

تخصیص بهینه توان در سیستم رله انبوه آنتنی کاملاً دوطرفه متشکل از چند جفت فرستنده-گیرنده و در حضور شنودگر

اکرم باقری^۱، دانشجوی کارشناسی ارشد: محمدعلی محمدی^۲، دانشیار

۱- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - akram.bagheri.262@gmail.com

۲- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - m.a.mohammadi@sku.ac.ir

چکیده: در این مقاله، امنیت لایه فیزیکی یک شبکه مشارکتی متشکل از چند جفت گره منبع-مقصد را در حضور یک گره شنودگر بررسی می‌کنیم. ارتباط بین گره‌های فرستنده و گیرنده به‌طور همزمان و از طریق یک ایستگاه رله کاملاً دوطرفه مجهز به آرایه آنتنی عظیم برقرار می‌شود و شنودگر منفعل ارتباط بین یک جفت گره موجود در شبکه را استراق سمع می‌کند. فرض می‌کنیم رله از تکنیک‌های پردازش خطی اجبار به صفر، بیشینه نسبت ترکیب و بیشینه نسبت ارسال برای دریافت اطلاعات از گره‌های منبع و ارسال مجدد آن به گره‌های مقصد استفاده می‌کند. در بخش اول مقاله نرخ محرمانگی هر یک از این تکنیک‌های پردازش خطی را محاسبه می‌کنیم و نتایج را به‌فرم بسته و به‌صورت توابعی از پارامترهای سیستم، شامل تعداد جفت گره‌های موجود در سیستم، تعداد آنتن‌های گیرنده و فرستنده در ایستگاه رله و نیز ضرایب تخمین کانال استخراج می‌کنیم. در بخش دوم مقاله و با هدف بهبود امنیت سیستم، یک روش تخصیص توان بهینه در ایستگاه رله و بین گره‌های منبع آرایه می‌شود. مسئله فرموله شده یک مسئله پیچیده غیرمحدب می‌باشد که با تبدیل به یک مسئله برنامه‌ریزی هندسی حل می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که روش تخصیص توان آرایه شده می‌تواند نرخ محرمانگی سیستم را تا حد قابل قبولی بهبود دهد.

واژه‌های کلیدی: مخابرات دوطرفه، آرایه انبوه آنتنی، نرخ محرمانگی، نرخ قابل حصول، تخصیص بهینه توان.

Optimal Power Allocation in Multipair Full-duplex Relaying Massive MIMO Networks in Presence of Eavesdropper

Akram Bagheri¹, MSc student; Mohammadali. Mohammadi, Associate professor²

1- Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran, akram.bagheri.262@gmail.com

2- Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran, m.a.mohammadi@sku.ac.ir

Abstract: In this paper, we investigate the physical layer secrecy of a multipair cooperative network in presence of an eavesdropper. Simultaneous communication between the transmitter and receiver pairs is established through a massive antenna array equipped full-duplex relay station, while the passive eavesdropper overhears communication between one pair. We consider that the relay uses zero-forcing, maximum mixing ratio, and maximum transmission ratio linear processing techniques. In the first part of the paper, we study the secrecy rate of the adopted linear processing techniques. We derive closed-form expressions for the average secrecy rate as a functions of the system parameters, such as number of pairs, the number of relay's transmit and receive antennas, and the channel estimation coefficients. In the second part of the paper, in order to improve the system's secrecy, an optimal power allocation scheme is presented at the relay station and source nodes. The formulated problem is a complex non-convex problem that is solved by recasting as a geometric programming problem. The simulation results show that the proposed power allocation scheme significantly improves the system's secrecy rate.

Keywords: Full-duplex communication, massive antenna array, secrecy rate, achievable rate, optimal power allocation.

۱- معرفی

سیستم‌های آرایه آنتنی عظیم^۱ (mMIMO) که از ده‌ها و یا صدها آنتن برای سرویس‌دهی همزمان به چندین کاربر بهره می‌برند قادر هستند تا کلیه مزایای سیستم‌های چندآنتنی مرسوم پیشین را در ابعاد نسبتاً وسیع‌تری ارائه دهند [۱-۳]. این سیستم‌ها اثرات نویز، محوشوندگی^۲ کانال و تداخل را به طور چشمگیری کاهش داده و در نتیجه بهره‌وری طیفی شبکه را بهبود می‌بخشند. یک ویژگی بسیار مهم این سیستم‌ها، سادگی روش‌های پردازش سیگنال مورد نیاز در سیستم می‌باشد که منجر به کاهش مصرف توان تا حد بسیار زیادی می‌شود. از این رو انتظار می‌رود ترکیب این تکنولوژی با شبکه‌های رله مشارکتی^۳ منجر به بهبود بهره‌وری طیفی و انرژی در شبکه‌های مخابرات بی‌سیم آتی گردد [۴].

از سوی دیگر امروزه سیستم‌های رله کاملاً دوطرفه^۴ بدلیل قابلیت‌هایی که در بازیابی طیف از دست‌رفته ناشی از عملکرد کاملاً یکطرفه^۵ رله‌ها دارند، جایگاه ویژه‌ای در پژوهش‌های اخیر محققان یافته‌اند. رله‌های کاملاً دوطرفه داری قابلیت دریافت و ارسال همزمان اطلاعات می‌باشند و از این رو بهره‌وری طیفی را به‌صورت تئوریک تا دوبرابر به نسبت رله‌های کاملاً یکطرفه افزایش می‌دهند. البته هزینه این افزایش بهره‌وری ظهور خودتداخلی^۶ در این گره‌ها می‌باشد که در اثر نشست سیگنال از سمت فرستنده به سمت گیرنده است [۵]. پیشرفت‌های اخیر در زمینه حذف خودتداخلی با استفاده از روش‌های حوزی آنالوگ و دیجیتال [۶]، [۷] باعث شده که رادیوهای کاملاً دوطرفه به عنوان ساختارهای عملیاتی وارد عرصه مخابرات بی‌سیم شده و در بسیاری از شبکه‌های حاضر بکار گرفته شوند. اخیراً استفاده از سیستم‌های چندآنتنی که امکان طراحی روش‌های پیش‌کدکننده فضایی^۷ را ممکن می‌سازند، به عنوان یک راهکار عملیاتی حذف خودتداخلی مطرح شده است. در این روش، با بهره‌گیری از تکنیک‌های پرتودهی^۸، سیگنال خودتداخلی در فضای مکمل سیگنال‌های دریافتی تصویر می‌شود [۸] [۹]. در سیستم‌های انبوه آنتنی چون زیرفضای تحت پوشش خودتداخلی با زیرفضای تحت پوشش سیگنال‌های مطلوب متعامد می‌شود، تصویرسازی متعامد فضای کانال خودتداخلی با دقت بسیار خوبی صورت می‌گیرد و از این رو سیستم‌های انبوه آنتنی قابلیت بسیار خوبی در حذف خودتداخلی دارند [۴].

به دلیل ماهیت باز شبکه‌های مخابرات بی‌سیم امکان دسترسی گره‌های شبکه به اطلاعات یکدیگر و نیز استراق سمع اطلاعات کاربران شبکه وجود دارد. از این رو تامین و تضمین امنیت کاربران و نیز حفظ حریم خصوصی کاربران در این شبکه‌ها به یک چالش بسیار مهم تبدیل شده است [۱۰]. در حالت کلی گره‌های شنودگر^۹ موجود در شبکه بی‌سیم به دو دسته شنودگرهای منفعل و شنودگرهای فعال دسته‌بندی می‌شوند. شنودگرهای منفعل تنها به شنود اطلاعات بسنده می‌کنند، در حالی که شنودگرهای فعال علاوه

بر شنود، اطلاعات را دستکاری نیز می‌کنند و به این ترتیب گیرنده را منحرف و سردرگم می‌کنند. به منظور تامین امنیت در شبکه‌های بی‌سیم، علاوه بر روش‌های رمزنگاری سنتی، اخیراً امنیت لایه فیزیکی^{۱۰} نیز مطرح شده که از مشخصات فیزیکی کانال بی‌سیم برای محافظت از ارتباط بین کاربران در مقابل شنود استفاده می‌کند [۱۱]. از این رو بررسی و بهبود امنیت در ساختارهای مختلف شبکه‌های مخابرات بی‌سیم به یک موضوع مهم در تحقیقات اخیر تبدیل شده است. بهبود امنیت در شبکه‌های مشارکتی به روش‌های مختلفی صورت می‌گیرد. به‌عنوان مثال می‌توان از ارسال سیگنال‌های نویز دست‌ساز^{۱۱} [۱۲] یا سیگنال‌های پارازیتی^{۱۲} [۱۳] با هدف منحرف نمودن گره‌های شنودگر بهره گرفت. همچنین استفاده از روش‌های پرتودهی و تخصیص توان با هدف تضعیف سیگنال‌های ناشی به شنودگر، به‌عنوان راه‌کارهای عملیاتی مطرح و مورد ارزیابی قرار گرفته‌اند [۱۴].

۱-۱- مطالعات مرتبط

بررسی امنیت ارتباط در شبکه‌های رله مشارکتی از جایگاه ویژه‌ای برخوردار است و در سال‌های اخیر پژوهش‌های بسیاری در این زمینه صورت گرفته است [۱۶-۲۲]. در مقاله [۱۶] ایده استفاده از مشارکت در بهبود امنیت ارتباطات بی‌سیم در حضور یک یا چند گره شنودگر مطرح شده و مسئله تخصیص توان در گره منبع و رله بررسی شده است. در [۱۷] به کمک روش‌های پرتودهی مشارکتی و انتخاب کاربر و رله، امنیت ارسال اطلاعات در شبکه رله مشارکتی بهبود یافته است. در این مقاله ضمن محاسبه نرخ محرمانگی و نیز احتمال قطع امن^{۱۳} معیار جدیدی برای ارزیابی سطح امنیت در شبکه تحت عنوان بهره چندگانگی مشارکتی معرفی شده است. نویسندگان مقاله [۱۸] امنیت یک شبکه مشارکتی متشکل از یک جفت گره منبع-مقصد و یک رله مجهز به چند آنتن را در حضور یک گره شنودگر منفعل مورد بررسی قرار داده‌اند که رله از روش‌های پرتودهی جهت دریافت و ارسال اطلاعات با هدف بهبود امنیت استفاده می‌کند. در مقاله [۱۹]، یک شبکه مشارکتی با یک جفت گره منبع-مقصد و یک رله مجهز به آرایه آنتنی عظیم در نظر گرفته شده و عملکرد تکنیک‌های کدگشایی و ارسال^{۱۴} (DF) و تقویت و ارسال^{۱۵} (AF) در رله مقایسه شده است. بر اساس نتایج حاصل در [۱۹] طرح‌های تخصیص توان با هدف بهبود امنیت شبکه آرایه شده است. در [۲۰] با هدف افزایش امنیت در یک شبکه مشارکتی انبوه آنتنی طرح‌های تخصیص توان و تخصیص زمان ارسال به گره‌ها مطالعه شده است. در این مقاله فرض شده که اطلاعات حالت کانال^{۱۶} (CSI) مربوط به گره شنودگر منفعل موجود در شبکه در دسترس نیست و در ضمن CSI کانال‌های مجاز به‌طور ناقص در اختیار می‌باشد. مسئله بهینه‌سازی فرمول‌بندی شده در [۲۰] محدب نمی‌باشد و برای حل این مشکل در هر مرحله از حل مسئله با ثابت فرض کردن کلیه متغیرها بجز متغیر مورد بررسی این متغیر

ارسال اطلاعات هیچ‌گونه ارسالی ندارد. نتایج و تحلیل‌های مهمی را که در این مقاله انجام شده است، در سه دسته زیر خلاصه می‌نماییم:

- نرخ محرمانگی شبکه که به صورت تفاضل نرخ قابل حصول برای گره‌های شبکه و نرخ کانال شنودگر تعریف می‌شود را برای هر دو روش پردازش خطی محاسبه می‌کنیم. نتایج فرم بسته حاصل برای نرخ محرمانگی شبکه به صورت تابعی از پارامترهای سیستم نظیر تعداد آنتن‌های گیرنده و فرستنده رله، واریانس خطای تخمین کانال و نیز مشخصات آماری کانال‌ها به دست خواهد آمد.
 - بر اساس نتایج فرم بسته حاصل، یک روش تخصیص بهینه توان بین گره‌ها منبع و همچنین رله آرایه می‌کنیم. این مسئله با هدف بیشینه کردن نرخ محرمانگی جفت گره منبع-مقصد تحت شنود و با قید برآورده شدن یک نرخ حداقل برای سایر گره‌های شبکه فرمول‌بندی می‌شود. مسئله پیچیده غیر محدب حاصل به یک مسئله برنامه‌ریزی هندسی تبدیل و حل می‌شود.
 - نتایج بدست آمده در این مقاله نشان می‌دهد با کمک پردازش گر ZF بدلیل حذف تداخل بین کاربری، نرخ قابل حصول و همچنین نرخ محرمانگی در توان‌های ارسال بالا به طور چشم‌گیری نسبت به نرخ‌های حاصل از روش MRC/MRT بیشتر می‌باشد. البته تداخل به جامانده ناشی از خطای تخمین کانال در هر دو روش ZF و MRC/MRT منجر به اشباع شدن نرخ‌های محرمانگی در مقادیر بالای توان در شبکه خواهد شد.
- نمادها: از حروف انگلیسی بزرگ و کوچک با فونت توپر (bold) به ترتیب برای نشان دادن ماتریس و بردار استفاده می‌کنیم. بالانویس‌های $(\cdot)^H$ ، $(\cdot)^T$ و $(\cdot)^*$ به ترتیب برای نشان دادن هرمتین، برگردان^{۲۱} و مزدوج یک ماتریس یا بردار استفاده می‌شوند. از $tr(\cdot)$ برای نشان دادن رد^{۲۲} ماتریس استفاده می‌شود و عملگرهای $\|\cdot\|$ ، $E\{\cdot\}$ برای نشان دادن اندازه بردار و امید آماری متغیر تصادفی به کار می‌روند. از نماد $X \sim CN(0, \sigma^2)$ برای نشان دادن توزیع مختلط گوسی متقارن با واریانس σ^2 برای متغیر تصادفی X استفاده می‌کنیم.

