

A solution to Secrecy Sum Rate Enhancement in 5G Networks Using IRS and NOMA by Cooperative Legal Users**Afshin Souzani¹, PhD Student, Mohammad Ali Pourmina¹, Associate Professor, Paeiz Azmi², Professor, Mohammad Naser Moghadasi¹, Professor**¹Department of Mechanical, Electrical and Computer Engineering- Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran²Department of Electrical and Computer Engineering- Tarbiat Modares University, Tehran, Iran
afshin.souzani@srbiau.ac.ir, pourmina@srbiau.ac.ir, pazmi@modares.ac.ir, mn.moghaddasi@srbiau.ac.ir**Abstract**

The use of new physical layer security approaches such as intelligent reflective surfaces as well as the use of existing capabilities in the mobile network such as the participation of network users as network partners are solutions that can be very effective in the next generation of mobile telecommunications to improve and increase the total Secrecy Rate in the physical layer. The proposed solution for improving the secrecy rate of the transmitted signal in the physical layer performed by closed-form solution to the described system. In this paper, we analyzed a network consisting of a gNB, two users, an IRS and an eavesdropper in an environment full of obstacles. Using Simulations, we evaluate our solution mathematically and investigate the effect of the eavesdropper location on the total secrecy rate. Also, the analysis and simulation of secrecy rate for the proposed network is performed by taking into account practical network considerations such as changing the location of the Eavesdropper in the network. In addition, the impact of changing the number of elements of smart surface arrays has been analyzed. The numerical results reveal that increasing IRS elements can enhance the ergodic secrecy rate, the reason is that increasing of IRS elements can focuses the main beam of data signal on the first user which increase secrecy rate. Finally, we compare the performance of the OMA and NOMA techniques in the proposed system model. We show that the NOMA technique provides 50% more ergodic secrecy rate compared to the OMA technique.

Keywords: artificial noise, cooperative network, intelligent reflective surface, physical layer security, secrecy sum rate, non-orthogonal multiple access**Received:** 4 October 2021**Revised:** 5 December 2021**Accepted:** 7 January 2022**Corresponding Author:** Dr. Mohammad Ali Pourmina

ارائه راه کار بهبود مجموع نرخ امن در شبکه نسل پنجم با استفاده از روش مشارکت کاربران قانونی شبکه و بهره‌گیری از روش صفحات بازتابنده هوشمند و دسترسی چندگانه نامتعاد

افشین سوزنی^۱، دانشجوی دکتری، محمدعلی پورمینا^۱، دانشیار، پاییز عزمی^۲، استاد، محمد ناصر مقدسی^۱، استاد

۱- دانشکده مهندسی مکانیک، برق و کامپیوتر- واحد علوم و تحقیقات، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران

afshin.souzani@srbiau.ac.ir, pourmina@srbiau.ac.ir, pazmi@modares.ac.ir, mn.moghaddasi@srbiau.ac.ir

چکیده: هدف این مقاله ارائه راه کار بهبود و افزایش مجموع نرخ امن در لایه فیزیکی برای شبکه مخابرات بی سیم است که از فناوری‌های مختلفی مانند روش دسترسی چندگانه نامتعاد، صفحات بازتابنده هوشمند و ارتباطات دستگاه به دستگاه و مشارکت کاربران به عنوان همیار شبکه در انتقال دیتا، بهره می‌برد. مدل سیستم پیشنهادی برای این مقاله شامل یک ایستگاه فرستنده پایه، یک صفحه بازتابنده، دو کاربر قانونی، یک شنودگر است و به دلیل وجود موانع بسیار در محیط انتقال امکان وجود دید مستقیم بین کاربران و ایستگاه پایه در شبکه وجود ندارد و انتقال داده از طریق صفحات بازتابنده و همیاری کاربران شبکه امکان پذیر است. راه کار ارائه شده برای افزایش نرخ امن در لایه فیزیکی با فرض مشخص بودن موقعیت مکانی تمامی اجزای شبکه، با استفاده از روش‌های بهینه و غیربهینه، به صورت عبارت فرم بسته محاسبه شده است. مقدار نرخ امن متناسب با راه کار ارائه شده، برای مقادیر مختلف توان فرستنده ایستگاه پایه، جابجایی مکانی شنودگر در شبکه، تغییر تعداد آرایه‌های صفحات هوشمند و تغییر تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه به دست آمده است. نتایج عددی به دست آمده اثربخشی راه کار پیشنهادی را تأیید می‌کند و نشان می‌دهد افزایش تعداد آرایه‌های صفحات بازتابنده، مقدار نرخ امن را به دلیل اثر متمرکز نمودن انتشار پرتو سیگنال بر روی کاربر به میزان قابل توجه افزایش می‌دهد. همچنین نتایج شبیه‌سازی نشان دهنده افزایش ۵۰ درصدی مجموع نرخ امن برای شبکه در حالت استفاده از روش دسترسی نامتعاد در مقایسه با روش دسترسی متعادل است.

کلمات کلیدی: امنیت لایه فیزیکی، دسترسی چندگانه نامتعاد، صفحات بازتابنده هوشمند، مجموع نرخ امن، نویز مصنوعی، همیار شبکه

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۷/۱۲

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۰۹/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۱۷

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمدعلی پورمینا

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران- دانشکده مکانیک، برق و کامپیوتر- دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات

۱- مقدمه

با توجه به نیازمندی‌های مطرح شده در نسل آتی شبکه‌های مخابرات سیار مانند، دسترسی مشترکین به نرخ داده بالاتر، زمان تاخیر کم^۱، اتصال با قابلیت اعتماد بیشتر، تامین و حفظ امنیت و حریم خصوصی، نسل‌های بعدی شبکه‌های مخابرات سلولی نیازمند تغییرات بسیاری از لحاظ فناوری و عملیاتی هستند و استفاده از روش‌های جدید و تغییرات در ساختار و قسمت‌های مختلف شبکه سلولی نسل آتی، امری ناگزیر است. بنابراین برای رفع این نیازمندی‌ها تکنیک‌ها و روش‌های مختلفی از سوی محققین و صاحبان صنایع وابسته در حال بررسی هستند، به‌عنوان مثال صفحات بازتابنده هوشمند با ویژگی‌هایی نظیر کنترل نمودن، انتقال و هدایت سیگنال به سمت جهت‌های مورد نظر در محیط انتقال، صرفه اقتصادی، افزایش اتصال قابل قبول و افزایش امنیت داده‌های ارسالی، برای شبکه‌های نسل پنجم و ششم^۲ مخابرات سیار مورد توجه قرار گرفته‌اند [۱،۲]. صفحات بازتابنده هوشمند می‌توانند سیگنال‌هایی را که دچار حادثه یا تصادم شده‌اند با تغییر فاز قابل تنظیم، بازتاب دهند و سبب شوند سیگنال تنها در جهت گیرنده اصلی انتشار یابد تا از دسترسی سیگنال ارسالی توسط شنودگران جلوگیری گردد، بنابراین به‌کارگیری صفحات بازتابنده هوشمند می‌تواند به‌طور قابل توجهی عملکرد شبکه بی‌سیم را از لحاظ امنیت انتقال داده افزایش دهد [۳،۴]. با این وجود، حتی با به‌کارگیری صفحات بازتابنده هوشمند با توجه به تحرک بالای کاربران^۳ در شبکه و وجود موانعی از قبیل ساختمان‌ها، درخت‌ها، خودروها امکان اینکه سیگنال دریافتی در تعدادی از کاربران مطلوب نباشد وجود دارد. برای رفع این مشکل، یک راه‌حل متداول اضافه کردن مسیرهای کمکی جدید برای حفظ ارتباط است. به‌عنوان مثال، می‌توان در مناطقی با سیگنال ارتباطی ضعیف از رله تقویت و ارسال^۴ (AF) و یا از مشارکت کاربران^۵ قانونی شبکه استفاده نمود تا سیگنال‌های ضعیف را پس از تقویت به سمت مقصد ارسال نماید [۵،۶]. در مرجع [۷]، طرح پیشنهادی نویسندگان مبتنی بر به‌کارگیری فیدبک و تزریق نویز مصنوعی^۶ است و فرض گردیده نیازی به آگاهی از موقعیت مکانی شنودگر^۷ (CSI) نیست. همچنین نیازی نیست که فرستنده یا گیرنده مجهز به چندین آنتن باشند و یا گره‌های کمکی در جهت تزریق نویز مصنوعی به‌کار برده شود. در مرجع‌های [۸] و [۹] نویسندگان مسئله توزیع بهینه توان^۸ بین سیگنال حاوی اطلاعات و نویز مصنوعی را مورد مطالعه قرار داده‌اند. آن‌ها مخابرات محرمانه را با به‌کارگیری چند آنتن در منبع و مبتنی بر نویز مصنوعی بررسی نموده و یک رابطه برای ظرفیت محرمانه در محیط‌های با محوشدگی سریع^۹ به‌دست آورده‌اند. پژوهشگران در مرجع [۱۰] نشان داده‌اند در حالتی که شنودگران همدست^{۱۰} و متحد نباشند و با کمک یکدیگر پیام‌ها را استخراج نمایند، توزیع توان به‌صورت یکسان بین سیگنال اطلاعات و نویز مصنوعی، مقداری نزدیک به مقادیر بهینه خواهد داشت. در مرجع [۱۱] نویسندگان کارایی امنیتی یک شبکه تک ورودی تک خروجی^{۱۱} (SISO) که از صفحات بازتابنده هوشمند در حضور یک شنودگر استفاده می‌کند را مورد مطالعه قرار داده‌اند. برای حل مسئله بهینه‌سازی و محدب نمودن^{۱۲} در مرجع [۱۲]، نویسندگان از شکستن صورت مسئله به دو زیر مسئله بهره برده‌اند و ابتدا با ثابت فرض کردن متغیر اول، متغیر دوم را محاسبه نموده و بر اساس نتایج حاصله از این روش برای به‌دست آوردن و محاسبه متغیر اول استفاده نموده‌اند، در رویکرد پیشنهادی توسط نویسندگان این عمل تا همگرایی نتایج تکرار گردیده است. بررسی پیشینه نمودن نرخ امن^{۱۳} در شبکه‌های چند ورودی چند خروجی^{۱۴} (MIMO) و چند ورودی تک خروجی^{۱۵} (MISO) مبتنی بر IRS در مرجع‌های [۱۳] و [۱۴] مورد مطالعه و بررسی واقع شده است، در مرجع [۱۵] بررسی و پیشینه نمودن نرخ امن برای دو حالت وجود و عدم وجود CSI انجام شده است. در مرجع [۱۶] نویسندگان امنیت لایه فیزیکی^{۱۶} سیستم‌های چند-ورودی چند-خروجی انبوه^{۱۷} در حضور شنودکنندگان داخلی را بررسی نموده‌اند. در خصوص بهبود نرخ امن با استفاده از نویز مصنوعی در صورت وجود شنودگر نیز در مرجع [۱۷] نویسندگان مقایسه راندمان شبکه در صورت به‌کارگیری IRS و حالت استفاده از رله تقویت و ارسال (DF) و بررسی تعداد المان‌های صفحات بازتابنده هوشمند را در شبکه SISO انجام داده‌اند. در مرجع [۱۸] نویسندگان با هدف افزایش مجموع نرخ امن به طراحی سیگنال جمینگ^{۱۸} در شبکه‌ای که منبع مجهز به تعداد زیادی آنتن است (سیستم مقیاس بزرگ MIMO) و با فرض این که شنودگرها مجهز به تعداد زیادی آنتن هستند و به‌صورت تصادفی در حوالی فرستنده توزیع شده‌اند، پرداختند. همچنین در این مرجع، دو جمینگ، جمینگ جهت‌دار و جمینگ یکنواخت مورد مطالعه قرار گرفته است. رویکرد ارسال محرمانه توسط نویسندگان مقاله به این گونه است که، منبع، پیام محرمانه را به‌صورت پرتودهی به سمت مقصد قانونی ارسال می‌نماید، در حالی که با به‌کارگیری نویز مصنوعی در جهت‌های دیگر، میزان

شنود کاهش می‌یابد. همچنین نویسندگان با تعریف ناحیه مشکوک^{۱۹} (SOR) (یعنی ناحیه‌ای که حضور شنودگران در آنجا محتمل است)، به ارزیابی احتمال قطع خاموشی^{۲۰} (SOP) پرداختند.

