

همسونهی تداخل براساس الگوریتم بیشینه‌سازی نسبت سیگنال به نویز و تداخل تحت اطلاعات غیر دقیق کانال

زکيه اتباعی^۱، علی اکبر تدین تفت^۲

^۱ دانشجوی دکتری دانشکده فنی مهندسی دانشگاه یزد، atbaie@stu.yazd.ac.ir

^۲ دانشیار دانشکده فنی مهندسی دانشگاه یزد، tadaion@yazd.ac.ir

چکیده – در این مقاله اثر عدم قطعیت اطلاعات کانال بر روی عملکرد همسونهی تداخل براساس الگوریتم بیشینه‌سازی نسبت سیگنال به نویز و تداخل ($Max-SINR$) بررسی می‌گردد. عدم قطعیت کانال در اغلب سیستم‌های مخابراتی باعث افت کارایی این سیستم‌ها می‌شود. در حالت معلوم بودن اطلاعات کانال به صورت دقیق، نشان داده شده است که الگوریتم $Max-SINR$ نسبت به الگوریتم‌های کمینه‌سازی نشتی تداخل، دارای عملکرد بهتری خواهد بود. در حالت عدم قطعیت اطلاعات کانال، بهبود نسبی الگوریتم $Max-SINR$ افت خواهد داشت. در این مقاله در شرایط عدم قطعیت اطلاعات کانال، الگوریتم $Max-SINR$ مقاوم طراحی شده است که نسبت به الگوریتم $Max-SINR$ معمول دارای عملکرد بهتری است که این برتری با انجام شبیه‌سازی نشان داده شده است.

کلیدواژه – همسونهی تداخل، بیشینه‌سازی نسبت سیگنال به نویز و تداخل، کانال تداخلی، پیش‌کدکننده، پس‌پردازش کننده.

کنندگی^۱ ناممکن است. همسونهی تداخل نسبت به عدم قطعیت کانال حساس است و در این شرایط کارایی سیستم به شدت افت پیدا می‌کند.

۱- مقدمه

در چند سال اخیر، مطالعاتی در زمینه تحلیل عملکرد IA در حالت عدم قطعیت اطلاعات کانال انجام شده است. بیشتر تلاش‌ها مبتنی بر فن بازخورد^۲ چندی کنندگی بوده است. در [۸]، برای روش IA به همراه بازخورد چندی کنندگی برای کانال تداخلی MIMO، نشان داده شده است که تنها، در صورتیکه بیت‌های بازخورد با نرخ مناسب با نسبت سیگنال به نویز تغییر کند، درجه آزادی کامل حاصل خواهد شد. عملکرد IA تحت همبستگی آنتن‌های سمت فرستنده با CSI غیر دقیق در [۹] بررسی شده است. همچنین در [۱۰] عملکرد IA با بازخورد پیوسته ارزیابی شده است.

در این مقاله، الگوریتم جدید مقاوم براساس بیشینه‌کردن نسبت سیگنال به نویز و تداخل ($Max-SINR$) نسبت به عدم قطعیت اطلاعات کانال ارائه شده است. الگوریتم $Max-SINR$ ، الگوریتم قابل توجهی است که سعی در بیشینه‌کردن SINR به