۲- مدل سیستم

یک سیستم مخابرات مشارکتی شامل یک ایستگاه رله کاملاً دوطرفه و K جفت فرستند-گیرنده (S_k, D_k) مطابق شکل ۱ در نظر بگیرد. ایستگاه رله از پروتکل DF بهره می‌برد و مجهز به یک آرایه آنتن عظیم متشکل از N_{rx} آنتن گیرنده و N_{tx} آنتن فرستنده می‌باشد و وظیفه انتقال اطلاعات K گره منبع به K گره مقصد را بر عهده دارد [۴].

بهینه شده است. در [۲۱] بهبود امنیت در یک شبکه مشارکتی AF متشکل از گره‌های منبع، مقصد، رله و شنودگر بررسی شده که کلیه گره‌ها مجهز به چند آنتن می‌باشند و در ضمن موقعیت شنودگر در شبکه مشخص نمی‌باشد. در این مقاله گره‌های منبع و رله با ارسال نوبت دست‌ساز به بهبود امنیت ارسال اطلاعات در شبکه کمک می‌کنند. نویسندگان مقاله [۲۲] مسئله امنیت در یک شبکه مشارکتی تغذیه شده بی‌سیم را در حضور یک گره شنودگر منفعل مطالعه نموده‌اند که رله با تنظیم پارامترهای برداشت انرژی و همچنین گره مقصد با ارسال سیگنال‌های پارازیتهی امنیت ارسال اطلاعات در شبکه را بهبود می‌دهند.

فرض مشترک در کلیه مطالعات صورت گرفته پیشین در شبکه‌های مشارکتی [۲۲-۱۶]، وجود یک جفت گره منبع-مقصد در شبکه بوده و در ضمن گره رله نیز کاملاً یکطرفه در نظر گرفته شده است. استفاده از آرایه آنتنی عظیم در ایستگاه رله این امکان را فراهم می‌کند که بتوان به طور همزمان اطلاعات را بین چند جفت گره منبع-مقصد مبادله نمود و بهره‌وری طیفی شبکه را بهبود بخشید. در دو مقاله اخیر [۲۳ و ۲۴] مسئله بهبود امنیت اطلاعات در شبکه‌های مشارکتی چندکاربره مورد توجه قرار گرفته است. در مقاله [۲۳] نرخ محرمانگی در یک شبکه مشارکتی AF متشکل از چندجفت گره منبع-مقصد و یک گره شنودگر منفعل در محیط فیدینگ رایسین بررسی شده است. در مقاله [۲۴] شبکه تحت بررسی در مقاله [۲۳] با فرض گره شنودگر فعال مورد بررسی قرار گرفته و از روش‌های پرتودهی در ایستگاه رله و همچنین ارسال نوبت دست‌ساز برای کاهش قدرت دریافت شنودگر در شبکه استفاده شده است. گره رله در این مقاله کاملاً یکطرفه می‌باشد و از تکنیک‌های پردازش خطی، بیشینه نسبت ترکیب^{۱۷} (MRC) و نیز بیشینه نسبت ارسال^{۱۸} (MRT) استفاده می‌کند. لیکن همچنان در این دو مقاله نیز گره رله به صورت کاملاً یکطرفه عمل می‌کند و بنابراین از دو اسلات زمانی مجزا برای دریافت و ارسال اطلاعات بهره می‌گیرد.

۱-۲- نوآوری‌های مقاله

در این مقاله یک شبکه مشارکتی متشکل از چند جفت گره منبع-مقصد و یک گره رله کاملاً دوطرفه مجهز به آرایه آنتنی عظیم را در حضور یک گره شنودگر در نظر می‌گیریم. ایستگاه رله به کمک رشته‌های پیلوت دریافتی از گره‌های منبع و مقصد کانال‌های ورودی و خروجی را تخمین می‌زند. بر اساس تخمین کانال‌های به دست آمده و نیز با استفاده از اصل متقابل بودن کانال‌ها^{۱۹} در سیستم‌های mMIMO، رله از تکنیک‌های پردازش خطی اجبار به صفر^{۲۰} (ZF)، MRC و نیز MRT برای دریافت و ارسال مجدد اطلاعات استفاده می‌کند. فرض می‌کنیم گره شنودگر یک گره منفعل در شبکه می‌باشد که قصد استراق سمع ارتباط بین یکی از جفت گره‌های موجود در شبکه را دارد و در فاز تخمین کانال و

به منظور تخمین کانال‌های \mathbf{G}_{SR} و \mathbf{G}_{RD} ، تمامی گره‌های منبع و مقصد به طور هم‌زمان سیگنال‌های پیلوت نرمالیزه و متعامد را با دوره $\tau \geq 2K$ سنبل به ایستگاه رله ارسال می‌کنند. ماتریس‌های پیلوت دریافتی درآنتن‌های فرستنده و گیرنده ایستگاه رله به صورت زیر بیان می‌شود

$$\mathbf{Y}_p = \sqrt{\tau P_p} \sum_{k=1}^K \bar{\mathbf{g}}_{SR,k} \Phi_{S,k}^H + \sqrt{\tau P_p} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{RD,k} \Phi_{D,k}^H + \mathbf{N}_p \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_p = \sqrt{\tau P_p} \sum_{k=1}^K \bar{\mathbf{g}}_{SR,k} \Phi_{S,k}^H + \sqrt{\tau P_p} \sum_{k=1}^K \mathbf{g}_{RD,k} \Phi_{D,k}^H + \mathbf{N}_p \quad (2)$$

در این روابط $\bar{\mathbf{g}}_{SR,k}$ و $\mathbf{g}_{RD,k}$ به ترتیب ستون k ام از ماتریس‌های کانال \mathbf{G}_{SR} و \mathbf{G}_{RD} هستند. P_p توان ارسال هر سنبل پیلوت می‌باشد. ماتریس‌های \mathbf{N}_p و \mathbf{N}_p ماتریس‌های نویز سفید گوسی جمع‌شونده در آنتن‌های فرستنده و گیرنده ایستگاه رله هستند. $\Phi_S \in \mathbb{C}^{K \times \tau}$ و $\Phi_D \in \mathbb{C}^{\tau \times K}$ به ترتیب ماتریس پیلوت ارسال از گره‌های منبع و گره‌های مقصد به سمت ایستگاه رله هستند که در این شرایط صدق می‌کنند: $\Phi_S \Phi_D^H = \mathbf{0}$ و $\Phi_D \Phi_D^H = \mathbf{I}_K$ و $\Phi_S \Phi_S^H = \mathbf{I}_K$. فرض می‌کنیم که ایستگاه رله از روش تخمین MMSE برای تخمین کانال‌های \mathbf{G}_{RD} و \mathbf{G}_{SR} استفاده کند. بنابراین تخمین‌های کانال MMSE به صورت زیر بیان می‌شوند [4]

$$\hat{\mathbf{G}}_{SR} = \mathbf{G}_{SR} \tilde{\mathbf{D}}_{SR} + \frac{1}{\sqrt{\tau P_p}} \mathbf{N}_S \tilde{\mathbf{D}}_{SR} \quad (3)$$

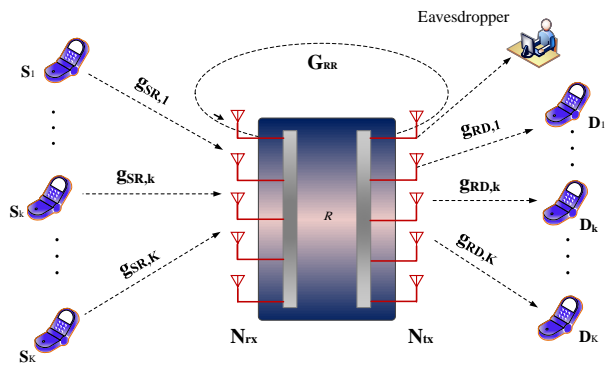
$$\hat{\mathbf{G}}_{RD} = \mathbf{G}_{RD} \tilde{\mathbf{D}}_{RD} + \frac{1}{\sqrt{\tau P_p}} \mathbf{N}_D \tilde{\mathbf{D}}_{RD} \quad (4)$$

که $\mathbf{N}_S \triangleq \mathbf{N}_p \Phi_S^H$ ، $\tilde{\mathbf{D}}_{RD} \triangleq \left(\frac{\mathbf{D}_{RD}^{-1}}{\tau P_p} + \mathbf{I}_K \right)^{-1}$ ، $\tilde{\mathbf{D}}_{SR} \triangleq \left(\frac{\mathbf{D}_{SR}^{-1}}{\tau P_p} + \mathbf{I}_K \right)^{-1}$ و \mathbf{G}_{RD} و \mathbf{G}_{SR} اگر ماتریس‌های خطای تخمین $\mathbf{N}_D \triangleq \mathbf{N}_p \Phi_D^H$ را به ترتیب با $\tilde{\mathbf{E}}_{SR}$ و $\tilde{\mathbf{E}}_{RD}$ نشان دهیم، ماتریس‌های کانال عبارت است از

$$\mathbf{G}_{RD} = \hat{\mathbf{G}}_{RD} + \tilde{\mathbf{E}}_{RD} \quad (5)$$

$$\mathbf{G}_{SR} = \hat{\mathbf{G}}_{SR} + \tilde{\mathbf{E}}_{SR} \quad (6)$$

از ویژگی تخمین کانال MMSE، این است که $\tilde{\mathbf{E}}_{SR}$ و $\hat{\mathbf{G}}_{SR}$ و همچنین $\tilde{\mathbf{E}}_{RD}$ و $\hat{\mathbf{G}}_{RD}$ مستقل می‌باشند. بنابراین، کلیه ردیف‌های دو ماتریس $\hat{\mathbf{G}}_{RD}$ و $\tilde{\mathbf{E}}_{RD}$ و همچنین کلیه ردیف‌های دو ماتریس $\hat{\mathbf{G}}_{SR}$ و $\tilde{\mathbf{E}}_{SR}$ متقابلاً مستقل هستند و به ترتیب دارای توزیع‌های گوسی به صورت $CN(0, \hat{\mathbf{D}}_{RD})$ و $CN(0, \hat{\mathbf{D}}_{SR} - \hat{\mathbf{D}}_{SR})$ و $CN(0, \hat{\mathbf{D}}_{SR})$ و $CN(0, \hat{\mathbf{D}}_{RD} - \hat{\mathbf{D}}_{RD})$ می‌باشند که $\hat{\mathbf{D}}_{RD}$ و $\hat{\mathbf{D}}_{SR}$ به ترتیب ماتریس‌های قطری می‌باشند و المان قطری k ام این دو ماتریس به ترتیب عبارتند از [4]



شکل 1: مدل سیستم رله کاملاً دوطرفه مشتمل از K جفت فرستنده-گیرنده و یک گره استراق سمع کننده

بدون از دست دادن کلیت مسئله فرض می‌کنیم یک گره شنودگر منفعل در شبکه حضور دارد که اطلاعات ارسال به یکی از گره‌های مقصد (به عنوان مثال گره D_k) را شنود می‌کند. کلیه گره‌های مبدأ و مقصد و همچنین گره شنودگر تنها مجهز به یک آنتن هستند. در این شبکه منابع در زمان و فرکانس یکسان بوده و K گره مبدأ S_k به‌طور هم‌زمان و در یک باند فرکانسی مشابه با K گره مقصد D_k ، از طریق ایستگاه رله ارتباط دارند. همچنین فرض می‌شود کلیه کانال‌های موجود در شبکه دارای فیدینگ رایلی هستند.

