



دانشگاه صنعتی آذربایجان

نشریه سالانه‌های غیرخطی در مهندسی برق

دوره ۵- شماره ۱

بهار و تابستان ۱۳۹۷

صفحه ۴ الی ۲۱

ISSN: 2322-3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

روشی جدید برای تخمین کور کانال مسیر فروسو در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم

پریسا پاسنگی^۱ و محمود آتشار^۲

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق - مخابرات سیستم، گروه مهندسی برق دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران parisa.pasangi@gmail.com

^۲ نویسنده مسئول، استادیار گروه مهندسی برق دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران atashbar@azaruniv.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۹/۷ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۱۱/۳۰)

چکیده

واژه های کلیدی

بهره کانال،

تخمین کانال،

سیستم با ورودی و خروجی

چندگانه حجیم.

تخمین کانال مسیر فروسو در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم یکی از چالش‌های نسل پنجم مخابرات بی‌سیم می‌باشد. در کانال با محوشدگی هموار و با اعمال پیش‌کدینگ‌های تحمیل صفر یا حداکثر نسبت، تخمین کانال مسیر فروسو به تخمین مقدار بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ تبدیل می‌گردد. روش کلاسیک برای تخمین کانال استفاده از روش‌های مبتنی بر داده‌های آموزشی است که منجر به مشکلاتی از قبیل افزایش سرآمد داده آموزشی و کاهش نرخ ارسال اطلاعات می‌گردد. برای حل این مشکل اخیراً از تخمین کور کانال مسیر فروسو در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم چندکاربره استفاده شده است که در آن، با فرض معلوم بودن مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ، مقدار بهره کانال بصورت کور تخمین زده شده است. در این مقاله روش جدیدی برای تخمین کور و همزمان مقدار بهره و محوشدگی مقیاس بزرگ در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه چندکاربره حجیم در مسیر فروسو پیشنهاد می‌شود. در روش پیشنهادی، دو ضریب کنترل توان (با مقادیر نزدیک به هم) در پیش‌کدینگ اطلاعات مسیر فروسو اعمال می‌شود. بدین منظور بازه زمان همدوسی کانال را به دو بازه زمانی تقسیم می‌کنیم که در بازه اول ضریب کنترل توان اول و در بازه دوم ضریب کنترل توان دوم اعمال می‌گردد. در گیرنده و در هر دو بازه زمانی، مقدار توان متوسط سیگنال دریافتی بطور جداگانه محاسبه می‌گردد. دو مقدار توان متوسط محاسبه شده، بطور همزمان توابعی از مقادیر بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ هستند. در نتیجه با حل معادلات حاصل، مقادیر بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ در گیرنده به طور همزمان تخمین زده می‌شود. روش پیشنهادی به دلیل عدم نیاز به معلوم بودن مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ دقت و نرخ ارسال اطلاعات بیشتری دارد.



Sahand University
of Technology

Journal of Nonlinear
Systems in Electrical
Engineering

Vol.5, No.1,

Spring and Winter 1397

ISSN: 2322 – 3146

<http://jnsee.sut.ac.ir>

A New Blind Downlink Channel Estimation Method for Massive MIMO

Parisa Pasangi¹ and Mahmoud Atashbar²

¹M.Sc Student, Department of Electrical Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, parisa.pasangi@gmail.com

² **Corresponding Author**, Assistant Prof., Department of Electrical Engineering, Azarbaijan Shahid Madani University, atashbar@azaruniv.ac.ir

ABSTRACT

Keywords

Channel Gain,
Channel Estimation,
Massive Multiple Input
Multiple Output.