همسونهی تداخل (IA) یکی از روش‌های مقابله با تداخل است که در سالیان اخیر مورد توجه قرار گرفته است. همسونهی تداخل با طراحی ماتریس‌های پیش‌کدکننده در فرستنده و حذف تداخل در گیرنده امکان دستیابی به بهره تسهیم بهینه را فراهم می‌سازد. این روش با همسونهی تداخل‌های ایجاد شده در فرستنده‌های غیر مطلوب به یک زیرفضای کوچکی از فضای سیگنال دریافتی، سعی در بیشینه‌سازی ابعاد خالی از تداخل می‌نماید [۱،۲]. ایده همسونهی تداخل برای یک کانال تداخلی K کاربره در [1] معرفی شده است. در این مقاله اثبات شده است که درجه آزادی سیستم، به عبارت دیگر، ابعاد سیگنالینگ خالی از تداخل برای یک کانال تداخلی تک آنتنه برای K کاربر، به طور خطی با نصف تعداد کاربران یعنی $\frac{K}{2}$ متناسب است. با پیدایش سیستم‌های چند آنتنه، IA به طور وسیعی برای مقابله با تداخل، در مدل‌های سیستمی متنوعی از مخابرات بی‌سیم همانند کانال‌های تداخلی چند ورودی-چند خروجی (MIMO) [۳،۴]، شبکه 5×5 ، شبکه‌های سلولی [۶،۷] مورد استفاده قرار گرفته است. بیشتر مطالعات انجام شده با فرض معلوم بودن اطلاعات دقیق کانال انجام شده است. در سیستم‌های مخابراتی که در عمل وجود دارد، اجتناب از تخمین غیر دقیق کانال و خطای چندی

¹ Quantization

² feedback

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^K \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{z}_i \quad (1)$$

جمله اول سیگنال مطلوب و جمله دوم مجموع تمام تداخلاتی است که فرستنده‌های دیگر در گیرنده i ام ایجاد می‌کنند. بردار \mathbf{z}_i نویز سفید گوسی جمع شونده با بعد $1 \times N_i$ است. بردار نویز نمونه‌های مستقل با توزیع یکسان⁵ (iid) از توزیع گوسی با میانگین صفر و ماتریس کواریانس $E(\mathbf{z}_i^H \mathbf{z}_i) = \sigma_z^2 \mathbf{I}$ است. به منظور سادگی در روابط، با فرض نرمالیزه بودن نویز در هر گیرنده $(\sigma_z^2 = 1, \forall i = 1, \dots, K)$ ، ماتریس کواریانس نویز به یک ماتریس واحد تبدیل می‌شود. ماتریس کدگشایی یا به عبارت دیگر ماتریس پس‌پردازش‌کننده، با بعد $N_i \times d_i$ ، ماتریس حذف‌کننده تداخل در گیرنده i ام است. در واقع گیرنده i ام با ضرب ماتریس پس‌پردازش‌کننده \mathbf{U}_i^H در سیگنال دریافتی امکان جداسازی d_i رشته اطلاعاتی مربوط به فرستنده مطلوب را فراهم می‌کند. بنابراین،

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^K \mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{U}_i^H \mathbf{z}_i \quad (2)$$

۲-۱- مدل عدم قطعیت کانال

مدل غیر دقیق کانال به صورت زیر مشخص شده است:

$$\mathbf{H}_{kj} = \hat{\mathbf{H}}_{kj} + \mathbf{E}_{kj} \quad (3)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{kj}$ ماتریس تخمین زده شده کانال است. ماتریس خطای کانال \mathbf{E}_{kj} مستقل از ماتریس کانال واقعی \mathbf{H}_{kj} است. \mathbf{E}_{kj} ماتریس گوسی شامل نمونه‌های با توزیع یکسان مستقل، متوسط صفر و واریانس σ_e^2 به صورت زیر است:

$$\text{vec}(\mathbf{E}_{kj}) \sim N_{\mathbb{C}}(0, \sigma_e^2 \mathbf{I}) \quad (4)$$

۲-۲- الگوریتم Max-SINR مقاوم

با توجه به طبیعت مساله و صرف نظر کردن از نوع الگوریتم به کار رفته در روش IA، به جز چند حالت خاص، جواب‌های با فرم بسته‌ای برای IA وجود ندارد [۱۱، ۱۲]. در نتیجه، پیدا کردن

