بررسی کارایی توان کانال تداخلی رله چند ورودی-چند خروجی انبوه

مهدی بیانی فر[1] سید محمد رضوی زاده[2]

۱- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت- تهران- ایران

mahdi_baianifar@elec.iust.ac.ir

۲- استادیار- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت - تهران- ایران

smrazavi@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله به بررسی کارایی توان یک کانال تداخلی رله که در آن چند گره مبدا از طریق چند رله سیگنال خود را به گره‌های مقصد ارسال می‌کنند، پرداخته می‌شود. فرض می‌شود که گره‌های مبدا و مقصد دارای چند آنتن (تعداد محدود) هستند ولی رله‌ها به تعداد بسیار زیاد آنتن مجهز شده‌اند. طرح‌های تقویت–ارسال[1] و کدگشایی–ارسال[2] با استفاده از پردازش‌های MRT/MRC[3] و ZF[4] در رله‌ها مورد ارزیابی قرار گرفته می‌شوند. کارایی طیفی سیستم محاسبه شده و تاثیر تغییر توان گره‌های مبدا و رله روی آن بررسی می شود. نشان خواهیم داد که با استفاده از تعداد زیاد آنتن در رله‌ها، می توان ارسالی فرستنده و رله را بطور محسوسی کاهش داد و در عین حال کارایی سیستم را حفظ نمود. همچنین طرح کدگشایی-ارسال نسبت به طرح تقویت-ارسال در حالتی که تعداد آنتن‌های رله کم است، کارایی طیفی بیشتری دارد ولی با افزایش تعداد آنتن‌های رله، گیرنده ی ZF و MRC به یک مقدار ثابت میل می‌کنند. علاوه بر این توان مورد نیاز برای بدست آوردن نرخ ۱ بیت بر ثانیه با استفاده از طرح کدگشایی-ارسال کمتر است.

کلمات کلیدی: سیستم های چند ورودی-چند خروجی (MIMO)، سیستم های انبوه آنتنی (Massive MIMO)، رله، کارایی توان

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۹/۲۹

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۵/۰۹/۳۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۱/۱۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر سید محمد رضوی زاده

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – تهران – نارمک – دانشگاه علم و صنعت ایران – دانشکده‌ی برق، طبقه چهارم - اتاق ۴۱۸

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر، استفاده از سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی انبوه[۵] که در آن ایستگاه‌های پایه با تعداد بسیار زیادی آنتن مجهز هستند (ده‌ها یا صدها) و بطور همزمان چندین کاربر را پوشش می دهند، مورد توجه بسیاری قرار گرفته شده است. برخی از مزایای سیستم‌های انبوه آنتنی عبارتند از: کاهش تداخل، متوسط گیری از فیدینگ مقیاس کوچک و کاهش توان ارسالی حتی با وجود روش‌های پردازش ساده مانند MRC یا ZF [۵-۱].

بازدهی توان سیستم چند ورودی - چند خروجی انبوه چند کاربره در [۳] بررسی شده است. در این مقاله نشان داده شده است که توان کاربران می تواند متناسب با تعداد آنتن های ایستگاه‌های پایه کاهش یابد. مطالعات مشابهی برای کانال با فیدینگ رایسین[۶] در مرجع [۴] انجام شده است. در آنجا نشان داده شده است که در حالتی که تعداد آنتن ها بسیار زیاد باشد، مستقل از داشتن اطلاعات کانال، توان کاربران را می‌توان متناسب با تعداد آنتن های ایستگاه‌های پایه، کاهش داد. اختصاص توان بهینه برای سیستم چند ورودی - چند خروجی انبوه با پیش کدگذاری[۷] MRT در لینک فروسو در [۴] مورد بررسی قرار گرفته است. پیش کدگذاری خطی با پیچیدگی کم برمبنای چندجمله ای ماتریسی در [۷] پیشنهاد شده است. مشاهده می شود که پیش کدگذار پیشنهادی عملکردی مشابه پیش کدگذارRZF [۸] از خود نشان می‌دهد. در [۸] طرح اختصاص توان بهینه که تواما توان سیگنال آموزشی و توان اطلاعات را برای ماکزیمم کردن کارایی طیفی در لینک فروسوی سیستم چند ورودی - چند خروجی انبوه آنتنی چند سلولی، در نظر می گیرد، بررسی شده است. نشان داده شده است که در SNRهای بالا توان سیگنال آموزشی باید بیشتر باشد و بالعکس.

با توجه به فواید بسیار زیاد استفاده از سیستم‌های چند ورودی - چند خروجی انبوه، ترکیب آن با رله های مشارکت[۹] که به عنوان یکی از راه کارهای اصلی در افزایش کارایی انرژی و طیفی شناخته شده است، حائز اهمیت زیادی است [۹]. با در نظر گرفتن یک کانال رله ی چند جفتی[۱۰] که چندین گره مقصد از طریق یک رله‌ی دو سویه[۱۱] که تعداد زیادی آنتن دارد، سیگنال های خود را به گره های مقصد ارسال می کنند، مشاهده شده است که توان گره های مقصد با افزایش تعداد آنتن های رله کاهش می یابد [۹]. بازدهی طیفی و نحوه ی کاهش توان تحت داشتن اطلاعات کامل یا ناقص کانال در سیستم رله ی چند جفتی با رله ی مسیو در [۱۰] مطالعه شده است. در این مقاله چگونگی کاهش توان رله بدون کاهش کارایی سیستم ارزیابی شده است. سیستم رله ی دو سویه که در آن فرستنده ها از طریق رله‌ی دو سویه سیگنال خود را به مقصد ارسال می کنند، در [۱۱] بررسی شده است. مشاهده شده است که تداخل خودی[۱۲] با استفاده از تعداد زیادی آنتن در رله، بطور محسوسی کاهش پیدا می‌کند. کارایی انرژی و طیفی رله ی چند جفتی دو راهه ی یک سویه، که در آن رله تعداد زیادی آنتن دارد و از پردازش‌های MRC/MRT و ZF استفاده می کند، در [۱۲] مطالعه شده است. بازدهی طیفی کانال رله‌ی دو راهه که در آن چندین جفت فرستنده و گیرنده اطلاعات خود را از طریق رله‌ها به هم ارسال می کنند مطالعه شده است [۱۳].

با توجه به اهمیت استفاده از رله ها در شبکه های مخابراتی و مراجع ذکر شده، در این مقاله به بررسی سیستمی می‌پردازیم که در آن چندین گره فرستنده چند آنتنی سیگنال های خود را از طریق چندین رله که دارای تعداد زیادی آنتن هستند، ارسال می‌کنند. دو طرح تقویت سازی - ارسال و کدگشایی - ارسال که در هر دو حالت مختلف استفاده از پردازش‌های MRC/MRT و ZF در رله‌ها، مورد بررسی قرار گرفته شده است. کارایی طیفی با در نظر گرفتن قوانین کاهش توان در ۳ حالت مختلف فوق، با فرض داشتن اطلاعات کانال فرستنده و گیرنده ی معین در هر رله، مورد مطالعه قرار گرفته شده است. مشاهده می‌شود که با استفاده از تعداد زیادی آنتن در رله ها، تداخل بین کاربران و تداخل هم آنتنی (تداخل ناشی از ارسال همزمان چندین سیگنال از یک فرستنده) بطور کامل حذف می شوند. به دلیل اینکه در طرح کدگشایی - ارسال، ابتدا رله سعی در کدگشایی سیگنال ارسالی از سمت فرستنده ی مشخص را دارد، و بعد از کدگشایی سیگنال را به گره های مقصد ارسال می کند، تداخل کمتری در سمت گیرنده خواهیم داشت. در نتیجه این طرح در تعداد آنتن های پایین نسبت به طرح تقویت - ارسال، کارایی طیفی بهتری را از خود نشان می دهد. همچنین مشاهده می‌شود که برای داشتن نرخ ۱ بیت بر ثانیه برای هر کاربر، طرح کدگشایی - ارسال توان کمتری را نسبت به طرح تقویت - ارسال نیاز دارد

ادامه ی مقاله بصورت زیر است. در بخش (۲) به بررسی مدل سیستم مد نظر در این مقاله می پردازیم. بخش (۳) به بررسی نرخ قابل حصول طرح تقویت - ارسال می پردازد. طرح کدگشایی-ارسال در بخش (۴) مورد بررسی قرار گرفته شده است. بررسی نرخ در حالت مجانبی (یعنی حالتی که تعداد زیادی آنتن در سمت رله در نظر گرفته شود) در بخش (۵) انجام شده است. در نهایت بخش (۶) به بررسی نتایج عددی می پردازد و بخش (۷) نتیجه گیری مقاله را بیان می‌کند.

