیر اولیه، مجموع نرخ امن محاسبه می‌شود. در مرحله ۵ تا ۹، ابتدا تابع نامقید لاگرانژ برای مسئله محدب تبدیل‌شده با $\boldsymbol{\lambda}^{(n)}$ ثابت تعریف می‌شود. سپس برای متغیر بهینه‌سازی p_i که در آن $i = 1,2,\dots,D+1$ است، از روش کاهش گرادیان در جهت خلاف مشتق جزئی مرتبه اول یعنی در جهت منفی گردایان تابع لاگرانژ $L^{(n)}(\boldsymbol{P},\boldsymbol{\lambda}^{(n)})$ استفاده و اندازه گام مناسب δ انتخاب می‌شود تا به تدریج با تعداد تکرارها بر اساس مقدار اولیه داده شده کاهش یابد. به‌طور مشابه در مرحله ۱۰، λ_i با استفاده از مشتق گرفتن از تابع لاگرانژ برحسب متغیر بهینه‌سازی λ که در (۳۴) بیان شده است، به‌روزرسانی می‌شود.

$$L^{(n)}(\mathbf{P}^{(n)},\boldsymbol{\lambda}) = \sum_{i=1}^{D+1} g_i(\mathbf{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \left.\frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k^{(n+1)} - p_k^{(n)}\right) - \varphi_i\left(\mathbf{P}^{(n+1)}\right) + \sum_{i=1}^{D+1} \lambda_i \left[g_i(\boldsymbol{P}^n) + \sum_{k=1}^{D+1} \left.\frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k^{(n+1)} - p_k^{(n)}\right) - \varphi_i\left(\mathbf{P}^{(n+1)}\right) + log\,(1+\gamma_{min}) \right] \quad (۳۴)$$

مرحله ۱۲ مربوط به شرط توقف است و بیان می‌کند اگر تفاضل نرخ امن بین دو تکرار متوالی از یک مقدار آستانه معین کمتر باشد، الگوریتم همگرا شده و متوقف می‌شود، در نتیجه خروجی $\mathbf{P}^*$ به‌دست می‌آید.

۳-۲- الگوریتم زیرمسئله بهینه‌سازی گسسته

در این قسمت $\mathbf{P}$ ثابت در نظر گرفته شده و $\boldsymbol{\Theta}$ حل می‌شود، بنابراین مسئله بهینه‌سازی (۲۵) به‌صورت زیر به‌دست می‌آید.

$$\begin{aligned} &\max_{\Theta} \sum_{i=1}^{D+1} SR_i \\ &s.t\ (a)\ SR_i \geq R_{min}, \quad \forall\, i = 1,2,\dots,D+1 \\ &\quad (b)\ b_{l_z,l_y} = e^{j\theta_{l_z,l_y}}, \\ &\theta_{l_z,l_y} = \frac{2m_{l_z,l_y}\pi}{2^q-1}, m_{l_z,l_y} = \{0,1,\dots,2^q-1\}, \\ &\qquad 1 \leq l_z, l_y \leq N \end{aligned} \quad (۳۵)$$

این زیرمسئله هنوز نسبت به متغیر $\boldsymbol{\Theta}$ غیرمحدب است. به جهت آنکه $\boldsymbol{\Theta}$ یک متغیر گسسته است و مقادیر محدود دارد، الگوریتم جستجوی محلی از نظر کاهش پیچیدگی به کار گرفته می‌شود. به ازای هر عنصر $\{l_z, l_y\}$، مقادیر تغییر فاز N^2-1 عنصر باقیمانده، ثابت در نظر گرفته می‌شوند. سپس همه 2^q مقدار ممکن برای آن بررسی می‌گردد و یکی از آن‌ها با بهترین عملکرد انتخاب و در نهایت مقدار θ_{l_z,l_y} به‌روزرسانی می‌شود. الگوریتم زمانی‌که همه عنصرها بهینه شوند، پایان می‌یابد که جزئیات آن در الگوریتم ۲ آمده است.