صورت رشته به رشته می‌نماید و بر خلاف الگوریتم‌های کمینه کردن نشستی تداخل، عملکرد بهتری خواهد داشت. الگوریتم Max-SINR در کلاس پیش‌کدکننده‌های خطی در نواحی SNR بالا به صورت بهینه عمل می‌کند. همچنین ثابت شده است که نسبت به الگوریتم‌های شیب دهی^۳ نرخ مجموع، در نواحی SNR پایین و متوسط دارای ظرفیت بهتری است. در ابتدا، ما نشان خواهیم داد که تحت اطلاعات غیر دقیق کانال، بهبود نسبی الگوریتم Max-SINR نسبت به الگوریتم کمینه کردن نشستی تداخل قابل صرف‌نظر کردن است و سپس الگوریتم Max-SINR مقاومی را طراحی خواهیم نمود که با فرض دانستن واریانس خطای کانال، می‌تواند به طور قابل توجهی عملکرد Max-SINR اولیه را با اطلاعات غیر دقیق کانال بهبود نماید.

۲-۲- مدل سیستم

یک کانال تداخلی شامل K کاربر را در نظر بگیرید که در آن هر یک از فرستنده‌ها رشته‌های اطلاعاتی مستقلی را به طور همزمان به گیرنده‌های خود ارسال می‌کنند. هر گیرنده علاوه بر سیگنال مطلوب، از $(K-1)$ فرستنده دیگر تداخل دریافت می‌کند. هر فرستنده به M آنتن و هر گیرنده به N آنتن مجهز شده است. کانال ارتباطی بین گیرنده i ام و فرستنده j ام با یک ماتریس \mathbf{H}_{ij} با بعد $N \times M$ مدل شده است. فرستنده i ام بردار اطلاعاتی \mathbf{x}_i را با بعد $1 \times d_i$ ارسال می‌کند. d_i تعداد رشته‌های اطلاعاتی ارسالی در هر بخش زمانی توسط فرستنده مورد نظر است. همواره باید $d_i \leq M$ ، ماتریس پیش‌کدکننده \mathbf{V}_i با بعد $M \times d_i$ برای فرستنده i ام تعریف می‌کنیم. بنابراین سیگنال ارسالی بر روی کانال $\mathbf{V}_i \mathbf{x}_i = \mathbf{s}_i$ است. ستون‌های \mathbf{V}_i در واقع پایه‌های متعامد یکه برای فضای سیگنال ارسالی کاربر i ام است. توان سیگنال در فرستنده i ام برابر با P_i است. با فرض اینکه توان فیلتر در بخش فرستنده نرمالیزه به واحد شده باشد، داریم: $E(\mathbf{V}_i^H \mathbf{V}_i) = \mathbf{I}$ و $E(\mathbf{s}_i^H \mathbf{s}_i) = E(\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_i) = P_i$. با فرض همزمان‌سازی کامل^۴، سیگنال دریافتی در گیرنده i ام به صورت زیر است،

³ Gradient

⁴ Perfect synchronization

⁵ Independent identical distribution

$$\begin{aligned}
\mathbf{F}_k^l &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P \mathbf{H}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \mathbf{H}_{k,j}^H \\
&+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P \mathbf{H}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \mathbf{H}_{k,k}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P (\hat{\mathbf{H}}_{k,j} + \mathbf{E}_{k,j}) \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H (\hat{\mathbf{H}}_{k,j} + \mathbf{E}_{k,j})^H \\
&+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P (\hat{\mathbf{H}}_{k,k} + \mathbf{E}_{k,k}) \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H (\hat{\mathbf{H}}_{k,k} + \mathbf{E}_{k,k})^H + \sigma^2 \mathbf{I} \\
&= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,j}^H + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H \\
&+ \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P (\hat{\mathbf{H}}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \mathbf{E}_{k,j}^H + \mathbf{E}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,j}^H)}_{\mathbf{R}_1} \\
&+ \underbrace{\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P (\hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \mathbf{E}_{k,k}^H + \mathbf{E}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H)}_{\mathbf{R}_2} \\
&+ \underbrace{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P \mathbf{E}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \mathbf{E}_{k,j}^H + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P \mathbf{E}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \mathbf{E}_{k,k}^H}_{\mathbf{R}_3} + \sigma^2 \mathbf{I}
\end{aligned}$$