فناوری مهم دیگر پیشنهادی برای نسل آتی مخابرات سلولی به‌کارگیری تکنیک‌های دسترسی نامتعامل است، استفاده از تکنیک‌های دسترسی نامتعامل به دلیل دارا بودن ویژگی‌هایی مانند افزایش تاثیرگذاری طیفی، بهبود مجموع نرخ سیستم و اجرای عدالت بین کاربران^{۲۱}، کاندیدای پیشنهادی روش دسترسی برای نسل‌های آتی مخابرات سلولی است [۱۹،۲۰]. از طرف دیگر با به‌کارگیری فناوری دسترسی چندگانه نامتعامل^{۲۲} NOMA منبع قادر خواهد بود سیگنال‌های کاربران مختلف را با توان ارسال متفاوت منتشر نماید، با این تکنیک ظرفیت کل سیستم شبکه مخابراتی افزایش خواهد یافت. از آنجایی که در این روش دامنه توان نامتعامل انتخاب شده است، میان کاربران تداخل به وجود آمده و باعث بروز مساله تداخل دسترسی چندگانه می‌گردد. بنابراین NOMA برای رفع مساله تداخل دسترسی چندگانه در سمت گیرنده از تکنیک حذف تداخل متوالی^{۲۳} (SIC) بهره می‌گیرد. بنابراین گیرنده باید با استفاده از روش SIC سیگنال خود را با حذف سیگنال دیگر کاربران از سیگنال دریافتی به‌دست آورد که این فرآیند بر اساس تفاوت سطح توان سیگنال‌های هر یک از کاربران انجام می‌پذیرد. ابتدا تداخل کاربر با بیشترین توان از سیگنال دریافتی حذف می‌شود، سپس تداخل کاربران دیگر. گیرنده عملیات SIC را به همین ترتیب ادامه می‌دهد تا در نهایت همه تداخلات دسترسی چندگانه از سیگنال دریافتی حذف شود [۲۱،۲۲]. نویسندگان مرجع [۲۳] الزام‌های طراحی ایمن NOMA را انتخاب کردند و مزیت‌ها و چالش‌های ناشی از امنیت لایه فیزیکی NOMA را شناسایی نمودند. تحقیقات انجام شده در خصوص ارسال امن تئوری اطلاعاتی مبتنی بر روش دسترسی نامتعامل PD-NOMA را نیز می‌توان در دو دسته کلی ارسال امن تئوری اطلاعاتی مبتنی بر روش PD-NOMA در سیستم‌های تک حاملی و ارسال امن تئوری اطلاعاتی مبتنی بر روش PD-NOMA در سیستم‌های چند حاملی دسته‌بندی نمود. تعدادی از تحقیقات مرتبط با ارسال امن تئوری اطلاعاتی مبتنی بر روش PD-NOMA در سیستم‌های تک حاملی و چند حاملی، به‌ترتیب در جدول‌های (۱) و (۲) آمده است.

بنابراین با بررسی و مطالعه در مقالات موجود، می‌توان به این نتیجه رسید که روش ارائه راه‌کار بهبود نرخ امن برای شبکه‌ای که در آن به‌صورت همزمان از تکنیک‌های دسترسی نامتعامل و صفحات بازتابنده هوشمند به همراه انتقال دیتا از طریق کاربران قانونی به‌عنوان همیار شبکه با هدف انتقال دیتا و نیز به‌عنوان انتشار دهنده کننده نویز مصنوعی انجام شده باشد، اطلاعات چندانی در دسترس نیست و هدف از انجام این مقاله بررسی موارد فوق با هدف افزایش نرخ امن شبکه و ارائه الگوریتم‌های حل مسئله به‌صورت فرم بسته است.

۱-۱- نوآوری مقاله

در این مقاله ارائه راه‌کار افزایش مجموع نرخ امن در لایه فیزیکی برای شبکه‌ای که به‌طور همزمان از فناوری دسترسی چندگانه نامتعامل، صفحات هوشمند بازتابنده و تکنیک استفاده از کاربران شبکه به‌عنوان همیار شبکه بهره می‌برند با در نظر گرفتن شرایط کانال به‌صورتی که در آن دید مستقیم^{۲۴} (IoS) بین کاربران و ایستگاه پایه وجود ندارد برای اولین بار انجام شده است. پارامترهایی مانند تعداد آرایه‌های صفحات بازتابنده هوشمند، تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه، تغییر مکان و موقعیت کاربر غیر قانونی (شنودگر) و نیز تغییر توان ایستگاه پایه شاخص‌های شبکه در بهبود مجموع نرخ امن پیشنهادی هستند. رویکرد مورد استفاده و راه‌کار ارائه شده با در نظر گرفتن پیچیدگی حل مسئله به‌صورت فرم بسته و استفاده از فرض‌های مختلف کاربردی، انجام شده است و نتایج شبیه‌سازی بیانگر اثر بخش بودن راه‌کار پیشنهادی است.

۱-۲- ساختار مقاله

ارائه مدل سیستم پیشنهادی و پارامترهای مربوطه، الگوریتم‌های پیشنهادی و روش بکار رفته جهت بهبود نرخ امن در بخش دوم مقاله ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی برای حالت‌های مختلف و بررسی مقدار افزایش و بهبود مجموع نرخ امن و همچنین مقایسه نتایج نسبت به روش‌های موجود در در بخش سوم مقاله ارائه شده و در انتها نتیجه‌گیری در قسمت چهارم بیان شده است.

Table (1): Researches related to secure transmission of information theory based on PD-NOMA method

جدول (۱): تحقیقات مرتبط با ارسال امن تئوری اطلاعاتی مبتنی بر روش PD-NOMA

دسته بندی	مرجع	مدل سیستم مورد بررسی	فرض CSI	هدف
سیستم های تک حامل	[۲۴]	یک فرستنده، چند کاربر و یک شنودگر. تمام گره ها مجهز به یک آنتن هستند.	CSI کاربران اصلی موجود ولی CSI شنودگر موجود نیست.	بیشینه سازی مجموع نرخ امن
	[۲۵]	یک فرستنده، دو کاربر و یک شنودگر. فقط فرستنده مجهز به چند آنتن است.	CSI تمام گره ها از جمله شنودگر موجود است.	تحلیل احتمال نرخ امن
	[۲۶]	یک ایستگاه پایه، چند کاربر و چند شنودگر. بررسی ایستگاه پایه تک و چند آنتنه.	CSI کاربران اصلی موجود ولی CSI شنودگر موجود نیست.	بیشینه سازی مجموع نرخ امن
	[۲۷]	یک ایستگاه پایه، دو کاربر و یک شنودگر. تمام گره ها مجهز به یک آنتن هستند.	CSI تمام گره ها از جمله شنودگر موجود است.	به دست آوردن یک عبارت به فرم بسته برای احتمال قطع امن

Table (2): Research on secure data transfer based on PD-NOMA method in multi-carrier systems

جدول (۲): تحقیقات مرتبط با ارسال امن تئوری اطلاعاتی مبتنی بر روش PD-NOMA در سیستم های چند حاملی

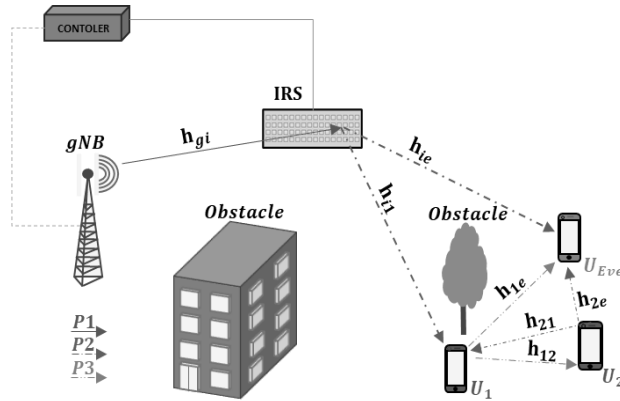
دسته بندی	مرجع	مدل سیستم مورد بررسی	فرض CSI	هدف
سیستم های چند حامل	[۲۸]	چند کاربر، یک رله تقویت و ارسال و یک اختلال گر تمام گره ها مجهز به یک آنتن هستند.	CSI تمام گره ها از جمله شنودگر موجود است.	بررسی تخصیص توان و زیر حامل
	[۲۹]	چند کاربر، یک رله تقویت و ارسال و یک اختلال گر تمام گره ها مجهز به یک آنتن هستند. فقط فرستنده مجهز به چند آنتن است.	CSI کاربران اصلی موجود ولی CSI شنودگر موجود نیست.	طراحی الگوریتم برای تخصیص پایور منابع
	[۳۰]	یک ایستگاه پایه، چند کاربر و یک شنودگر. تمام گره ها مجهز به یک آنتن هستند.	CSI تمام گره ها از جمله شنودگر موجود است.	به دست آوردن حل زیر بهینه برای تخصیص توان و زیر حامل

۲- بهینه سازی نرخ امن شبکه با استفاده از روش محاسبات فرم بسته

۲-۱- مدل سیستم

ساختار پیشنهادی ارائه شده (مدل سیستم) شامل یک ایستگاه پایه (gNB) با M آنتن، یک سطح انعکاسی هوشمند با N المان انعکاسی، دو کاربر قانونی U_1 و U_2 و یک شنودگر U_{Eve} مطابق شکل (۱) است. در این طرح کاربر U_1 کاربر نزدیک و کاربر U_2 کاربر دور با شرایط کانال ضعیف است. فرض شده دو کاربر با توجه به دلیل وجود موانع بین آنها با ایستگاه پایه، ارتباطی به صورت دید مستقیم با ایستگاه پایه ندارند و این ارتباط با استفاده از صفحه هوشمند بازتابنده امکان پذیر می گردد. همچنین در معماری پیشنهادی فرض دیگری نیز در نظر گرفته شده و آن این است که حتی با وجود صفحات بازتابنده هوشمند، به دلیل وجود مانع برای کاربر قانونی U_2 امکان برقراری ارتباط با صفحه بازتابنده هوشمند وجود ندارد. جهت رفع این مشکل، از یک راه حل متداول اضافه کردن مسیرهای کمکی جدید برای حفظ ارتباط استفاده خواهیم نمود. برای این منظور و جهت انتقال سیگنال کاربر U_2 از کاربر U_1 به عنوان رله استفاده می گردد تا سیگنال را پس از تقویت، به سمت مقصد (کاربر U_2) ارسال کند.

به طور معمول، در یک رله AF کمک کننده سیستم ارتباطی بی سیم، از حالت نیمه دو طرفه استفاده می شود تا از خود تداخلی جلوگیری شود. استفاده از کاربر U_2 به عنوان تولیدکننده نویز مصنوعی جهت افزایش مجموع نرخ امن فرض دیگر مسئله است. رویکرد مورد استفاده جهت ارائه راه کار بهینه سازی و افزایش نرخ امن مجموع با استفاده از روش محاسبات فرم بسته و به کارگیری تکنیک های جبری با در نظر گرفتن فرض های مسئله انجام شده است.



شکل (۱): شبکه مبتنی بر NOMA و IRS و دو کاربر قانونی و یک شنودگر بدون دید مستقیم بین کاربران و ایستگاه پایه
Figure (1): Network based on NOMA, IRS, two legal users, eavesdropper without LOS

۲-۲- روابط ریاضی محاسبه نرخ انتقال داده با استفاده از روش فرم بسته^{۲۵}

با توجه به مدل سیستم پیشنهادی نحوه انتقال اطلاعات در سه فاز صورت خواهد گرفت. در فاز اول سیگنال x را با توان p_s منتشر می‌کند. سیگنال x مجموع دو سیگنال x_1 و x_2 است که در شرط بیان شده در رابطه (۱) صدق می‌کند:

$$\phi = \text{diag}\{e^{j\phi_1}, \dots, e^{j\phi_n}\} \quad (1)$$

که در آن $E\{\cdot\}$ نشان دهنده امید ریاضی^{۲۶} است. اگر α_1 و α_2 ضرایب تخصیص توان در gNB باشند، با فرض این که کاربر U_2 نسبت به U_1 در فاصله بیشتری از gNB قرار گرفته باشد و دارای شرایط کانال بدتری نسبت به کاربر U_1 باشد، مقدار α_2 از α_1 بیشتر خواهد بود. یعنی رابطه (۲) برقرار است:

$$\begin{cases} \alpha_2 \geq \alpha_1 \\ \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \end{cases} \quad (2)$$

با در نظر گرفتن این فرض‌ها سیگنال ارسالی از gNB به صورت رابطه (۳) خواهد بود [۱۶]:

$$x = \sqrt{\alpha_1 p_s} x_1 + \sqrt{\alpha_2 p_s} x_2 \quad (3)$$

اگر کانال بین gNB و IRS باشد، سیگنال دریافتی در IRS در فاز اول به شکل رابطه (۴) بیان می‌شود:

$$y_{\text{IRS}(1)} = (\sqrt{\alpha_1 p_s} x_1 + \sqrt{\alpha_2 p_s} x_2) h_{gi} \quad (4)$$

در فاز دوم IRS سیگنال دریافتی از gNB را برای کاربر U_1 ارسال می‌کند که شنودگر نیز قادر به دریافت آن است. برای جلوگیری از شنود اطلاعات توسط شنودگر در این فاز کاربر U_2 هم‌زمان سیگنال جمینگ را با توان p_j ارسال می‌کند. فرض شده کاربر U_1 از سیگنال جمینگ آگاهی دارد و قادر به حذف آن است. در این فاز (فاز دوم)، کاربر U_1 با کم کردن سیگنال نویز مصنوعی کاربر U_2 و استفاده از روش حذف تداخل متوالی سیگنال خود را آشکارسازی می‌کند. بر این اساس سیگنال دریافتی در کاربر U_1 در فاز دوم پس از حذف سیگنال جمینگ و کم کردن سیگنال x_2 به صورت رابطه (۵) بیان می‌شود:

$$y_{\text{UI}(2)} = (\sqrt{\alpha_1 p_s} x_1) (h_{i1} \phi h_{gi}) f^H + n_{1(2)} \quad (5)$$

که کانال بین IRS و کاربر U_1 و ϕ_n شیفیت فاز n امین المان از IRS است و در محدوده $[0, 2\pi]$ قرار دارد. f بردار شکل‌دهی پرتو است که شرط بیان شده در رابطه (۶) را برآورده می‌کند:

$$f \in \mathbb{C}^{1 \times M}, \|f\|^2 = 1 \quad (6)$$

$n_{1(2)}$ نویز گوسی مختلط^{۲۷} با میانگین صفر و واریانس یک در کاربر U_1 در فاز دوم است. همچنین سیگنال دریافتی در شنودگر در فاز دوم به صورت رابطه (۷) بیان می‌شود:

$$y_{\text{E}(2)} = (\sqrt{\alpha_1 p_s} x_1 + \sqrt{\alpha_2 p_s} x_2) (h_{ie} \phi h_{gi}) f^H + \sqrt{p_j} x_j h_{2e} + n_{\text{E}(2)} \quad (7)$$

h_{ie} کانال بین IRS و شنودگر و h_{2e} کانال بین کاربر U_2 و شنودگر است. $n_{\text{E}(2)}$ نویز گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس یک در شنودگر در فاز دوم است. در فاز سوم کاربر U_1 در نقش رله تقویت و ارسال با بهره G ظاهر شده و سیگنال دریافتی در فاز