۳-۳- حل مسئله بهینه‌سازی

با در نظر گرفتن الگوریتم ۱ و ۲، الگوریتم حداکثرسازی مجموع نرخ امن از تکرار به ترتیب الگوریتم زیرمسئله تخصیص توان و الگوریتم زیر مسئله بهینه‌سازی تغییر فاز گسسته، با مقادیر اولیه توان ارسالی و تغییر فاز به‌دست می‌آید. یعنی با یک مقدار اولیه $\boldsymbol{\Theta}$، توان بهینه توسط الگوریتم ۱ محاسبه و با استفاده از آن توسط الگوریتم۲، $\boldsymbol{\Theta}$ بهینه می‌شود. تکرار الگوریتم تا زمانی‌که نرخ امن ارسالی سیستم بین دو تکرار متوالی کمتر از یک مقدار آستانه معین شود، ادامه می‌یابد که به طور خلاصه در الگوریتم ۳ بیان شده است.

جدول ۱: الگوریتم تخصیص توان.

الگوریتم۱	برنامه‌ریزی تفاضل محدب برای تخصیص توان.
	خروجی برابر $\boldsymbol{P}^*$ است.
:۱	مقداردهی اولیه به صورت زیر تنظیم می‌شود. $n=0, \delta^{(0)}=50, \mu^{(0)}=100, \lambda_i^{(0)}=100,\ \forall_i=1,2,\dots,D+1$
:۲	با استفاده از مقادیر اولیه برای هر ارتباط ارسالی، نرخ داده به ازای هر شنودگر را محاسبه کن.
:۳	شنودگر با بیشترین نرخ داده را انتخاب کن.
:۴	مجموع نرخ امن را با استفاده از مقادیر اولیه محاسبه کن.
:۵	تابع نامقید لاگرانژ را با استفاده از رابطه (۳۳) تعریف کن.
:۶	مسئله بهینه‌سازی را نسبت به p_i حل کن.
:۷	$p_i^{(n+1)} = \left(p_i^{(n)} - \delta^{(n)} \left.\frac{\partial\, L^{(n)}(\mathbf{P},\boldsymbol{\lambda}^{(n)})}{\partial\, p_i}\right\|_{p_i=p_i^{(n)}}\right)^+$
:۸	تعریف شرط if: اگر $p_i^{(n+1)} > P_{max}$ سپس $p_i^{(n+1)} = P_{max}$ بگذار.
:۹	پایان شرط if.
:۱۰	تعریف شرط if: اگر $\delta^{(n)} > 1$ باشد، سپس $\delta^{(n+1)} > \frac{\delta^{(n)}}{2}$ بگذار.
:۱۱	پایان شرط if.
:۱۲	$\lambda_i^{(n+1)} = \left(\lambda_i^{(n)} - \mu^{(n)} \left(\left.\frac{\partial\, L^{(n)}(\mathbf{P}^{(n+1)},\boldsymbol{\lambda})}{\partial\, \lambda_i}\right\|_{\lambda_i=\lambda_i^{(n)}}\right)^+\right)^+$
:۱۱	تعریف شرط if: اگر $\mu^{(n)} > 1$ باشد، سپس $\mu^{(n+1)} > \frac{\mu^{(n)}}{2}$ بگذار.
:۱۳	پایان شرط if.
:۱۴	تعریف شرط if: اگر $\left\|SR(\mathbf{P}^{(n+1)}) - SR(\mathbf{P}^{(n)})\right\| < \epsilon$ سپس $\mathbf{P}^* = \mathbf{P}^{(n+1)}$ بگذار.
:۱۵	در غیر اینصورت $n = n+1$ بگذار و به خط ۱ برو.
:۱۶	پایان شرط if.

جدول ۲: الگوریتم بهینه‌سازی ضرایب تغییرفاز گسسته.

الگوریتم۲	جستجوی محلی برای تغییر فاز.
	خروجی برابر Θ^* است.
:۱	تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون یعنی q را در نظر بگیر.
:۲	تعریف حلقه for با گام $l_z = 1{:}N$
:۳	تعریف حلقه for با گام $l_y = 1{:}N$
:۴	تمام مقادیر ممکن برای θ_{l_z,l_y} را در نظر بگیر و مقداری که مجموع نرخ امن را تحت قید (a) از رابطه (۳۵) حداکثر می‌کند، انتخاب کن و نام آن را ${\theta^*}_{l_z,l_y}$ بگذار.
:۵	$\theta_{l_z,l_y} = {\theta^*}_{l_z,l_y}$ بگذار.
:۶	پایان حلقه for
:۷	پایان حلقه for

جدول ۳: الگوریتم حداکثرسازی مجموع نرخ امن.