بدین صورت، ما می‌توانیم \mathbf{F}_k^l در (۶) را به یک فرم ساده‌تری به صورت $\hat{\mathbf{F}}_k^l$ به صورت زیر تقریب بزنیم:

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{F}}_k^l &= \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,j}^H \\
&+ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H \\
&+ (P(kd-1)\sigma_e^2 + \sigma^2) \mathbf{I}
\end{aligned} \quad (7)$$

بنابراین با توجه به $\hat{\mathbf{F}}_k^l$ در (7) و با بیشینه‌سازی SINR مربوط به l امین رشته و k امین کاربر، فیلتر گیرنده $\hat{\mathbf{u}}_{k,l}$ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\hat{\mathbf{u}}_{k,l} = \frac{(\hat{\mathbf{F}}_k^l)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{kl}}{\|(\hat{\mathbf{F}}_k^l)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{kl}\|} \quad (8)$$

به‌دین ترتیب بردار نرم واحد $\hat{\mathbf{u}}_{k,l}$ که بردار حذف کننده تداخل مربوط به l امین رشته و k امین کاربر است به دست خواهد آمد و $\| \cdot \|$ بیانگر نرم ۲ بردار است. همانطور که قبلاً ذکر شد، با توجه به طبیعت مساله، پیدا کردن پیش‌کدکننده‌ها و پس‌پردازش‌کننده‌ها، در حالت کلی نیازمند روش تکراری است. بنابراین، ابتدا پیش‌کدکننده‌ها را ثابت فرض می‌کنیم و پس‌پردازش‌کننده‌ها را می‌یابیم و سپس پس‌پردازش‌کننده‌ها را

پیش‌کدکننده‌ها و پس‌پردازش‌کننده‌ها، در حالت کلی نیازمند روش تکراری است. بنابراین، ابتدا پیش‌کدکننده‌ها را ثابت فرض می‌کنیم و پس‌پردازش‌کننده‌ها را می‌یابیم و سپس پس‌پردازش‌کننده‌ها را ثابت فرض می‌کنیم و پیش‌کدکننده‌ها را می‌یابیم. با داشتن ماتریس اولیه پیش‌کدکننده به صورت تصادفی و با توجه به موجود بودن فقط تخمین‌های غیر دقیق کانال $\hat{\mathbf{H}}_{kj}$ ، ماتریس کواریانس نویز به اضافه تداخل متناظر با l امین رشته و k امین کاربر را به دست خواهیم آورد.

برای پیش بردن مساله، لم‌های زیر را در نظر می‌گیریم:

لم ۱:

$$E_{\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{E}} (\hat{\mathbf{H}}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \mathbf{E}_{kj}^H) = \quad (5)$$

$$E_{\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{E}} (\mathbf{E}_{kj} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \hat{\mathbf{H}}_{kj}^H) = 0$$

ثابت: همه پیش‌کدکننده‌ها و پس‌پردازش‌کننده‌ها براساس ماتریس‌های تخمین کانال $\hat{\mathbf{H}}_{kj}$ ساخته شده‌اند که مستقل از ماتریس خطای کانال \mathbf{E}_{kj} است.

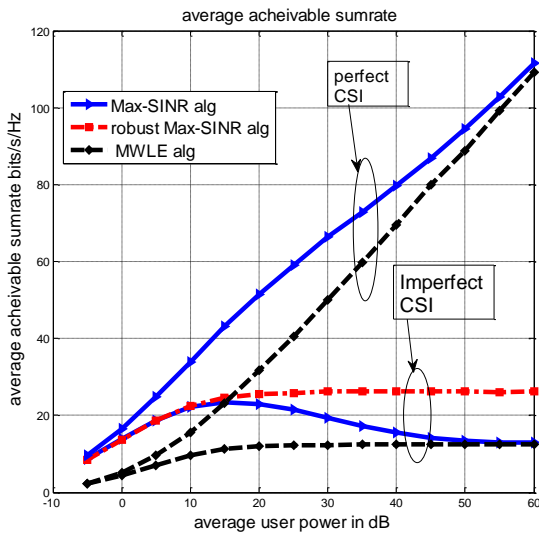
لم ۲:

اگر $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ بیانگر یک ماتریس گوسی با درایه‌های توزیع یکسان مستقل با متوسط صفر و واریانس g ، و $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ یک بردار با نرم واحد و مستقل از \mathbf{G} باشد، بنابراین $E_{\mathbf{G}} \mathbf{G} \mathbf{s} \mathbf{s}^H \mathbf{G}^H = g \mathbf{I}$

اثبات: چون \mathbf{G} یک ماتریس گوسی است، یک bi-unitarily invariant است [۱۳، ۱۴]، در نتیجه توزیع توأم درایه‌های آن برابر با $\mathbf{G} \mathbf{s}$ برای هر بردار نرم واحد \mathbf{s} مستقل از \mathbf{G} است. بنابراین $\mathbf{G} \mathbf{s}$ یک بردار گوسی متوسط صفر با ماتریس کواریانس $g \mathbf{I}$ است.

با دنبال کردن لم ۱ و لم ۲، عبارت‌هایی از ماتریس کواریانس نویز به اضافه تداخل مربوط به l امین رشته و k امین کاربر که شامل $\mathbf{E}_{kj} \forall j, k$ است را با مقدار متوسطشان جایگذاری می‌نماییم. یعنی از این روابط $E_{\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{E}} \mathbf{R}_1 = E_{\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{E}} \mathbf{R}_2 = 0, E_{\mathbf{E}} \mathbf{R}_3 = P(Kd-1)\sigma_e^2 \mathbf{I}$ که بر گرفته از لم ۱ و ۲ است، در رابطه (۶)، به صورت زیر به کار رفته است.

وزن‌دهی شده^۶ (MWLE) معرفی شده در [۳] را نیز در نظر می‌گیریم. در شکل ۱ یک کانال تداخلی IA MIMO متقارن با $M = N = 6$ و $K = 3, d = 2$ در نظر گرفته شده است و در این شکل متوسط نرخ مجموع را نسبت به SNR نشان می‌دهیم. همانطور که مشاهده می‌کنید در حالت اطلاعات دقیق کانال الگوریتم Max-SINR نسبت به الگوریتم MWLE دارای عملکرد بهتری است. در حالت اطلاعات غیر دقیق کانال عملکرد الگوریتم‌های Max-SINR معمول، Max-SINR مقاوم پیشنهادی و MWLE نشان داده شده است، همانطور که مشاهده می‌کنید عملکرد الگوریتم Max-SINR مقاوم دارای وضعیت بهتری می‌باشد.



شکل ۱: مقایسه متوسط نرخ مجموع بین الگوریتم‌های Max-SINR و MWLE و Max-SINR مقاوم پیشنهادی در مقابل SNR برای کانال تداخلی $M = N = 6$ و $d = 3, K = 2$ در حالت دقیق بودن اطلاعات کانال و غیر دقیق بودن آنها.

در شکل ۲ برای مشاهده کردن اثر سطوح مختلف عدم قطعیت کانال، ما متوسط نرخ مجموع را نسبت به واریانس خطای کانال σ_e^2 رسم نموده‌ایم. در اینجا $\text{SNR} = 20\text{dB}$ در نظر گرفته شده است. همانطور که مشاهده می‌کنید عملکرد الگوریتم Max-SINR مقاوم نسبت به الگوریتم‌های Max-SINR معمول و MWLE به ازای همه مقادیر σ_e^2 دارای نرخ مجموع بیشتری است.