2-1- مدل ارسال سیگنال

در سیستم مورد بررسی فرض می‌شود که در هر بازه ارسال یک فاز تخمین کانال و یک فاز ارسال اطلاعات وجود دارد. در فاز تخمین کانال ایستگاه رله کانال‌های ورودی و خروجی خود را تخمین می‌زند. در فاز ارسال، ایستگاه رله با استفاده از تخمین به‌دست آمده در فاز قبلی، به تبادل اطلاعات بین گره‌های شبکه کمک می‌کند.

2-2- تخمین کانال

در این فاز، تخمین کانال بین گره‌های منبع و ایستگاه رله و همچنین تخمین کانال بین گره‌های مقصد و ایستگاه رله، در رله به‌دست می‌آید. ماتریس‌های کانال $\mathbf{G}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times K}$ و $\mathbf{G}_{SR} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times K}$ به ترتیب کانال بین K گره مبدأ و رله و کانال بین رله و K گره مقصد را نشان می‌دهد که اثرات فیدینگ مقیاس کوچک و مقیاس بزرگ را به صورت هم‌زمان مدل‌سازی می‌کنند. به‌طور دقیق‌تر \mathbf{G}_{RD} و \mathbf{G}_{SR} به صورت $\mathbf{G}_{RD} = \mathbf{H}_{RD} \mathbf{D}_{RD}^{\frac{1}{2}}$ و $\mathbf{G}_{SR} = \mathbf{H}_{SR} \mathbf{D}_{SR}^{\frac{1}{2}}$ بیان می‌شوند، که \mathbf{H}_{RD} و \mathbf{H}_{SR} ماتریس‌های فیدینگ مقیاس کوچک هستند و داریه‌های این دو ماتریس متغیرهای تصادفی مستقل با توزیع یکنواخت $CN(0, 1)$ می‌باشند. همچنین \mathbf{D}_{RD} و \mathbf{D}_{SR} ماتریس‌های قطری می‌باشند که اثرات فیدینگ مقیاس بزرگ را مدل می‌کنند و المان‌های قطری این دو ماتریس به ترتیب با $\beta_{RD,k}$ و $\beta_{SR,k}$ مشخص می‌شوند.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k [i] &= \mathbf{w}_k^T \mathbf{y}_R [i] \\ &= \sqrt{P_{S,k}} \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k} \mathbf{x}_k [i] \\ &\quad + \sum_{j \neq k}^K \sqrt{P_{S,j}} \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j} \mathbf{x}_j [i] \\ &\quad + \sqrt{P_R} \mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{s}[i] + \mathbf{w}_k^T \mathbf{n}_R [i] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\sigma_{SR,k}^2 = \frac{\tau P_P \beta_{SR,k}^2}{\tau P_P \beta_{SR,k} + 1} \quad (7)$$

$$\sigma_{RD,k}^2 = \frac{\tau P_P \beta_{RD,k}^2}{\tau P_P \beta_{RD,k} + 1} \quad (8)$$

۳-۲- انتقال اطلاعات

که در این رابطه $\mathbf{g}_{SR,k}$ و \mathbf{w}_k به ترتیب k امین ستون از ماتریس کانال \mathbf{G}_{SR} و ماتریس آشکارساز خطی \mathbf{W} می‌باشند. پس از آشکارسازی سیگنال‌های دریافتی از K گره منبع، ایستگاه رله از ماتریس پیش‌کدگذاری خطی $\mathbf{A} \in C^{N_k \times K}$ برای پردازش و ارسال این سیگنال‌ها به تمامی گره‌های مقصد استفاده می‌کند. بردار ارسالی رله

$$\begin{aligned} \mathbf{s}[i] &= \mathbf{A} \mathbf{x}[i-d] \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{\mu_k} \mathbf{a}_k \mathbf{x}_k [i-d] \end{aligned} \quad (12)$$

می‌باشد که d بیانگر تاخیر ناشی از پردازش گره کاملاً دوطرفه می‌باشد، \mathbf{a}_k بردار پیش‌کدکننده متناظر با k امین گره منبع یا به عبارتی k امین ستون از ماتریس \mathbf{A} می‌باشد و μ_k ضریب کنترل توان در ایستگاه رله می‌باشد که سهم توان تخصیص یافته به گره مقصد k ام در ایستگاه رله را مشخص می‌کند. مقادیر ضرایب تخصیص توان به کمک روش تخصیص توان پیشنهادی در ادامه تعیین خواهند شد. سیگنال دریافتی در گره مقصد k ام یا D_k عبارتست از

$$\begin{aligned} y_{D,k} [i] &= \sqrt{P_R} \mu_k \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \mathbf{x}_k [i-d] \\ &\quad + \sum_{j \neq k}^K \sqrt{P_R} \mu_j \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j \mathbf{x}_j [i-d] + n_{D,k} [i] \end{aligned} \quad (13)$$

که جمله دوم در رابطه (۱۳) تداخل بین کاربری ناشی از سیگنال ارسالی به سایر کاربران در گره گیرنده k ام می‌باشد و $n_{D,k} [i]$ نیز k امین المان از $\mathbf{n}_D [i]$ است.

همان‌طور که اشاره شد یک گره شنودگر در شبکه اطلاعات ارسالی برای گره‌های مقصد را استراق سمع می‌کند. سیگنال دریافتی در گره شنودگر عبارتست از،

$$\begin{aligned} y_E [i] &= \sqrt{P_R} \mathbf{g}_E^T \mathbf{s}[i] + n_E [i] \\ &= \sum_{k=1}^K \sqrt{P_R} \mu_k \mathbf{g}_E^T \mathbf{a}_k \mathbf{x}_k [i-d] + n_E [i] \end{aligned} \quad (14)$$

که \mathbf{g}_E بردار کانال بین ایستگاه رله و گره شنودگر می‌باشد. با بررسی روابط (۱۱) و (۱۳) مشخص می‌شود که به دلیل ارسال هم‌زمان سیگنال‌های کلیه کاربران، سیگنال ارسالی هر کاربر بر روی کاربرهای دیگر تداخل ایجاد می‌کند. در واقع سیگنال ارسالی یک جفت از کاربران به

پس از آن‌که در فاز تخمین کانال اطلاعات مربوط به حالات کانال در ایستگاه رله به‌دست آمد نوبت به فاز ارسال اطلاعات می‌رسد. سیگنال‌های ارسالی از گره‌های منبع در لحظه i را به فرم بردار میانگین توان‌های ارسال از هر گره منبع و ایستگاه رله را به ترتیب با P_S و P_R نمایش می‌دهیم. سیگنال دریافتی در ایستگاه رله و در K گره مقصد را می‌توان به فرم زیر نوشت

$$\mathbf{y}_R [i] = \sqrt{P_S} \mathbf{G}_{SR} \mathbf{x}[i] + \sqrt{P_R} \mathbf{G}_{RR} \mathbf{s}[i] + \mathbf{n}_R [i] \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_D [i] = \sqrt{P_R} \mathbf{G}_{RD}^T \mathbf{s}[i] + \mathbf{n}_D [i] \quad (10)$$

که $\mathbf{G}_{RR} \in C^{N_k \times N_k}$ ماتریس کانال خودتداخلی در رله می‌باشد. باید به این نکته اشاره نمود که با استفاده از روش‌های آنالوگ و دیجیتال حذف خودتداخلی، اثر کانال تداخل حلقه را می‌توان تا حد زیادی کاهش داد هرچند که حذف کامل این کانال به دلیل اثرات غیرخطی مدارهای فرستنده و گیرنده ممکن نیست [۷]. در واقع ماتریس \mathbf{G}_{RR} معرف کانال تداخل به جای مانده پس از حذف خودتداخلی می‌باشد. کانال تداخل حلقه را در اکثر مقالات با فیدینگ رایلی مدل می‌کنند و در نتیجه درایه‌هایی ماتریس \mathbf{G}_{RR} به صورت متغیرهای تصادفی مستقل و یکنواخت با توزیع $CN(0, \sigma_{LI}^2)$ مدل می‌شوند، که σ_{LI}^2 سطح تداخل حلقه را نشان می‌دهد [۸]. هم‌چنین $\mathbf{s}[i]$ سیگنال ارسالی رله می‌باشد که در ادامه به‌طور کامل بررسی خواهد شد. $\mathbf{n}_R [i]$ و $\mathbf{n}_D [i]$ به ترتیب بردارهای نویز سفید گوسی جمع شونده در ایستگاه رله و K مقصد هستند.

در این فاز کلیه گره‌های منبع، اطلاعات خود را برای ایستگاه رله ارسال می‌کنند و رله به‌طور هم‌زمان سیگنال $\mathbf{s}[i]$ را برای K گره مقصد ارسال می‌کند. رله از تکنیک‌های ترکیب خطی برای آشکارسازی سیگنال دریافتی $\mathbf{y}_R [i]$ بهره می‌گیرد. به این ترتیب پس از اعمال گیرنده خطی در ایستگاه رله به سیگنال دریافتی، سیگنال رله $\mathbf{r}[i]$ ، یعنی سیگنال دریافتی متناظر با سیگنال ارسالی از گره منبع k ام را می‌توان به فرم زیر بیان کرد

ارسال سیگنال‌ها به سمت K گره مقصد بهره می‌گیرد. ماتریس‌های گیرنده MRC و پیش‌کدگذاری MRT به ترتیب عبارتند از [۲۱]

$$\mathbf{W}^T = \mathbf{W}_{MRT}^T \triangleq \hat{\mathbf{G}}_{SR}^H \quad (18)$$

$$\mathbf{A}_{MRT} = \alpha_{MRT} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^* \quad (19)$$

که ضریب α_{MRT} ضریب نرمالیزاسیون توان ارسالی در ایستگاه رله می‌باشد و از آن رابطه زیر محاسبه می‌شود [۲۱]

$$\alpha_{MRT} = \frac{1}{\sqrt{\mathbb{E}\{\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{SR}^H \hat{\mathbf{G}}_{SR})\}}} = \frac{1}{\sqrt{N_{tx} \sum_{k=1}^K \mu_k \sigma_{RD,k}^2}} \quad (20)$$

باید به این نکته اشاره نمود که در سیستم مورد بررسی علاوه بر تداخل‌های بین جفتی که مورد بررسی قرار گرفت ایستگاه رله بدلیل کاملاً دوطرفه بودن تحت تاثیر خودتداخلی نیز قرار دارد. برای حذف خودتداخلی می‌توان از آرایه آنتنی عظیم ایستگاه رله بهره برد و خودتداخلی به جامانده را با استفاده از روش‌های پرتودهی خطی مطرح شده تا حد بسیار زیادی حذف نمود [۴]. در واقع کانال خود تداخلی را می‌توان با تصویر نمودن کانال خودتداخلی بر روی فضای متعامد مکمل حذف نمود. با این حال، ممکن است تصویرسازی متعامد به سیگنال مطلوب آسیب برساند. اما زمانی که N_{tx} بزرگ باشد، زیرفضای تحت پوشش کانال خودتداخلی با زیرفضای تحت پوشش سیگنال‌های مطلوب متعامد خواهد بود و به این ترتیب تصویرسازی متعامد فضای کانال خودتداخلی با دقت بسیار خوبی صورت می‌گیرد. بنابراین، گیرنده ZF یا MRC می‌توانند به عنوان یک طرح نرمالیزه متعامد با تداخل حلقه عمل کنند. در نتیجه، تداخل حلقه می‌تواند با استفاده از N_{tx} بزرگ و گیرنده ZF یا MRC به میزان قابل توجهی کاهش یابد [۴].