قبل را پس از حذف سیگنال x_1 مربوط به خود برای کاربر U_2 ارسال می کند. بنابراین سیگنال دریافتی در کاربر U_2 در فاز سوم برابر است با:

$$y_{U_2(3)} = G(\sqrt{\alpha_2 P_s} x_2)(h_{ie} \phi h_{gi}) f^H h_{12} + G n_{1(2)} h_{12} + n_{2(3)} \sigma_x \quad (8)$$

در رابطه (۸)، h_{12} کانال بین کاربر U_1 و کاربر U_2 و G بهره تقویت کاربر U_1 که در نقش رله عمل می نماید، مطابق رابطه (۹) در نظر گرفته شده است:

$$G = \sqrt{\frac{P_r}{(\alpha_1 P_s + \alpha_2 P_s) \|h_{i1} \phi h_{gi}\|^2 + P_j |h_{12}|^2 + \sigma_1^2}} \quad (9)$$

در رابطه (۹)، $n_{2(3)}$ نویز گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس یک در کاربر U_2 در فاز سوم است. بنابراین سیگنال دریافتی در شنودگر در فاز سوم برابر است:

$$y_{E(3)} = G(\sqrt{\alpha_2 P_s} x_2)(h_{ie} \phi h_{gi}) f^H h_{ie} + \sqrt{P_j} x_j h_{12} h_{ie} + G n_{1(2)} h_{ie} + n_{E(3)} \quad (10)$$

که h_{ie} کانال بین کاربر U_1 و شنودگر و $n_{E(3)}$ نویز گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس یک در شنودگر در فاز سوم است. اکنون به محاسبه SNR در دو کاربر و SINR در شنودگر در هر فاز اشاره می گردد. با توجه به رابطه (۵)، SNR در کاربر U_1 در فاز دوم به صورت رابطه (۱۱) محاسبه می شود:

$$SNR_{U_1(2)} = \frac{\alpha_1 P_s \|h_{i1} \phi h_{gi}\|^2}{\sigma_{U_1}^2} \quad (11)$$

و با توجه به رابطه (۷)، SINR در شنودگر در فاز دوم به صورت رابطه (۱۲) بیان می شود:

$$SINR_{E(2)} = \frac{(\alpha_1 P_s + \alpha_2 P_s) \|h_{ie} \phi h_{gi}\|^2}{P_j |h_{2e}|^2 + \sigma_E^2} \quad (12)$$

همچنین بر اساس رابطه (۸)، SNR در کاربر U_2 در فاز سوم به صورت رابطه (۱۳) محاسبه می شود:

$$SNR_{U_2(3)} = \frac{G^2 \alpha_2 P_s \|h_{i1} \phi h_{gi}\|^2 |h_{12}|^2}{G^2 \sigma_{U_1}^2 |h_{12}|^2 + \sigma_{U_2}^2} \quad (13)$$

و بر اساس رابطه (۱۰)، SINR در شنودگر در فاز سوم به صورت رابطه (۱۴) به دست می آید:

$$SINR_{E(3)} = \frac{G^2 \alpha_2 P_s \|h_{i1} \phi h_{gi}\|^2 |h_{ie}|^2}{G^2 P_j |h_{12}|^2 |h_{ie}|^2 + G^2 \sigma_{U_1}^2 |h_{ie}|^2 + \sigma_E^2} \quad (14)$$

از آنجا که در مدل سیستم پیشنهادی تبادل اطلاعات در سه فاز کامل می شود و در دو فاز امکان شنود اطلاعات توسط کاربر شنودگر رخ خواهد داد، رابطه نرخ محرمانه لحظه ای به صورت رابطه (۱۵) خواهد بود:

$$R_s = \frac{2}{3} [R_L - R_E]^+ \quad (15)$$

که R_L مجموع نرخ قانونی و R_E نرخ شنودی است. توان مثبت مقادیر x یا همان تفاضل مقدار مجموع نرخ قانونی از نرخ شنودی مطابق رابطه (۱۶)، بیان گر این نکته است که نرخ محرمانه یک مقدار مثبت و یا یک مقدار صفر دارد.

$$[x]^+ = \{0, x\} \quad (16)$$

البته باید توجه شود منفی شدن نرخ محرمانه به این معنی است که کانال شنودی از کانال قانونی قوی تر است و در این شرایط داده با هر نرخ ارسال شود، شنودگر حتماً آن را شنود می کند که توصیه می شود در این حالت ارسال داده صورت نگیرد. نرخ مجموع قانونی، جمع نرخ کاربرهای U_1 و U_2 است و به صورت رابطه (۱۷) بیان می شود:

$$R_L = \log_2(1 + SNR_{U_1(2)}) + \log_2(1 + SNR_{U_2(3)}) \quad (17)$$

و نرخ شنود با فرض این که شنودگر از روش ترکیب گرینشی^{۲۷} (SC) استفاده می کند، به صورت رابطه (۱۸) حاصل می شود:

$$R_E = \text{Max}(\log_2(1 + SINR_{E(2)}), \log_2(1 + SINR_{E(3)})) \quad (18)$$

باید توجه شود شنودگر هم در فاز دوم و هم در فاز سوم قادر به شنود اطلاعات است. وقتی از ترکیب گزینشی در شنودگر استفاده می‌شود، شنودگر نرخ دریافتی در فازهای دوم و سوم را مقایسه می‌کند و بیشترین نرخ را به‌عنوان نرخ شنودی در نظر می‌گیرد. بنابراین معادله محاسبه SINR کانال‌ها به‌صورت رابطه (۱۹) خواهد بود:

$$R_s = \frac{2}{3} \left[\log_2(1 + \gamma_{L_1}) + \log_2(1 + \gamma_{L_2}) - \text{Max}(\log_2(1 + \gamma_{E_1}), \log_2(1 + \gamma_{E_2})) \right]^+ \quad (19)$$

حد پایین^{۲۸} براساس رابطه (۲۰) محاسبه می‌گردد. بنابراین معادله نرخ سیگنال به نویز حد پایین به‌صورت رابطه (۲۱) بیان می‌گردد:

$$\bar{R}_s = E(R_s) \quad (20)$$

$$\bar{R}_s = \frac{2}{3 \ln 2} \left[\{E[\ln(1 + \gamma_{L_1})] + E[\ln(1 + \gamma_{L_2})]\} - \text{Max}(E[\ln(1 + \gamma_{E_1})], E[\ln(1 + \gamma_{E_2})]) \right]^+ \quad (21)$$

در این مقاله برای به‌دست آوردن نتایج نزدیک‌تر به واقعیت توان ایستگاه پایه با توان تجهیزات کاربران همیار شبکه (توان کاربر U_1 در نقش رله و توان کاربر U_2 تولید کننده نویز مصنوعی) مطابق رابطه (۲۲) متفاوت در نظر گرفته شده است:

$$p_r = p_j = p \wedge p_s = \lambda p \quad (22)$$

و حل مسئله با در نظر گرفتن فرض‌ها و تعاریف اشاره شده در رابطه (۲۳) انجام شده است:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \rightarrow \alpha_1 = \alpha \rightarrow \alpha_2 = 1 - \alpha \\ \sigma_{U_1}^2 = \sigma_{U_2}^2 = \sigma_E^2 = \sigma^2 \\ \phi = \frac{h_{i1}}{\|h_{i1}\|} \\ \gamma_{ij} = \frac{p|h_{ij}|^2}{\sigma^2} \\ \rho = \frac{p}{\sigma^2} \\ \bar{\gamma}_{ij} = \rho \mu_{ij}, \gamma_{ij} \leq 1, \forall i, j \end{array} \right. \quad (23)$$

در ادامه محاسبه نسبت نرخ سیگنال به نویز کانال‌های به‌دست آمده در رابطه‌های (۱۱) الی (۱۴) در هر فاز با استفاده از فرض‌ها و تعاریف اشاره شده، انجام شده است [۱۶].

۲-۲-۱- مقادیر نرخ سیگنال به نویز کانال‌ها در فاز دوم و فاز سوم

با استفاده از رابطه (۲۳) معادله جبری SNR کانال در فاز دوم مطابق رابطه (۲۴) خواهد شد:

$$\gamma_{L_1} = \frac{\alpha \lambda P \|h_{i1} \phi h_{gi}\|^2}{\sigma^2} = \frac{\alpha \lambda P \left\| h_{i1}^H \frac{h_{i1}}{\|h_{i1}\|} h_{gi} \right\|^2}{\sigma^2} = \frac{\alpha \lambda P \left\| \frac{h_{i1}}{\|h_{i1}\|} h_{gi} \right\|^2}{\sigma^2} = \frac{\alpha \lambda P \|h_{i1}\|^2 \|h_{gi}\|^2}{\sigma^2} = \alpha \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi} \quad (24)$$

مقدار SNR کانال در فاز سوم با استفاده از مقدار بهره رله و جایگذاری آن به‌صورت رابطه (۲۵) محاسبه می‌گردد:

$$\gamma_{L_2} = \frac{G^2 (1 - \alpha) \lambda P \|h_{i1} \phi h_{gi}\|^2 \|h_{12}\|^2}{G^2 \sigma^2 \|h_{12}\|^2 + \sigma^2} = \frac{(1 - \alpha) \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi} \gamma_{12}}{\gamma_{12} + \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi} + \gamma_{12} + 1} \equiv \frac{(1 - \alpha) \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi} \gamma_{12}}{2 \gamma_{12} + \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi}} \quad (25)$$

مطابق رابطه (۲۶) مقدار SINR شنودگر در فاز دوم به‌صورت زیر بیان می‌گردد.

$$\gamma_{E_1} = \frac{\lambda P}{\sigma^2 \left(\frac{P|h_{2e}|^2}{\sigma^2} + 1 \right)} \gamma_{E_1} = \frac{\lambda P \hat{h}_{e1b}}{\sigma^2 N \mu_{i1} \left(\frac{P|h_{2e}|^2}{\sigma^2} + 1 \right)} = \frac{\lambda \rho \hat{h}_{e1b}}{N \mu_{i1} (\gamma_{2e} + 1)} \equiv \frac{\lambda \gamma_{e1b}}{N \mu_{i1} \gamma_{2e}} \quad (26)$$

رابطه (۲۶) با استفاده از رابطه نشان داده شده در رابطه (۲۷) به‌دست آمده است.

$$\|h_{ie} h_{ii} h_{gi}\|^2 = \hat{h}_{elg} \quad (27)$$

معادله مقدار SINR کانال شلودگر در فاز سوم، به شکل رابطه (28) محاسبه می گردد:

$$\gamma_{E_2} = \frac{G^2(1-\alpha)\lambda P \|h_{ii}\phi h_{gi}\|^2 |h_{ie}|^2}{G^2 P |h_{12}|^2 |h_{ie}|^2 + G^2 \sigma^2 |h_{ie}|^2 + \sigma^2} = \frac{(1-\alpha)N\mu_{ii}\gamma_{gi}\gamma_{ie}}{\gamma_{12}\gamma_{ie} + \gamma_{ie} + N\mu_{ii}\gamma_{gi} + \gamma_{12} + 1} \cong \frac{(1-\alpha)N\mu_{ii}\gamma_{gi}\gamma_{ie}}{\gamma_{12}\gamma_{ie} + \gamma_{ie} + N\mu_{ii}\gamma_{gi} + \gamma_{12}} \quad (28)$$

2-2-2- محاسبه حد پایین \bar{R}_s

با استفاده از رابطه جبری نشان داده شده در رابطه (29) و اعمال آن در رابطه (21)، رابطه های مربوط به محاسبات حد پایین به صورت رابطه (30) بیان می گردد:

$$E\{\text{Max}(x, y)\} \geq \text{Max}(E\{x\}, E\{y\}) \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \bar{R}_s &= \frac{2}{3 \ln 2} E \left\{ \ln \left[\frac{(1 + \gamma_{L_1})(1 + \gamma_{L_2})}{\text{Max}((1 + \gamma_{E_1})(1 + \gamma_{E_2}))} \right]^+ \right\} \\ &= \frac{2}{3 \ln 2} E \{ [\ln(1 + \gamma_{L_1})] + [\ln(1 + \gamma_{L_2})] \} - \text{Max} \{ [\ln(1 + \gamma_{E_1})], [\ln(1 + \gamma_{E_2})] \}^+ \\ &\geq \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{L_1})]}_{I_1} + \underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{L_2})]}_{I_2} - \left\{ \underbrace{\text{Max} E[\ln(1 + \gamma_{E_1})]}_{I_3}, \underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{E_2})]}_{I_4} \right\} \right]^+ \end{aligned} \quad (30)$$

در ادامه برای محاسبه نرخ سیگنال حد پایین جهت ساده سازی رابطه ها مقدار I_1, I_2, I_3 و I_4 را به جای عبارتهای موجود در رابطه (30) جایگزین می نمایم، حال جهت محاسبه نرخ سیگنال حد پایین، مطابق رابطه های (32) الی (35) لازم است I_1 از $I_{1(*)}$ و I_2 از $I_{2(*)}$ و مقادیر $I_{3(*)}$ از I_3 و I_4 از $I_{4(*)}$ کوچکتر باشد مطابق معادله رابطه (31):

$$\bar{R}_{s(LB)} = \frac{2}{3 \ln 2} [I_{1(*)} + I_{2(*)} - \text{Max}(I_{3(*)}, I_{4(*)})]^+ \quad (31)$$

$$I_{1(*)} \geq E[\ln(1 + \alpha \lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi})] \quad (32)$$

$$I_{2(*)} \geq E \left[\ln \left(1 + \frac{(1-\alpha)\lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi} \gamma_{12}}{2\gamma_{12} + \lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi}} \right) \right] \quad (33)$$

$$I_{3(*)} \leq E[\ln(1 + \frac{\lambda \gamma_{elb}}{N \mu_{ii} \gamma_{2e}})] \quad (34)$$

$$I_{4(*)} \leq E \left[\ln \left(1 + \frac{(1-\alpha)\lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi} \gamma_{ie}}{\gamma_{12}\gamma_{ie} + \gamma_{ie} + \lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi} + \gamma_{12}} \right) \right] \quad (35)$$