ثابت فرض می‌کنیم و پیش‌کدکننده‌ها را می‌یابیم. بنابراین با توجه به موجود بودن فقط تخمین‌های غیر دقیق کانال $\hat{\mathbf{H}}_{kj}$ و دانستن واریانس خطای کانال σ_e^2 از قبل، الگوریتم پیشنهادی به صورت زیر بیان می‌شود:

(۱) برای شروع الگوریتم، بردارهای نرم واحد تصادفی

را مقداردهی اولیه می‌کنیم.

$$\hat{\mathbf{F}}_k^l = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,j} \hat{\mathbf{v}}_{jm} \hat{\mathbf{v}}_{jm}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,j}^H + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{km} \hat{\mathbf{v}}_{km}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H \quad (۲)$$

$$+(P(kd-1)\sigma_e^2 + \sigma^2)\mathbf{I}$$

$$\hat{\mathbf{u}}_{k,l} = \frac{(\hat{\mathbf{F}}_k^l)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{kl}}{\|(\hat{\mathbf{F}}_k^l)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \hat{\mathbf{v}}_{kl}\|} \quad \forall l, k \quad (۳)$$

$$\hat{\mathbf{B}}_k^l = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sum_{m=1}^d P \hat{\mathbf{H}}_{j,k}^H \hat{\mathbf{u}}_{j,m} \hat{\mathbf{u}}_{j,m}^H \hat{\mathbf{H}}_{j,k} + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^d P \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H \hat{\mathbf{u}}_{k,m} \hat{\mathbf{u}}_{k,m}^H \hat{\mathbf{H}}_{k,k} \quad (۴)$$

$$+(P(kd-1)\sigma_e^2 + \sigma^2)\mathbf{I}$$

$$\hat{\mathbf{v}}_{k,l} = \frac{(\hat{\mathbf{B}}_k^l)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H \hat{\mathbf{u}}_{kl}}{\|(\hat{\mathbf{B}}_k^l)^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,k}^H \hat{\mathbf{u}}_{kl}\|} \quad \forall l, k \quad (۵)$$

(۶) برو به گام ۲

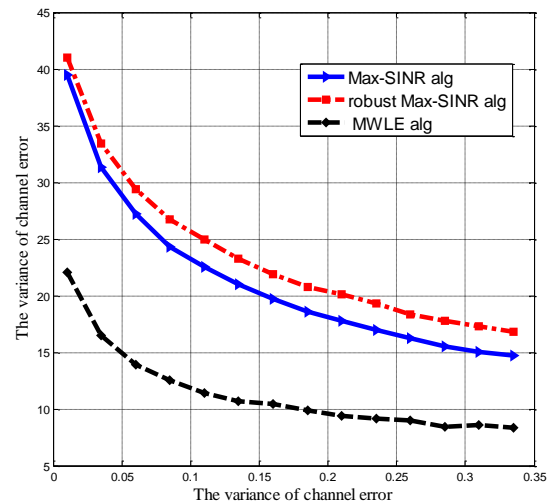
با انجام مراحل بالا، ماتریس‌های پیش‌کدکننده و پس‌پردازش‌کننده به صورت تکرار تا زمان همگرایی یا تا زمانی که به تعداد تکرار معین شده از قبل برسد، به دست خواهند آمد. توجه کنید که در الگوریتم Max-SINR معمول معرفی شده در [۳] ترم $P(kd-1)\sigma_e^2$ وجود نداشت در صورتی که در الگوریتم پیشنهادی این ترم در $\hat{\mathbf{F}}_k^l$ و $\hat{\mathbf{B}}_k^l$ ظاهر شده است. این ترم را به عنوان ترم مقاوم الگوریتم در نظر می‌گیریم.