Downlink channel estimation of Massive MIMO is an important challenge in 5G wireless communication. In the flat fading channel, after applying ZF or MRC pre-coding method, downlink MIMO channel estimation problem is reduced to estimation of channel gain and large scale fading coefficients. A classic method for this purpose is pilot-based method which leads to pilot overhead and decrease in transmitted information rate problems. To cope with these problems, recently, a blind channel estimation method has been presented for multi-user Massive MIMO channel estimation, in which by assuming that the value of large scale fading coefficient is known, the channel gain is estimated. In this paper, we propose a new method that simultaneously estimates both channel gain and large scale fading coefficient by applying two different power control gain in the two sections of coherence interval. In the receiver, mean power of two sections is calculated, (in which two equations of the channel gain are and large scale fading coefficients.) By solving these equations, channel gain and large scale fading coefficients are estimated. The proposed method has higher transmitted information rate (does not need to transmit the large scale fading coefficient) and lower MSE in high SNR values with respect to reference method.

۱- مقدمه

نسل پنجم مخابرات سیار به مجموعه فناوری‌هایی اطلاق می‌شود که قابلیت‌هایی فراتر از فناوری‌های نسل‌های قبلی و فعلی و بویژه نسل چهارم داشته و قابلیت پاسخگویی به نیازهای سال‌های آینده در حوزه ارتباطات بی‌سیم را دارا باشند. از جمله عوامل نیاز به این نسل می‌توان به رشد تقاضا در بخش ترافیک دیتا، افزایش تعداد کاربران متصل به شبکه، مفاهیمی نظیر اینترنت اشیاء^۱ و ارتباطات ماشین به ماشین، نیاز به تنوع سرویس‌ها و افزایش تقاضای کاربران برای کاربردهای جدید و با کیفیت بیشتر اشاره نمود [۲۶]. علیرغم سرویس‌ها و ویژگی‌های متمایز شبکه‌های نسل چهارم، پیش‌بینی می‌شود که این شبکه‌ها در دهه آینده قابلیت پاسخگویی به این نیازهای روزافزون را نداشته باشند.

سیستم‌هایی با ورودی و خروجی چندگانه حجیم^۲ یکی از مهمترین فناوری‌ها برای پاسخگویی به تقاضای مورد نیاز در شبکه‌های ارتباطی نسل پنجم می‌باشند [۱]-[۴]. در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم، ایستگاه پایه^۳ مجهز به آرایه آنتنی بزرگ (با صدها آنتن) می‌باشد. در مقابل ایستگاه موبایل^۴ دارای تعداد کمی آنتن می‌باشد. سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم نسبت به سیستم با ورودی و خروجی چندگانه غیرحجیم مزایای زیادی دارد که می‌توان به ۱- افزایش بیش از ۱۰ برابری بازدهی طیفی^۵ در کنار افزایش بیش از ۱۰۰ برابری بازدهی انرژی^۶ [۵]، ۲- بهبود قابلیت اطمینان لینک [۶]، ۳- کاهش تداخل بین کاربرها [۶] اشاره نمود. در نوعی از سیستم با ورودی و خروجی چندگانه که به سیستم با ورودی و خروجی چندگانه چندکاربره مشهور می‌باشد ایستگاه‌های موبایل متعدد با یک ایستگاه پایه در ارتباط می‌باشند.

از طرف دیگر کانال محیطی است که در انتقال اطلاعات بین فرستنده و گیرنده، سیگنال از آن عبور می‌کند. از مشخصات مهم کانال می‌توان به پاسخ ضربه و پاسخ فرکانسی آن اشاره نمود که در سیستم‌های مخابرات بی‌سیم، بدلیل وجود اثرات چند مسیری بصورت مقادیر تصادفی مدل‌سازی می‌شوند [۷]. در حالت سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم، برای آشکارسازی سیگنال در گیرنده باید مشخصات کانال بین هر یک از کاربران و تمام فرستنده‌های موجود در ایستگاه پایه مشخص باشد. در حالت محوشدگی هموار، مشخصات کانال بین هر کاربر و ایستگاه پایه بصورت یک بردار تصادفی ناشی از پدیده محوشدگی مقیاس کوچک^۷ ضربدر یک ضریب تصادفی ناشی از محوشدگی مقیاس بزرگ^۸ (اثرات تضعیف و سایه) قابل بیان می‌باشد. ابعاد این بردار کانال برابر با تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه می‌باشد. هدف از تخمین کانال، یافتن مقدار بردار کانال می‌باشد.