الگوریتم۳	حداکثرسازی مجموع نرخ امن.
:۱	مقداردهی اولیه به صورت $\epsilon = 10^{-3}, l = 0, p_i^{(0)} = P_{max}$, $\forall\, i = 1,2,\dots,D+1$ با درنظر گرفتن q و ایجاد یک $\boldsymbol{\Theta}$ تصادفی و قرار دادن $\Theta = \Theta^*$ تنظیم می‌شود.
:۲	با در نظر گرفتن Θ^* با استفاده از الگوریتم ۱، مقدار $\mathbf{P}$ را به‌روزرسانی کن.
:۳	با در نظر گرفتن $\mathbf{P}^*$ به دست آمده از مرحله ۲، با استفاده از الگوریتم ۲، مقدار $\boldsymbol{\Theta}$ را به‌روزرسانی کن.
:۴	تعریف شرط if: اگر $\left\|SR^{(l+1)} - SR^{(l)}\right\| < \epsilon$ سپس $SR^* = SR^{(l+1)}$ بگذار.
:۵	خروجی $\mathbf{P}^*, \Theta^*, SR^*$ را نمایش بده.
:۶	در غیر اینصورت $l = l + 1$ بگذار و به خط ۱ برو.
:۷	پایان شرط if.

۴-۳- همگرایی الگوریتم

جهت ساده‌سازی در عبارت زیر به جای تفاضل دو تابع، معادل $f_i(\mathbf{P})$ در نظر گرفته می‌شود و ادامه مطلب بیان می‌گردد [۲۳].

$$\min_{\mathbf{P}} \sum_{i=1}^{D+1} g_i(\mathbf{P}) - \varphi_i(\mathbf{P}) \equiv \min_{\mathbf{P}} \sum_{i=1}^{D+1} f_i(\mathbf{P}) \qquad (۳۶)$$

در الگوریتم۱، برای تابع هدف $f_i(\mathbf{P})$ ابتدا یک تابع کمکی، با استفاده از تئوری برنامه‌ریزی تفاضل محدب و بسط تیلور چند متغیره تعریف می‌شود و رابطه $f_i(\mathbf{P}^{(n)}) = f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n)})$ در این حالت برقرار است. در هر تکرار با استفاده از الگوریتم کاهش گرادیان می‌توان پاسخ بهینه یعنی $\mathbf{P}^{(n+1)}$ را برای مسئله (۳۲) به‌دست آورد. بنابراین عبارت $f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n)}) \geq f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n+1)})$ برقرار می‌گردد که یعنی نرخ انتقال سیستم افزایش یافته است. به جهت آنکه $g_i(\mathbf{p})$ مقعر است، می‌توان نوشت:

$$g_i(\mathbf{P}) \leq g_i(\mathbf{P}^{(n)}) + \sum_{k=1}^{D+1} \left.\frac{\partial g_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k - p_k^{(n)}\right) \rightarrow f_i(\mathbf{P}) \leq f_i^{(n)}(\mathbf{P}) \qquad (۳۷)$$

همچنین مطابق تحلیل‌های ذکر شده، عبارت زیر قابل بیان است:

$$f_i(\mathbf{P}^{(n)}) = f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n)}) \geq f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n+1)}) \geq f_i(\mathbf{P}^{(n+1)}) \qquad (۳۸)$$

بنابراین با افزایش تعداد تکرارها، تابع هدف اصلی $f_i(\mathbf{P})$ به‌صورت یکنواخت کاهش می‌یابد و همگرایی مسئله اصلی ثابت می‌شود. در ادامه با قضیه زیر نشان داده می‌شود راه‌حلی که با مسئله تقریبی به‌دست می‌آید، روشی امکان‌پذیر برای حل مسئله اصلی است.

قضیه ۱: به جهت آنکه $g_i(\mathbf{P})$ و $\varphi_i(\mathbf{P})$ به‌طور پیوسته در دامنه توان ارسالی مشتق‌پذیر هستند، حل مسئله کمکی می‌تواند یک نقطه ثابت از مسئله اصلی را به‌دست‌آورد.