۲- مدل مساله

مدل سیستم مورد بررسی در شکل (۱) نشان داده شده است. همانطور که ملاحظه می شود، در این شبکه، K فرستنده که هر کدام دارای چندین آنتن هستند، از طریق M رله اطلاعات خود را به گیرنده ها ارسال می کنند. در واقع یک ارتباط کامل بین فرستنده و گیرنده در دو شیار زمانی برقرار می‌شود. همچنین فرض شده است که به دلیل فاصله‌ی زیاد بین فرستنده‌ها وگیرنده ها لینک مستقیم بین آنها وجود ندارد. هر رله دارای N آنتن است که $N >> 1$. همچنین فرستنده iام و گیرنده iام به ترتیب به N_i^t و N_i^r آنتن مجهز شده

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

انـد. بـدون از دسـت دادن کلیـت مسـاله فـرض مـی شـود کـه $N_i^r \geq N_i^t$. در ابتدا فرستنده ها سیگنال خود را به رلـه هـا ارسـال می کنند. بعد از آن رله ها با طرح های مختلف (که در این مقاله طـرح کدگشای-ارسال و تقویت-ارسال لحاظ شده اسـت) سـیگنال هـا را بـه سمت گیرنده ها ارسال می کنند. فرض می شود که تمامی گـره هـای فرستنده و گیرنده و همچنین رله ها ثابت هستند و تحرکی ندارنـد. بـا توجه به شکل سیگنال دریافتی در رله ی i بصورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{y}_{r,i} = \sum_{j=1}^{K} \mathbf{H}_{i,j}\mathbf{P}_j\mathbf{x}_j + \mathbf{n}_{r,i} \quad \text{for } i = 1,\dots M \qquad (۱)$$

که $\mathbf{H}_{i,j}$ ماتریسی $N \times N_j^t$ است که نشان دهنده ی ضرایب کانال بین رله ی iام و فرستنده j است که شـامل ضـرایب فیـدینگ مقیاس کوچک و بزرگ است. همانطور که در مرجع [۳] در نظر گرفته شده است، می توانیم مولفه ی (m,n)ام $\mathbf{H}_{i,j}$ را بصورت

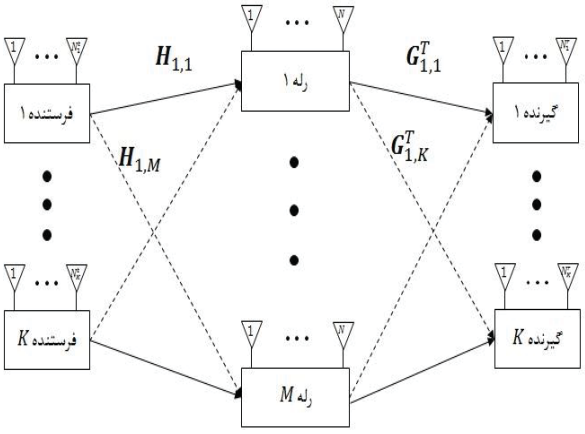
$$h_{i,j}^{m,n} = d_{i,j}^{m,n}\sqrt{\lambda_{i,j}^n}, \quad m = 1,\dots,N,\ n = 1,\dots,N_j^t$$

نشان دهیم که در آن $d_{i,j}^{m,n}$ و $\lambda_{i,j}^n$ به ترتیب نشان دهنده ی ضرایب فیـدینگ مقیـاس کوچـک و بـزرگ اسـت. فـرض مـی شـود کـه $d_{i,j}^{m,n} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ (یعنی فیدینگ مقیاس کوچک بصورت رایلی در نظر گرفته شده است). می توان نوشت:

$$\mathbf{H}_{i,j} = \mathbf{D}_{i,j}\mathbf{\Lambda}_{i,j}^{1/2} \qquad (۲)$$

که $\mathbf{D}_{i,j}$ و $\mathbf{\Lambda}_{i,j}$ به ترتیب ماتریس های بـا ابعـاد $N \times N_j^t$ و $N_j^t \times N_j^t$ هستند که نشـان دهنـده ی ضـرایب فیـدینگ مقیـاس کوچک و مقیاس بزرگ بین رله ی iام و فرستنده j ام هسـتند کـه $\mathbf{\Lambda}_{i,j} = \mathrm{diag}\left\{\lambda_{i,j}^1, \dots \lambda_{i,j}^{N_j^t}\right\}$. همچنـین $\mathbf{P}_j$ کـه ماتریسـی $N_j^t \times N_j^t$ و قطری است، نشان دهنده ی توان اختصاص داده شده بـه سـیگنال هـای ارسـالی از فرسـتنده j ام اسـت یعنـی $\mathbf{P}_j = \mathrm{diag}\left\{\sqrt{P_{1,j}},\dots,\sqrt{P_{N_j^t,j}}\right\}$ کـه $P_{k,j}$ تـوان اختصـاص داده شده برای سیگنال ارسال شده ی آنتن kام فرستنده j ام اسـت. همچنـین $\mathbf{x}_j = \left[x_{1,j},\dots,x_{N_j^t,j}\right]^T$ کـه $\mathbb{E}\{\mathbf{x}_j\} = \mathbf{0}$، $\mathbb{E}\{\mathbf{x}_j\mathbf{x}_i^H\} = \delta_{i,j}\mathbf{I}$ کـه $\delta_{i,j} = 1$ بـرای $i = j$ و $\delta_{i,j} = 0$ برای $i \neq j$. $\mathbf{n}_{r,i}$ نشان دهنـده ی یـک بـردار $N \times 1$ اسـت کـه معرف نویز سفید گوسی در رله ی iام است و دارای ماتریس کواریانس $\sigma^2\mathbf{I}$ است.

رله ی lام بعد از دریافت سیگنال های از فرستنده ها، مـی توانـد از طرح هایی مانند کدگشایی - ارسال و تقویت - ارسـال بـرای ارسـال اطلاعات خود به سمت گیرنده ها، استفاده نماید کـه در قسـمت هـای آتی بررسی خواهند شد. رله ی l سیگنال $\mathbf{x}_{r,l}$ را با محـدودیت تـوان P_r ارسال می کند. در نتیجه رابطه ی (۳) برقرار است:



شکل (۱): کانال تداخل با رله های چند ورودی - چند خروجی انبوه

$$\mathbb{E}\left\{\mathbf{x}_{r,l}^H.\mathbf{x}_{r,l}\right\} = P_r, \quad \forall l = 1,\dots,K \qquad (۳)$$

در گیرنده ی lام سیگنال دریافتی بصورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{y}_{d,l} = \sum_{i=1}^{M} \mathbf{G}_{l,i}^T.\mathbf{x}_{r,i} + \mathbf{n}_{d,l} \qquad (۴)$$

که $\mathbf{G}_{l,i}^T$ماتریسی $N_l^r \times N$ است که ضرایب کانـال بـین رلـه ی iام و گیرنده ی lام را نشـان مـی دهـد. مشـابه $\mathbf{H}_{i,j}$ مـی تـوان نوشت: $\mathbf{G}_{l,i} = \mathbf{E}_{l,i}\mathbf{\Gamma}_{l,i}^{1/2}$ که $\mathbf{E}_{l,i}$ و $\mathbf{\Gamma}_{l,i}$ به ترتیب ماتریس هـای $N \times N_l^r$ و $N_l^r \times N_l^r$ و نشـان دهنـده ی ضـرایب فیـدینگ مقیاس کوچک و مقیاس بزرگ بین رله و گیرنـده ی lام هسـتند کـه $\mathbf{\Gamma}_{l,i} = \mathrm{diag}\left\{\gamma_{l,i}^1,\dots,\gamma_{l,i}^{N_l^r}\right\}$. بطـور مشـابه فیـدینگ مقیـاس کوچک بصورت رایلی در نظر گرفته شده است. در نهایـت $\mathbf{n}_{d,l}$ نشـان دهنده ی بردار نویز گوسی اضافه شوند در گیرنـده ی lام بـا مـاتریس کواریانس $\sigma^2\mathbf{I}$ است.