۳- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، ما برتری عملکرد الگوریتم Max-SINR مقاوم را نسبت به الگوریتم Max-SINR اولیه معرفی شده در [۳] با استفاده از نتایج شبیه‌سازی نشان خواهیم داد. در اینجا فرض می‌کنیم که کانال، یک کانال فیدینگ رایلی با توزیع یکسان و مستقل است. ما همچنین عملکرد الگوریتم کاهش نشتی تداخل

^۶ Minimum weighted leakage interference

- Interference Channel," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 5499-5508, 2011.
- [3] K. Gomadam, V. R. Cadambe, and S. A. Jafar, "A Distributed Numerical Approach to Interference Alignment and Applications to Wireless Interference Networks," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3309-3322, 2011.
- [4] S. W. Peters and R. W. Heath, "Interference alignment via alternating minimization," in *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009. ICASSP 2009. IEEE International Conference on*, 2009, pp. 2445-2448.
- [5] M. A. Maddah-Ali, A. S. Motahari, and A. K. Khandani, "Communication Over MIMO X Channels: Interference Alignment, Decomposition, and Performance Analysis," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3457-3470, 2008.
- [6] V. Ntranos, M. A. Maddah-Ali, and G. Caire, "Cellular Interference Alignment," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 1194-1217, 2015.
- [7] M. Morales-Cespedes, J. Plata-Chaves, D. Toumpakaris, S. A. Jafar, and A. Garcia Armada, "Blind Interference Alignment for Cellular Networks," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 63, pp. 41-56, 2015.
- [8] R. T. Krishnamachari and M. K. Varanasi, "Interference Alignment Under Limited Feedback for MIMO Interference Channels," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 3908-3917, 2013.
- [9] B. Nosrat-Makouei, J. G. Andrews, and R. W. Heath, "MIMO Interference Alignment Over Correlated Channels With Imperfect CSI," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2783-2794, 2011.
- [10] O. E. Ayach and R. W. Heath, "Interference Alignment with Analog Channel State Feedback," *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 11, pp. 626-636, 2012.
- [11] S. A. Jafar, "Interference Alignment: A New Look at Signal Dimensions in a Communication Network," *Foundations and Trends in communications and Information Theory*, vol. 7, no. 1, pp. 1-136, 2011.
- [12] R. Tresch, M. Guillaud, and E. Riegler, "On the achievability of interference alignment in the K-user constant MIMO interference channel," in *Statistical Signal Processing, 2009. SSP '09. IEEE/SP 15th Workshop on*, 2009, pp. 277-280.
- [13] T. Ratnarajah and R. Vaillancourt, "Quadratic forms on complex random matrices and multiple-antenna systems," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 2976-2984, 2005.
- [14] 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, 2004.



شکل ۲: مقایسه متوسط نرخ مجموع بین الگوریتم‌های Max-SINR، Max-SINR و MWLE مقاوم پیشنهادی در مقابل واریانس خطای کانال، σ_e^2 برای کانال تداخلی $d = 3, K = 2$ و $M = N = 6$.

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله، اثر عدم قطعیت اطلاعات کانال بر روی الگوریتم Max-SINR براساس روش IA بررسی شد. ما یک الگوریتم Max-SINR مقاوم را براساس IA، با فرض معلوم بودن واریانس خطای کانال تحت عدم قطعیت اطلاعات کانال، برای یک کانال تداخلی MIMO پیشنهاد کردیم. نتایج شبیه‌سازی گویای برتری عملکرد الگوریتم Max-SINR مقاوم پیشنهادی نسبت به الگوریتم Max-SINR اولیه است. همچنین نشان دادیم در عین حال که بهبود عملکرد الگوریتم Max-SINR اولیه نسبت به الگوریتم MWLE در حالت عدم قطعیت اطلاعات کانال قابل صرف نظر کردن می‌باشد، عملکرد الگوریتم مقاوم پیشنهادی در حالت عدم قطعیت اطلاعات کانال، دارای بهبود قابل توجهی خواهد بود.

مراجع

- [1] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, "Interference Alignment and Degrees of Freedom of the K user Interference Channel," *Information Theory, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 3425-3441, 2008.
- [2] P. Mohapatra, K. E. Nissar, and C. R. Murthy, "Interference Alignment Algorithms for the K User Constant MIMO