تخمین کانال در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم متمایز از تخمین کانال در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه غیرحجیم می‌باشد زیرا، تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم نسبت به سیستم با ورودی و خروجی چندگانه غیرحجیم بیشتر می‌باشد که منجر به مشکلاتی از قبیل آلودگی داده آموزشی^۹، داده آموزشی

¹ Internet of Things

² Massive MIMO

³ Base Station

⁴ Mobile Station

⁵ Spectral Efficiency

⁶ Energy Efficiency

⁷ Small-scale

⁸ Large-scale

⁹ Pilot Contamination

سرآمد^۱ در مسیر فرسو، پیچیدگی محاسباتی، فرومعین بودن مسأله تخمین کانال در مسیر فرسو و... می‌شود [۸]. در نتیجه روش‌های تخمین کانال سیستم غیر حجیم را نمی‌توان برای تخمین کانال سیستم حجیم استفاده نمود. بر این اساس تخمین کانال یکی از چالش‌های مهم در سیستم‌های با ورودی و خروجی چندگانه حجیم می‌باشد.

تخمین کانال باید در هر دو مسیر فرسو^۲ و فراسو^۳ انجام گیرد. با توجه به این که در مسیر فراسو تعداد آنتن زیاد است، تخمین کانال در این مسیر ساده می‌باشد، ولی در مسیر فرسو تعداد آنتن کم است پس در این مسیر با مشکل مواجه هستیم. یکی از روش‌های حل این مشکل استفاده از تکنیک ارتباط دو طرفه تقسیم زمانی^۴ می‌باشد. در این تکنیک (برخلاف تکنیک ارتباط دو طرفه تقسیم فرکانسی^۵) با توجه به مشترک بودن محدوده فرکانسی مورد استفاده در مسیرهای فرسو و فراسو، می‌توان کانال مسیر فراسو را برابر با کانال مسیر فرسو در نظر گرفت [۹]. اما این کار همراه با خطا می‌باشد که خطای فوق ناشی از متغیر با زمان بودن کانال و خطای تخمین کانال فراسو می‌باشد. در نتیجه عملکرد سیستم خراب می‌شود [۱۰، ۱۱]. برای حل این مشکل باید در تکنیک ارتباط دو طرفه تقسیم زمانی، در کنار تخمین کانال مسیر فراسو، کانال مسیر فرسو را نیز تخمین زد تا آشکارسازی در گیرنده کاربران انجام گیرد.

در برخی از روش‌های تخمین کانال مسیر فرسوی سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم، از داده آموزشی^۶ در کنار نتایج تخمین مسیر فراسو استفاده می‌شود. یکی از این روش‌ها برای کانال با محوشدگی فرکانس گزین^۷ و بر اساس خاصیت تنکی^۸ بردار کانال مسیر فرسو بنا نهاده شده است. در روش فوق با فرض اینکه تأخیرهای چندمسیری در دو مسیر فراسو و فرسو تقریباً ثابت هستند، محل غیرصفرهای بردار کانال مسیرهای فراسو و فرسو یکسان فرض شده است. بر این اساس ابتدا بردار کانال مسیر فراسو تخمین زده شده، سپس محل غیرصفرهای این بردار برای مقداردهی اولیه محل غیرصفرهای بردار کانال مسیر فرسو در الگوریتم تخمین تنک استفاده شده است. در نهایت یک الگوریتم بلوکی ردگیری زیرفضا با اطلاعات کمکی^۹ برای تخمین کانال ارائه شده است [۱۰]. در روش دیگر از روال مشابه برای تخمین کانال مسیر فرسو استفاده شده است، با این تفاوت که الگوریتم حل مسأله تنک بصورت الگوریتم وزندار ردگیری زیرفضا^{۱۰} ارائه شده است [۱۱]. با توجه به متعامد بودن داده‌های آموزشی متناظر با کاربران مختلف [۱۹]، روش‌های مبتنی بر داده‌های آموزشی منجر به مشکل افزایش سرآمد داده آموزشی می‌شود. همچنین با توجه به اشغال بخشی از حجم داده ارسال، منجر به کاهش نرخ ارسال اطلاعات مفید می‌گردد. برای حل این مشکل می‌توان از تخمین کور^{۱۱} کانال استفاده نمود.