در این مقاله فرض شده است که رله ی iام ضـرایب کانـال بـین فرستنده-گیرنده ی iو خودش را می داند یا اصطلاحا اطلاعات کانـال فرستنده و گیرنـده ی iو خـودش، یعنـی بـه ترتیـب $\mathbf{H}_{i,i}$و $\mathbf{G}_{i,i}$را کامل در اختیار دارد. این فرض در عمل یک باند بـالایی را بـرای نـرخ قابل حصول خواهد داد چرا که در عمل معمولا اطلاعات کانال را بطـور کامل و دقیق در اختیار نداریم.

در ادامه طرح تقویت و ارسال را مورد بررسی قرار می دهیم و نرخ قابل حصول فرستنده ها را بدست می آوریم.

توجه به این نکته ضروری است که تاخیر ناشی از ارسال سـیگنال از رله ها به سمت گیرنده به دلیل پردازشی که در رله ها انجام میگیرد،

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

در مدل مساله در نظر گرفته نشده است و به عنوان تحقیقات آتی می‌تواند مورد بررسی قرار گیرد.

۳- نرخ قابل حصول تقویت - ارسال

در این طرح، رله بعد از دریافت سیگنال از سمت فرستنده ها، سیگنال $\mathbf{x}_{r,k}$ که بصورت زیر است را ارسال می کند:

$$\mathbf{x}_{r,k} = \alpha_k \mathbf{W}_k \mathbf{y}_{r,k} \quad (۵)$$

که α_k برای برقراری رابطه ی محدودیت توان که در رابطه ی (۳) ذکر شد، استفاده شده است. همچنین $\mathbf{W}_k$ ماتریسی $N \times N$ است که ماتریس تقویت - ارسال رله ی kام را نشان می دهد. با استفاده از محدودیت توان رله، رابطه ی زیر را برای α_k می توان بدست آورد:

$$\alpha_k^2 \mathbb{E}\left\{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{x}_{r,k}\mathbf{x}_{r,k}^H\right\}\right\} = P_r$$

$$\alpha_k = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\sum_{j=1}^{K}\mathbf{W}_k\mathbf{H}_{k,j}\mathbf{P}_j^2\mathbf{H}_{k,j}^H\mathbf{W}_k^H + \sigma^2\mathbf{W}_k\mathbf{W}_k^H\right\}}} \quad (۶)$$

که از این حقیقت استفاده شده است که $\mathbf{x}_i$ ها متغیرهای تصادفی مستقل با میانگین صفر هستند. در نتیجه با جایگذاری روابط (۵) و (۱) در رابطه ی (۴) سیگنال دریافتی در گیرنده ی lام بصورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{y}_{d,l} = \sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{K}\alpha_i\mathbf{G}_{l,i}^T\mathbf{W}_i\mathbf{H}_{i,j}\mathbf{P}_j\mathbf{x}_j + \sum_{i=1}^{M}\alpha_i\mathbf{G}_{l,i}^T\mathbf{W}_i\mathbf{n}_{r,i} + \mathbf{n}_{d,l} \quad (۷)$$

در نتیجه می توانیم سیگنال آنتن kام گیرنده ی l را بصورت (۸) بیان کنیم:

$$y_{d,l}^k = \underbrace{\alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{W}_l \mathbf{h}_{ll,k}\sqrt{P_{k,l}}x_{k,l}}_{\text{سیگنال مطلوب}} + \underbrace{\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t}\alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{W}_l \mathbf{h}_{ll,n}\sqrt{P_{n,l}}x_{n,l}}_{\text{تداخل هم آنتن}} + \underbrace{\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K}\alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{W}_l \sum_{n=1}^{N_j^t}\mathbf{h}_{lj,n}\sqrt{P_{n,j}}x_{n,j}}_{\text{تداخل ناشی از سایر فرستنده ها}} + \underbrace{\sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K}\alpha_i \mathbf{g}_{li,k}^T \mathbf{W}_i \sum_{n=1}^{N_i^t}\mathbf{h}_{ij,n}\sqrt{P_{n,j}}x_{n,j}}_{\text{تداخل ناشی از سایر فرستنده ها}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{M}\alpha_i \mathbf{g}_{li,k}^T \mathbf{W}_i \mathbf{n}_{r,i} + n_{d,l}^k}_{\text{نویز موثر}} \quad (۸)$$

$$\gamma_l^k = \frac{P_{k,l}\alpha_l^2 \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{W}_l \mathbf{h}_{ll,k}\|^2}{\mathrm{Y}_l^k} \quad (۹)$$

که در آن

$$\mathrm{Y}_l^k = \sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} P_{n,l}\alpha_l^2 \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{W}_l \mathbf{h}_{ll,n}\|^2 + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{M}\sum_{n=1}^{N_j^t}\alpha_l^2 P_{n,j} \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{W}_l \mathbf{h}_{lj,n}\|^2 + \sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M}\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K}\sum_{n=1}^{N_i^t} P_{n,j}\alpha_i^2 \| \mathbf{g}_{li,k}^T \mathbf{W}_i \mathbf{h}_{ij,n}\|^2 + \sum_{i=1}^{M}\sigma^2\alpha_i^2 \| \mathbf{g}_{li,k}^T \mathbf{W}_i\|^2 + \sigma^2$$

است. در ادامه حالت هایی را در نظر می گیریم که رله ها از پردازش های MRC یا ZF استفاده می کنند.

۳-۱- استفاده از پردازش MRT/MRC در رله ها

در این حالت رله ی iام از پیش کدگذاری زیر استفاده می کند:

$$\mathbf{W}_l = \mathbf{G}_{l,l}^* \mathbf{H}_{l,l}^H \quad (۱۰)$$

در نتیجه با جایگذاری رابطه ی (۱۰) در رابطه ی (۶) داریم:

$$\alpha_l^{\mathrm{MR}} = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\sum_{j=1}^{K}\mathbf{G}_{l,l}^*\mathbf{H}_{l,l}^H\mathbf{H}_{l,j}\mathbf{P}_j^2\mathbf{H}_{l,j}^H\mathbf{H}_{l,l}\mathbf{G}_{l,l}^T + \sigma^2\mathbf{G}_{l,l}^*\mathbf{H}_{l,l}^H\mathbf{H}_{l,l}\mathbf{G}_{l,l}^T\right\}}} \quad (۱۱)$$

در نهایت با جایگذاری (۱۰) در رابطه ی (۸) داریم:

که $\mathbf{g}_{ll,k}, \mathbf{h}_{lj,k}$ به ترتیب نشان دهنده ی ستون kام ماتریس های $\mathbf{G}_{l,l}, \mathbf{H}_{l,j}$ است. به علاوه منظور از تداخل هم آنتن و تداخل ناشی از سایر فرستنده ها، به ترتیب تداخل ایجاد شده ناشی از ارسال سیگنال از همان فرستنده ولی از آنتن های مختلف و تداخل ایجاد شده ناشی از ارسال سیگنال توسط فرستنده ها دیگر است. در نتیجه می توانیم SINR این سیگنال را بصورت (۹) بیان کنیم:

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

$$y_{d,l}^{k} = \underbrace{\alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} . \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,k} \sqrt{P_{k,l}}\, x_{k,l}}_{\text{سیگنال مطلوب}} + \underbrace{\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} \alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} . \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,n} \sqrt{P_{n,l}}\, x_{n,l}}_{\text{تداخل هم‌آرایه‌ای}} + \underbrace{\sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} . \mathbf{H}_{l,l}^{H} \sum_{n=1}^{N_j^t} \mathbf{h}_{lj,n} \sqrt{P_{n,j}}\, x_{n,j}}_{\text{تداخل ناشی از سایر رله‌های فرستنده}} + \underbrace{\sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M} \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \alpha_i \mathbf{g}_{li,k}^{T} \mathbf{G}_{i,i}^{*} . \mathbf{H}_{i,i}^{H} \sum_{n=1}^{N_i^t} \mathbf{h}_{ij,n} \sqrt{P_{n,j}}\, x_{n,j}}_{\text{تداخل ناشی از سایر فرستنده‌ها}} + \underbrace{\sum_{i=1}^{M} \alpha_i \mathbf{g}_{li,k}^{T} \mathbf{G}_{i,i}^{*} . \mathbf{H}_{i,i}^{H} \mathbf{n}_{r,i} + n_{d,l}^{k}}_{\text{نویز موثر}} \qquad (۱۲)$$