۳- محاسبه نرخ محرمانگی

در این بخش به محاسبه نرخ محرمانگی سیستم می‌پردازیم. نرخ محرمانگی اختلاف بین نرخ قابل حصول در گره مجاز شبکه و نرخ قابل حصول در گره شنودگر از طریق کانال شنود می‌باشد. نرخ محرمانگی برای جفت کاربر k از رابطه زیر به دست می‌آید [۱۶]

$$R_{S,k} = \left[\min(R_{SR,k}, R_{RD,k}) - R_E \right]^+ \quad (21)$$

که در این رابطه R_E نرخ قابل حصول برای گره شنودگر می‌باشد. همچنین نرخ بین جفت گره k در شبکه مشارکتی DF به فرم $\min(R_{SR,k}, R_{RD,k})$ بیان می‌شود که $R_{SR,k}$ و $R_{RD,k}$ به ترتیب نرخ‌های قابل حصول برای لینک‌های ارسال $S_k \rightarrow R$ و $R \rightarrow D_k$

منزله سیگنال تداخلی برای سایر جفت‌ها خواهد بود. این اثر تداخل اصطلاحاً تداخل بین جفتی^{۲۳} نامیده می‌شود. به طور دقیق‌تر در ارسال اطلاعات از گره منبع S_k به ایستگاه رله، تداخل بین جفتی در رله با $\sum_{j \neq k}^K \sqrt{P_{S,j}} \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j} \mathbf{x}_j [i]$ مشخص می‌شود، در حالی که برای ارسال از ایستگاه رله به گره مقصد D_k ، تداخل بین جفتی دریافتی در D_k برابر است با $\sum_{j \neq k}^K \sqrt{P_R \mu_j} \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j \mathbf{x}_j [i-d]$. برای کاهش اثر تداخل‌های بین جفتی، در سیستم‌های آنتنی از پردازش‌گر خطی ZF استفاده می‌شود تا بتوان نسبت سیگنال به نویز را افزایش داد. ذکر این نکته ضروری است که پردازش‌گر خطی ZF در حضور خطای تخمین کانال تداخل بین کاربران را بطور کامل حذف نمی‌کند و تداخل به جامانده ناشی از خطای تخمین کانال باعث اشباع شدن نرخ در مقادیر بالای سیگنال به نویز خواهد شد. در ادامه به معرفی بردارهای پردازش خطی مورد استفاده در سیستم می‌پردازیم.

فرض می‌کنیم که $N_{tx} > K$ ، N_{rx} باشند. ماتریس‌های گیرنده خطی ZF و پیش‌کدگذاری خطی ZF به ترتیب عبارتند از [۲۱].

$$\mathbf{W}^T = \mathbf{W}_{ZF}^T \triangleq \left(\hat{\mathbf{G}}_{SR}^H \hat{\mathbf{G}}_{SR} \right)^{-1} \hat{\mathbf{G}}_{SR}^H \quad (15)$$

$$\mathbf{A}_{ZF} = \alpha_{ZF} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^* \left(\hat{\mathbf{G}}_{RD}^T \hat{\mathbf{G}}_{RD} \right)^{-1} \quad (16)$$

که در این رابطه α_{ZF} ضریب نرمالیزاسیون توان ارسالی در ایستگاه رله می‌باشد و طوری اختیار می‌شود که $\mathbb{E}\{\|\mathbf{s}[i]\|^2\} = 1$. بنابراین α_{ZF} از رابطه زیر حاصل می‌شود [۲۱]

$$\alpha_{ZF} = \frac{1}{\sqrt{\mathbb{E}\{\text{tr}(\hat{\mathbf{G}}_{RD}^T \hat{\mathbf{G}}_{RD}^*)^{-1}\}}} = \frac{1}{\sqrt{\sum_{k=1}^K \mu_k \sigma_{RD,k}^{-2}}} \quad (17)$$

در طراحی پردازشگر ZF از اثر نویز صرفه‌نظر می‌شود. از این رو زمانی که نرخ سیگنال به نویز پایین است، ZF پاسخ مناسبی نخواهد داشت [۲۱]. در این شرایط از پردازشگر خطی MRC/MRT استفاده می‌شود که ایده طراحی این پردازشگر بیشینه کردن سیگنال به نویز گیرنده با صرفه‌نظر کردن از اثر تداخل بین جفتی است. بنابراین، پردازشگر MRC/MRT عملکرد قابل قبولی در سیگنال به نویزهای پایین دارد هر چند در سیگنال به نویزهای بالا عملکرد مناسبی ندارد. به این ترتیب ایستگاه رله، از پردازشگر MRC برای آشکارسازی سیگنال فرستاده شده از K گره منبع استفاده می‌کند. سپس از MRT برای

مستقل با واریانس یکسان می‌باشد [۲۳]. SINR دریافتی در گیرنده مورد نظر عبارت است از

$$\gamma_{RD,k} = \frac{P_R \mu_k \left| E \left\{ \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right\} \right|^2}{P_R \mu_k \text{var} \left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right) + P_R \sum_{j \neq k}^K \mu_j E \left\{ \left| \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j \right|^2 \right\} + 1} \quad (25)$$

نرخ قابل حصول برای لینک $R \rightarrow D_k$ برابر است با

$$R_{RD,k} = \log_2 \left(1 + \frac{P_R \mu_k \left| E \left\{ \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right\} \right|^2}{P_R \mu_k \text{var} \left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right) + P_R \sum_{j \neq k}^K \mu_j E \left\{ \left| \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j \right|^2 \right\} + 1} \right) \quad (26)$$

در ادامه نرخ قابل حصول برای لینک‌های ارسال $S_k \rightarrow R$ و $R \rightarrow D_k$ با استفاده از پردازشگرهای خطی ZF و MRC/MRT بیان می‌شوند.

قضیه ۱: نرخ قابل حصول برای لینک‌های ارسال $S_k \rightarrow R$ و $R \rightarrow D_k$ با استفاده از پردازشگر خطی ZF برابر است با

$$R_{SR,k}^{ZF} = \log_2 \left(1 + \frac{P_S (\beta_{SR,k} - \sigma_{SR,k}^2)}{P_S \sum_{j=1}^K (\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2) + P_R \mu_k \sigma_{LI}^2 \left(1 - \frac{K}{N_{rx}} \right) + 1} \right)$$

$$R_{RD,k}^{ZF} = \log_2 \left(1 + \frac{N_{rx} - K}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^2} \frac{P_R \mu_k}{P_R (\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2) + 1} \right) \quad (27)$$

اثبات: به پیوست ۷-۱ مراجعه شود.

قضیه ۲: نرخ قابل حصول برای لینک ارسال $S_k \rightarrow R$ و $R \rightarrow D_k$ با استفاده از پردازشگر خطی MRC/MRT برابر است با

$$R_{SR,k}^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{P_S (\sigma_{SR,k}^2 N_{rx} + \beta_{SR,k})}{P_S \sum_{j=1}^K \beta_{SR,j} + P_R \mu_k \sigma_{LI}^2 + 1} \right)$$

$$R_{RD,k}^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_{RD,k}^4}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^2} \frac{P_R \mu_k N_{rx}}{P_R \beta_{RD,k} + 1} \right) \quad (28)$$

اثبات: به پیوست ۷-۲ مراجعه شود.

۳-۲- محاسبه نرخ گره شنودگر

برای محاسبه نرخ شنودگر، معمولاً بهترین حالت ممکن از دید شنودگر در نظر گرفته می‌شود. برای این منظور فرض می‌شود که شنودگر قادر

می‌باشد. در ادامه به محاسبه نرخ‌های مورد نیاز در رابطه (۲۱) می‌پردازیم.

۳-۱- محاسبه نرخ جفت کاربر

همان‌طور که در فاز تخمین کانال بررسی شد، گره رله با استفاده از رشته های پیلوت ارسالی از سوی گره‌های منبع و مقصد می‌تواند تخمین کانال های ورودی و خروجی را به دست آورد. بنابراین با توجه به این که رله اطلاعات حالت کانال را برای لینک $R \rightarrow S_k$ در اختیار دارد، سیگنال به نویز به علاوه تداخل^{۲۴} (SINR) دریافتی در رله و از گره منبع k ام با استفاده از رابطه (۱۱) برابر است با

$$\gamma_{SR,k} = \frac{P_S \left| \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k} \right|^2}{P_S \sum_{j \neq k}^K \left| \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j} \right|^2 + P_R \mu_k \left\| \mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A} \right\|^2 + \left\| \mathbf{w}_k \right\|^2} \quad (22)$$

به این ترتیب نرخ قابل حصول برای لینک $S_k \rightarrow R$ عبارت است از

$$R_{SR,k} = E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P_S \left| \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k} \right|^2}{P_S \sum_{j \neq k}^K \left| \mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j} \right|^2 + P_R \mu_k \left\| \mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A} \right\|^2 + \left\| \mathbf{w}_k \right\|^2} \right) \right\} \quad (23)$$

برای محاسبه نرخ مربوط به لینک $R \rightarrow D_k$ اما باید دقت داشت که گره‌های گیرنده تنها به مشخصات آماری کانال‌های مابین ایستگاه رله و خود دسترسی دارند، چراکه در فاز تخمین کانال رله هیچ رشته پیلوتی برای گره‌های گیرنده ارسال نمی‌کند و از این‌رو این گره‌ها قابلیت تخمین کانال دریافتی خود را ندارند. به این ترتیب گره گیرنده k ام تنها $E \left\{ \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right\}$ را در اختیار خواهد داشت. از این‌رو مشابه کارهای صورت گرفته پیشین [۲۲] [۴]، از روش موسوم به بدترین حالت گوسی^{۲۵} برای محاسبه نرخ لینک $R \rightarrow D_k$ استفاده می‌کنیم. برای این منظور سیگنال دریافتی در گیرنده k ام که در رابطه (۱۳) به دست آمده را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم

$$y_{D,k}[i] = \sqrt{P_R \mu_k} E \left\{ \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right\} \mathbf{x}_k [i-d] + \sqrt{P_R \mu_k} \left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k - E \left\{ \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k \right\} \right) \mathbf{x}_k [i-d] + \sum_{j \neq k}^K \sqrt{P_R \mu_j} \mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j \mathbf{x}_j [i-d] + n_{D,k} [i] \quad (24)$$

در رابطه (۲۴) جمله اول سیگنال مطلوب برای گیرنده و سایر جملات به عنوان نویز موثر جمع شونده می‌باشند. به راحتی می‌توان نشان داد که سیگنال مطلوب و نویز موثر کاملاً ناهمبسته هستند. بنابراین با استفاده از این واقعیت که نویز ناهمبسته جمع شونده، معادل نویز گوسی

به روش مشابه می‌توان نرخ شنودگر را برای حالتی که از پردازشگر MRC/MRT در رله استفاده شده باشد محاسبه نمود.

۴- تخصیص بهینه توان

در این بخش تخصیص توان بین گره‌های منبع و نیز گره رله را برای بهبود نرخ محرمانگی شبکه بررسی می‌کنیم. بدون از دست دادن کلیت، مسئله تخصیص توان را برای حالتی که ایستگاه رله از پردازشگر خطی ZF استفاده کند طرح می‌کنیم. به سادگی می‌توان نتایج را به حالتی که از پردازشگر خطی MRC/MRT در ایستگاه رله استفاده شود، تعمیم داد. در ضمن برای سادگی نوشتار مسئله فرض می‌کنیم شنودگر ارتباط بین جفت گره اول شبکه را شنود می‌کند.