¹ Pilot Overhead

² Downlink

³ Uplink

⁴ Time Division duplex

⁵ Frequency Division duplex

⁶ Pilot

⁷ Selective Frequency

⁸ Sparsity

⁹ Auxiliary Information based Block Subspace Pursuit

¹⁰ Weighted Structured Subspace Pursuit

¹¹ Blind

در روش های کور اغلب از مشخصات آماری سیگنال های دریافتی برای تخمین کانال استفاده می شود. یکی از این روش ها که برای تخمین کور کانال سیستم با ورودی خروجی چندگانه حجیم با محوشدگی هموار ارائه شده است بر اساس تجزیه مؤلفه های مستقل^۱ (ICA) می باشد [۱۲]. با توجه به اینکه در روش تجزیه مؤلفه های مستقل، تعداد مشاهدات نمی تواند از تعداد مجهولات خیلی کوچک باشد، روش فوق نمی تواند برای تخمین کانال مسیر فرسو استفاده گردد. در روش دیگر برای تخمین کور کانال سیستم با ورودی و خروجی چندگانه با محوشدگی فرکانس گزین از روش زیرفضا استفاده شده است. در روش فوق از متعامد بودن زیر فضای سیگنال و زیر فضای نویز، برای تخمین کور کانال مسیر فراسو استفاده شده است [۱۳، ۱۴]. روش فوق برای تخمین کانال سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم بیان نشده است و همچنین برای تخمین کانال مسیر فرسو قابل استفاده نمی باشد. همچنین در [۱۵] روشی مبتنی بر کاهش مرتبه ماتریس کواریانس سیگنال دریافتی برای تخمین کور کانال سیستم با ورودی و خروجی چندگانه با محوشدگی فرکانس گزین ارائه شده است که مشابه روش به کار رفته [۱۳، ۱۲]، برای تخمین کور کانال مسیر فرسوی با ورودی و خروجی چندگانه حجیم قابل استفاده نمی باشد.

از طرف دیگر نشان داده شده است که اگر کانال سخت^۲ باشد، در گیرنده ایستگاه موبایل نیاز به دانستن اطلاعات کامل کانال (جهت آشکارسازی) نیست. تحت این شرایط و با انتخاب پیش کدینگ^۳ مناسب (مانند پیش کدینگ های حداکثر نسبت^۴ (MR) و تحمیل صفر^۵ (ZF) [۱۶]) در ایستگاه پایه، سیگنال دریافتی در گیرنده هر کاربر بصورت مجموع سیگنال ارسالی متناظر با آن کاربر ضربدر ضریبی به نام بهره کانال (اثر محوشدگی مقیاس کوچک به بهره کانال تبدیل می گردد)، تداخل ناشی از کاربران دیگر و نویز قابل بیان می باشد [۱۷]. در نتیجه برای آشکارسازی سیگنال ارسالی به تخمین بهره کانال نیاز می باشد [۱۸].