در نتیجه نسبت سیگنال به توان نویز را برای این سیگنال می توان بصورت زیر بیان کرد:

$$\gamma_l^k = \frac{P_{k,l}\alpha_l^2}{\mathrm{Y}_l^k} \qquad (۱۳)$$

که

$$\mathrm{Y}_l^k = \sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} P_{n,l}\alpha_l^2 \frac{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,n} \|^2}{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,k} \|^2} + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \sum_{n=1}^{N_j^t} \alpha_l^2 P_{n,j} \frac{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{lj,n} \|^2}{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,k} \|^2} + \sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M} \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \sum_{n=1}^{N_i^t} P_{n,j}\alpha_i^2 \frac{\| \mathbf{g}_{li,k}^{T} \mathbf{G}_{i,i}^{*} \mathbf{H}_{i,i}^{H} \mathbf{h}_{ij,n} \|^2}{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,k} \|^2} + \sum_{i=1}^{M} \sigma^2 \alpha_i^2 \frac{\| \mathbf{g}_{li,k}^{T} \mathbf{G}_{i,i}^{*} \mathbf{H}_{i,i}^{H} \|^2}{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,k} \|^2} + \frac{\sigma^2}{\| \mathbf{g}_{ll,k}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{h}_{ll,k} \|^2}$$

در نتیجه نرخ قابل حصول بصورت زیر خواهد بود:

$$R_{l,k} = 0.5 \log_2 \left(1+\gamma_l^k\right) \qquad (۱۴)$$

در نهایت با توجه به تعریف، نرخ قابل حصول برای فرستنده lام برابر $R_l = \sum_{k=1}^{N_l^t} R_{l,k}$ خواهد بود (توجه شود که در حالت کلی بجای N_l^t، مقدار $\min\left(N_l^t, N_l^r\right)$ خواهد بود).

۳-۲- استفاده از پردازش ZF در رله ها

در این حالت رله ی lام از ماتریس پیش کدگذاری زیر برای ارسال اطلاعات به گیرنده ی lام استفاده می کند:

$$\mathbf{W}_l = \mathbf{G}_{l,l}^{*} \left(\mathbf{G}_{l,l}^{T} \mathbf{G}_{l,l}^{*}\right)^{-1} \left(\mathbf{H}_{l,l}^{H} \mathbf{H}_{l,l}\right)^{-1} \mathbf{H}_{l,l}^{H} \qquad (۱۵)$$

در نتیجه با جایگذاری (۱۵) در رابطه ی (۶) بطور مشابه رابطه ی (۱۱) می توانیم α_l^{ZF}را بدست آوریم. به علاوه با جایگذاری معادله ی (۱۵) در معادله ی (۸) می توانیم عبارت مشابهی را برای سیگنال k ام گیرنده ی lام بدست آوریم. در نهایت SINR مشابه رابطه ی (۱۳) بدست می آید و از روی آن به سادگی می توان نرخ قابل حصول را بدست آورد که به دلیل تشابه محاسبات در اینجا آورده نمی شود.

۴- نرخ قابل حصول کدگشایی - ارسال

در این بخش حالتی را در نظر میگیریم که رله ها ابتدا سیگنال ارسالی از فرستنده ها را کدگشایی می کنند و بعد از آن، با پیش کدگذاری مناسب آنرا به سمت گیرنده ها ارسال می کنند. در این حالت رله ی l برای بازیابی سیگنال ارسالی از فرستنده lام بصورت زیر عمل می کند:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_l &= \mathbf{W}_l^H \mathbf{y}_{r,l} \\ &= \mathbf{W}_l^H \left(\sum_{j=1}^{K} \mathbf{H}_{l,j} \mathbf{P}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_{r,l} \right) \end{aligned} \qquad (۱۶)$$

تخمین kامین جریان داده ی فرستنده lام در گره lام را می توانیم بصورت زیر بیان کنیم:

$$\hat{x}_{k,l} = \sqrt{P_{k,l}}\, \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{h}_{ll,k} x_{k,l} + \sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} \sqrt{P_{n,l}}\, \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{h}_{ll,n} x_{n,l} + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \sum_{n=1}^{N_j^t} \sqrt{P_{n,j}}\, \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{h}_{lj,n} x_{n,j} + \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{n}_{r,l} \qquad (۱۷)$$

در نتیجه SINR این جریان داده بصورت زیر خواهد بود:

$$\gamma_{l,k}^{sr} = \frac{P_{k,l} \| \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{h}_{ll,k} \|^2}{\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} P_{n,l} \| \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{h}_{ll,n} \|^2 + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \sum_{n=1}^{N_j^t} P_{n,j} \| \mathbf{w}_{l,k}^H \mathbf{h}_{lj,n} \|^2 + \sigma^2 \| \mathbf{w}_{ll}^k \|^2} \qquad (۱۸)$$

بنابراین نرخ قابل حصول برای اینکه رله بتواند این جریان داده را بدرستی کدگشایی کند، بصورت زیر بیان نمود:

$$R_l^k \leq 0.5 \log_2 \left(1+\gamma_{l,k}^{sr}\right) \qquad (۱۹)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

بعد از بازیابی $\mathbf{x}_l$ در رله‌ی lام، این رله سیگنال زیر را ارسال می کند:

$$\mathbf{x}_l^r = \alpha_l \mathbf{B}_l \mathbf{x}_l \qquad (۲۰)$$

که α_l برای برقراری رابطه‌ی محدودیت توان در رله در نظر گرفته شده است:

$$\alpha_l = \frac{\sqrt{P_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{B}_l \mathbf{B}_l^H\right\}}}$$

در نتیجه سیگنال دریافتی در گیرنده ی lام بصورت زیر خواهد بود:

$$\mathbf{y}_{r,l} = \sum_{i=1}^{M} \alpha_i \mathbf{G}_{l,i}^T \mathbf{B}_i \mathbf{x}_i^r + \mathbf{n}_{d,l} \qquad (۲۱)$$

که داریم:

$$\begin{aligned} y_{r,l}^k &= \alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{b}_{ll,k} x_{k,l}^r + \sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} \alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{b}_{ll,n} x_{n,l}^r \\ &+ \sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M} \sum_{n=1}^{N_i^t} \alpha_i \mathbf{g}_{li,n}^T \mathbf{b}_{ii,n} x_{n,i}^r + n_{d,l}^k \end{aligned} \qquad (۲۲)$$

در نتیجه SINR به طور مشابه برای جریان داده ی k بصورت زیر خواهد بود:

$$\gamma_{l,k}^{rd} = \frac{\alpha_l^2 \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{b}_{ll} \|^2}{\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} \alpha_l^2 \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{b}_{ll,n} \|^2 + \sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M} \sum_{n=1}^{N_i^t} \alpha_i^2 \| \mathbf{g}_{li,k}^T \mathbf{b}_{ii,n} \|^2 + \sigma^2} \qquad (۲۳)$$

در نتیجه برای بازیابی صحیح باید داشته باشیم:

$$R_l^k \le 0.5 \log_2\left(1+\gamma_{l,k}^{rd}\right) \qquad (۲۴)$$

در نتیجه برای طرح کدگشایی - ارسال، نرخ قابل حصول با استفاده از معادله های (۱۹) و (۲۴) بصورت زیر خواهد بود:

$$R_l^k \le \min\left(0.5 \log_2\left(1+\gamma_{l,k}^{sr}\right), 0.5 \log_2\left(1+\gamma_{l,k}^{rd}\right)\right) \qquad (۲۵)$$

در ادامه به بررسی پردازش های MRC و ZF در رله ها می پردازیم.