با توجه به ضرایب تخصیص توان μ_j که در گره رله برای ارسال رشته اطلاعات کاربران مختلف در نظر گرفته شد، مسئله بهینه‌سازی را با هدف بیشینه نمودن نرخ محرمانه زوج کاربر اولی مشروط به برآورده شدن کمینه نرخ معین $R_{k,th}$ برای سایر کاربران شبکه و با در نظر گرفتن قید توان گره‌های منبع موجود بفرم زیر تعریف می‌کنیم

$$\begin{aligned} \max_{P_{S,k}, \mu_k} \quad & R_{S,1} \\ \text{s.t.} \quad & R_k \geq R_{k,th}, \quad k = 2, \dots, K \\ & P_{S,k} \leq P_{S,k}^{th}, \quad k = 1, \dots, K \\ & \sum_{k=1}^K \mu_k = 1 \end{aligned} \quad (33)$$

که $P_{S,k}^{th}$ بیشینه توان تخصیص یافته به ارسال رشته زوج کاربر k ام در گره منبع می‌باشد. با جایگذاری نرخ محرمانه سیستم از رابطه (۲۱) و نیز با استفاده از تعریف نرخ قابل حصول زوج کاربر k ام در مسئله بهینه‌سازی (۳۳) داریم

$$\begin{aligned} \max_{P_{S,k}, \mu_k} \quad & \left[\min(R_{SR,1}, R_{RD,1}) - R_E \right]^+ \\ \text{s.t.} \quad & \min(R_{SR,k}, R_{RD,k}) \geq R_{k,th}, \quad k = 2, \dots, K \\ & P_{S,k} \leq P_{S,k}^{th}, \quad k = 1, \dots, K \\ & \sum_{k=1}^K \mu_k = 1 \end{aligned} \quad (34)$$

دقت کنید در رابطه (۳۴) قید اول مربوط به تضمین نرخ حداقل برای هر جفت کاربر می‌باشد، قید دوم بیانگر محدودیت ارسال توان در هر یک از گره‌های منبع می‌باشد و قید سوم نیز ضرایب تخصیص توان بین رشته‌های ازسالی از گره رله برای گره‌های مقصد را کنترل می‌کند. قید اول مسئله در فرم فعلی پیچیده می‌باشد. با توجه به این نکته که بزرگ تر شدن مقدار کمینه دو متغیر از یک مقدار معین معادل بزرگ‌تر بودن هر یک از این متغیرها از آن مقدار معین می‌باشد قید اول مسئله بهینه سازی (۳۴) را می‌توان به صورت دو قید بازنویسی نمود. بنابراین با کمک

است تا به اطلاعات حالت کانال خود دسترسی داشته باشد و در ضمن می‌تواند تداخل‌های بین‌کاربری دریافتی را نیز به طور کامل حذف نماید [۲۹] [۳۰]. با این فرض یک کران بالا برای اطلاعات شنود شده توسط گره شنودگر به دست خواهد آمد. کران بالای به دست آمده از این جهت دارای اهمیت است که در طراحی روش‌های مقابله با شنود، می‌توان سیستم را طوری طراحی نمود که امنیت سیستم برای بدترین شرایط شنود تضمین شود. البته در برخی از مراجع مانند [۳۰]، فرض می‌شود که گره شنودگر تنها اطلاعات کانال مربوط به خود را دارد ولی قابلیت حذف تداخل بین‌کاربری را ندارد. با این فرض SINR در گره شنودگر بر اساس رابطه (۱۴) به فرم زیر به دست می‌آید [۲۶]

$$\gamma_E = \frac{P_R \mu_k E \left\{ \left| \mathbf{g}_E^T \mathbf{a}_k \right|^2 \right\}}{P_R \sum_{j \neq k}^K \mu_j E \left\{ \left| \mathbf{g}_E^T \mathbf{a}_j \right|^2 \right\} + 1} \quad (29)$$

در ادامه برای دو روش پردازش خطی ZF و MRC/MRT نرخ شنودگر را محاسبه می‌کنیم.

قضیه ۳: برای حالتی که شنودگر CSI کانال شنود خود را به طور کامل در اختیار دارد و از پردازشگر خطی ZF در گره رله استفاده شده باشد، نرخ قابل حصول در گره شنودگر به فرم زیر به دست می‌آید

$$R_E^{ZF} = \log_2 \left(1 + \frac{\mu_k \sigma_{RD,k}^{-2} P_R \beta_{RE}}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} P_R \beta_{RE} + 1} \right) \quad (30)$$

همچنین اگر رله از پردازشگر خطی MRC/MRT استفاده کند، نرخ قابل حصول در گره شنودگر به فرم زیر خواهد بود.

$$R_E^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{\mu_k \sigma_{RD,j}^2 P_R \beta_{RE}}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^2 P_R \beta_{RE} + 1} \right) \quad (31)$$

اثبات: روش اثبات مشابه اثبات قضیه ۱ می‌باشد و از این‌رو در این بخش اثبات قضیه به اختصار بیان می‌شود. برای محاسبه نرخ شنودگر با توجه به (۲۹) دو عبارت $E \left\{ \left| \mathbf{g}_E^T \mathbf{a}_k \right|^2 \right\}$ و $E \left\{ \left| \mathbf{g}_E^T \mathbf{a}_j \right|^2 \right\}$ را باید محاسبه نمود. با در نظر گرفتن پردازشگر خطی ZF و همچنین با توجه به ناهمبسته بودن \mathbf{a}_k و \mathbf{g}_E^T ، با دنبال نمودن روشی که برای محاسبه (۲۸) ارائه شد، خواهیم داشت

$$E \left\{ \left| \mathbf{g}_E^T \mathbf{a}_j \right|^2 \right\} = \frac{\beta_{RE}}{\sigma_{RD,j}^2 (N_{rx} - K)} \alpha_{ZF}^2 \quad (32)$$

و به این ترتیب به سادگی می‌توان به رابطه (۳۰) دست یافت.

مسئله حاصل همچنان یک مسئله غیر محدب است، اما با توجه به مثبت بودن متغیر کمکی t قید اول مسئله را می توان به صورت زیر نوشت

$$R_{SR,1} - R_E \geq t, \quad R_{RD,1} - R_E \geq t \quad (37)$$

در این مرحله با جایگذاری رابطه (۳۷) در مسئله بهینه سازی (۳۶) و همچنین با استفاده از نتایج به دست آمده برای نرخ های قابل حصول در رابطه (۲۷) و همچنین نرخ گره شنودگر در رابطه (۳۰) در روابط حاصل، به مسئله زیر خواهیم رسید

$$\begin{aligned} \max_{P_{S,k}, \mu_k, t \geq 0} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & 1 + \frac{P_{S,1}(\beta_{SR,k} - \sigma_{SR,k}^2)}{P_{S,1} \sum_{j=1}^K (\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2) + P_R \mu_k \sigma_{LI}^2 \left(1 - \frac{K}{N_{tx}}\right) + 1} \geq \\ & 2^t \left(1 + \frac{\mu_k \sigma_{RD,k}^{-2} \frac{P_R \beta_{RE}}{P_R \beta_{RE} + 1}}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} \frac{P_R \beta_{RE}}{P_R \beta_{RE} + 1}} \right) \\ & 1 + \frac{N_{tx} - K}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} \frac{P_R (\beta_{RD,1} - \sigma_{RD,1}^2) + 1}} \geq \\ & 2^t \left(1 + \frac{\mu_k \sigma_{RD,k}^{-2} \frac{P_R \beta_{RE}}{P_R \beta_{RE} + 1}}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} \frac{P_R \beta_{RE}}{P_R \beta_{RE} + 1}} \right) \\ & \frac{P_{S,k}(\beta_{SR,k} - \sigma_{SR,k}^2)}{P_{S,k} \sum_{j=1}^K (\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2) + P_R \mu_k \sigma_{LI}^2 \left(1 - \frac{K}{N_{tx}}\right) + 1} \geq \theta_{k,th}, \\ & \frac{N_{tx} - K}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} \frac{P_R (\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2) + 1}} \geq \theta_{k,th}, \\ & P_{S,k} \leq P_{S,k}^{th}, \quad k = 1, \dots, K \\ & \sum_{k=1}^K \mu_k = 1 \end{aligned} \quad (37)$$

در مسئله بهینه سازی حاصل کلیه قیود و تابع هدف مسئله بفرم توابع posynomial یا monomial می باشند. بنابراین مسئله حاصل یک مسئله استاندارد GP می باشد و بنابراین ضرایب تخصیص توان در رله و همچنین توان ارسالی گر های منبع را می توان با استفاده از ابزار CVX به دست آورد. باید دقت داشت که مسئله GP به کمک یک تغییر متغیر ساده به مسئله محدب تبدیل می شوند و از این رو به سادگی می توان اثبات نمود که پاسخ بهینه حاصل برای مسئله (۳۷) یک پاسخ بهینه سراسری می باشد.

در فاز تخصیص بهینه توان نیز همان طور که از روابط حاصل برای نرخ محرمانگی قابل حصول سیستم مشاهده می شود تنها مشخصات آماری کانال ها در تعیین ضرایب بهینه تخصیص توان استفاده می شود. در سیستم تحت بررسی فرض می کنیم ضرایب تخصیص توان در گره

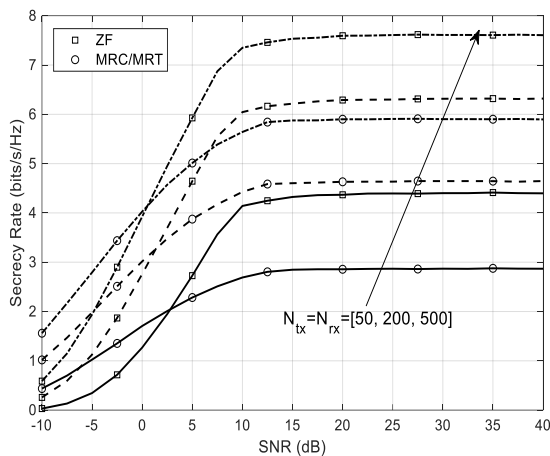
نتایج به دست آمده در قضیه ۱، مسئله بهینه سازی (۳۴) به صورت زیر بیان می شود

$$\begin{aligned} \max_{P_{S,k}, \mu_k} \quad & \left[\min(R_{SR,1}, R_{RD,1}) - R_E \right]^+ \\ \text{s.t.} \quad & \frac{P_{S,k}(\beta_{SR,k} - \sigma_{SR,k}^2)}{P_{S,k} \sum_{j=1}^K (\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2) + P_R \mu_k \sigma_{LI}^2 \left(1 - \frac{K}{N_{tx}}\right) + 1} \geq \theta_{k,th}, \\ & k = 2, \dots, K \\ & \frac{N_{tx} - K}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} \frac{P_R (\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2) + 1}} \geq \theta_{k,th}, \\ & k = 2, \dots, K \\ & P_{S,k} \leq P_{S,k}^{th}, \quad k = 1, \dots, K \\ & \sum_{k=1}^K \mu_k = 1 \end{aligned} \quad (35)$$

که $\theta_{k,th} = 2^{R_{k,th}} - 1$ واضح است که قیود مسئله (۳۵) توابع posynomial هستند و چنانچه تابع هدف مسئله نیز به صورت یک تابع posynomial یا monomial باشد مسئله (۳۵) به فرم یک مسئله بهینه سازی از نوع برنامه ریزی هندسی 26 (GP) خواهد بود که به کمک ابزار متداول برای حل این مسائل نظیر CVX قابل حل خواهد بود [۳۸]. مسایل بهینه سازی GP در حالت کلی محدب نمی باشند ولی به راحتی و به کمک تغییر متغیر به مسایل محدب تبدیل می شوند. البته تابع هدف مسئله (۳۵) به هیچ یک از دو فرم posynomial یا monomial نیست و از این رو مسئله (۳۵) یک مسئله غیر محدب است. برای تبدیل مسئله بهینه سازی به یک مسئله محدب ابتدا با تعریف متغیر کمکی و مثبت t مسئله (۳۵) را می توان به فرم زیر بازنویسی نمود.

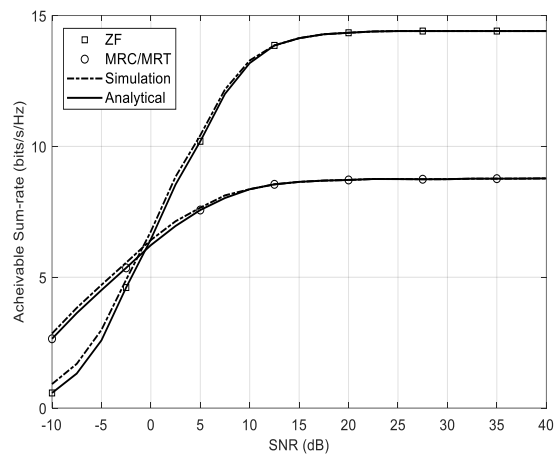
$$\begin{aligned} \max_{P_{S,k}, \mu_k, t \geq 0} \quad & t \\ \text{s.t.} \quad & \left[\min(R_{SR,1}, R_{RD,1}) - R_E \right]^+ \geq t \\ & \frac{P_{S,k}(\beta_{SR,k} - \sigma_{SR,k}^2)}{P_{S,k} \sum_{j=1}^K (\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2) + P_R \mu_k \sigma_{LI}^2 \left(1 - \frac{K}{N_{tx}}\right) + 1} \geq \theta_{k,th}, \\ & k = 2, \dots, K \\ & \frac{N_{tx} - K}{\sum_{j=1}^K \mu_j \sigma_{RD,j}^{-2} \frac{P_R (\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2) + 1}} \geq \theta_{k,th}, \\ & k = 2, \dots, K \\ & P_{S,k} \leq P_{S,k}^{th}, \quad k = 1, \dots, K \\ & \sum_{k=1}^K \mu_k = 1 \end{aligned} \quad (36)$$

رله تعیین و در ادامه از طریق کانال فیدبک نرخ پایین در اختیار گره های منبع شبکه قرار داده می شوند.