در ادامه محاسبه I_1 تا I_4 اشاره می گردد:

الف - محاسبه I_1 :

$$\begin{aligned} I_1 &= E \left[\ln \left(1 + \underbrace{\alpha N \mu_{ii} \gamma_{gi}}_{\beta} x \right) \right] = \int_{a_1}^{\infty} \ln(1 + \alpha N \mu_{ii} \gamma_{gi}) f_{\gamma_{gi}}(x) dx = -e^{-\frac{1}{\alpha \lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi} E_i}} \left(-\frac{1}{\alpha \lambda N \mu_{ii} \gamma_{gi}} \right) \\ &\left\{ \left| \arg(\alpha \lambda N \mu_{ii}) \right| < \pi, \text{Re} \left(\frac{1}{\gamma_{gi}} \right) > 0 \right\} \end{aligned} \quad (36)$$

از آنجا که γ_{gi} یک متغیر تصادفی در بازه $(0, \infty)$ با تابع چگالی احتمال γ_{E_1} بزرگتر از γ_{E_2} است و با استفاده از تعریف امید ریاضی رابطه (37)، می توان مقدار a_1 را به دست آورد.

$$E(x) = \int_a^b x f_x(x) dx \quad (37)$$

مقدار a_2 با توجه به معادله (4, 337, 2) از کتاب انتگرال ها [31] و استفاده از رابطه (38) به دست آمده است.

$$\int_0^{\infty} e^{-\mu x} \ln(1 + \beta x) dx = -\frac{1}{\mu} e^{\frac{\mu}{\beta}} \text{Ei}\left(-\frac{\mu}{\beta}\right), \{|\arg(\beta)| < \pi, \text{Re}(\mu) > 0\} \quad (38)$$

ب- محاسبه I_2 :

$$\begin{aligned} I_2 &= E\left[\ln\left(1 + \frac{(1-\alpha)\lambda N\mu_{il}\gamma_{gi}\gamma_{12}}{2\gamma_{12} + \lambda N\mu_{il}\gamma_{gi}}\right)\right] \cong E\left[\ln\left(\frac{2\gamma_{12} + (1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}\gamma_{12}}{2\gamma_{12} + \lambda N\mu_{il}\gamma_{gi}}\right)\right] \\ &= E\left[\ln(2\gamma_{12} + (1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}\gamma_{12})\right] - E\left[\ln(2\gamma_{12} + \lambda N\mu_{il}\gamma_{gi})\right] \\ &= E\left[\ln(2\gamma_{12}(1 + \frac{(1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2}))\right] - E\left[\ln(2\gamma_{12}(1 + \frac{\lambda N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2\gamma_{12}}))\right] \end{aligned} \quad (39)$$

با اعمال روابط جبری در رابطه (۳۹)، معادله I_2 مطابق رابطه (۴۰) شامل دو بخش $I_{2(1)}$ و $I_{2(2)}$ خواهد شد، روابط (۴۱) و (۴۲).

$$\begin{aligned} I_2 &= E\left[\ln(2\gamma_{12})\right] + E\left[\ln\left(1 + \frac{(1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2}\right)\right] - E\left[\ln(2\gamma_{12})\right] - E\left[\ln\left(1 + \frac{\lambda N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2\gamma_{12}}\right)\right] \\ &= E\left[\ln\left(\frac{(1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2}\right)\right] - E\left[\ln\left(1 + \frac{\lambda N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2\gamma_{12}}\right)\right] \end{aligned} \quad (40)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{I_{2(1)}} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{I_{2(2)}}$

ج- محاسبه $I_{2(1)}$:

$$\begin{aligned} I_{2(1)} &= E\left[\ln\left(1 + \frac{(1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}}{2}\right)\right] = \int_{b_1}^{\infty} \ln(1 + \beta x) f_{\gamma_{gi}}(x) dx = -e^{\frac{2}{(1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}}} \text{Ei}\left(-\frac{2}{(1-\alpha)N\mu_{il}\gamma_{gi}}\right) \\ &= \left\{ \arg\left(\frac{(1-\alpha)N\mu_{il}}{2}\right) = 0 < \pi, \text{Re}\left(\frac{1}{\gamma_{gi}}\right) > 0 \right\} \end{aligned} \quad (41)$$

در رابطه (۴۱) مقدار b_1 با استفاده از تعریف امید ریاضی محاسبه می‌گردد و مقدار b_2 با جایگذاری تابع چگالی احتمال γ_{gi} حاصل شده است.

د- محاسبه $I_{2(2)}$:

برای محاسبه $I_{2(2)}$ ابتدا لازم است با استفاده از تعریف تابع چگالی احتمال رابطه (۴۲)، مقدار $F_{\gamma_{gi}}(zy)$ را به دست آوریم که معادله آن به صورت رابطه (۴۳) بیان می‌گردد.

$$\begin{aligned} F_z(z) &= \text{pr}\{Z \leq z\} = \text{pr}\left\{\frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \leq z\right\} = \text{pr}\{\gamma_{gi} \leq z\gamma_{12}\} = \text{pr}\{\gamma_{gi} \leq zy | y = \gamma_{12}\} \\ &= E_y \left\{ \underbrace{\text{pr}\{\gamma_{gi} \leq zy | y = \gamma_{12}\}}_{F_{\gamma_{gi}}(zy)} \right\} = E_y \{F_{\gamma_{gi}}(zy)\} \\ F_{\gamma_{gi}}(zy) &= \int_0^{zy} f_{\gamma_{gi}}(x) dx = \int_0^{zy} \frac{1}{\gamma_{gi}} e^{-\frac{x}{\gamma_{gi}}} dx = \frac{1}{\gamma_{gi}} \left(-\gamma_{gi}\right) e^{-\frac{x}{\gamma_{gi}}} \Big|_0^{zy} = -\left(e^{-\frac{zy}{\gamma_{gi}}} - e^0\right) \\ &= 1 - e^{-\frac{zy}{\gamma_{gi}}} E_y \{F_{\gamma_{gi}}(zy)\} = E_y \left\{1 - e^{-\frac{zy}{\gamma_{gi}}}\right\} = 1 - \int_{b_3}^{\infty} e^{-\frac{zy}{\gamma_{gi}}} f_y(y) dy \\ &= 1 - \int_{b_4}^{\infty} e^{-\frac{zy}{\gamma_{gi}}} \frac{1}{\gamma_{12}} e^{-\frac{y}{\gamma_{12}}} dy = 1 - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{Z\gamma_{12} + \gamma_{gi}} \end{aligned} \quad (43)$$

در رابطه (۴۳)، b_3 با توجه به تعریف امید ریاضی و b_4 با جایگذاری تابع چگالی احتمال γ_{12} حاصل شده است. در ادامه با کمک رابطه‌های انتگرالی محاسبات را مطابق رابطه (۴۴) و رابطه (۴۵) انجام می‌دهیم.

$$\begin{aligned}
 E[\ln(1+Y)] &= \int_0^{\infty} \underbrace{\ln(1+y)}_u f_Y(y) dy = \ln(1+y) F_Y(y) \Big|_0^{\infty} - \int_0^{\infty} F_Y(y) \frac{1}{1+y} dy \\
 &= \underbrace{\ln(1+y)}_{y \rightarrow \infty} F_Y(\infty) - \underbrace{\ln(1+0)}_0 F_Y(0) - \int_0^{\infty} \frac{F_Y(y)}{1+y} dy = \int_0^{\infty} \frac{1-F_Y(y)}{1+y} dy
 \end{aligned} \tag{44}$$

$$\begin{aligned}
 E[\ln(1+\alpha Y)] &= \int_0^{\infty} \underbrace{\ln(1+\alpha y)}_u F_Y(y) dy = \ln(1+\alpha y) F_Y(y) \Big|_0^{\infty} - \int_0^{\infty} F_Y(y) \frac{\alpha}{1+\alpha y} dy \\
 &= \underbrace{\ln(1+y)}_{y \rightarrow \infty} F_Y(\infty) - \underbrace{\ln(1+0)}_0 F_Y(0) - \int_0^{\infty} \frac{\alpha F_Y(y)}{1+\alpha y} dy = \int_0^{\infty} \frac{\alpha(1-F_Y(y))}{1+\alpha y} dy
 \end{aligned} \tag{45}$$

مقادیر b_5 و b_6 با استفاده از انتگرال جزء به جزء در رابطه‌های (۴۴) و (۴۵) محاسبه شده است. در ادامه برای محاسبه $I_{2(2)}$ رابطه (۴۶) را به دست می‌آوریم.

$$\begin{aligned}
 I_{2(2)} &= E \left[\ln \left(1 + \frac{N\mu_{i1}}{2} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \right) \right] = \int_0^{\infty} \frac{\alpha(1-F_z(z))}{1+\alpha z} dz = \int_0^{\infty} \frac{\frac{N\mu_{i1}}{2} \left(1 - 1 + \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z\gamma_{12} + \gamma_{gi}} \right)}{1 + \frac{N\mu_{i1}}{2} z} dz \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{\frac{N\mu_{i1}}{2} \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}}}{\left(z\gamma_{12} + \bar{\gamma}_{gi} \right) \left(1 + \frac{N\mu_{i1}}{2} z \right)} dz = \int_0^{\infty} \frac{\frac{N\mu_{i1}}{2} \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}}}{\left(z + \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) \left(1 + \frac{N\mu_{i1}}{2} z \right)} dz \\
 &= - \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{2}{N\mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{N\mu_{i1}}}; \quad \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0, \quad \frac{2}{N\mu_{i1}} > 0
 \end{aligned} \tag{46}$$

در رابطه (۴۶) مقدار b_7 با استفاده از Maple حاصل شده است. در نهایت مقدار I_2 از رابطه (۴۷) به دست خواهد آمد.

$$I_2 = I_{2(1)} - I_{2(2)} = -e^{\frac{2}{(1-\alpha)N\mu_{i1}\bar{\gamma}_{gi}}} Ei\left(-\frac{2}{(1-\alpha)N\mu_{i1}\bar{\gamma}_{gi}}\right) + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{2}{N\mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{N\mu_{i1}}} \tag{47}$$

$$\left\{ \left| \arg \left(\frac{(1-\alpha)N\mu_{i1}}{2} \right) \right| < \pi, \operatorname{Re} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{gi}} \right) > 0 \right\}, \quad \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0, \quad \frac{2}{N\mu_{i1}} > 0$$

ه- محاسبه I_3 :

مقدار I_3 از رابطه (۴۸) تعیین می‌شود. در رابطه (۴۸)، c_1 با استفاده از امید ریاضی و c_2 با استفاده از تابع چگالی γ_{2e} محاسبه شده‌اند و نتیجه معادله به صورت رابطه (۴۹) بیان می‌گردد. با استفاده از رابطه (۴۹) و حل آن با استفاده از نرم‌افزار MAPLE رابطه مربوط به I_3 به صورت رابطه (۵۰) خواهد بود.

و- محاسبه I_4 :

مقدار I_4 از رابطه (۵۱) تعیین می‌شود. رابطه مربوط به I_4 ، مطابق رابطه (۵۲) شامل دو جزء $I_{4(1)}$ و $I_{4(2)}$ است.