اثبات: نقطه ثابت یک تابع $f_i(\mathbf{P})$ یک نقطه $\bar{\mathbf{P}}$ است که در شرایط زیر صدق می‌کند:

$$\left.\frac{\partial f_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\bar{\mathbf{P}}} (p_k - \bar{p}_k) \geq 0 \quad ; \forall\, k = 1,2,\dots,D+1 \qquad (۳۹)$$

$f_i(\mathbf{P})$ زمانی‌که تعداد تکرارها به بی‌نهایت نزدیک شود، می‌تواند همگرا شود، بنابراین عبارت $\boldsymbol{P}^{(n)} = \boldsymbol{P}^{(n+1)}$ برقرار است و هر دو جواب‌های بهینه هستند. در نتیجه عبارت (۳۸) به‌صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$f_i(\mathbf{P}^{(n)}) = f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n)}) = f_i^{(n)}(\mathbf{P}^{(n+1)}) = f_i(\mathbf{P}^{(n+1)}) \qquad (۴۰)$$

بنابراین $\mathbf{P}^{(n+1)}$ و $\mathbf{P}^{(n)}$ هر دو پاسخ بهینه $f_i^{(n)}(\mathbf{P})$ هستند. فرض می‌شود $\mathbf{P}^{(n)}$ پاسخ نهایی، $f_i^{(n)}(\mathbf{P})$ محدب و $\mathbf{P}^{(n)}$ نقطه ثابت $f_i^{(n)}(\mathbf{P})$ است. بنابراین:

$$\left.\frac{\partial f_i^{(n)}(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k - p_k^{(n)}\right) \geq 0 \rightarrow \left.\frac{\partial f_i(\mathbf{P})}{\partial p_k}\right|_{\mathbf{P}=\mathbf{P}^{(n)}} \left(p_k - p_k^{(n)}\right) \geq 0 \qquad (۴۱)$$

به‌عبارت دیگر، $\mathbf{P}^{(n)}$ نقطه ثابت یک تابع $f_i(\mathbf{P})$ است.

۴- نتایج شبیه‌سازی

ابتدا پارامترهای شبیه‌سازی بر مبنای مقاله [۲۳] طبق جدول ۴ تعیین و پس از آن نتایج شبیه‌سازی مطرح می‌شود.

۴-۱- بررسی مجموع نرخ امن برحسب تعداد عناصر بازتابنده RIS

شکل ۳ مجموع نرخ امن را بر حسب تعداد عناصر بازتابنده RIS برای D=3،q=3 و K=1 نشان می‌دهد. لازم به ذکر است در تمامی نمودارها نرخ با واحد بیت بر ثانیه $(\frac{bits}{second})$ نمایش داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، مجموع نرخ امن با افزایش تعداد عناصر RIS، روندی افزایشی دارد و نشان می‌دهد استفاده از RIS برای شکل‌دهی پرتو (که در RIS بهره شکل‌دهی پرتو به جهت بهینه‌سازی عناصر آن ایجاد می‌شود)، تداخل کانال مشترک ناخواسته را به‌طور موثرتری کاهش می‌دهد. همچنین در این شکل سه الگوریتمی که مطرح شد با یکدیگر مقایسه می‌شوند. همانطور که مشاهده می‌شود الگوریتم۲ که فقط بهینه‌سازی تغییرات فاز را انجام می‌دهد، مشابه الگوریتم ۳ اما با عملکرد پایین‌تر با افزایش N روندی صعودی دارد. در الگوریتم ۲ و ۳ زمانی‌که تعداد عناصر RIS خیلی زیاد شود، رشد دو نمودار قرمز و آبی کمی کند می‌شود. زیرا RIS باعث افزایش تعداد مسیرهای سیگنال تداخل می‌شود. با این وجود با ادامه روند افزایش تعداد عناصر RIS همچنان رشد نمودار مشاهده می‌شود. همچنین در نمودار الگوریتم ۱ افزایش مجموع نرخ امن برای N=8 در مقایسه با N=2، ۳۷.۶۲ bps/Hz٪ است. علاوه بر این همانطور که از نمودار سبز مشخص است، در الگوریتم ۱ که بهینه کردن تغییرفاز انجام نمی‌شود، تداخل به‌طور قابل توجهی با افزایش N، افزایش می‌یابد.