شکل 3. اثر افزایش تعداد آنتن های فرستنده و گیرنده در نرخ محرمانگی و برای دو پردازشگر خطی ZF و MRC/MRT

شکل 2 تغییرات نرخ مجموع قابل حصول نسبت به تعداد نسبت سیگنال به نویز و برای دو پردازشگر خطی ZF و MRC/MRT



شکل 2 تغییرات نرخ مجموع قابل حصول نسبت به تعداد نسبت سیگنال به نویز و برای دو پردازشگر خطی ZF و MRC/MRT

یک مقدار ثابتی اشباع می شود. هم چنین می توان به خوبی مشاهده کرد که در SNR های خیلی پایین پردازشگر MRC/MRT عملکرد بهتری نسبت به ZF از خود نشان می دهد و در SNR های بالا پردازشگر ZF از MRC/MRT بهتر عمل می کند. در واقع همان طور که در مقاله نیز اشاره شده پردازشگرهای MRC/MRT در حالتی که هیچ تداخلی در شبکه وجود نداشته باشد عملکرد بهینه دارند. با افزایش SNR تداخل های بین کاربری افزایش یافته که عملکرد این پردازشگر را تضعیف می کند. در عوض چون پردازشگر ZF با هدف حذف تداخل های بین کاربری طراحی شده، در این ناحیه از SNR کارایی بهتری را نشان می دهد.

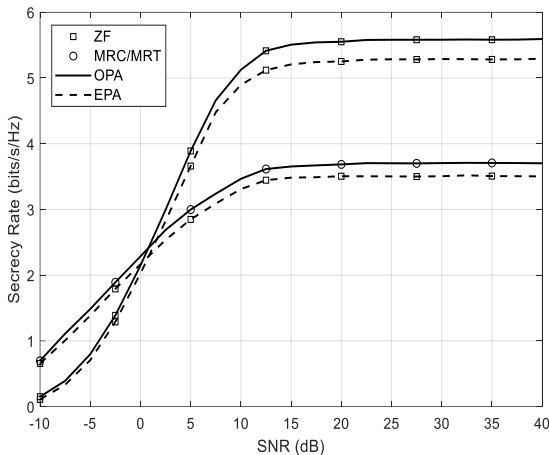
شکل 3 نرخ محرمانگی سیستم را نسبت به SNR و برای تعداد آنتن های فرستنده و گیرنده مختلف در ایستگاه رله نشان می دهد. به وضوح مشخص است که با افزایش تعداد آنتن ها در ایستگاه رله نرخ محرمانگی نیز بهبود می یابد. در واقع با افزایش تعداد آنتن ها حذف تداخل بین کاربری بهتر شده و در ضمن ایستگاه رله سیگنال ارسالی را با دقت بیشتری به سمت کاربر مورد نظر متمرکز نموده و از این رو باعث تضعیف سیگنال ناشی به شنودگر می شود.

باید به این نکته اشاره نمود که در سیستم های آرایه آنتنی عظیم (mMIMO)، مستقل از نوع ساختار ماتریس های پیش کننده و گیرنده، با افزایش تعداد آنتن فرستنده و گیرنده پیچیدگی محاسباتی سیستم افزایش می یابد [۲]. در بین روش های پیش کننده و گیرنده، ساختارهای ZF و MRC/MRT دو ساختار پردازش خطی می باشند که به طور گسترده ای در سیستم های آرایه آنتنی عظیم مورد استفاده قرار می گیرند [۲] [۳۱] [۳۲]. بخش عمده پیچیدگی محاسباتی روش ZF مربوط به محاسبه معکوس یک ماتریس با ابعاد بالا می باشد. محاسبه دقیق این ماتریس معکوس می تواند منجر به پیچیدگی محاسباتی بالا و متعاقباً تاخیر پردازش در سیستم گردد. با این وجود باید به این نکته اشاره کنیم

۵- نتایج شبیه سازی

در این بخش، صحت نتایج فرم بسته به دست آمده برای نرخ های قابل حصول، یعنی $R_{RD,k}$ و $R_{SR,k}$ و همچنین نرخ محرمانگی سیستم را بررسی می کنیم. در ضمن روش تخصیص بهینه توان آرایه شده را نیز بررسی می کنیم. در شبیه سازی ها سطح تداخل حلقه را $\sigma_{LI}^2 = 1$ انتخاب می کنیم و همچنین فرض می کنیم که تعداد آنتن های فرستنده و تعداد آنتن های گیرنده در رله با هم برابر باشند. برای مدل سازی موقعیت گره ها در شبکه فرض می کنیم ایستگاه رله در مرکز یک سلول به شعاع حداکثر ۱۰۰ متر قرار گرفته و تعداد $K = 4$ جفت گره منبع-مقصد در فضای اطراف رله به صورت تصادفی توزیع شده باشند. ضرایب فیدینگ مقیاس بزرگ را به صورت $\beta_{SR,k} = 10^{(S+PL(d_{SR,k}))/10}$ و $\beta_{RD,k} = 10^{(S+PL(d_{RD,k}))/10}$ مدل می کنیم که $S \sim N(0, \sigma_{sh}^2)$ پارامتر سایه شدگی $\sigma_{sh}^2 = 8dB$ است و $PL(d) = (d/d_0)^{-\alpha}$ فاصله مرجع و ضرایب افت کانال می باشند. در ضمن $d_{RD,k}$ و $d_{SR,k}$ به ترتیب فاصله بین گره منبع k تا ایستگاه رله و ایستگاه رله تا گره مقصد k می باشد. شبیه سازی ها با متوسط گیری بر روی تحقق های مختلف کانال و همچنین موقعیت گره های شبکه حاصل شده است.

شکل 2 نمودار مجموع نرخ قابل حصول بر حسب SNR، را برای دو پردازشگر ZF و MRC/MRT نشان می دهد. نتایج حاصل از شبیه سازی به همراه نتایج تحلیلی مستخرج در روابط (27) و (28) رسم شده است. دقت کنید که اختلاف جزئی موجود بین نتایج تحلیلی و نتایج شبیه سازی به دلیل تقریب های استفاده شده در استخراج نرخ مربوط به لینک



شکل ۵. اثر تخصیص توان بهینه در نرخ محرمانگی

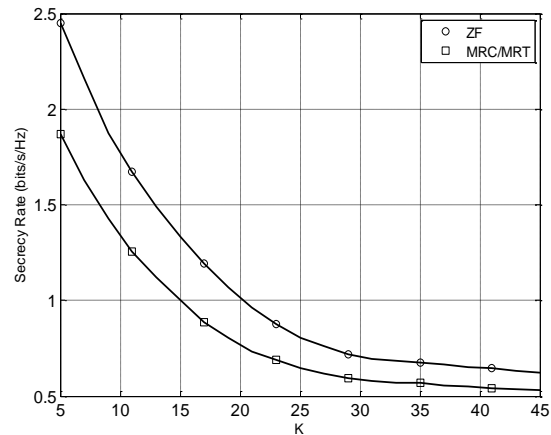
شکل ۵ اثر طرح تخصیص توان بهینه پیشنهادی بر روی نرخ سیستم و برای هر دو پردازش گر خطی را نشان می‌دهد. منحنی تخصیص بهینه توان با OPA و منحنی تخصیص مساوی توان با EPA مشخص شده است. در ضمن برای حالت تخصیص توان مساوی در رله $\mu_t = 1/K$ تنظیم شده است. برای این شکل تعداد کاربران ۴ و تعداد آنتن‌های فرستنده و گیرنده نیز ۱۰۰ فرض شده است. مطابق انتظار طرح تخصیص توان بهینه نرخ محرمانگی سیستم را تا حد بسیار خوبی بهبود می‌دهد. در ضمن افزایش نرخ محرمانگی ناشی از تخصیص توان برای SNR های بالاتر مشهودتر می‌باشد.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله مسئله امنیت ارتباط در یک شبکه مشارکتی متشکل از چند جفت گره منبع-مقصد و یک گره رله کاملاً دوطرفه مجهز به آرایه آنتنی عظیم را در حضور یک گره شنودگر بررسی نمودیم. با استفاده از ضرایب تخمین کانال، بردارهای پردازش خطی ZF و MRC/MRT را در ایستگاه رله طراحی نمودیم و عبارتهای فرم بسته را برای نرخ محرمانگی سیستم و برای هر دو پردازش گر مذکور به صورت توابعی از پارامترهای سیستم به دست آوردیم. در ادامه روش تخصیص بهینه توان در ایستگاه رله را فرمول بندی و حل نمودیم. نتایج حاصل از شبیه سازی نشان می‌دهد که به کمک طرح تخصیص بهینه توان پیشنهادی، نرخ محرمانگی سیستم تا حد قابل توجهی افزایش می‌یابد.

باید به این نکته اشاره کنیم که در سیستم تحت بررسی می‌توان مسئله تخصیص توان بین کاربران را با هدف برآورده کردن عدالت بین کاربران فرمول بندی نمود. البته مسئله بهینه سازی حاصل یک مسئله کاملاً متفاوت با مسئله فعلی خواهد بود. در ضمن در مطالعه عملکرد سیستم می‌توان سایر پارامترهای شبکه نظیر احتمال قطع امن را نیز محاسبه نمود. حل مسئله بهینه سازی جدید با در نظر گرفتن برآورده شدن

که بر اساس روابط (۱۵) و (۱۶) برای محاسبه ماتریس های گیرنده خطی ZF و پیش کد گذاری خطی ZF معکوس ماتریس های با ابعاد $K \times K$



شکل ۴. تغییرات نرخ شنودگر نسبت به تعداد کاربر متفاوت و برای دو پردازش گر خطی ZF و MRC/MRT

باید محاسبه شوند که K تعداد جفت کاربران موجود در شبکه می‌باشد. از این رو پیچیدگی های محاسباتی مربوط به محاسبه ماتریس های معکوس در شبکه محدود می‌باشد. هر چند باید به این نکته اشاره نمود که در حالت کلی از آنجایی که ابعاد ماتریس های \mathbf{W}_{ZF} و \mathbf{A}_{ZF} به ترتیب $N_{rx} \times K$ و $N_{tx} \times K$ می‌باشد، پیچیدگی محاسباتی ناشی از تولید هریک از این ماتریس ها به ترتیب برابر $O(K^3 + N_{tx} K^2)$ و $O(K^3 + N_{rx} K^2)$ می‌باشد [۳۳] که تابعی از تعداد آنتن های دریافت و ارسال در گره رله می‌باشد و با افزایش تعداد آنتن ها افزایش می‌یابد. البته در عمل برای انجام این محاسبات از مدارهای طراحی شده مختص سیستم های mMIMO استفاده می‌شود که پیچیدگی محاسباتی را تا حد قابل قبولی مدیریت می‌کنند. در سالیان اخیر، چندین بستر آزمایشی بلادرنگ برای سیستم های mMIMO پیاده سازی شده و عملکرد آنها در سناریوهای واقعی مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته است [۳۴-۳۶]. به عنوان نمونه نویسندگان مقاله [۳۴]، روش های پردازش سیگنال دیجیتال مورد نیاز برای تحقق بخشیدن به سیستم mMIMO را بررسی نموده اند و طراحی همزمان الگوریتم و ساختارهای سخت افزاری مورد نیاز را به تفصیل مورد ارزیابی قرار داده اند. یک نتیجه بسیار مهم این مقاله این است که پیاده سازی بهینه مدارهای دیجیتال با پیچیدگی بسیار پایین در سلیکون، مستقل از تعداد آنتن ها میسر است.