ز- محاسبه $I_{4(1)}$:

رابطه $I_{4(1)}$ مشابه رابطه $I_{2(2)}$ به دست می‌آید و فقط مقدار α در آن متفاوت است. همچنین برای به دست آوردن $I_{4(1)}$ مطابق رابطه (۵۳) مقدار Z تعیین می‌شود و مقدار $F_Z(Z)$ مطابق رابطه (۵۴) است.

$$\begin{aligned}
 I_3 &= E \left[\ln \left(1 + \frac{\gamma_{e1g}}{N\mu_{i1}\gamma_{2e}} \right) \right] = E \left[\ln \left(1 + \frac{1}{\frac{N\mu_{i1}}{\alpha} \frac{\gamma_{e1g}}{z}} \right) \right] \\
 F_z(z) &= \text{pr}\{Z \leq z\} = \text{pr} \left\{ \frac{\gamma_{e1g}}{\gamma_{2e}} \leq z \right\} = \text{pr}\{\gamma_{e1g} \leq z\gamma_{2e}\} = \text{pr}\{\gamma_{e1g} \leq zy | y = \gamma_{2e}\} \\
 &= E_y \left\{ \underbrace{\text{pr}\{\gamma_{e1g} \leq zy | y = \gamma_{2e}\}}_{F_{\gamma_{e1g}}(zy)} \right\} = E_y \left\{ F_{\gamma_{e1g}}(zy) \right\} F_{\gamma_{e1g}}(zy) = \int_0^{zy} f_{\gamma_{e1g}}(x) dx \\
 &= \int_0^{zy} \frac{1}{\gamma_{e1g}} e^{-\frac{x}{\gamma_{e1g}}} dx = \frac{1}{\gamma_{e1g}} \left(-\gamma_{e1g} \right) e^{-\frac{x}{\gamma_{e1g}}} \Big|_0^{zy} = - \left(e^{-\frac{zy}{\gamma_{e1g}}} - e^0 \right) = 1 - e^{-\frac{zy}{\gamma_{e1g}}} \\
 &= E_y \left\{ 1 - e^{-\frac{zy}{\gamma_{e1g}}} \right\} = \underbrace{1 - \int_0^{\infty} e^{-\frac{zy}{\gamma_{e1g}}} f_Y(y) dy}_{c_1} = \underbrace{1 - \int_0^{\infty} e^{-\frac{zy}{\gamma_{e1g}}} \frac{1}{\gamma_{2e}} e^{-\frac{y}{\gamma_{2e}}} dy}_{c_2} \\
 &= 1 - \int_0^{\infty} e^{-\left(\frac{z}{\gamma_{e1g}} + \frac{y}{\gamma_{2e}}\right)y} \frac{y}{\gamma_{2e}} dy = 1 - \frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{z\gamma_{2e} + \bar{\gamma}_{e1g}}
 \end{aligned} \tag{۴۸}$$

$$\begin{aligned}
 I_3 &= E \left[\ln \left(1 + \frac{\lambda \gamma_{e1b}}{N\mu_{i1}\gamma_{2e}} \right) \right] = E \left[\ln \left(1 + \frac{\lambda}{\frac{N\mu_{i1}}{\alpha} \frac{\gamma_{e1b}}{z}} \right) \right] = \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \frac{1}{N\mu_{i1}} z} \frac{1}{N\mu_{i1}} \left(1 - 1 + \frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{z\gamma_{2e} + \bar{\gamma}_{e1g}} \right) dz \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{\frac{1}{N\mu_{i1}} \bar{\gamma}_{e1g}}{\left(z\gamma_{2e} + \bar{\gamma}_{e1g} \right) \left(1 + \frac{1}{N\mu_{i1}} z \right)} dz = \int_0^{\infty} \frac{\frac{1}{N\mu_{i1}} \frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}}}{\left(z + \frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}} \right) \left(1 + \frac{1}{N\mu_{i1}} z \right)} dz = \int_0^{\infty} \frac{\frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}}}{\left(z + \frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}} \right) (N\mu_{i1} + z)} dz
 \end{aligned} \tag{۴۹}$$

$$I_3 = \frac{\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} \right) - \ln \left(\frac{N\mu_{i1}}{\lambda} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} + \frac{N\mu_{i1}}{\lambda}}; \text{b} = \frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} > 0, \text{a} = \frac{N\mu_{i1}}{\lambda} > 0 \tag{۵۰}$$

$$\begin{aligned}
 I_4 &= E \left[\ln \left(\ln \left(1 + \frac{(1-\alpha)\lambda N\mu_{i1}\gamma_{gi}\gamma_{1e}}{\gamma_{12}\gamma_{1e} + \gamma_{1e} + \lambda N\mu_{i1}\gamma_{gi} + \gamma_{12}} \right) \right) \right] = E \left[\ln \left(\frac{\gamma_{12}\gamma_{1e} + (1-\alpha)N\mu_{i1}\gamma_{gi}\gamma_{1e}}{\gamma_{12}\gamma_{1e} + N\mu_{i1}\gamma_{gi}} \right) \right] \\
 &= E \left[\ln \left(\frac{\gamma_{12} + (1-\alpha)N\mu_{i1}\gamma_{gi}}{\gamma_{12} + N\mu_{i1} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{1e}}} \right) \right] = E \left[\ln(\gamma_{12} + (1-\alpha)N\mu_{i1}\gamma_{gi}) \right] - E \left[\ln \left(\gamma_{12} + N\mu_{i1} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{1e}} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{۵۱}$$

$$\begin{aligned}
 &= E \left[\ln \left(\gamma_{12} \left(1 + \frac{(1-\alpha)N\mu_{i1}\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \right) \right) \right] - E \left[\ln \left(\gamma_{12} \left(1 + N\mu_{i1} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}\gamma_{1e}} \right) \right) \right] \\
 I_4 &= \underbrace{E \left[\ln(1 + (1-\alpha)N\mu_{i1} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}}) \right]}_{I_{4(1)}} - \underbrace{E \left[\ln \left(1 + N\mu_{i1} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}\gamma_{1e}} \right) \right]}_{I_{4(2)}}
 \end{aligned} \tag{۵۲}$$

$$z = \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \tag{۵۳}$$

$$F_z(z) = 1 - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z\bar{\gamma}_{12} + \bar{\gamma}_{gi}} \tag{۵۴}$$

با استفاده از رابطه‌های (۵۳) و (۵۴)، $I_{4(1)}$ به صورت رابطه (۵۵) بیان می‌گردد.

$$\begin{aligned}
 I_{4(1)} &= E \left[\ln \left(1 + \underbrace{(1-\alpha)\lambda N\mu_{i1}}_{\beta} \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12} z} \right) \right] = E[\ln(1 + \beta z)] = \int_0^{\infty} \frac{\beta(1-F_z(z))}{1+\beta z} dz \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{(1-\alpha)N\mu_{i1} \left(1 - 1 + \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z\gamma_{12} + \bar{\gamma}_{gi}} \right)}{1 + (1-\alpha)N\mu_{i1}z} dz = \int_0^{\infty} \frac{(1-\alpha)N\mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}}{(z\gamma_{12} + \bar{\gamma}_{gi})(1 + (1-\alpha)\lambda N\mu_{i1}z)} dz \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}}}{\left(z + \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) \left(\frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}} + z \right)} dz = \int_0^{\infty} \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}}}} dz; \\
 &\quad \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0, \frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}} > 0
 \end{aligned} \tag{55}$$

ح- محاسبه $I_{4(2)}$:

رابطه (۵۶) معادله به دست آمده برای حل $I_{4(2)}$ را نشان می‌دهد و رابطه (۵۷) معادله نهایی برای حل I_4 را نشان می‌دهد.

$$\begin{aligned}
 I_{4(2)} &= E \left[\ln \left(1 + \lambda N\mu_{i1} \frac{\gamma_{gi}}{\beta \gamma_{12} \gamma_{1e} z} \right) \right] \\
 F_z(z) &= \text{pr} \{ Z \leq z \} = \text{pr} \left\{ \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12} \gamma_{1e}} \leq z \right\} = \text{pr} \left\{ \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \leq z \gamma_{1e} \right\} = \text{pr} \left\{ \mathfrak{G} \leq z \gamma_{1e} \mid \mathfrak{G} = \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \right\} \\
 &= \text{pr} \left\{ \gamma_{1e} \geq \frac{\mathfrak{G}}{z} \mid \mathfrak{G} = \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \right\} = 1 - \text{pr} \left\{ \gamma_{1e} \geq \frac{\mathfrak{G}}{z} \mid \mathfrak{G} = \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \right\} = 1 - E_{\mathfrak{G}} \left\{ \underbrace{\text{pr} \left\{ \gamma_{1e} \geq \frac{\mathfrak{G}}{z} \mid \mathfrak{G} = \frac{\gamma_{gi}}{\gamma_{12}} \right\}}_{F_{\gamma_{1e}} \left(\frac{\mathfrak{G}}{z} \right)} \right\} \\
 &= 1 - E_{\mathfrak{G}} \left\{ F_{\gamma_{1e}} \left(\frac{\mathfrak{G}}{z} \right) \right\} \\
 F_{\gamma_{1e}} \left(\frac{\mathfrak{G}}{z} \right) &= \int_0^{\frac{\mathfrak{G}}{z}} f_{\gamma_{1e}}(x) dx = \int_0^{\frac{\mathfrak{G}}{z}} \frac{1}{z} e^{-\frac{x}{\gamma_{1e}}} dx = 1 - e^{-\frac{\mathfrak{G}}{z\gamma_{1e}}}, \quad F_z(z) = E_{\mathfrak{G}} \left\{ e^{-\frac{\mathfrak{G}}{z\gamma_{1e}}} \right\}
 \end{aligned} \tag{56}$$

$$\begin{aligned}
 I_4 &= I_{4(1)} - I_{4(2)} = - \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}}} + \int_0^{\infty} \frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z\gamma_{1e}\gamma_{12}} e^{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z\gamma_{1e}\gamma_{12}}} E_{\mathfrak{G}} \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z\gamma_{1e}\gamma_{12}} \right) \right)}{\left(z + \frac{1}{N\mu_{i1}} \right)} dz; \\
 &\quad \left\{ \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0, \frac{1}{(1-\alpha)N\mu_{i1}} > 0; \frac{1}{z\gamma_{1e}} > 0, \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0 \right\}
 \end{aligned} \tag{57}$$

۲-۲-۳- محاسبه نرخ محرمانه متوسط مجانبی

نرخ محرمانه متوسط مجانبی زمانی که SNR انتقالی هر نود به سمت بی‌نهایت می‌رود ($\rho \rightarrow \infty$) حاصل می‌شود و از رابطه (۵۸)

محاسبه می‌گردد:

$$\bar{R}_s^{\infty} = S_{\infty} (\log_2 \rho - L_{\infty}) \tag{58}$$

S_∞ شیب^{۳۴} بر حسب واحد bits/s/Hz و L_∞ دور افت توان^{۳۵} بر حسب واحد ۳ دسیبیل در SNR بالا هستند که به ترتیب به صورت رابطه‌های (۵۹) و (۶۰) تعریف می‌شوند:

$$S_\infty = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \frac{\bar{R}_s^\infty}{\log_2 \rho} \quad (59)$$

$$L_\infty = \lim_{\rho \rightarrow \infty} \left(\log_2 \rho - \frac{\bar{R}_s^\infty}{S_\infty} \right) \quad (60)$$

با توجه به تقریب قابل اجرا مطابق رابطه (۶۱) و بر اساس رابطه (۶۱) نرخ محرمانه متوسط مجانبی مطابق رابطه (۶۲) به دست خواهد آمد:

$$\ln(1 + \gamma_{L_i}) \approx \ln(\gamma_{L_i}) \quad \forall i \in \{1, 2\} \quad (61)$$

$$\bar{R}_s^\infty \approx \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{E[\ln(\gamma_{L_1})]}_{I_1} + \underbrace{E[\ln(\gamma_{L_2})]}_{I_2} - \text{Max} \left\{ \underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{E_1})]}_{I_3}, \underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{E_2})]}_{I_4} \right\} \right]^+ \quad (62)$$

در رابطه (۶۲)، I_3 و I_4 مطابق قبل و مانند رابطه‌های (۴۸) و (۵۱) به دست می‌آیند. بنابراین تنها کافی است I_1 و I_2 محاسبه شوند که معادله آنها در رابطه‌های (۶۳) و (۶۴) آورده شده است.

الف- محاسبه I_1 :

$$\begin{aligned} I_1 &= E[\ln(\gamma_{L_1})] = E[\ln(\alpha \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi})] = E[\ln(\alpha \lambda N \mu_{i1}) + \ln(\gamma_{gi})] = \ln(\alpha \lambda N \mu_{i1}) + E[\ln(\gamma_{gi})] 1 \\ &= \ln(\alpha \lambda N \mu_{i1}) + \int_0^\infty \ln x \frac{1}{\gamma_{gi}} e^{-\frac{x}{\gamma_{gi}}} dx \quad \underset{a_1}{=} \ln(\alpha \lambda N \mu_{i1}) + \frac{1}{\gamma_{gi}} (-\bar{\gamma}_{gi}) \left(c + \ln \left(\frac{1}{\gamma_{gi}} \right) \right) = \ln(\alpha \lambda N \mu_{i1}) - \left(c - \ln(\bar{\gamma}_{gi}) \right) \end{aligned} \quad (63)$$

در رابطه (۶۳)، c مقدار ثابت اویلر است و مقدار آن برابر 0.577 است. مقدار حقیقی Re نیز طبق رابطه (۶۴) مقداری مثبت و بزرگتر از صفر می‌باشد.

$$\text{Re} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{gi}} \right) > 0 \quad (64)$$

مقدار a_1 نیز با استفاده از نتیجه معادله (۱. ۳۳۱. ۴) در کتاب انتگرال‌ها حاصل شده است. در ادامه با ساده‌سازی رابطه (۶۴)، رابطه (۶۵) برای محاسبه I_1 به دست آمده است.

$$I_1 = \ln(\alpha \lambda N \mu_{i1}) - c + \ln(\bar{\gamma}_{gi}) = \ln(\alpha \lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}) - c \quad (65)$$

ب- محاسبه I_2 :

معادله محاسبه I_2 مطابق رابطه (۶۶) خواهد بود.

$$\begin{aligned} I_2 &= E[\ln(\gamma_{L_2})] = E \left[\ln \left(\frac{(1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi} \gamma_{12}}{2\gamma_{12} + \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi} + 1} \right) \right] = E[\ln((1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi})] - E \left[\ln \left(2 \left(1 + \frac{\lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi}}{2\gamma_{12}} \right) \right) \right] \\ &= \underbrace{E[\ln((1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi})]}_{I_{2(1)}} - \underbrace{E[\ln(2)]}_{\substack{\text{the average of a constant value} \\ \text{is equal to the value itself}}} - \underbrace{E \left[\ln \left(1 + \frac{\lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi}}{2\gamma_{12}} \right) \right]}_{I_{2(2)}} \end{aligned} \quad (66)$$

با توجه به رابطه (۶۶)، I_2 شامل مقادیر $I_{2(1)}$ و $I_{2(2)}$ است که معادلات مربوط به حل آنها در رابطه‌های (۶۷) و (۶۸) بیان شده است.

$$I_{2(1)} = E[\ln((1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \gamma_{gi})] = \ln((1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}) - c \left\{ \text{Euler constant } c = 0.577 \ \& \ \text{Re} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{gi}} \right) > 0 \right\} \quad (67)$$

$$I_{2(2)} = E \left[\ln \left(1 + \frac{\lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}}{2 \gamma_{12}} \right) \right] = - \frac{\bar{\gamma}_{gi} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{2}{\lambda N \mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}}}, \left\{ \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0, \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}} > 0 \right\} \quad (68)$$