جدول ۴: تعیین پارامترهای شبیه‌سازی.

پارامتر	نماد	مقدار
توان افت مسیر برای محوشدگی مقیاس بزرگ در حالتLOS	α	۲.۵
توان افت مسیر برای محوشدگی مقیاس بزرگ در حالت NLOS	α'	۳.۶
فرکانس مرکزی در باند موج میلی‌متری	-	۲۸GHz
توان نویز موج میلی‌متری	σ^2	-۱۳۴ dBm/MHz
ضریب رایسین	β	۴
آستانه تکرار توقف برای الگوریتم حداکثرسازی مجموع نرخ امن	ε	10^{-3}
حداکثر توان ارسالی	P_{max}	۲۳ dBm
حداقل SINR	γ_{min}	۱.۲۹۷۴ dB
بهره کانال در فاصله مرجع	β_0	-۶۱.۳۸۴۹ dB
پارامتر عمق محوشدگی ناکاگامی	m_i	۳
توان متوسط در محوشدگی ناکاگامی	w_i	۱/۳dB

۴-۲- بررسی مجموع نرخ امن برحسب تعداد زوج‌های D2D

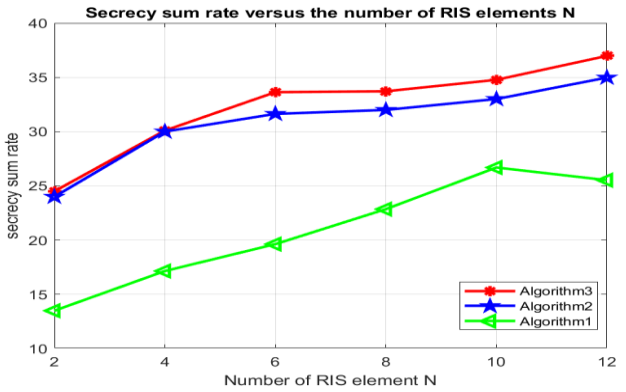
شکل ۴ مجموع نرخ امن را برحسب تعداد زوج‌های D2D برای q=3، N=4 و K=1 نشان می‌دهد. با توجه به نمودار قرمز، با افزایش تعداد زوج‌های D2D، روندی افزایشی از مجموع نرخ امن مشاهده می‌شود که نشان می‌دهد ارتباطات D2D بهره‌وری طیف را بهبود می‌دهند.

همانطور که ذکر گردید این شکل به ازای N=4 یعنی زمانی‌که RIS دارای ۱۶ عنصر است، رسم شده است و به ازای تعداد زوج‌های D2D بیشتر از ۴ (یعنی از D=5 به بالا) نرخ امن قابل حصول به جهت افزایش ارتباط‌های تداخل در دسترس نیست و نیازمند افزایش تعداد عناصر انعکاسی است.

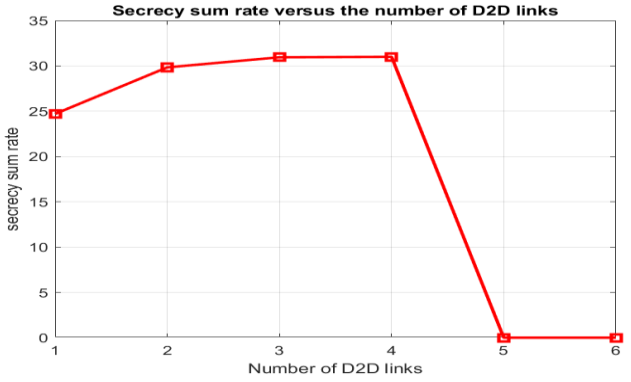
در همین راستا شکل ۵ برای q=3، D=5 و K=1 رسم شده است که نشان می‌دهد تا زمانی‌که تعداد عناصر RIS برابر ۸۱ عنصر (یعنی N=9) است، برای D=5 هنوز نرخ امن قابل حصول وجود ندارد اما زمانی‌که این تعداد به ۱۰۰ افزایش می‌یابد (یعنی N=10)، نرخ امن در دسترس است و با افزایش تعداد عناصر RIS، افزایش می‌یابد. به همین ترتیب برای تعداد زوج‌های D2D بیشتر، تعداد عناصر بیشتری از RIS مورد نیاز است.