۴-۱- استفاده از MRC و MRT در رله ها

رله‌ی lام ابتدا از MRC برای کدگشایی سیگنال فرستنده l استفاده می کند یعنی $\mathbf{W}_l = \mathbf{H}_{ll}$ قرار می‌دهد. در نتیجه تخمین جریان داده‌ی kام سیگنال در رله ی lام بصورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k,l} &= \sqrt{P_{k,l}} \mathbf{h}_{ll,k}^H \mathbf{h}_{ll,k} x_{k,l} + \sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} \sqrt{P_{n,l}} \mathbf{h}_{ll,k}^H \mathbf{h}_{ll,n} x_{n,l} \\ &+ \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{K} \sum_{n=1}^{N_j^t} \sqrt{P_{n,j}} \mathbf{h}_{ll,k}^H \mathbf{h}_{jj,n} x_{n,j} + \mathbf{h}_{ll,k}^H \mathbf{n}_{r,l} \end{aligned} \qquad (۲۶)$$

بعد از آن رله از MRT برای ارسال سیگنال به گیرنده‌ی lام استفاده می کند یعنی قرار می‌دهد: $\mathbf{B} = \mathbf{G}_{ll}^*$. در نتیجه در گیرنده ی lام خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} y_{r,l}^k &= \alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{g}_{ll,k}^* x_{k,l} + \sum_{\substack{n=1,\\ n\neq M}}^{N_l^t} \alpha_l \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{g}_{ll,n}^* x_{n,l} \\ &+ \sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M} \sum_{n=1}^{N_i^t} \alpha_i \mathbf{g}_{li,n}^T \mathbf{g}_{ii,n}^* x_{n,i} + \mathbf{n}_{d,l}^k \end{aligned} \qquad (۲۷)$$

همچنین نرخ قابل حصول برای جریان داده‌ی kام بصورت زیر خواهد بود:

$$R_l^k \le \min\left(0.5 \log_2\left(1+\gamma_{l,k}^{sr,mrc}\right), 0.5 \log_2\left(1+\gamma_{l,k}^{rd,mrc}\right)\right) \qquad (۲۸)$$

که

$$\gamma_{l,k}^{sr,mrc} = \frac{P_{k,l} \| \mathbf{h}_{ll,k}^H \mathbf{h}_{ll,k} \|^2}{\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} P_{n,l} \| \mathbf{h}_{ll,n}^H \mathbf{h}_{ll,n} \|^2 + \sum_{\substack{j=1,\\ j\neq l}}^{M} \sum_{n=1}^{N_j^t} P_{n,j} \| \mathbf{h}_{jj,n}^H \mathbf{h}_{jj,n} \|^2 + \sigma^2 \| \mathbf{h}_{ll}^k \|^2}$$

و

$$\gamma_{l,k}^{rd,mrc} = \frac{\alpha_l^2 \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{g}_{ll}^* \|^2}{\sum_{\substack{n=1,\\ n\neq k}}^{N_l^t} \alpha_l^2 \| \mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{g}_{ll,n}^* \|^2 + \sum_{\substack{i=1,\\ i\neq l}}^{M} \sum_{n=1}^{N_i^t} \alpha_i^2 \| \mathbf{g}_{li,n}^T \mathbf{g}_{ii,n}^* \|^2 + \sigma^2}$$

در ادامه به بررسی استفاده از پردازش ZF در رله ها می پردازیم.

۴-۲- استفاده از ZF در رله ها

در این حالت رله ی lام، از $\mathbf{W}_l^H = \left(\mathbf{H}_{ll}^H \mathbf{H}_{ll}\right)^{-1} \mathbf{H}_{ll}^H$ و $\mathbf{B}_l = \mathbf{G}_{ll}^* \left(\mathbf{G}_{ll}^T \mathbf{G}_{ll}^*\right)^{-1}$ به ترتیب برای دریافت و ارسال استفاده

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]

می کند. نرخ قابل حصول در این حالت می تواند از طریق جاگذاری در روابط (۱۷) و (۱۸) مشابه حالت استفاده از MRC و MRT در رله بدست آید که به دلیل تشابه زیاد در این قسمت حذف می شود. در ادامه به بررسی کارایی انرژی سیستم با استفاده از استراتژی های تقویت-ارسال و کدگشایی - ارسال در رله ها در حالتی که N خیلی بزرگ است می پردازیم.

۵- بررسی حالت مجانبی

در این بخش با در نظر گرفتن N بزرگ به ساده سازی روابط به دست آمده برای SINRها در روابط (۹)، (۱۸) و (۲۳) می پردازیم که منجر به عبارت های ساده شده برای کارایی طیفی سیستم می شود که این عبارات نشان دهنده ی برخی جنبه های قابل توجه در نرخ قابل حصول و کارایی توان هستند. در این بخش فرض می شود که $N >> N_i^t, N >> N_i^r$ برای تمامی $i = 1,2,...,K$. در ادامه ی این بخش، ۳ حالت را در نظر خواهیم گرفت:

$$P_{k,l} = P_s = E_s / N, P_r = E_r,$$
$$P_{k,l} = P_s = E_s, P_r = E_r / N \quad \text{و}$$
$$P_{k,l} = P_s = E_s / N, P_r = E_r / N .$$

۵-۱- تقویت - ارسال با پردازش MRC/MRT

حالت اول: $P_{k,l} = E_s / N, P_r = E_r$. در این حالت داریم:

$$\frac{y_{d,l}^k}{\sqrt{N}} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \frac{\sqrt{E_s E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s \mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l} + \sigma^2 \mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}} x_{k,l} + \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s \mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l} + \sigma^2 \mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}} \gamma_{l,l}^k \tilde{n}_{k,l} \quad (۲۹)$$

که $\tilde{n}_{k,l} \sim \mathcal{CN}\left(0, \lambda_{l,l}^k \sigma^2\right)$. بنابراین خواهیم داشت:

$$\gamma_l^k \xrightarrow{a.s} \frac{E_S \gamma_{l,l}^k}{\sigma^2} \quad (۳۰)$$

اثبات: معادله ی (۱۱) را در نظر بگیرید، داریم:

$$N\alpha_l = \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\sum_{j=1}^{K} \frac{E_s}{N^3} \mathbf{G}_{l,l}^* \mathbf{H}_{l,l}^H \mathbf{H}_{l,j} \mathbf{H}_{l,j}^H \mathbf{H}_{l,l} \mathbf{G}_{l,l}^T + \frac{\sigma^2}{N^2} \mathbf{G}_{l,l}^* \mathbf{H}_{l,l}^H \mathbf{H}_{l,l} \mathbf{G}_{l,l}^T\right\}}} = \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s \left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right) + \sigma^2 \mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}} \quad (۳۱)$$

چرا که داریم:

$$\frac{\mathbf{H}_{l,l}^H \mathbf{H}_{l,j}}{N} = \begin{cases} \mathbf{D}_{l,l} & l = j \\ \mathbf{0} & l \neq j \end{cases}$$

و همچنین:

$$\frac{\mathbf{G}_{l,l}^H \mathbf{G}_{l,j}}{N} = \begin{cases} \mathbf{\Gamma}_{l,l} & l = j \\ \mathbf{0} & l \neq j \end{cases}$$

همچنین با در نظر گرفتن رابطه ی (۱۲)، عبارت اول $\frac{y_{d,l}^k}{\sqrt{N}}$ بصورت زیر خواهد بود:

$$N\alpha_l \sqrt{E_s} \frac{\mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{G}_{l,l}^* \mathbf{H}_{l,l}^H \mathbf{h}_{ll,k}}{N^2} x_{k,l} = N\alpha_l \sqrt{E_s} \sum_{i=1}^{N_l^t} \frac{\mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{g}_{ll,i}^* \mathbf{h}_{ll,i}^H \mathbf{h}_{ll,k}}{N^2} x_{k,l} = \frac{\sqrt{E_r E_s}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s \left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right) + \sigma^2 \mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}} \gamma_{l,l}^k \lambda_{l,l}^k x_{k,l} \quad (۳۲)$$

که از رابطه ی (۳۱) و این حقیقت که:

$$\frac{\mathbf{w}_{ll,k}^T \mathbf{w}_{ll,i}^*}{N} = \begin{cases} \zeta_{l,l}^k & k = i \\ 0 & k \neq i \end{cases} \quad (۳۳)$$

برای $\mathbf{w} = \mathbf{h}$، $\zeta_{l,l}^k = \lambda_{l,l}^k$ و $\mathbf{w} = \mathbf{g}$، $\zeta_{l,l}^k = \gamma_{l,l}^k$ استفاده شده است. با در نظر گرفتن ترم دوم رابطه ی $\frac{y_{d,l}^k}{\sqrt{N}}$ داریم:

$$\sqrt{E_s} N \alpha_l \sum_{\substack{n=1, \\ n\neq k}}^{N_l^t} \frac{\mathbf{g}_{ll,k}^T \mathbf{G}_{l,l}^* . \mathbf{H}_{l,l}^H \mathbf{h}_{ll,n}}{N^2} x_{n,l} \to 0 \quad (۳۴)$$

که اثبات آنهم مشابه رابطه ی اول خواهد بود. همچنین به سادگی مشاهده می شود که ترم سوم و چهارم رابطه ی $\frac{y_{d,l}^k}{\sqrt{N}}$ با افزایش N به سمت صفر میل می کنند. در نهایت ترم آخر را در نظر بگیریم:

$$\sum_{i=1}^{N_l^t} N\alpha_i \frac{\mathbf{g}_{li,k}^T \mathbf{G}_{i,i}^* . \mathbf{H}_{i,i}^H \mathbf{n}_{r,i}}{N\sqrt{N}} + \frac{n_{d,l}^k}{\sqrt{N}} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s \left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right) + \sigma^2 \mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}} \gamma_{l,l}^k \tilde{n}_{k,l} \quad (۳۵)$$

که $\tilde{n}_{k,l} \sim \mathcal{CN}\left(۰, \lambda_{l,l}^k \sigma^۲\right)$. در واقع از رابطه ی (۳۳) و قضیه ی حد مرکزی Lindeberg-Le´vy استفاده شده است.