رابطه (68) دقیقاً همان رابطه $I_{2(2)}$ در محاسبه حد پایین است. با جایگذاری مقادیر رابطه‌های (67) و (68) مقدار I_2 به صورت رابطه (69) بیان می‌گردد.

$$I_2 = I_{2(1)} - E[\ln(2)] - I_{2(2)} = \ln \left((1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi} \right) - c - \ln(2) + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{2}{\lambda N \mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}}} \quad (69)$$

$$\left\{ \text{Euler constant } c = 0.577 \ \& \ \text{Re} \left(\frac{1}{\gamma_{gi}} \right) > 0, \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} > 0, \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}} > 0 \right\}$$

حال با توجه به اینکه کانال شنودی در کدام فاز قوی‌تر باشد، دو حالت γ_{E1} بزرگتر از γ_{E2} و یا γ_{E2} بزرگتر از γ_{E1} را خواهیم داشت: حالت اول: اگر γ_{E1} بزرگتر از γ_{E2} باشد، نرخ محرمانه متوسط مجانبی توسط معادله رابطه (70) محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} \bar{R}_s^\infty &\approx \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{E[\ln(\gamma_{L_1})]}_{I_1} + \underbrace{E[\ln(\gamma_{L_2})]}_{I_2} - \underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{E_1})]}_{I_3} \right] \\ &= \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{\ln(\alpha \lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}) - c}_{I_1} + \underbrace{\ln((1-\alpha) \lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}) - c - \ln(2) + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \right) - \ln \left(\frac{2}{\lambda N \mu_{i1}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}}}}_{I_2} \right. \\ &\quad \left. + \underbrace{\frac{\frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}} \left(\ln \left(\frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}} \right) - \ln \left(\frac{N \mu_{i1}}{\lambda} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{e1g}}{\gamma_{2e}} + \frac{N \mu_{i1}}{\lambda}}}_{I_3} \right] \\ &= \frac{2}{3 \ln 2} \left[\ln(\alpha(1-\alpha) \lambda (N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi})^2) - \ln(2) - 2c + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}}{2 \gamma_{12}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}}} + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} \left(\ln \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_{e1b}}{N \mu_{i1} \gamma_{2e}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} + \frac{N \mu_{i1}}{\lambda}} \right] \quad (70) \end{aligned}$$

با توجه به تعریف انجام شده مطابق رابطه (71) و جایگذاری مقدار آن در جمله اول رابطه (70)، معادله رابطه (72) به دست می‌آید.

$$\bar{\gamma}_{ij} = \rho \mu_{ij} \quad (71)$$

$$\bar{R}_s^\infty \approx \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{\ln(\alpha(1-\alpha) \lambda (N \mu_{i1} \rho \mu_{gi})^2)}_{I_1} - \ln(2) - 2c + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} \left(\ln \left(\frac{\lambda N \mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}}{2 \gamma_{12}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\gamma_{12}} + \frac{2}{\lambda N \mu_{i1}}} + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} \left(\ln \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_{e1b}}{N \mu_{i1} \gamma_{2e}} \right) \right)}{-\frac{\bar{\gamma}_{e1b}}{\gamma_{2e}} + \frac{N \mu_{i1}}{\lambda}} \right] \quad (72)$$

i_1 به صورت رابطه (۷۳) محاسبه می‌شود:

$$i_1 = \ln(\alpha(1-\alpha)\lambda(N\mu_{i1}\rho\mu_{gi})^2) = \ln(\alpha(1-\alpha)\lambda(N\mu_{i1}\mu_{gi})^2\rho^2) = \ln(\alpha(1-\alpha)\lambda(N\mu_{i1}\mu_{gi})^2) + 2\ln(\rho) \quad (73)$$

در ادامه با جایگذاری i_1 در رابطه (۷۲)، رابطه (۷۴) به شکل زیر بیان خواهد شد:

$$\bar{R}_s^\infty = \frac{4}{3} \left[\frac{\ln(\alpha(1-\alpha)\lambda(N\mu_{i1}\mu_{gi})^2)}{2\ln 2} + \frac{2\ln(\rho)}{2\ln 2} - \frac{\ln(2)}{2\ln 2} - \frac{2c}{2\ln 2} + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\frac{\ln\left(\frac{\lambda(N\mu_{i1}\bar{\gamma}_{gi})}{2\bar{\gamma}_{12}}\right)}{\ln 2} \right)}{2\left(-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} + \frac{2}{\lambda N\mu_{i1}}\right)} + \frac{\frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} \left(\frac{\ln\left(\frac{\lambda\bar{\gamma}_{elb}}{N\mu_{i1}\bar{\gamma}_{2e}}\right)}{\ln 2} \right)}{2\left(\frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} + \frac{N\mu_{i1}}{\lambda}\right)} \right] \quad (74)$$

با یادآوری رابطه (۷۵) و با ساده‌سازی و مرتب کردن رابطه (۷۴)، رابطه (۷۶) حاصل می‌گردد:

$$\log_2 x = \frac{\ln x}{\ln 2} \quad (75)$$

$$\bar{R}_s^\infty = \frac{4}{3} \left[\log_2 \rho - \left[-\frac{1}{2} \log_2 \left((\alpha(1-\alpha)\lambda(N\mu_{i1}\mu_{gi})^2) \right) + \frac{1}{2} + \frac{c}{\ln 2} - \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\log_2 \left(\frac{\lambda N\mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}}{2\bar{\gamma}_{12}} \right) \right)}{2\left(-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} + \frac{2}{\lambda N\mu_{i1}}\right)} - \frac{\frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} \left(\log_2 \left(\frac{\lambda \bar{\gamma}_{elb}}{N\mu_{i1} \bar{\gamma}_{2e}} \right) \right)}{2\left(\frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} + \frac{N\mu_{i1}}{\lambda}\right)} \right] \right] \quad (76)$$

$$\left\{ \text{Euler constant } c = 0.577 \ \& \ \text{Re} \left(\frac{1}{\gamma_{gi}} \right) > 0, \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} > 0, \frac{2}{\lambda N\mu_{i1}} > 0, \frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} > 0, \frac{N\mu_{i1}}{\lambda} > 0 \right\}$$

S_∞ و L_∞ به ترتیب به صورت رابطه‌های (۷۷) و (۷۸) به دست می‌آیند:

$$S_\infty = \frac{4}{3} \quad (77)$$

$$L_\infty = -\frac{1}{2} \log_2 (\alpha(1-\alpha)\lambda(N\mu_{i1}\mu_{gi})^2) + \frac{1}{2} + \frac{c}{\ln 2} - \frac{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} (\log_2 (\frac{\lambda N\mu_{i1} \bar{\gamma}_{gi}}{2\bar{\gamma}_{12}}))}{2\left(-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} + \frac{2}{\lambda N\mu_{i1}}\right)} - \frac{\frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} (\log_2 (\frac{\lambda \bar{\gamma}_{elb}}{N\mu_{i1} \bar{\gamma}_{2e}}))}{2\left(\frac{\bar{\gamma}_{elb}}{\bar{\gamma}_{2e}} + \frac{N\mu_{i1}}{\lambda}\right)} \quad (78)$$

حالت دوم: اگر γ_{E2} بزرگتر از γ_{E1} باشد نرخ محرمانه متوسط مجانبی از رابطه (۷۹) محاسبه می‌شود. محاسبات مانند حالت قبل انجام می‌شود و در نهایت رابطه (۸۰) حاصل می‌گردد. در ادامه با مقایسه رابطه (۸۰) با رابطه (۵۸)، S_∞ و L_∞ به ترتیب به صورت رابطه‌های (۸۱) و (۸۲) به دست می‌آیند.

۳- نتایج شبیه‌سازی

نتایج حاصل از شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار متلب و سیستم رایانه‌ای با مشخصات زیر به دست آمده است:

CPU Intel Core i7-6700k, 400Ghz & RAM16

مقادیر و پارامترهای در نظر گرفته شده مطابق جدول (۳) است.

$$\begin{aligned} \bar{R}_s^\infty &= \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{E[\ln(\gamma_{L_1})]}_{I_1} + \underbrace{E[\ln(\gamma_{L_2})]}_{I_2} - \underbrace{E[\ln(1 + \gamma_{E_2})]}_{I_4} \right] \\ &= \frac{2}{3 \ln 2} \left[\underbrace{\ln(\alpha \lambda N \mu_{ii} \bar{\gamma}_{gi}) - c + \ln((1 - \alpha) \lambda N \mu_{ii} \bar{\gamma}_{gi}) - c - \ln(2)}_{I_2} + \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\ln\left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}}\right) - \ln\left(\frac{2}{\lambda N \mu_{ii}}\right) \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} + \frac{2}{\lambda N \mu_{ii}} \right] \quad (79) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \underbrace{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\ln\left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}}\right) - \ln\left(\frac{1}{(1 - \alpha) \lambda N \mu_{ii}}\right) \right)}_{I_4} - \int_0^\infty \frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}} e^{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}}} \text{Ei}\left(-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}}\right) \right)}{\left(z + \frac{1}{\lambda N \mu_{ii}} \right)} dz \\ \bar{R}_s^\infty &\approx \frac{4}{3} \left[\log_2 \rho - \left(-\frac{1}{2} \log_2 \left(\alpha (1 - \alpha) \lambda (N \mu_{ii} \mu_{gi})^2 \right) + \frac{1}{2} + \frac{c}{\ln 2} - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\log_2 \left(\frac{\lambda N \mu_{ii} \bar{\gamma}_{gi}}{2 \bar{\gamma}_{12}} \right) \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\log_2 \left(\frac{(1 - \alpha) \lambda N \mu_{ii} \bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \right) \right) - \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty \frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}} e^{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}}} \text{Ei}\left(-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}}\right) \right)}{\left(z + \frac{1}{\lambda N \mu_{ii}} \right)} dz \right) \right] \quad (80) \end{aligned}$$

$$\left\{ \text{Euler constant } c = 0.577 \ \& \ \text{Re}\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{gi}}\right) > 0, \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} > 0, \frac{2}{\lambda N \mu_{ii}} > 0, \frac{1}{(1 - \alpha) \lambda N \mu_{ii}} > 0, \frac{1}{z \bar{\gamma}_{1e}} > 0 \right\}$$

$$S_\infty = \frac{4}{3} \quad (81)$$

$$\begin{aligned} L_\infty &= -\frac{1}{2} \log_2 \left(\alpha (1 - \alpha) \lambda (N \mu_{ii} \mu_{gi})^2 \right) + \frac{1}{2} + \frac{c}{\ln 2} - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\log_2 \left(\frac{\lambda N \mu_{ii} \bar{\gamma}_{gi}}{2 \bar{\gamma}_{12}} \right) \right) - \frac{\bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \left(\log_2 \left(\frac{(1 - \alpha) \lambda N \mu_{ii} \bar{\gamma}_{gi}}{\bar{\gamma}_{12}} \right) \right) \\ &\quad - \frac{1}{2 \ln 2} \int_0^\infty \frac{\left(\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}} e^{\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}}} \text{Ei}\left(-\frac{\bar{\gamma}_{gi}}{z \bar{\gamma}_{1e} \bar{\gamma}_{12}}\right) \right)}{\left(z + \frac{1}{\lambda N \mu_{ii}} \right)} dz \quad (82) \end{aligned}$$

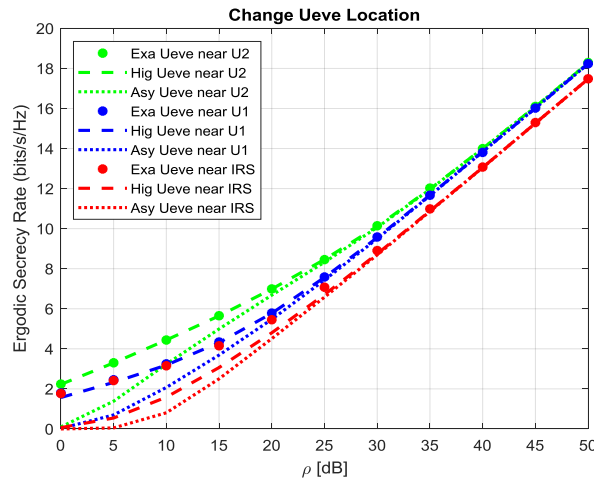
ضریب افت مسیر در شبیه‌سازی‌های برابر ۳ دسیبل در نظر گرفته شده است. بر اساس پارامترهای شبیه‌سازی در شکل (۲)، نرخ مجموع محرمانه متوسط بر حسب SNR انتقالی ρ را به ازای تغییر مکان شنودگر برای حالت‌های شنودگر نزدیک به IRS (ie) با موقعیت مکانی (۲، ۲-)، شنودگر نزدیک به کاربر U_1 (1e) با موقعیت مکانی (۰، ۰/۶) و شنودگر نزدیک به کاربر U_2 (2e) با موقعیت مکانی (۰/۶، ۱/۵) را در حالی که تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه برابر ۲۰، تعداد آرایه‌های صفحات هوشمند برابر ۶۴ و توان ایستگاه پایه برابر ۱۰ است، نشان داده شده است.