۴-۳- بررسی مجموع نرخ امن برحسب تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون.

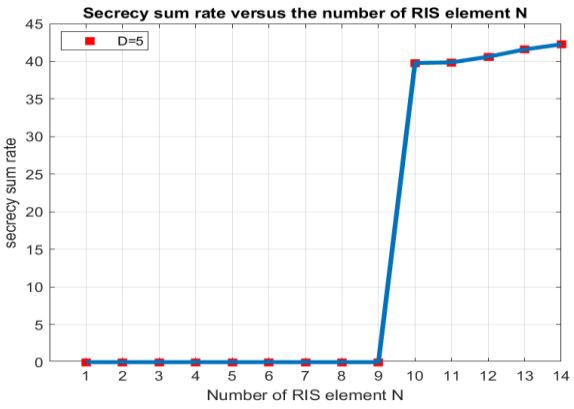
در شکل ۶ مجموع نرخ امن بر حسب تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون برای N=4، D=3 و K=1 نشان داده شده است. همانطور که نمودار قرمز در این شکل نشان می‌دهد، در الگوریتم ۳ که هر دو متغیر توان و تغییرفاز بهینه می‌شوند، با افزایش تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون عملکرد سیستم در ابتدا به‌طور قابل توجهی افزایش می‌یابد. زیرا افزایش تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون منجر به بهبود دقت شکل‌دهی پرتو می‌گردد و زمانی‌که تعداد از q=4 بیشتر می‌شود، عملکرد سیستم اشباع شده و دیگر به بهبود مجموع نرخ امن کمکی نخواهد کرد. زیرا برای تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون بالاتر دقت شکل‌دهی پرتو در RIS دیگر برای جبران تداخل کافی نیست. مجموع نرخ امن برای الگوریتم ۲ (نمودار آبی) به تدریج از q=1 تا q=4 افزایش می‌یابد و از q=5 به بعد تقریبا بدون تغییر است. در الگوریتم ۱ (نمودار سبز) نیز مجموع نرخ امن رو به کاهش است. زیرا فاصله لینک انعکاسی که سیگنال مفید را تولید می‌کند و فاصله لینک انعکاسی که سیگنال تداخل را تولید می‌کند، هر دو تصادفی هستند، بنابراین سیگنال انعکاسی مفید لزوما قوی‌تر از سیگنال انعکاسی تداخلی نیست. نمودار سبز تاثیر تغییر تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون بر روی برهم‌نهی لینک‌های تداخل انعکاسی را واضح‌تر نشان می‌دهد.



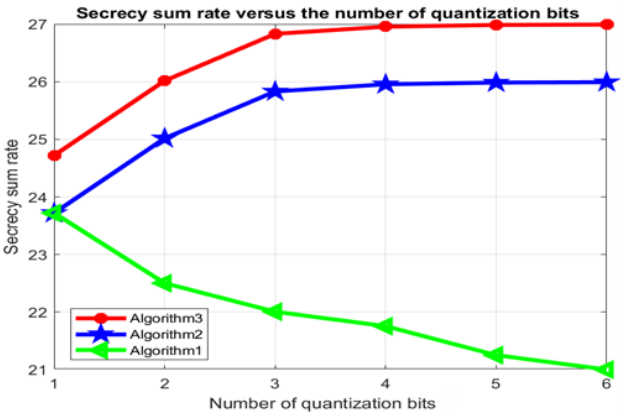
شکل ۳: مجموع نرخ امن بر حسب تعداد عناصر بازتابنده RIS.



شکل۴: مجموع نرخ امن برحسب تعداد زوج‌های D2D.



شکل ۵: مجموع نرخ امن بر حسب تعداد عناصر RIS برای D=5.