یکی از روش های تخمین کور بهره کانال مسیر فرسوی سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم در حالت محوشدگی هموار استفاده از مقدار میانگین آن می باشد که خطای تخمین بزرگی دارد [۲۰، ۲۱]. برای رفع این مشکل در [۱۷] روشی مبتنی بر محاسبه متوسط توان سیگنال دریافتی در بازه زمانی مشخص ارائه شده است. در روش فوق از تکنیک ارتباط دو طرفه تقسیم زمانی استفاده شده است. بر این اساس ابتدا با استفاده از روش های کلاسیک، تخمین کانال مسیر فراسو انجام گرفته است. سپس از نتایج تخمین فوق برای اعمال پیش کدینگ داده ها قبل از ارسال در مسیر فرسو استفاده شده است. نشان داده شده است توان متوسط سیگنال دریافتی هر کاربر، تابعی از بهره کانال، محوشدگی مقیاس بزرگ و ضرایب کنترل توان می باشد. در نتیجه مقدار تخمینی بهره کانال بصورت تابعی از مقادیر توان متوسط سیگنال دریافتی، محوشدگی مقیاس بزرگ و ضرایب کنترل توان حاصل شده است. در روش فوق فرض می شود مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ در کاربر گیرنده مشخص باشد که این کار با تخمین محوشدگی در مسیر فراسو و ارسال در مسیر فرسو اجرا می شود. با توجه به وجود خطای تخمین و خطای احتمالی در هنگام انتقال مقدار فوق، این امر منجر به کاهش عملکرد سیستم می شود. همچنین برای ارسال مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ در مسیر فرسو، مقداری از حجم داده های انتقالی اشغال می گردد در نتیجه نرخ ارسال اطلاعات نیز کاهش می یابد.

¹ Independent component analysis

² Hardening

³ Precoding

⁴ Maximum-ratio

⁵ Zero-forcing

در این مقاله روش جدیدی برای تخمین کور کانال با ورودی و خروجی چندگانه حجیم و محوشدگی هموار در مسیر فروسو پیشنهاد می‌شود که مقدار بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ را بطور همزمان تخمین می‌زند. در نتیجه برخلاف روش [۱۷] نیازی به ارسال محوشدگی مقیاس بزرگ در مسیر فروسو نمی‌باشد. در روش پیشنهادی دو ضریب کنترل توان^۱ با مقادیر نزدیک به هم در فرستنده اعمال می‌شود. بدین منظور بازه زمان همدوسی کانال را به دو بازه زمانی تقسیم می‌کنیم که در بازه اول ضریب کنترل توان اول و در بازه دوم ضریب کنترل توان دوم اعمال می‌گردد. در گیرنده و در هر دو بازه زمانی، مقدار توان متوسط سیگنال دریافتی بطور جداگانه محاسبه می‌گردد. دو مقدار توان متوسط محاسبه شده، بطور همزمان توابعی از مقادیر بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ هستند. در نتیجه با حل معادلات حاصل، مقادیر بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ در گیرنده به طور همزمان تخمین زده می‌شوند. استفاده از روش پیشنهادی موجب افزایش نرخ ارسال اطلاعات مفید و دقت می‌گردد. همچنین روش پیشنهادی در مقایسه با روش ارائه شده در [۱۷] قابلیت تخمین محوشدگی مقیاس بزرگ را دارد. همچنین روش پیشنهادی، برخلاف روش های بکاررفته در مراجع [۱۵]-[۱۲] می‌تواند کانال مسیر فروسو سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم را بصورت کور تخمین بزند.

در ادامه، در بخش دوم مدل سیستم را معرفی می‌کنیم. در بخش سوم، روش پیشنهادی ارائه شده برای تخمین کور کانال را معرفی می‌کنیم. در بخش چهارم، نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده را بیان می‌کنیم و در نهایت، نتیجه‌گیری را در بخش پنجم ارائه می‌کنیم.