حالت دوم: $P_{k,l} = E_s \quad P_r = E_r \quad N$. در این حالت داریم:

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

$$y_{d,l}^{k} \xrightarrow{d} \frac{\sqrt{E_r E_s}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)\right\}}}\lambda_{l,l}^{k}\gamma_{l,l}^{k}x_{k,l}+n_{d,l}^{k} \qquad (۳۶)$$

در نتیجه:

$$\gamma_l^k \xrightarrow{a.s} \frac{E_s E_r\left(\lambda_{l,l}^{k}\gamma_{l,l}^{k}\right)^2}{\sigma^2\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)\right\}} \qquad (۳۷)$$

اثبات: مشابه حالت اول است، در این حالت داریم:

$$N^{2}\alpha_l=\frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)\right\}}} \qquad (۳۸)$$

همچنین اولین ترم معادله ی (۱۲) مشابه رویکرد قبلی بصورت زیر خواهد بود:

$$\sqrt{E_s}N^{2}\alpha_l\frac{\mathbf{g}_{ll,k}^{T}\mathbf{G}_{l,l}^{*}.\mathbf{H}_{l,l}^{H}\mathbf{h}_{ll,k}}{N^{2}}x_{k,l} \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_s E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)\right\}}}\gamma_{l,l}^{k}\lambda_{l,l}^{k}x_{k,n} \qquad (۳۹)$$

با روش مشابه مشاهده می شود که برای N های بزرگ بقیه ی ترم ها صفر خواهد شد و تنها ترم $n_{d,l}^{k}$ باقی خواهد ماند.

حالت سوم: $P_{k,l}=E_s/N \quad P_r=E_r \quad N$. در این حالت داریم:

$$y_{d,l}^{k} \xrightarrow{d} \frac{\sqrt{E_r E_s}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)+\sigma^2\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}}\lambda_{l,l}^{k}\gamma_{l,l}^{k}x_{k,l} + \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)+\sigma^2\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}}\gamma_{l,l}^{k}\tilde{n}_{d,l}^{k}+n_{k,l} \qquad (۴۰)$$

که $\tilde{n}_{k,l}\sim\mathcal{CN}\left(0,\ \lambda_{l,l}^{k}\sigma^{2}\right)$. در نتیجه داریم:

$$\gamma_l^k \xrightarrow{a.s} \frac{\dfrac{E_s E_r\left(\lambda_{l,l}^{k}\gamma_{l,l}^{k}\right)^2}{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)+\sigma^2\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}}{\dfrac{E_r\sigma^2\left(\gamma_{l,l}^{k}\right)^2\lambda_{l,l}^{k}}{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right)+\sigma^2\mathbf{\Gamma}_{l,l}\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}+\sigma^2} \qquad (۴۱)$$

در اینحالت اثبات مشابه حالت های قبل است و در این قسمت حذف شده است.

۵-۲- تقویت - ارسال با استفاده از پردازش ZF

در این قسمت روابط برای حالتی که رله ها از طرح تقویت-ارسال و ZF استفاده می کنند، بدست آمده است.

حالت اول: $p_{k,l}=E_s/N, P_r=E_r \quad N$. در این حالت داریم:

$$\frac{y_{d,l}^{k}}{\sqrt{N}} \xrightarrow[N\to\infty]{d} \frac{\sqrt{E_r E_s}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}}x_{k,l} + \frac{\sqrt{E_r E_s}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}}\frac{\tilde{n}_{k,l}}{\lambda_{l,l}^{k}} \qquad (۴۲)$$

که $\tilde{n}_{k,l}\sim\mathcal{CN}\left(0,\ \lambda_{l,l}^{k}\sigma^{2}\right)$. در نتیجه خواهیم داشت:

$$\gamma_l^k \xrightarrow{a.s} \frac{E_s\lambda_{l,l}^{k}}{\sigma^2} \qquad (۴۳)$$

اثبات: ابتدا توجه داشته باشید که در این حالت داریم:

$$\frac{\alpha_l}{N} \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}} \qquad (۴۴)$$

و روند اثبات مشابه حالت های قبل است و در اینجا صرف نظر شده است.

حالت دوم: $P_{k,l}=E_s \quad P_r=E_r \quad N$. در این حالت داریم:

$$y_{d,l}^{k} \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_s E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}\right\}}}x_{k,l}+n_{d,l}^{k} \qquad (۴۵)$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$\gamma_l^k \xrightarrow{a.s} \frac{E_r}{\sigma^2\mathrm{Tr}\left\{\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}\right\}} \qquad (۴۶)$$

برای اثبات توجه شود که داریم:

$$\alpha_l \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}\right\}}} \qquad (۴۷)$$

و در ادامه روند مشابه اثبات های قبل نتایج بدست می آید. نتیجه ی جالب توجه در این قسمت این است که SINR وابسته به E_s نیست.

حالت سوم: $P_{k,l}=E_s/N \quad P_r=E_r \quad N$. در این حالت داریم:

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]

$$y_{d,l}^{k} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \frac{\sqrt{E_s E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}} x_{k,l} + \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}} \frac{1}{\lambda_{l,l}^{k}} \tilde{n}_{k,l} + n_{d,l}^{k} \quad (۴۸)$$

در نتیجه:

$$\gamma_{l}^{k} \xrightarrow{a.s} \frac{\frac{E_s E_r}{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}}{\frac{E_r}{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}\frac{\sigma^2}{\lambda_{l,l}^{k}}+\sigma^2} \quad (۴۹)$$

اثبات: توجه شود که داریم:

$$\frac{\alpha_l}{\sqrt{N}} \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{E_s\left(\mathbf{\Gamma}_{ll}\right)^{-1}+\sigma^2\left(\mathbf{\Lambda}_{l,l}\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right)^{-1}\right\}}} \quad (۵۰)$$

و ادامه ی حل هم مشابه حالت های بررسی شده است.

۵-۳- کدگشایی و ارسال با استفاده از پردازش MRC و MRT

حالت اول: $P_{k,l}=E_s/N,\ P_r=E_r$. با در نظر گرفتن رابطه ی (۲۶) داریم::

$$\frac{\hat{x}_l^k}{\sqrt{N}} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \sqrt{E_s}\lambda_{l,l}^{k} x_{k,l} + \tilde{n}_{r,k} \quad (۵۱)$$

که $\tilde{n}_{r,k} \sim \mathcal{CN}\left(0,\ \lambda_{l,l}^{k}\sigma^2\right)$. در نتیجه خواهیم داشت:

$$\gamma_{l,k}^{sr,mrc} \xrightarrow{a.s} \frac{E_s\lambda_{l,l}^{k}}{\sigma^2} \quad (۵۲)$$

همچنین با در نظر گرفتن رابطه ی (۲۷) داریم:

$$\frac{y_{r,l}^{k}}{\sqrt{N}} \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right\}}}\gamma_{l,l}^{k} x_{k,l} \quad (۵۳)$$

که از این حقیقت استفاده کردیم که $\sqrt{N}\,\alpha_l = \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right\}}}$. مشاهده می شود که نویز حذف شده است و میتوانیم سیگنال را با هر نرخی ارسال کنیم. در نتیجه در این حالت داریم:

$$R_l^{k} = 0.5\log_2\left(1+\frac{E_s\gamma_{l,l}^{k}}{\sigma^2}\right) \quad (۵۴)$$

حالت دوم: $P_{k,l}=E_s \quad P_r=E_r \quad N$. در این حالت داریم:

$$\frac{\hat{x}_l^k}{N} \xrightarrow{a.s} \sqrt{E_s}\lambda_{l,l}^{k} x_{k,l} \quad (۵۵)$$

مشاهده می شود که در این نویز حذف شده است و می توانیم با هر نرخی ارسال کنیم. همچنین داریم:

$$y_{r,l}^{k} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right\}}}\gamma_{l,l}^{k} x_{k,l} + n_{d,l}^{k} \quad (۵۶)$$