شکل ۶: مجموع نرخ امن برحسب تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله متفاوت از کارهای انجام‌شده، مجموع نرخ امن یک شبکه ناهمگن با چندین زوج D2D و یک کاربر سلولی با استفاده از RIS مورد مطالعه قرار گرفت. مجموع نرخ امن سیستم بر حسب تعداد عناصر RIS، تعداد زوج‌های D2D و تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون مطرح شد و همانطور که انتظار می‌رفت با افزایش تعداد عناصر RIS، رشد مجموع نرخ امن سیستم مشاهده شد. با افزایش تعداد زوج‌های D2D تاثیر تعداد عناصر RIS، و با افزایش تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون، بهبود عملکرد مجموع نرخ امن نشان داده شدند. علاوه بر اینکه استفاده از RIS و بهینه‌سازی تغییرات فاز آن بهبود قابل توجهی در عملکرد سیستم ایجاد می‌کند، در نظر گرفتن آن با طرح تخصیص توان مناسب نیز برای کاربران سیستم می‌تواند به ترتیب ۳۲.۱۲ و ۸.۰۸ درصد نسبت به حالتی که هر یک از الگوریتم‌های تخصیص توان و تغییرات فاز به تنهایی اعمال می‌شوند، بهبود ایجاد کند. این درصدها به ازای تعداد عنصر مشخصی از RIS بیان شده است (N=8) اما به ازای تعداد عناصر بیشتر نیز عملکرد افزایشی را داراست. در تمامی نمودارهای رسم شده تعداد شنودگران برابر یک در نظر گرفته شده است. واضح است که با ثابت در نظر گرفتن سایر پارامترها و افزایش تعداد شنودگران، نرخ امن کاهش می‌یابد که برای جبران آن باید از تعداد عناصر بیشتری در RIS استفاده شود. برای بهبود نتایج به‌دست‌آمده می‌توان به جای استفاده از صفحه هوشمند قابل تنظیم مجدد از نوع بازتاب‌دهنده، صفحه هوشمند قابل تنظیم مجدد از نوع بازتاب و انتقال همزمان (STAR-RIS) را با پوشش‌دهی ۳۶۰ درجه به‌کار برد. علاوه بر آن برای گسترش مدل‌سیستم مطرح شده می‌توان زوج‌های D2D را به صورت متحرک در حضور شنودگران فعال در نظر گرفت.

۶- نتیجه‌گیری

در بخش نتیجه‌گیری ابتدا باید مختصری دربارهٔ کار انجام‌شده در مقاله توضیح داده شود و سپس نتایج مهم به‌دست‌آمده ارائه گردند. در این فایل الگو، مشخصات یک مقاله قابل چاپ در مجله علمی - پژوهشی مهندسی برق دانشگاه تبریز بیان شد. مهم‌ترین مشخصات عبارتند از: ابعاد و حاشیه‌های صفحه، نحوه آماده کردن چکیده انگلیسی و فارسی، بخش‌های اصلی مقاله، نحوه شماره‌گذاری‌ها، شکل‌ها، جدول‌ها، رابطه‌ها، منابع و سرانجام چگونگی نگارش متن مقاله. نویسندگان محترم مقالات سعی کنند تمام موارد ذکرشده در این سند را دقیقاً رعایت کرده و از همین فایل به‌عنوان الگوی نگارش مقاله خود استفاده نمایند.

مراجع

[1] F. Irrum, M. Ali, M. Naeem, A. Anpalagan, S. Qaisar, F. Qamar, "D2D-enabled resource management in secrecy-ensured 5G and beyond Heterogeneous networks", Physical Communication, vol. 45, 2021.

[2] L. Mucchi et al., "Physical-Layer Security in 6G Networks", IEEE Open Journal of the Communications Society, vol. 2, pp. 1901-1914, 2021.

[۳] محمود دی پیر، فرزانه گویا، «به کارگیری ارتباطات چندکاربره‌ی دستگاه به دستگاه برای تحویل بی‌سیم محتوای ویدئویی در شبکه-های سلولی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۵۰، شماره ۴، صفحات ۱۵۸۱-۱۵۹۱، ۱۳۹۹.

[4] S. Jia, X. Yuan and Y. -C. Liang, "Reconfigurable Intelligent Surfaces for Energy Efficiency in D2D Communication Network", IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 3, pp. 683-687, 2021.

[5] M. H. Khoshafa, T. M. N. Ngatched and M. H. Ahmed, "Reconfigurable Intelligent Surfaces-Aided Physical Layer Security Enhancement in D2D Underlay Communications", IEEE Communications Letters, vol. 25, no. 5, pp. 1443-1447, 2021.