شکل ۴ اثر افزایش تعداد کاربران در نرخ شنودگر برای دوطرفه ZF و MRC/MRT را نشان می‌دهد. در این شکل تعداد آنتن های گیرنده و فرستنده در رله برابر با ۵۰ در نظر گرفته شده است. همان طور که مشاهده می‌شود، با افزایش تعداد کاربران برای هر دو روش پرتودهی، نرخ محرمانگی جفت کاربر تحت شنود کاهش می‌یابد. این کاهش نرخ به دلیل افزایش سطح تداخل بین جفتی است که با افزایش تعداد کاربران افزایش می‌یابد. البته برای تعداد کاربران بیش از ۲۵ این کاهش نرخ محرمانگی بسیار کوچک خواهد بود.

$$\begin{aligned} E\{\|\mathbf{w}_k\|^2\} &= E\left\{\left[\left(\hat{\mathbf{G}}_{SR}^H \hat{\mathbf{G}}_{SR}\right)^{-1}\right]_{kk}\right\} \\ &= \frac{1}{\sigma_{SR,k}^2 \mathbf{K}} E\left\{\left[\mathbf{X}^{-1}\right]_{kk}\right\} \quad (41) \\ &= \frac{1}{\sigma_{SR,k}^2 (N_{rx} - K)} \end{aligned}$$

که $\mathbf{X} \sim \mathbf{W}_K(N_{rx}, \mathbf{I}_K)$ می‌باشد و نتیجه نهایی با استفاده از لم ۱ حاصل شده است.

قبل از محاسبه $E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j}\|^2\}$ باید توجه داشت که با استفاده از گیرنده خطی ZF برای $j \neq k$ داریم $\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j} = \mathbf{w}_k^T \boldsymbol{\varepsilon}_{SR,j}$. در ضمن با توجه به ناهمبسته بودن \mathbf{w}_k^T و $\boldsymbol{\varepsilon}_{SR,j}$ خواهیم داشت

$$\begin{aligned} E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j}\|^2\} &= E\{\|\mathbf{w}_k^T \boldsymbol{\varepsilon}_{SR,j}\|^2\} \\ &= (\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2) E\{\|\mathbf{w}_k\|^2\} \quad (42) \\ &= \frac{(\beta_{SR,j} - \sigma_{SR,j}^2)}{\sigma_{SR,k}^2 (N_{rx} - K)}. \end{aligned}$$

که در مرحله آخر از نتیجه حاصل در رابطه (۴۱) استفاده شده است. اکنون برای محاسبه مقدار متوسط عبارت خودتداخلی داریم

$$E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A}\|^2\} = E\{\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A}_{ZF} \mathbf{A}_{ZF}^H \mathbf{G}_{RR}^H \mathbf{w}_k^*\} \quad (43)$$

با بهره‌گیری از روش حل ارایه شده در [۴] می‌توان نشان داد که

$$\mathbf{A}_{ZF} \mathbf{A}_{ZF}^H \approx \frac{\alpha_{ZF}^2}{N_{tx}^2} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^* \hat{\mathbf{D}}_{RD}^{-2} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^T \quad (44)$$

که $\hat{\mathbf{D}}_{RD}$ یک ماتریس $K \times K$ قطری است که داریه (k, k) آن $\sigma_{RD,k}^2$ است. بنابراین با قرار دادن (۴۴) در (۴۳) داریم

$$\begin{aligned} E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A}\|^2\} &\approx \frac{\alpha_{ZF}^2}{N_{tx}^2} E\{\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^* \hat{\mathbf{D}}_{RD}^{-2} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^T \mathbf{G}_{RR}^H \mathbf{w}_k^*\} \\ &= \frac{\alpha_{ZF}^2}{N_{tx}^2} \sum_{j=1}^K \sigma_{RD,j}^{-2} E\{\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{G}_{RR}^H \mathbf{w}_k^*\} \quad (45) \\ &= \frac{\sigma_{LI}^2 (N_{tx} - K)}{N_{tx} \sigma_{SR,k}^2 (N_{rx} - K)}. \end{aligned}$$

در نهایت با جایگذاری (۴۱)، (۴۲) و (۴۵) در (۴۰) به پاسخ مطلوب خواهیم رسید.

عدالت برای کاربران و همچنین محاسبه احتمال قطع امن، مسیرهای مطالعاتی جذاب برای کارهای آتی خواهد بود.

۷- پیوست

۷-۱- اثبات قضیه ۱

برای محاسبه هر یک از نرخ‌های موجود در رابطه (۳۰) با استفاده از روابط (۲۳) و (۲۶) می‌بایست هر یک از عبارات‌های متوسط آماری موجود در این روابط را محاسبه کنیم.

قبل از استخراج نرخ‌های قابل حصول، لم ۱ از مرجع [۲۸] که در محاسبات استفاده خواهد شد، را بیان می‌کنیم.

لم ۱: اگر \mathbf{X} یک ماتریس ویشارت مرکزی با ابعاد $K \times K$ با درجه آزادی $N_{rx} > K$ و ماتریس کواریانس \mathbf{I}_K باشد (که با نماد $\mathbf{X} \sim \mathbf{W}_K(N_{rx}, \mathbf{I}_K)$ نشان داده می‌شود) داریم

$$E\{\text{tr}(\mathbf{X}^{-1})\} = \frac{K}{N_{rx} - K}. \quad (38)$$

برای شروع ابتدا نرخ لینک $R \rightarrow S_k$ را با استفاده از رابطه (۲۳) محاسبه می‌کنیم. برای این منظور از تقریب زیر که در مراجع استفاده شده بهره می‌گیریم [۲۷]

$$E\left\{\log_2\left(1 + \frac{X}{Y}\right)\right\} \approx \log_2\left(1 + \frac{E\{X\}}{E\{Y\}}\right) \quad (39)$$

باید به این نکته اشاره نمود که تقریب مذکور تنها در سیستم‌های مجزئ به آرایه انبوه آنتنی صادق می‌باشد. بنابراین نرخ قابل حصول برای لینک $R \rightarrow S_k$ برابر است با

$$R_{SR,k} = \log_2\left(1 + \frac{P_S E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k}\|^2\}}{P_S \sum_{j \neq k}^K E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j}\|^2\} + P_R \mu_k E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A}\|^2\} + E\{\|\mathbf{w}_k\|^2\}}\right). \quad (40)$$

با فرض اینکه از پردازشگر خطی ZF در ایستگاه رله استفاده شده باشد با کمک ماتریس‌های پردازش خطی در روابط (۱۵) و (۱۶) عبارات‌های

$$E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_R\|^2\}, \quad E\{\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k}\|^2\}, \quad E\{\|\mathbf{w}_k\|^2\}$$

را در ادامه به دست می‌آوریم.

برای شروع ابتدا $E\{\|\mathbf{w}_k\|^2\}$ را محاسبه می‌کنیم. با استفاده از رابطه

(۱۵) داریم

$$\begin{aligned} E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j\right|^2\right\} &= E\left\{\left|\mathbf{e}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j\right|^2\right\} \\ &= \left(\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2\right) E\left\{\left\|\mathbf{a}_j\right\|^2\right\} \quad (50) \\ &= \frac{\left(\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2\right)}{\sigma_{RD,j}^2 \left(N_{tx} - K\right)} \alpha_{ZF}^2. \end{aligned}$$

در این مرحله با جایگذاری (۴۷)، (۴۸) و (۵۰) در (۲۶) به نرخ $R_{RD,k}^{ZF}$ در رابطه (۳۰) دست خواهیم یافت.

۷-۲- اثبات قضیه ۲

با استفاده از تقریب (۴۱) نرخ $R_{SR,k}^{MRC}$ را می‌توان به‌دست آورد. برای این منظور با استفاده از ماتریس‌های خطی (۱۸) و (۱۹) عبارت‌های آماری موجود در (۲۳) را محاسبه می‌کنیم. در مرحله اول $E\left\{\left\|\mathbf{w}_k\right\|^2\right\}$ با استفاده از قضیه حد مرکزی به‌صورت زیر به‌دست می‌آید

$$E\left\{\left\|\mathbf{w}_k\right\|^2\right\} = E\left\{\left\|\hat{\mathbf{g}}_{SR,k}\right\|^2\right\} = N_{tx} \sigma_{SR,k}^2. \quad (51)$$

اکنون به‌منظور محاسبه $E\left\{\left|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j}\right|^2\right\}$ و برای $j \neq k$ با استفاده از نتایج قانون اعداد بزرگ داریم [۳۹]

$$\begin{aligned} E\left\{\left|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,j}\right|^2\right\} &= E\left\{\left|\hat{\mathbf{g}}_{SR,k}^H \mathbf{g}_{SR,j}\right|^2\right\} \\ &= N_{tx} \sigma_{SR,k}^2 \beta_{SR,j} \quad (52) \end{aligned}$$

باید دقت داشت که برای محاسبه $E\left\{\left|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k}\right|^2\right\}$ داریم

$$\begin{aligned} E\left\{\left|\mathbf{w}_k^T \mathbf{g}_{SR,k}\right|^2\right\} &= E\left\{\left\|\hat{\mathbf{g}}_{SR,k}\right\|^2\right\} + E\left\{\left|\hat{\mathbf{g}}_{SR,k}^H \mathbf{e}_{SR,k}\right|^2\right\} \\ &= \sigma_{SR,k}^4 N_{tx} \left(N_{tx} + 1\right) + \sigma_{SR,k}^2 \left(\beta_{SR,k} - \sigma_{SR,k}^2\right) N_{tx} \\ &= \sigma_{SR,k}^2 N_{tx} \left(\sigma_{SR,k}^2 N_{tx} + \beta_{SR,k}\right). \quad (53) \end{aligned}$$

در نهایت عبارت خودتداخلی $E\left\{\left\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A}\right\|^2\right\}$ نیز با کمک روش مشابه آنچه برای پردازشگر خطی ZF محاسبه شد، به‌صورت زیر به‌دست می‌آید

$$E\left\{\left\|\mathbf{w}_k^T \mathbf{G}_{RR} \mathbf{A}\right\|^2\right\} = N_{tx} \sigma_{SR,k}^2 \sigma_{LI}^2. \quad (54)$$

در این مرحله با جایگذاری (۵۱)، (۵۲)، (۵۳) و (۵۴) در (۲۳) به نتیجه مطلوب در (۳۱) خواهیم رسید.

به‌منظور محاسبه $R_{RD,k}^{MRC}$ نیز می‌توان طی مراحل مشابه با آنچه برای محاسبه $R_{RD,k}^{ZF}$ انجام شد به رابطه (۳۶) دست یافت. برای این منظور

برای محاسبه $R_{RD,k}^{ZF}$ با توجه به رابطه (۲۶) می‌بایست عبارت‌های $E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right|^2\right\}$ و $\text{var}\left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right)$ ، همچنین محاسبه شوند. با فرض اینکه از پردازشگر ZF در ایستگاه رله استفاده شده باشد بنابراین داریم

$$\left(\hat{\mathbf{g}}_{RD,k}^T + \mathbf{e}_{RD,k}^T\right) \mathbf{a}_k = \alpha_{ZF} + \mathbf{e}_{RD,k} \mathbf{a}_k \quad (46)$$

که $\mathbf{e}_{RD,k}$ سطر k ام ماتریس خطای تخمین $\hat{\mathbf{E}}_{SR}$ می‌باشد. چون \mathbf{a}_k و $\mathbf{e}_{RD,k}$ ناهمبسته هستند و در ضمن $\mathbf{e}_{RD,k}$ یک بردار تصادفی با متوسط صفر می‌باشد $E\left\{\mathbf{e}_{RD,k} \mathbf{a}_k\right\} = 0$ در نتیجه داریم

$$E\left\{\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right\} = \alpha_{ZF} \quad (47)$$

اکنون عبارت $\text{var}\left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right)$ را به‌دست می‌آوریم. طبق تعریف واریانس برای یک متغیر تصادفی داریم

$$\begin{aligned} \text{var}\left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right) &= E\left\{\left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k - E\left\{\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right\}\right)^2\right\} \\ &= E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right|^2\right\} - \alpha_{ZF}^2 \\ &= E\left\{\left|\mathbf{e}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right|^2\right\} \\ &= \left(\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2\right) E\left\{\left\|\mathbf{a}_k\right\|^2\right\} \\ &= \left(\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2\right) \alpha_{ZF}^2 E\left\{\left[\left(\hat{\mathbf{G}}_{RD}^T \hat{\mathbf{G}}_{RD}^*\right)^{-1}\right]_{kk}\right\} \\ &= \frac{\left(\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2\right)}{\sigma_{RD,k}^2 K} \alpha_{ZF}^2 E\left\{\text{tr}\left(\mathbf{X}^{-1}\right)\right\} \quad (48) \end{aligned}$$

که در مرحله سوم از ناهمبسته بودن \mathbf{a}_k و $\mathbf{e}_{RD,k}^T$ استفاده شده و واریانس خطای تخمین کانال در این مرحله جایگذاری شده است. مرحله چهارم نیز با جایگذاری سطر k ام ماتریس ماتریس \mathbf{A}_{ZF} از رابطه (۱۶) حاصل شده است. در نتیجه با استفاده از لم ۱ خواهیم داشت

$$\text{var}\left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\right) = \frac{\left(\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2\right)}{\sigma_{RD,k}^2 \left(N_{tx} - K\right)} \alpha_{ZF}^2. \quad (49)$$

برای محاسبه $E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j\right|^2\right\}$ با توجه به اینکه برای $j \neq k$ داریم $\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j = \mathbf{e}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j$ و نیز با یادآوری این نکته که \mathbf{a}_j و $\mathbf{e}_{RD,k}^T$ ناهمبسته می‌باشند داریم

[3] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, pp. 1436-1449, April 2013.