که از این حقیقت استفاده شده است که $N\,\alpha_l = \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\Gamma_{l,l}\right\}}}$. در نتیجه خواهیم داشت:

$$R_l^{k} = 0.5\log_2\left(1+\frac{E_r\left(\gamma_{l,l}^{k}\right)^2}{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right\}\sigma^2}\right) \quad (۵۷)$$

حالت سوم: $P_{k,l}=E_s/N \quad P_r=E_r \quad N$. در این حالت داریم:

$$\frac{\hat{x}_l^k}{\sqrt{N}} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \sqrt{E_s}\lambda_{l,l}^{k} x_{k,l} + \tilde{n}_{r,k} \quad (۵۸)$$

که $\tilde{n}_{r,k} \sim \mathcal{CN}\left(0,\ \lambda_{l,l}^{k}\sigma^2\right)$. در نتیجه داریم:

$$y_{r,l}^{k} \xrightarrow[n\to\infty]{d} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Lambda}_{l,l}\right\}}}\gamma_{l,l}^{k} x_{k,l} + n_{d,l}^{k} \quad (۵۹)$$

در نتیجه نرخ قابل حصول بصورت زیر خواهد بود:

$$R_l^{k} = 0.5\log_2\left(1+\min\left(\frac{E_s\lambda_{l,l}^{k}}{\sigma^2}, \frac{E_r\left(\gamma_{l,l}^{k}\right)^2}{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}\right\}\sigma^2}\right)\right) \quad (۶۰)$$

۵-۴- کدگشایی و ارسال با استفاده از ZF

حالت اول: $P_{k,l}=E_s/N,\ P_r=E_r$. با در نظر گرفتن توضیحات داده شده در بخش (۲-۴) داریم:

$$\sqrt{N}\,\hat{x}_l^k \xrightarrow[n\to\infty]{d} \sqrt{E_s}x_{k,l} + \frac{1}{\lambda_{l,l}^{k}}\tilde{n}_{k,l} \quad (۶۱)$$

که در آن $\tilde{n}_{k,l} \sim \mathcal{CN}\left(0,\ \lambda_{l,l}^{k}\sigma^2\right)$. همچنین داریم:

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

$$\frac{y_{r,l}^{k}}{\sqrt{N}} \xrightarrow{a.s} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}^{-1}\right\}}} x_{k,l} \qquad (۶۲)$$

در نتیجه نرخ قابل حصول در این حالت بصورت زیر خواهد بود:

$$R_l^k = 0.5\log_2\left(1+\frac{E_s\lambda_{l,l}^k}{\sigma^2}\right) \qquad (۶۳)$$

حالت دوم: $N \quad P_r = E_r \quad P_{k,l} = E_s$. در این حالت داریم:

$$\hat{x}_l^k \xrightarrow{a.s} \sqrt{E_s}\, x_{k,l} \qquad (۶۴)$$

همچنین در این حالت داریم:

$$y_{r,l}^{k} \xrightarrow{d} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}^{-1}\right\}}} x_{k,l} + n_{d,l}^{k} \qquad (۶۵)$$

در نتیجه نرخ قابل حصول در این حالت بصورت زیر خواهد بود:

$$R_l^k = 0.5\log_2\left(1+\frac{E_r}{\sigma^2\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}^{-1}\right\}}\right) \qquad (۶۶)$$

حالت سوم: $N \quad P_r = E_r \quad P_{k,l} = E_s / N$. در این حالت داریم:

$$\sqrt{N}\,\hat{x}_l^k \xrightarrow[n\to\infty]{d} \sqrt{E_s}\, x_{k,l} + \frac{1}{\lambda_{l,l}^k}\tilde{n}_{k,l} \qquad (۶۷)$$

با رویکردی مشابه داریم:

$$y_{r,l}^{k} \xrightarrow{d} \frac{\sqrt{E_r}}{\sqrt{\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}^{-1}\right\}}} x_{k,l} + n_{d,l}^{k} \qquad (۶۸)$$

در نتیجه نرخ قابل حصول در این حالت بصورت زیر خواهد بود::

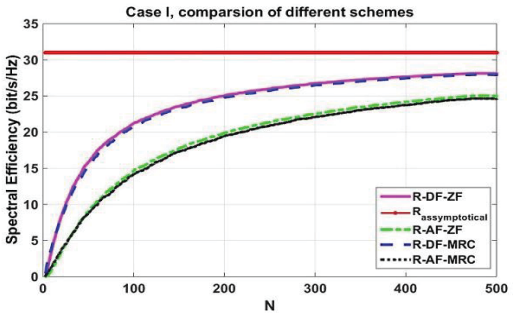
$$R_l^k = 0.5\log_2\left(1+\min\left(\frac{E_s\lambda_{l,l}^k}{\sigma^2}, \frac{E_r}{\sigma^2\mathrm{Tr}\left\{\mathbf{\Gamma}_{l,l}^{-1}\right\}}\right)\right) \qquad (۶۹)$$

۶- نتایج عددی

در این بخش برخی نتایج عددی برای بررسی عملکرد روش پیشنهادی آورده می شود. در شبیه سازی ها فرض شده است که فیدینگ مقیاس بزرگ برابر واحد است و تنها اثر فیدینگ مقیاس کوچک را برای مقایسه ی بهتر آورده شده است. همچنین تعداد فرستنده و گیرنده ها و رله ها، $K = M = 8$ در نظر گرفته شده است و تعداد آنتن های فرستنده و گیرنده ها $N_i^t = N_i^r = 3$ در نظر گرفته شده است. شکل (۲) نشان دهنده ی کارایی طیفی بر حسب تعداد آنتن های رله در حالت اول برای طرح های بررسی شده است.

همانطور که از حالت اول در تمامی موارد مشخص است در حالتی که فیدینگ بزرگ مقیاس نادیده گرفته شود، نرخ مجانبی قابل حصول برای هر 4 حالت (یعنی AF-MRC, AF-ZF, DF-MRC, DF-ZF) مقدار یکسانی خواهد بود.

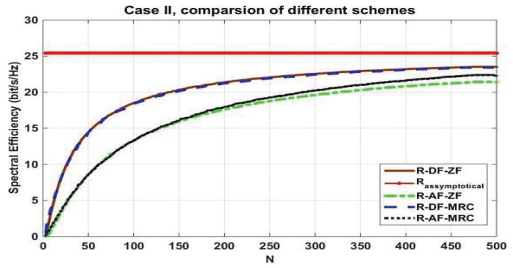
مشاهده می شود که با افزایش N هر ۴ بازده طیفی به مقدار مطلوب همگرا می شود ولی حالت کدگشایی و ارسال در N های پایین تر جواب بهتری نسبت به حالت تقویت و ارسال می دهد. دلیل این مساله این است که در حالت کدگشایی و ارسال، به دلیل اینکه ابتدا سیگنال ارسالی در رله ها کدگشایی می شود، در نهایت سیگنال مطلوب در گیرنده، تداخل کمتری را احساس می کند و در نتیجه Nهای کمتری برای حذف این تداخل نیاز است.



شکل (۲): کارایی طیفی بر حسب تعدا آنتن های رله در حالت اول:

$$P_s = E_s / N \quad P_r = E_r \quad E_s = ۷\ dB \quad E_r = ۰\ dB$$

شکل (۳) نشان دهنده ی کارایی طیفی بر حسب تعداد آنتن های رله در حالت دوم برای طرح های بررسی شده است. در این قسمت هم با توجه به نادیده گرفتن فیدینگ مقیاس کوچک، با توجه به حالت دوم در طرح های مورد بررسی، مشاهده می شود که نرخ مجانبی برای هر ۴ طرح مورد بررسی نتیجه ی یکسانی خواهد داشت. بازهم مشاهده می شود که طرح کدگشایی و ارسال در مقادیر پایین تر N، نتیجه ی بهتری را می دهد.