[6] W. Khalid, H. Yu, D.-T. Do, Z. Kaleem, S. Noh, "RIS-Aided Physical Layer Security With Full-Duplex Jamming in Underlay D2D Networks", IEEE Access, vol. 9, pp. 99667 - 99679, 2021.

[7] Y. Wei, L. Guo, C. Dong and X. Mu, "Secure Transmission for Intelligent Reflecting Surface-Aided Communication System", in Proc. 2021 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), Nanjing, China, pp. 1-6, 2021.

[8] L. Dong and H. -M. Wang, "Secure MIMO Transmission via Intelligent Reflecting Surface", IEEE Wireless Communications Letters, vol. 9, no. 6, pp. 787-790, 2020.

[9] H. Shen, W. Xu, S. Gong, Z. He and C. Zhao, "Secrecy Rate Maximization for Intelligent Reflecting Surface Assisted Multi-Antenna Communications", IEEE Communications Letters, vol. 23, no. 9, pp. 1488-1492, 2019.

[10] X. Yu, D. Xu and R. Schober, "Enabling Secure Wireless Communications via Intelligent Reflecting Surfaces", in Proc. 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Waikoloa, HI, USA, pp. 1-6, 2019.

[11] M. Cui, G. Zhang and R. Zhang, "Secure Wireless Communication via Intelligent Reflecting Surface", IEEE Wireless Communications Letters, vol. 8, no. 5, pp. 1410-1414, 2019.

[12] H. Ghavami, and B. Akhbari, "Secrecy performance analysis of IRS-NOMA systems", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, no. 1, pp. 57, 2023.

[13] F. Xu, Z. Ye, H. Cao and Z. Hu, "Sum-Rate Optimization for IRS-Aided D2D Communication Underlaying Cellular Networks", IEEE Access, vol. 10, pp. 48499-48509, 2022.

[14] Y. Cao, T. Lv, W. Ni and Z. Lin, "Sum-Rate Maximization for Multi-Reconfigurable Intelligent Surface-Assisted Device-to-Device Communications", IEEE Transactions on Communications, vol. 69, no. 11, pp. 7283-7296, 2021.

[15] Z. Ji and Z. Qin, "Reconfigurable Intelligent Surface Enhanced Device-to-Device Communications", in Proc. 2020 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Taipei, Taiwan, pp. 1-6, 2020.

[16] F. Nawaz, J. Ibrahim, AA. Muhammad, M. Junaid, S. Kousar, T. Parveen, "A review of vision and challenges of 6G technology", International Journal of Advanced Computer Science and Applications, vol. 11, no. 2, 2020.

[17] S. Mao, X. Chu, Q. Wu, L. Liu and J. Feng, "Intelligent Reflecting Surface Enhanced D2D Cooperative Computing",

IEEE Wireless Communications Letters, vol. 10, no. 7, pp. 1419-1423, 2021.

[18] H. Ghavami, B. Akhbari, "Secrecy performance analysis of IRS-assisted D2D communication underlaying cellular network", Physical Communication, vol. 55, 2022.

[۱۹] مریم کاکاوند میرزایی، جلیل سیفعلی هرسینی، «طراحی یک مکانیسم تدافعی برای بهبود امنیت در لایه فیزیکی با رویکرد نظریه بازی‌ها: کاربرد در شبکه‌های اقتضایی خودرویی»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۱، صفحات ۲۱۱-۲۲۰، ۱۳۹۶.

[20] Y. Zou, J. Zhu, G. Wang and H. Shao, "Secrecy outage probability analysis of multi-user multi-eavesdropper wireless systems", in Proc. 2014 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Shanghai, China, pp. 309-313, 2014.

[21] P. Zhao, M. Zhang, H. Yu, H. Luo and W. Chen, "Robust Beamforming Design for Sum Secrecy Rate Optimization in MU-MISO Networks", IEEE Transactions on Information Forensics and Security, vol. 10, no. 9, pp. 1812-1823, 2015.

[22] R. Horst, NV. Thoai, "DC programming: overview", Journal of Optimization Theory and Applications, vol. 103, pp. 1-43, 1999.

[23] Y. Chen et al., "Reconfigurable Intelligent Surface Assisted Device-to-Device Communications", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 20, no. 5, pp. 2792-2804, 2021.