Table (3): Simulation parameters

جدول (۳): پارامترهای شبیه‌سازی

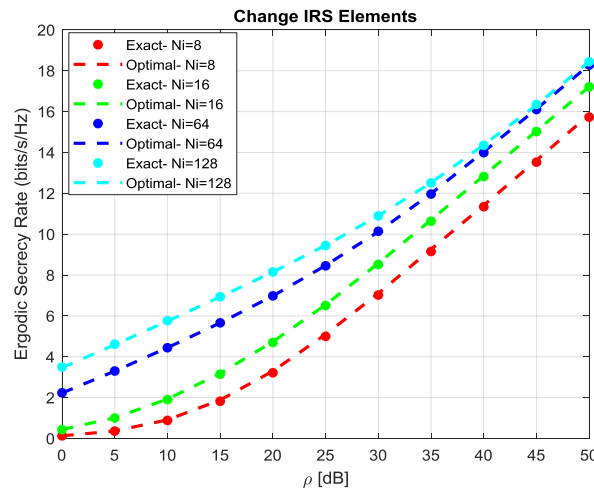
متغیر	توضیح	مقدار
N	تعداد آنتن ایستگاه پایه	بین ۱ و ۱۵۰
IRS Elements	تعداد آرایه صفح هوشمند بازتابنده	۸، ۱۶، ۶۴، ۱۲۸
λ	ضریب توان ایستگاه پایه	۱، ۱۰، ۱۵، ۲۰
α	ضریب توان اختصاص داده شده به کاربران قانونی	۰/۷

شنودگر نزدیک به IRS نسبت به دو حالت دیگر منجر به کمترین نرخ محرمانه می‌شود زیرا در این حالت شنودگر پیام ارسالی از IRS را با توان بیشتری دریافت می‌کند. بنابراین نرخ شنودی افزایش و نرخ مجموع محرمانه متوسط کاهش می‌یابد. در این حالت نرخ امن حاصل شده برای شبکه صرفاً به واسطه استفاده از صفحات بازتابنده هوشمند ایجاد شده است، همچنین در این حالت مشاهده می‌شود نمودار حالت دقیق و بهینه در مقادیر پایین ρ برای حالتی که شنودگر در نزدیکی صفحات هوشمند قرار گرفته است با یکدیگر اختلافی زیادی دارند که دلیل آن تقریب‌های در نظر گرفته شده در حل مسئله است که با افزایش ρ حالت های دقیق و بهینه بیشتر بر یکدیگر منطبق می‌شوند. حالت شنودگر نزدیک به کاربر U_1 نسبت به حالت شنودگر نزدیک به IRS نرخ مجموع محرمانه متوسط بیشتری را فراهم کرده است. زیرا در این حالت شنودگر از IRS که به‌عنوان مبدأ هر دو پیام کاربرهای U_1 و U_2 را ارسال می‌کند، دورتر شده است. اما نرخ مجموع محرمانه متوسط در این حالت نسبت به حالت شنودگر نزدیک به کاربر U_2 کمتر است. زیرا هنگامی که کاربر U_1 پیام کاربر U_2 را ارسال می‌کند، اگر شنودگر نزدیک‌تر به کاربر U_1 باشد، با قدرت بیشتری قادر به شنود اطلاعات کاربر U_2 است. حالت شنودگر نزدیک به کاربر U_2 بیشترین نرخ مجموع محرمانه متوسط را نسبت به دو موقعیت قبلی فراهم کرده است. زیرا در این حالت شنودگر در دورترین نقطه از مبدأ ارسال کننده پیام قرار گرفته و به دلیل سیگنال جیمینگ در روش مشارکتی بین کاربران کمترین احتمال شنود را دارد. علاوه بر این در مقادیر ρ بالا، حالت های شنودگر نزدیک به کاربر U_1 و شنودگر نزدیک به کاربر U_2 بر یکدیگر منطبق می‌شوند، زیرا با افزایش نسبت سیگنال به نویز، در واقع سیگنال با قدرت بیشتری ارسال می‌گردد که به همان نسبت احتمال شنود هم بیشتر می‌شود. بنابراین نرخ محرمانه مجموع متوسط کاهش می‌یابد و دو منحنی بر یکدیگر منطبق می‌شوند. شکل (۳)، نرخ مجموع محرمانه متوسط بر حسب ρ را به ازای تغییر المان‌های IRS برای تعداد المان‌های ۸، ۱۶، ۶۴ و ۱۲۸ و در شرایطی که شنودگر نزدیک کاربر U_2 است، نشان می‌دهد. با افزایش تعداد المان‌های IRS، چون سیگنال ارسالی با تعداد المان‌های بیشتری ارسال می‌گردد، یعنی تعداد کانال‌های اصلی افزایش یافته و نرخ ارسال مجموع افزایش می‌یابد. از طرفی تعداد کانال‌های شنودی نیز افزایش یافته و نرخ شنود هم افزایش می‌یابد. اما چون شنودگر در دورترین نقطه نسبت به IRS قرار گرفته است، کانال اصلی به مراتب بیشتر از کانال شنودی تقویت شده و نرخ مجموع محرمانه متوسط بهبود می‌یابد. همچنین به ازای تمامی المان‌های IRS، حالت‌های دقیق و SNR بالا کاملاً بر یکدیگر منطبق شده‌اند. شبیه‌سازی به ازای حالت‌های دقیق و بهینه انجام شده است. با توجه به شکل (۳) حالت‌های دقیق و بهینه کاملاً بر یکدیگر منطبق هستند که نشان‌دهنده صحت روابط محاسبه شده است. حالت مجانبی نیز در مقادیر ρ پایین با تقریب بسیار خوبی و در مقادیر ρ بالا کاملاً به دو حالت دیگر منطبق شده است. این انطباق‌ها صحت روابط محاسبه شده را به خوبی نشان می‌دهند. هرچه تعداد المان‌های IRS افزایش می‌یابد، چون تقویت کانال اصلی نسبت به کانال شنودی بیشتر است، نرخ مجموع محرمانه متوسط افزایش می‌یابد. به دلیل ایجاد اختلال توسط کاربر U_2 برای شنودگر، تقویت کانال شنودی به خوبی صورت نمی‌گیرد. زیرا صرف‌نظر از تعداد المان‌های IRS که به ارسال سیگنال می‌پردازند، کاربر U_2 برای شنودگر اختلال ایجاد کرده و مانع شنود اطلاعات در شنودگر می‌گردد. شکل (۴)، نرخ مجموع محرمانه متوسط بر حسب ρ را به ازای تغییر توان ایستگاه پایه و در شرایطی که شنودگر نزدیک کاربر U_2 است، نشان می‌دهد. با افزایش مقدار توان ایستگاه پایه چون سیگنال ارسالی با توان بیشتری ارسال می‌گردد، نرخ ارسال مجموع افزایش می‌یابد. با توجه به این موضوع سیگنال دریافتی در گیرنده نیز افزایش می‌یابد در این نمودار مقایسه انجام شده با تعداد آرایه های IRS برابر ۶۴ انجام گردیده و بیشترین افزایش در محدوده توان ۱ و ۱۰ حاصل گردیده است.



شکل (۲): نرخ مجموع محرمانه متوسط بر حسب SNR انتقالی ρ به ازای تغییر مکان شنودگر برای حالت های شنودگر نزدیک به IRS، شنودگر نزدیک به کاربر U_1 و شنودگر نزدیک به کاربر U_2

Figure (2): Secrecy sum rate versus transmits SNR (ρ), eavesdropper is near to IRS, U_1 or U_2



شکل (۳): نرخ مجموع محرمانه متوسط، بهینه بر حسب ρ به ازای تغییر المان های IRS برای تعداد المان های ۸، ۱۶، ۶۴ و ۱۲۸ در شرایطی که شنودگر نزدیک کاربر U_2 است

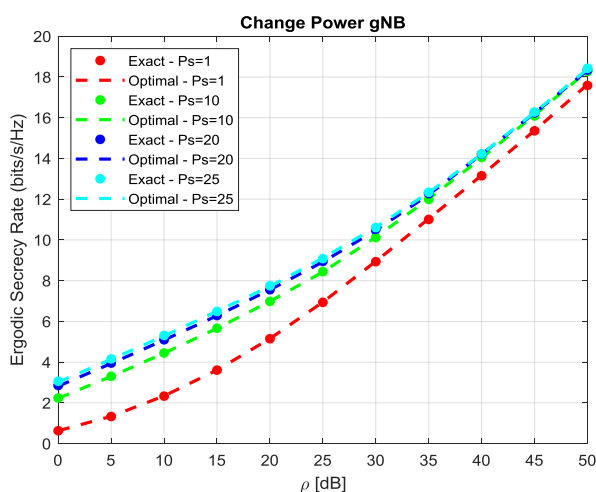
Figure (3): Secrecy sum rate versus ρ for different numbers of IRS elements when the eavesdropper is near to U_2

این نشان دهنده آن است افزایش بیشتر توان ایستگاه پایه سبب می گردد توان سیگنال دریافتی در شنودگر نیز افزایش یابد و نرخ امن مجموع کاهش یابد، لذا تعیین مقدار بهینه توان ایستگاه پایه می تواند سبب افزایش نرخ امن مجموع و کاهش انرژی مصرفی گردد. شکل (۵)، مقایسه مقدار مجموع نرخ امن برای دو روش بهینه سازی ماتریس انتقال فاز^{۳۳} صفحات بازتابنده هوشمند $\phi = h_{ii} / \|h_{ii}\|$ پیشنهادی در روابط بهینه سازی و ϕ به دست آمده از طریق روش الگوریتم جستجوی مستقیم شبکه تطبیقی^{۳۴} (MADS) با توجه به تغییر تعداد آنتن های ایستگاه برای تعداد آنتن ۵، ۱۰، ۲۰ و ۲۵ و توان ایستگاه پایه با مقادیر ۱۰ و ۱۵ را نشان می دهد. برای این منظور مقدار مجموع نرخ امن، همان طور که در شکل (۵) دیده می شود، مقدار نرخ امن به دست آمده با روش MADS تقریباً ۲۰ درصد بیشتر از مقدار به دست آمده با روش فرض شده در روش پیشنهادی در مسئله است. از لحاظ پیچیدگی و زمان اجرا روش پیشنهادی در مسئله برای بهینه سازی ماتریس انتقال فاز دارای پیچیدگی بسیار کمتری نسبت به روش مقدار نرخ امن با روش MADS است، برای مقایسه مقدار کاهش پیچیدگی می توان به زمان اجرای برنامه شبیه سازی هر دو روش با یک سیستم در شرایط یکسان اشاره نمود به طوری که برای اجرای روش پیشنهادی فرض مسئله مدت زمان اجرای برنامه به طور متوسط ۵۰ میلی ثانیه و مدت زمان روش MADS به طور متوسط ۳۴۰ میلی ثانیه است که این نسبت نشان دهنده

پیچیدگی کمتر روش پیشنهادی در حدود ۸۳ درصد است. نتیجه حاصله از این نمودار بیانگر آن است که متناسب با نیاز شبکه می‌توان یکی از دو روش را در بهینه‌سازی ماتریس انتقال فاز در شبکه اجرا نمود، به‌عنوان مثال در صورتی که شبکه نیاز به نرخ امن بالا دارد و پیچیدگی اجرای امن‌سازی اهمیت نداشته باشد می‌توان روش بهینه‌سازی ماتریس انتقال فاز MADS را به کار برد و در صورتی که نرخ امن شبکه درخواستی با روش نرخ امن تقریبی پیشنهادی تامین می‌گردد و پیچیدگی بار محاسباتی مهم است می‌توان از روش تقریبی جهت امن‌سازی شبکه استفاده نمود. شکل (۶)، مقایسه مقدار نرخ امن مدل سیستم پیشنهادی را برای دو تکنیک دسترسی چندگانه متعامد^{۳۵} (OMA) و نامتعامد NOMA با شرایط مکانی فرض شده در مسئله، نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل (۶) دیده می‌شود در این نمودار اثر افزایش تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه و اثر مجانبی برای مقادیر توان ایستگاه پایه در دو حالت یعنی مقدار ۱ و ۲۰ برای هر دو حالت و با تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه تا ۱۵۰ آنتن بررسی گردیده است. نمودار به‌دست آمده نشان می‌دهد مقدار نرخ امن برای مدل سیستم پیشنهادی و با استفاده از روش NOMA نسبت به روش OMA در حدود ۵۰ درصد بهبود را به همراه داشته است و بیانگر این است که با استفاده از روش NOMA می‌توان افزایش نرخ امن را برای شبکه ایجاد نمود. در مقادیر بالای تعداد آنتن ایستگاه پایه مقدار مجموع نرخ امن به‌دست آمده ثابت بوده و بیانگر این مطلب است که در طراحی شبکه مبتنی بر NOMA و IRS و دستیابی به نرخ امن مورد نظر تعداد آنتن ایستگاه پایه باید متناسب با شبکه بهینه‌سازی گردد.