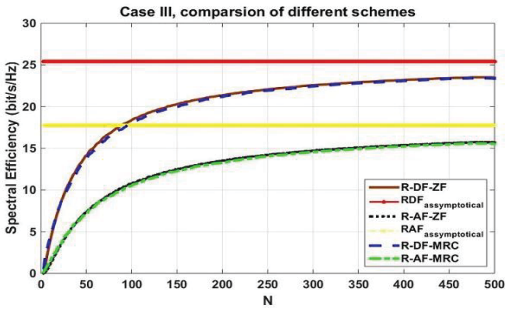


شکل (۳): کارایی طیفی بر حسب تعداد آنتن های رله در حالت دوم: $P_s = E_s \quad P_r = E_r \quad N \quad E_s = ۰\ dB \quad E_r = ۱۰\ dB$

در نهایت شکل (۴) نشان دهنده ی کارایی طیفی برحسب تعداد آنتن های رله، در حالت سوم است. مشاهده می شود که در این حالت با توجه به حالت سوم در طرح های مختلف مورد بررسی، نرخ مجانبی

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

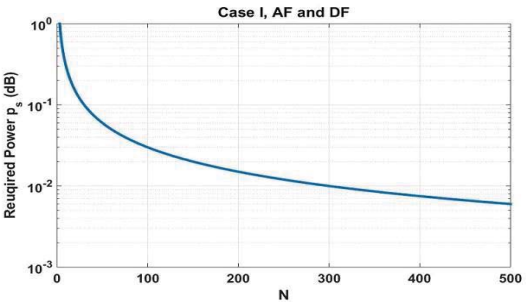
برای کدگشایی و ارسال بیشتر از تقویت و ارسال می شود که در شکل نیز این مساله قابل رویت است.



شکل (۴): کارایی طیفی بر حسب تعداد آنتن های رله در حالت دوم:

$$P_s = E_s \quad N \quad P_r = E_r \quad N \quad E_s = ۷\ dB \quad E_r = ۱۰\ dB$$

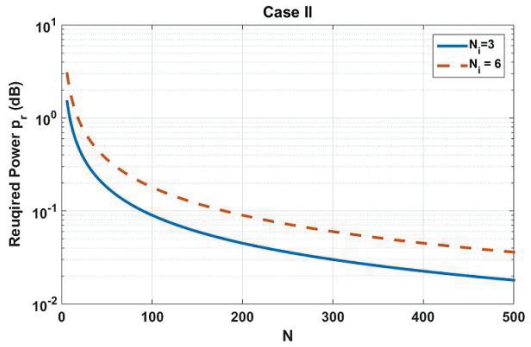
توان مورد نیاز برای بدست آوردن نرخ 1 بیت بر ثانیه برای هر کاربر برای طرح های مختلف مورد بررسی قرار گرفته شده است. شکل (۵) نشان دهنده ی توان مورد نیاز برای حالت اول است. در این حالت با توجه به عدم وابستگی کارایی طیفی به توان رله، کاهش توان فرستنده ها مورد بررسی قرار می گیرد. واضح است که با افزایش N توان مورد نیاز کاهش پیدا می کند (با توجه به مطالب ذکر شده نتیجه برای هر ۴ حالت مورد بررسی یکسان است).



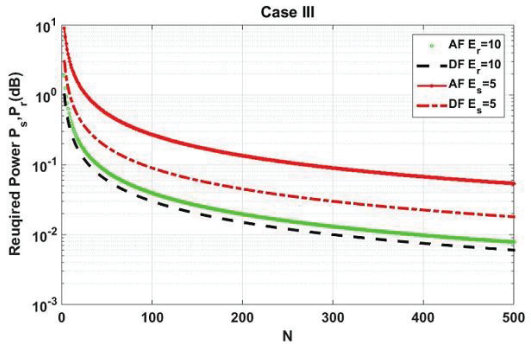
شکل (۵): توان مورد نیاز برای نرخ ۱ بیت بر ثانیه برای هر کاربر در حالت اول

شکل (۶) نشان دهنده ی نتایج برای حالت دوم است. در این حالت با توجه به اینکه کارایی طیفی وابسته به توان فرستنده ها نیست، کاهش توان رله ها مورد بررسی قرار گرفته شده اند. مشاهده می شود که با افزایش تعداد آنتن ها توان مورد نیاز کاهش پیدا می کند و همچنین با افزایش تعداد آنتن های فرستنده و گیرنده، توان مورد نیاز افزایش پیدا می کند.

در نهایت شکل (۷) نشان دهنده ی توان مورد نیاز در حالت سوم است. در این حالت با توجه به اینکه کارایی طیفی وابسته به توان فرستنده ها و رله ها است، حالتی که توان رله یا توان فرستنده ثابت باشد، در نظر گرفته شده است. مشاهده می شود که کدگشایی و ارسال نسبت به تقویت و ارسال نیاز به توان ارسالی کمتری دارد.



شکل (۶): توان مورد نیاز برای نرخ ۱ بیت بر ثانیه برای هر کاربر در حالت دوم



شکل (۷): توان مورد نیاز برای نرخ ۱ بیت بر ثانیه برای هر کاربر در حالت سوم

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله به بررسی کانال تداخل با رله های مسیو پرداختیم. نرخ قابل حصول در حالتی که رله ها از طرح های تقویت - ارسال و کدگشایی - ارسال استفاده می کنند، بدست آورده شد. همچنین برای حالتی که تعداد آنتن های رله بسیار زیاد است، نرخ در حالتی که رله از پردازش های MRT و ZF استفاده می کند، بدست آمد. سه حالت برای بررسی کارایی توان بررسی شد. مشاهده شد که با استفاده از تعداد زیاد آنتن در رله می توان توان فرستنده ها و گیرنده ها را بصورت قابل توجهی کم کرد، بدون آنکه کارایی سیستم دچار افت شود. همچنین مشاهده شد که طرح کدگشایی و ارسال بهتر از تقویت و ارسال عمل می کند و در تعداد آنتن های کمتر هم عملکردی بهتر از خود نشان می دهد. همچنین مشاهده شد که توان مورد نیاز برای داشتن نرخ ۱ بیت بر ثانیه برای هر کاربر با استفاده از کدگشایی - ارسال به نسبت با تقویت - ارسال، کمتر است.

مراجع

[1] T. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," IEEE Trans.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

Wireless Commun., vol.9, pp.3590–3600, November 2010.
[2] E. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," IEEE Commun. Mag., vol.52, pp.186–195, February 2014.
[3] H. Q. Ngo, E. Larsson, and T. Marzetta, "Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems," IEEE Trans. Commun., vol.61, pp.1436–1449, April 2013.
[4] 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, pp.966–981, Oct 2014.
[5] H. Pirzadeh, S. M. Razavizadeh, and E. Björnson, "Subverting massive MIMO by smart jamming," IEEE Wireless Commun. Lett., vol.5, pp.20–23, Feb 2016.
[6] L. Zhao, H. Zhao, F. Hu, K. Zheng, and J. Zhang, "Energy efficient power allocation algorithm for downlink massive MIMO with MRT precoding," in Proc. IEEE VTC, pp.1–5, Sept 2013.
[7] S. Zarei, W. Gerstacker, and R. Schober, "A low-complexity linear precoding and power allocation scheme for downlink massive MIMO systems," in proc. of Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, pp.285–290, Nov 2013.
[8] H. Q. Ngo, M. Matthaiou, and E. Larsson, "Massive MIMO with optimal power and training duration allocation," IEEE Wireless Commun. Lett., vol.3, pp.605–608, Dec 2014.
[9] H. Q. Ngo, H. Suraweerat, M. Matthaiou, and E. Larsson, "Multipair massive MIMO full-duplex relaying with MRC/MRT processing," in Proc. IEEE ICC, pp.4807–4813, June 2014.
[10] T. V. T. Le and Y. H. Kim, "Power and spectral efficiency of multi-pair massive antenna relaying systems with zeroforcing relay beamforming," IEEE Commun. Lett., vol.19, pp.243–246, Feb 2015.
[11] H. Q. Ngo, H. Suraweera, M. Matthaiou, and E. Larsson, "Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear processing," IEEE J. Sel. Topics Signal Process., vol.32, pp.1721–1737, Sept 2014.
[12] H. Cui, L. Song, and B. Jiao, "Multi-pair two-way amplifyand-forward relaying with very large number of relay antennas," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.13, pp.2636–2645, May 2014.
[13] H. Ngo and E. Larsson, "Spectral efficiency of the multipair two-way relay channel with massive arrays," in Proc. IEEE ASILOMAR , Pacific Grove, USA, pp.275–279, Nov 2013.

زیرنویس‌ها

[1] Amplify and Forward (AF)
[2] Decode and Forwards (DF)
[3] Maximum Ratio Transmission/Combining
[4] Zero Forcing
[5] Massive MIMO
[6] Rician Fading
[7] Precoding
[8] Regularized ZF
[9] Cooperative Relay
[10] Multi-pair
[11] Full Duplex
[12] Self-Interference

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-11-09]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.2.5]