[4] H. Q. Ngo, H. A. Suraweera, M. Matthaiou, and E. G. Larsson, "Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear processing," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, pp. 1721-1737, June 2014.

[5] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, pp. 1637-1652, Sep. 2014.

[6] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, "Passive self-interference suppression for full-duplex infrastructure nodes," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 2, pp. 680-694, Feb. 2014.

[7] S. S. Hong, J. Brand, J. I. Choi, M. Jain, J. Mehlman, S. Katti, and P. Levis, "Applications of self-interference cancellation in 5G and beyond," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 114-121, Feb. 2014.

[8] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, pp. 5983-5993, Dec. 2011.

[9] M. Mohammadi, B. K. Chalise, H. A. Suraweera, C. Zhong, G. Zheng, and I. Krikidis, "Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 4, pp. 1769-1785, Apr 2016.

[10] N. Yang, L. Wang, G. Geraci, M. ElKashlan, J. Yuan, and M. Di Renzo, "Safeguarding 5G wireless communication networks using physical layer security," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 4, pp. 20-27, Apr. 2015.

[11] A. Mukherjee, S. A. A. Fakoorian, J. Huang, and A. L. Swindlehurst, "Principles of physical layer security in multiuser wireless networks: A survey," *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 16, no. 3, pp. 1550-1573, Mar. 2014.

[12] S. Goel and R. Negi, "Guaranteeing Secrecy Using Artificial Noise," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2008, pp. 2180-89

[13] Z. Mobini, M. Mohammadi, and C. Tellambura, "Wireless-powered full-duplex relay and friendly jamming for secure cooperative communications," *IEEE Trans. Inf. Forensics and Security*, vol. 14, no. 3, pp. 621-634, Mar. 2019.

[14] A. Mukherjee and A. L. Swindlehurst, "Robust beamforming for security in MIMO wiretap channels with imperfect CSI," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 1, pp. 351-361, Jan. 2011.

[15] S. I. Kim, I. M. Kim, and J. Heo, "Secure transmission for multiuser relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 14, pp. 3724-3737, Jul. 2015.

[16] L. Dong, Z. Han, A. P. Petropulu, and H. V. Poor, "Improving wireless physical layer security via cooperating relays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 3, pp. 1875-1888, Mar. 2010

[17] T. Hoang, et al., "Cooperative beamforming and user selection for improving the security of relay-aided systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 12, pp. 5039-5051, Dec. 2015.

[18] Y. Huang, J. Wang, C. Zhong, T. Q. Duong, and G. K. Karagiannidis, "Secure transmission in cooperative relaying networks with multiple antennas," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 10, pp. 6843-6856, Oct. 2016.

[19] X. Chen, L. Lei, H. Zhang, and C. Yuen, "Large-scale MIMO relaying techniques for physical layer security: AF or DF?" *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 9, pp. 5135-5146, Sept. 2015.

[20] J. Chen, X. Chen, W. H. Gerstacker, and D. W. K. Ng, "Resource allocation for a massive MIMO relay aided secure communication," *IEEE Trans. Inf. Forensics Security*, vol. 11, no. 8, pp. 1700-1711, Aug. 2016.

[21] B. Li, M. Zhang, Y. Rong and Z. Han, "Artificial Noise-Aided Secure Relay Communication with Unknown Channel Knowledge of Eavesdropper," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Accepted, 2021.

[22] K. Lee, J. Bang and H. -H. Choi, "Secrecy Outage minimization for wireless-powered relay networks with destination-assisted cooperative jamming," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, no. 3, pp. 1467-1476, 1 Feb.1, 2021.

و با توجه به اینکه $\mathbf{A}_{\text{MRT}} = \alpha_{\text{MRT}} \hat{\mathbf{G}}_{RD}^*$ برای محاسبه $E\{\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\}$ خواهیم داشت

$$E\{\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\} = \alpha_{\text{MRT}} E\left\{\left\|\hat{\mathbf{g}}_{RD,k}\right\|^2\right\} = \alpha_{\text{MRT}} N_{\text{tx}} \sigma_{RD,k}^2 \quad (55)$$

همچنین برای محاسبه $\text{var}(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k)$ داریم

$$\begin{aligned} \text{var}(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k) &= E\left\{\left(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k - E\{\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k\}\right)^2\right\} \\ &= E\left\{\left[\alpha_{\text{MRT}} \left\|\mathbf{g}_{RD,k}^T\right\|^2 + \alpha_{\text{MRT}} \mathbf{e}_{RD,k}^T \hat{\mathbf{g}}_{RD,k}^*\right]^2\right\} \\ &\quad - \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}}^2 \sigma_{RD,k}^4 \\ &= \alpha_{\text{MRT}}^2 E\left\{\left\|\mathbf{g}_{RD,k}^T\right\|^4\right\} + \alpha_{\text{MRT}}^2 E\left\{\left|\mathbf{e}_{RD,k}^T \hat{\mathbf{g}}_{RD,k}^*\right|^2\right\} \\ &\quad - \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}}^2 \sigma_{RD,k}^4 \end{aligned}$$

با توجه به ناهمبسته بودن $\mathbf{g}_{RD,k}^T$ و $\hat{\mathbf{g}}_{RD,k}^*$ و با استفاده از قضیه حد مرکزی رابطه فوق را می توان بصورت زیر نوشت

$$\begin{aligned} \text{var}(\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_k) &= \alpha_{\text{MRT}}^2 E\left\{\left\|\mathbf{g}_{RD,k}^T\right\|^4\right\} \\ &\quad + \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}} \sigma_{RD,k}^2 (\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2) - \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}}^2 \sigma_{RD,k}^4 \\ &= \alpha_{\text{MRT}}^2 \sigma_{RD,k}^4 N_{\text{tx}} (N_{\text{tx}} + 1) \\ &\quad + \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}} \sigma_{RD,k}^2 (\beta_{RD,k} - \sigma_{RD,k}^2) - \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}}^2 \sigma_{RD,k}^4 \\ &= \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}} \beta_{RD,k} \sigma_{RD,k}^2 \quad (56) \end{aligned}$$

که در مرحله آخر از لم ۲-۹ مرجع [۲۸] برای محاسبه $E\left\{\left\|\mathbf{g}_{RD,k}^T\right\|^4\right\}$ استفاده شده است.

برای محاسبه $E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j\right|^2\right\}$ با توجه به اینکه برای $j \neq k$ داریم

$$E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \mathbf{a}_j\right|^2\right\} = \alpha_{\text{MRT}}^2 E\left\{\left|\mathbf{g}_{RD,k}^T \hat{\mathbf{g}}_{RD,j}^*\right|^2\right\} = \alpha_{\text{MRT}}^2 N_{\text{tx}} \sigma_{RD,j}^2 \beta_{RD,k} \quad (57)$$

که از قضیه حد مرکزی برای محاسبه (۵۷) استفاده شده است. در این مرحله با جایگذاری (۵۶) و (۵۷) در (۲۶) به نتیجه مطلوب خواهیم رسید.

مرجع

[1] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.

[2] L. Lu, G. Li, A. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct 2014.

- directions," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 66, no. 18, pp. 4717-4736, Sept. 2018.
- [35] H. Prabhu, J. N. Rodrigues, L. Liu, and O. Edfors, "A 60pJ/b 300Mb/s 128x8 Massive MIMO precoder-detector in 28nm FD-SOI," in Proc. *IEEE Intl. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC)*, 2017, pp. 60-61.
- [36] S. Malkowsky, et al., "The world's first real-time testbed for massive MIMO: Design, implementation, and validation," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 9073-9088, 2017.
- [37] Q. Zhang, S. Jin, K.-K. Wong, H. Zhu, and M. Matthaiou, "Power scaling of uplink massive MIMO systems with arbitrary rank channel means," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 966-981, Oct. 2014.
- [38] S. Boyd, S. J. Kim, L. Vandenberghe, and A. Hassibi, "A tutorial on geometric programming," *Optimization and Engineering*, vol. 8, no. 1, pp. 67-127, 2007.
- [39] N. Pourjafari, J. Seifali Harsani, "On the complete convergence of channel hardening and favorable propagation properties in massive-MIMO communications systems," *Journal of Mathematical Modeling*, vol. 7, No. 4, 2019, pp. 429-443, 2019.
- [23] X. Zhang, D. Guo and K. Guo, "Secure performance analysis for multi-pair AF relaying massive MIMO systems in Ricean channels," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 57708-57720, 2018.
- [24] X. Zhang, D. Guo, K. An, X. Liang and W. Ma, "Secure transmission in multi-pair AF relaying massive MIMO networks against active pilot spoofing attacks," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 3547-3560, 2019.
- [25] H. Yang and T. L. Marzetta, "Performance of conjugate and zero-forcing beamforming in large-scale antenna systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 172-179, Feb. 2013.
- [26] J. Jose, A. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, "Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 8, pp. 2640-2651, Aug. 2011.
- [27] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 951-963, Apr. 2003.
- [28] A. M. Tulino and S. Verdú, "Random matrix theory and wireless communications," *Foundations and Trends in Communications and Information Theory*, vol. 1, no. 1, pp. 1-182, Jun. 2004.
- [29] D. Kudathanthirige, S. Timilsina, and G. A. A. Baduge, "Secure communication in relay-assisted massive MIMO Downlink with active pilot attacks," *IEEE Trans. Inf. Forensics Security*, vol. 14, no. 11, pp. 2819-2833, Nov. 2019.
- [30] T. M. Hoang, H. Q. Ngo, T. Q. Duong, H. D. Tuan, and A. Marshall, "Cell-free massive MIMO networks: Optimal power control against active eavesdropping," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 66, no. 10, pp. 4724-4737, Oct. 2018.
- [31] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need?" *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 160-171, 2013.
- [32] E. Björnson, L. Sanguinetti, J. Hoydis, and M. Debbah, "Optimal design of energy-efficient multi-user MIMO systems: Is massive MIMO the answer?" *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 6, pp. 3059-3075, Jun. 2015.
- [33] M. N. Boroujerdi, S. Haghghatshoar and G. Caire, "Low-Complexity Statistically Robust Precoder/Detector Computation for Massive MIMO Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 10, pp. 6516-6530, Oct. 2018.
- [34] L. Van der Perre, L. Liu, and E. G. Larsson, "Efficient DSP and circuit architectures for massive MIMO: State of the art and future

زیر نویس ها

- | | |
|--|-------------------------------------|
| 15 Amplify and forward | 1 Massive MIMO |
| 16 Channel state information | 2 Fading |
| 17 Maximum ratio combining | 3 Cooperative relay networks |
| 18 Maximum ratio transmits | 4 Full-duplex relay |
| 19 Channel reciprocity | 5 Half-duplex |
| 20 Zero forcing | 6 Self-interference |
| 21 Transpose | 7 Spatial precoder |
| 22 Trace | 8 Beamforming |
| 23 Inter-pair interference | 9 Eavesdropper |
| 24 Signal-to-interference-plus-noise ratio | 10 Physical layer secrecy |
| 25 Worst-case Gaussian technique | 11 Artificial noise |
| 26 Geometric programming | 12 Jamming |
| 27 Shadowing | 13 Secrecy outage probability (SOP) |
| | 14 Decode and forward |