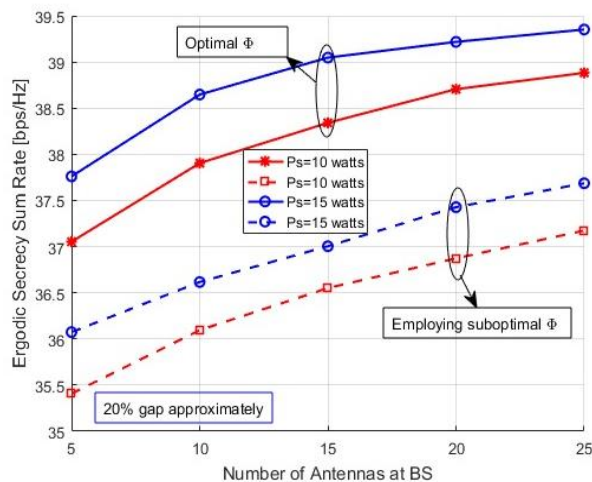
۴- نتیجه‌گیری

در شبکه مبتنی بر NOMA و IRS در صورت استفاده از نوین مصنوعی و به‌کارگیری کاربران قانونی در انتقال داده به کاربر با شرایط بد، می‌توان علاوه بر امکان برقراری ارتباط به‌صورت D2D، افزایش نرخ امن در شبکه را که یکی از نیازمندی‌های مهم شبکه آتی مخابرات سیار هستند، فراهم نمود. در روش ارائه شده نشان داده شد که هرچه تعداد آنتن‌های IRS افزایش می‌یابد، به دلیل تقویت سیگنال به واسطه هدایت سیگنال‌ها به‌صورت کنترل شده به سمت کاربر قانونی، کانال اصلی نسبت به کانال شنودی قوی‌تر است و مجموع نرخ امن شبکه افزایش خواهد یافت. همچنین با استفاده از نتایج می‌توان نشان داد بیشترین امنیت در ناحیه‌ای از شبکه به‌دست خواهد آمد که سیگنال جمینگ بین کاربران شبکه به روش همیار انجام شده است. علاوه بر آن نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد اثر مقدار توان ایستگاه پایه نقش کلیدی در مقدار مجموع نرخ امن شبکه دارد و برای داشتن شبکه‌ای ایده‌آل از لحاظ نرخ امن باید توان را متناسب با نیاز شبکه ارسال نمود. کاربرد روش پیشنهادی و مورد استفاده برای ماتریس انتقال فاز در حل مسئله در مواردی که موقعیت کاربر شنودگر در شبکه مشخص باشد می‌تواند بسیار کارا باشد و برای کاهش پیچیدگی شبکه به کار رود.



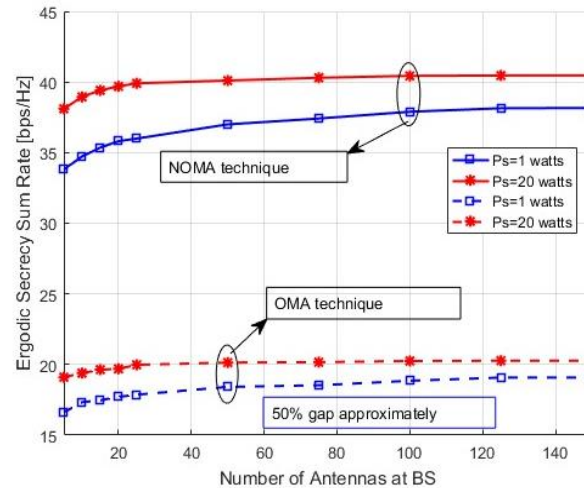
شکل (۴): نرخ مجموع محرمانه متوسط بر حسب ρ را به ازای تغییر توان ایستگاه پایه و در شرایطی که شنودگر نزدیک کاربر U_2 است

Figure (4): Secrecy sum rate versus ρ for different numbers of gNB powers when the eavesdropper is near to U_2



شکل (۵): مقایسه مقدار مجموع نرخ امن به دست آمده را برای Φ فرض شده در مسئله با مقدار Φ به دست آمده از روش MADS.

Figure (5): Comparison performance between optimal and suboptimal methods



شکل (۶): مقایسه مقدار مجموع نرخ امن برای تکنیک دسترسی چندگانه متعامد OMA و نامتعامد NOMA

Figure (6): Comparison secrecy sum rate between two orthogonal multiple access techniques, OMA and NOMA

فرض کاربردی در ماتریس انتقال فاز، زمانی که نوع سرویس مورد استفاده در شبکه توسط کاربر مشخص باشد و در هنگامی که سرویس مورد استفاده با مقادیر تامین کننده نرخ امن با روش فوق برآورده شود، بسیار کارا بوده و امنیت مورد نظر را تامین می نماید. از طرف دیگر در شبکه مبتنی بر تکنیک NOMA و IRS می توان بهبود قابل ملاحظه ای ۵۰ درصد را در مقدار مجموع نرخ امن شبکه، در مقایسه با شبکه مبتنی بر OMA به دست آورد.

سپاسگزاری

این مقاله مستخرج از رساله دوره دکترای افشین سوزنی در دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات است. صمیمانه از اساتید بزرگوار و نیز داوران محترم که ما را در انجام و ارتقای کیفی این مقاله یاری نموده اند، تشکر و قدردانی می نمایم.

References

مراجع

- [1] Q. Wu, R. Zhang, "Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network", IEEE Communications Magazine, vol. 58, no. 1, pp. 106-112, Jan. 2020 (doi: 10.1109/MCOM.00-1.1900107).
- [2] J. Chen, Y.C. Liang, Y. Pei, H. Guo, "Intelligent reflecting surface: A programmable wireless environment for physical layer security", IEEE Access, vol. 7, pp. 82599-82612, June 2019 (doi: 10.1109/ACCESS.2019.29-24034).

- [3] J. Zhao, "A survey of intelligent reflecting surfaces (IRSs), towards 6G wireless communication networks with massive MIMO 2.0", arXiv: 1907.04789v3 [eess.SP], Aug. 2019.
- [4] Q. Wu, R. Zhang, "Beamforming optimization for intelligent reflecting surface with discrete phase shifts", *Proceeding of the IEEE/ICASSP*, pp. 7830-7833, Brighton, UK, May 2019 (doi: 10.1109/ICASSP.2019.8-683145).
- [5] W. Wang, K.C. The, K.H. Li, "Secure cooperative at relaying networks with untrustworthy relay nodes", *Proceeding of the IEEE/GLOCOM*, pp. 1-6, Washington, DC, USA, Dec. 2016 (doi: 10.1109/GLOCOM.2016.7842250).
- [6] A. Kuhestani, A. Mohammadi, M. Mohammadi, "Joint relay selection and power allocation in large-scale MIMO systems with untrusted relays and passive eavesdroppers", *IEEE Trans. on Information Forensics and Security*, vol. 13, no. 2, Feb. 2018 (doi: 10.1109/TIFS.2018.2750102).
- [7] H. He, P. Ren, L. Sun, Q. Du, Y. Wang, "Secure communication using noisy feedback", *Proceeding of the IEEE/GLOCOM*, pp. 1-6, Washington, DC, USA, Dec. 2016 (doi: 10.1109/GLOCOM.2016.7842249).
- [8] B. He, X. Zhou, T.D. Abhayapala, "Achieving secrecy without knowing the number of eavesdropper antennas", *IEEE Trans. on Wireless Communication*, vol. 14, no. 12, pp. 7030-7043, Dec. 2015 (doi: 10.1109/TWC.2015.2463818).
- [9] S. Goel, R. Negi, "Guaranteeing secrecy using artificial noise", *IEEE Trans. on Wireless Communication*, vol. 7, no. 6, pp. 2180-2189, July 2008 (doi: 10.1109/TWC.2008.060848).
- [10] X. Zhou, M. McKay, "Secure transmission with artificial noise over fading channels: achievable rate and optimal power allocation", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 8, pp. 3831-3842, Aug. 2010 (doi: 10.1109/TVT.2010.2059057).
- [11] L. Yang, Y. Jinxia, W. Xie, M. Hasna, T. Tsiftsis, M. Di Renzo, "Secrecy performance analysis of RIS-aided wireless communication systems", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 10, Oct. 2020 (doi: 10.1109/TVT.2020.3007521).
- [12] H. Shen, W. Xu, S. Gong, Z. He, C. Zhao, "Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multi-antenna communications", *IEEE Communications Letters*, vol. 23, no. 9, pp. 1488-1492, Sept. 2019 (doi: 10.1109/LCOMM.2019.2924214).
- [13] L. Dong, H.M. Wang, "Secure MIMO transmission via intelligent reflecting surface", *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 7543-7556, Nov. 2020 (doi: 10.1109/TWC.2020.3012721).
- [14] S. Hong, C. Pan, H. Ren, K. Wang, A. Nallanathan, "Artificial-noise-aided secure MIMO wireless communications via intelligent reflecting surface", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 68, no. 12, pp. 7851-7866, Dec. 2020 (doi: 10.1109/TCOMM.2020.3024621).
- [15] B. Feng, Y. Wu, M. Zheng, "Secure transmission strategy for intelligent reflecting surface enhanced wireless system", *Proceeding of the IEEE/WCSP*, pp. 1-6, Xi'an, China, Oct. 2019 (doi: 10.1109/WCSP.2019.89280-63).
- [16] C. Zhang, F. Jia, Z. Zhang, J. Ge, F. Gong, "Physical layer security designs for 5G NOMA systems with a stronger near-end internal eavesdropper", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 11, Nov. 2020 (doi: 10.1109/TVT.2020.3018234).
- [17] M. Alageli, A. Ikhlef, F. Alsifiany, M.A.M. Abdullah, G. Chen, J. Chambers, "Optimal downlink transmission for cell-free SWIPT massive MIMO systems with active eavesdropping", *IEEE Trans. on Information Forensics and Security*, vol. 15, pp. 1983-1998, 2020 (doi: 10.1109/TIFS.2019.2954748).
- [18] J. Wang, J. Lee, F. Wang, T.Q.S. Quek, "Jamming-Aided Secure Communication in Massive MIMO Rician Channels", *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 14, no. 12, pp. 6854-6868, Dec. 2015 (doi: 10.1109/TWC.2015.2461211).
- [19] A. Akbar, S. Jangsher, F.A. Bhatti, "NOMA and 5G emerging technologies: A survey on issues and solution techniques", *Computer Networks*, vol. 190, Article Number: 107950, May 2021 (doi: 10.1016/j.comnet.20-21.107950).
- [20] L. Dai, B. Wang, Z. Ding, Z. Wang, S. Chen, L. Hanzo, "A survey of non-orthogonal multiple access for 5G", *IEEE Communication Surveys and Tutorials*, vol. 20, no. 3, pp. 2294-2323, 2018 (doi: 10.1109/COMST.2018.2835558).
- [21] W. Shin, M. Vaezi, B. Lee, D.J. Love, J. Lee, H.V. Poor, "Non-orthogonal multiple access in multi-cell networks: theory, performance, and practical challenges", *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 10, pp. 176-183, Oct. 2017 (doi: 10.1109/MCOM.2017.1601065).
- [22] K. Higuchi, A. Benje, "Non-orthogonal multiple access (NOMA) with successive interference cancellation for future radio access", *IEICE Trans. Wireless Communication*, vol. 98-b, no.3, March 2015 (doi: 10.1587/transcom.E98.B.403).
- [23] H.M. Furqan, J.M. Hamamrehy, H. Arslan, "Physical layer security for NOMA: requirements, metrics, challenges, and recommendations", arXiv: 1905.05064v2 [eess.SP] 14 May 2019.

- [24] Y. Zhang, H.M. Wang, Q. Yang, Z. Ding, "Secrecy sum rate maximization in nonorthogonal multiple access", IEEE Communications Letters, vol. 20, no. 5, pp. 930–933, May 2016 (doi: 10.1109/LCOMM.2016.25391-62).
- [25] L. Lv, Z. Ding, Q. Ni, J. Chen, "Secure MISO-NOMA transmission with artificial noise", IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 67, no. 7, pp. 6700–6705, July 2018 (doi: 10.1109/TVT.2018.2811733).
- [26] G. He, L. Li, X. Li, W. Chen, L.L. Yang, Z. Han, "Secrecy sum rate maximization in NOMA systems with wireless information and power transfer", Proceeding of the IEEE/WCSP, pp.1–6, Nanjing, China, Oct. 2017 (doi: 10.1109/WCSP.2017.8171177).
- [27] Z. Xiang, W. Yang, Y. Cai, Y. Cheng, H. Wu, M. Wang, "Secrecy performance analysis of uplink NOMA in IoT networks", Proceeding of the IEEE/ICIC, pp.506–510, Beijing, China, Aug. 2018 (doi: 10.1109/ICCChina.2018.8641217).
- [28] H. Zhang, N. Yang, K. Long, M. Pan, G.K. Karagiannidis, V.C. Leung, "Secure communications in NOMA system: subcarrier assignment and power allocation", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 36, no. 7, pp. 1441–1452, July 2018 (doi: 10.1109/JSAC.2018.2825559).
- [29] Y. Sun, D.W.K. Ng, J. Zhu, R. Schober, "Robust and secure resource allocation for full-duplex miso multicarrier NOMA systems", IEEE Trans. on Communications, vol. 66, no. 9, pp. 4119–4137, Sept. 2018 (doi: 10.1109/TCOMM.2018.2830325).
- [30] S. Han, X. Xu, X. Tao, P. Zhang, "Joint power and sub-channel allocation for secure transmission in Noma-based MMTC networks", IEEE Systems Journal, vol. 13, no. 3, Sept. 2019 (doi: 10.1109/JSYST.2018.2890-039).
- [31] A. Jeffrey, D. Zwillinger, "Table of integrals, series, and products", 7th Edition 2007, ISBN 9780122947575.

زیر نویس ها

1. Low latency
2. Sixth generation of cellular network (6G)
3. User mobility
4. Amplify-and-forward (AF)
5. Cooperative network
6. Artificial noise (AN)
7. Channel state information (CSI)
8. Optimal power controller
9. Fast fading
10. Colluding eavesdroppers
11. Single input single output (SISO)
12. Convex
13. Secrecy sum rate
14. Multiple input multiple output (MIMO)
15. Multiple input single output (MISO)
16. Physical layer security (PLS)
17. Massive MIMO
18. Jamming
19. Secrecy outage region (SOR)
20. Secrecy outage probability (SOP)
21. Fairness
22. Non-orthogonal multiple access (NOMA)
23. Successive interference cancellation (SIC)
24. Line of sight (LoS)
25. Closed form
26. Expected value
27. Complex gaussian noise
28. Selective combination (SC)
29. Lower bound
30. Probability density function (PDF)
31. SNR slope
32. Power offset
33. Phase shift matrix
34. Mesh adaptive direct search (MADS)
35. Orthogonal multiple access (OMA)