۲- مدل سازی سیستم

یک سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم تک سلولی با M آنتن ایستگاه پایه و K کاربر تک آنتنی را در نظر می‌گیریم که $M > K$ می‌باشد. بردار کانال رایلی بین آنتن های BS و کاربر k ام که بردار $1 \times M$ می‌باشد را با g_k (در این مقاله حروف برجسته کوچک بیانگر بردار و حروف برجسته بزرگ بیانگر ماتریس می‌باشد). نشان می‌دهیم که به صورت زیرمدل سازی می‌شود [۱۷]:

$$g_k = \sqrt{\beta_k} h_k \quad (1)$$

که در آن نشان دهنده محوشدگی مقیاس بزرگ که در بازه همدوسی ثابت است می‌باشد و h_k یک بردار $1 \times M$ نشان دهنده محوشدگی مقیاس کوچک می‌باشد. فرض می‌کنیم که عناصر h_k متغیرهای تصادفی ناهمبسته، میانگین صفر و واریانس واحد باشند. علاوه بر این h_k و $h_{k'}$ برای $k \neq k'$ مستقل فرض می‌شوند. عنصر m ام بردارهای g_k و h_k به ترتیب به صورت g_k^m و h_k^m نشان داده می‌شوند.

تمرکز ما روی تخمین کانال در مسیر فروسو در سیستم ارتباط دو طرفه تقسیم زمانی می‌باشد. برای این منظور فرض می‌کنیم مقدار بردار کانال در مسیر فراسو تخمین زده شده است. برای هر فاصله همدوسی T_C سمبل، در مسیر فراسو تمام کاربران به طور هم

^۱ Power Coefficient

زمان داده ی آموزشی به طول $\tau_{u,p}$ سمبل ارسال می کنند. فرض کنید این دنباله های آموزشی متعامد هستند بنابراین $\tau_{u,p} \geq K$ می باشد. تخمین میانگین کمترین مربع خطای خطی از \mathbf{g}_k در مسیر فراسو به صورت زیر است [۲۲]:

$$\hat{\mathbf{g}}_k = \frac{\tau_{u,p}\rho_u\beta_k}{\tau_{u,p}\rho_u\beta_k+1}\mathbf{g}_k + \frac{\sqrt{\tau_{u,p}\rho_u\beta_k}}{\tau_{u,p}\rho_u\beta_k+1}\mathbf{v}_k \quad (2)$$

که \mathbf{v}_k (برداری با ابعاد $M \times 1$) خطای تخمین کانال در مسیر فراسو و مستقل از \mathbf{g}_k می باشد و ρ_u نسبت سیگنال به نویز^۱ (SNR) هر سمبل داده آموزشی می باشد. واریانس تخمین عنصر m ام \mathbf{g}_k بصورت زیر می باشد:

$$\text{Var}\{\hat{g}_k^m\} = E\{|\hat{g}_k^m|^2\} = \frac{\tau_{u,p}\rho_u\beta_k^2}{\tau_{u,p}\rho_u\beta_k+1} \triangleq \gamma_k \quad (3)$$

که $E\{\cdot\}$ بیانگر امید ریاضی و $\text{Var}\{\cdot\}$ بیانگر واریانس می باشد بعد از تخمین کانال در مسیر فراسو، از مقدار $\hat{\mathbf{g}}_k$ در مسیر فرسو برای پیش کدینگ اطلاعات استفاده می کنیم.

۲-۱- پیش کدینگ پیشنهادی اطلاعات

فرض کنید $s_k(n)$ سمبل n ام سیگنال ارسالی به کاربر k ام و نمایش برداری سیگنال ارسالی به تمام کاربران به صورت $\mathbf{s}(n) \triangleq [s_1(n) \dots s_K(n)]^T$ می باشد. سیگنال ارسالی به کاربران مختلف ناهمبسته فرض می شود. در [۱۷] پیش کدینگ به صورت زیر روی سیگنال ارسالی به کاربران اعمال شده است.

$$\mathbf{x}(n) = \sqrt{\rho_d} \sum_{k=1}^K \sqrt{\eta_k} \mathbf{a}_k s_k(n) \quad , \quad 1 \leq n \leq T_d \quad (4)$$

که \mathbf{a}_k بردار $M \times 1$ پیش کدینگ می باشد که براساس تخمین کانال در مسیر فراسو $\hat{\mathbf{G}} \triangleq [\hat{\mathbf{g}}_1, \dots, \hat{\mathbf{g}}_K]$ تعیین می شود. ρ_d میانگین قدرت انتقالی و $\{\eta_k\}$ ضریب قدرت می باشد. در روش فوق پردازش ها در بازه همدوسی به طول T_d سمبل انجام شده است. در روش فوق دو پیش کدینگ خطی نظر گرفته می شود. پیش کدینگ حداکثر نسبت که در آن \mathbf{a}_k به صورت زیر انتخاب می شود [۱۶]:

$$\mathbf{a}_k = \hat{\mathbf{g}}_k / \|\hat{\mathbf{g}}_k\| \quad , \quad k=1, \dots, K \quad (5)$$

و پیش کدینگ تحمیل صفر که در آن \mathbf{a}_k به صورت زیر انتخاب می شود [۱۶]:

$$\mathbf{a}_k = \frac{1}{\|[\hat{\mathbf{G}}(\hat{\mathbf{G}}^H\hat{\mathbf{G}})^{-1}]_k\|} [\hat{\mathbf{G}}(\hat{\mathbf{G}}^H\hat{\mathbf{G}})^{-1}]_k \quad (6)$$

که در آن $[\cdot]_k$ بیانگر ستون k ام ماتریس، $\|\cdot\|$ بیانگر نرم اقلیدسی و $(\cdot)^H$ مزدوج ترانهاد می باشد.

در روش پیشنهادی به منظور استخراج دو معادله مستقل از هم که در بخش سوم توضیح داده خواهد شد از دو ضریب کنترل توان در یک بازه همدوسی استفاده می کنیم. بنابراین سیگنال پیش کدینگ پیشنهادی به صورت زیر خواهد بود:

^۱ Signal to Noise Ratio

$$\mathbf{x}(n) = \begin{cases} \sqrt{\rho_d} \sum_{k=1}^K \sqrt{\eta_k^{(1)}} \mathbf{a}_k s_k(n) & 1 \leq n \leq \frac{T_d}{2} \\ \sqrt{\rho_d} \sum_{k=1}^K \sqrt{\eta_k^{(2)}} \mathbf{a}_k s_k(n) & \frac{T_d}{2} < n \leq T_d \end{cases} \quad (7)$$

برای $\{\mathbf{a}_k\}$ مشخص، ضرایب کنترل توان $\{\eta_k^{(1)}\}$ و $\{\eta_k^{(2)}\}$ طوری تعیین می‌شوند که محدودیت توان متوسط در ایستگاه پایه به صورت زیر برآورده شود:

$$E\{\|\mathbf{x}(n)\|^2\} \leq \rho_d \quad (8)$$

همچنین برای جلوگیری از اثر احتمالی ناشی از وجود دو ضریب کنترل توان در یک بازه همدوسی مقادیر $\eta_k^{(1)}$ و $\eta_k^{(2)}$ را نزدیک به هم و بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$\eta_k^{(2)} = \eta_k^{(1)} * (1 + 0.1 * (-1)^k) \quad (9)$$

برای پیش‌کدینگ پیشنهادی، نمونه n ام سیگنال دریافتی کاربر k ام به صورت زیر حاصل می‌شود:

$$y_k(n) = \mathbf{g}_k^H \mathbf{x}(n) + w_k(n) = \begin{cases} z_k^{(1)}(n) + w_k(n) & 1 \leq n \leq \frac{T_d}{2} \\ z_k^{(2)}(n) + w_k(n) & \frac{T_d}{2} < n \leq T_d \end{cases} \quad (10)$$

که

$$z_k^{(1)}(n) = \sqrt{\rho_d \eta_k^{(1)}} a_{kk} s_k(n) + \sum_{k' \neq k}^K \sqrt{\rho_d \eta_{k'}^{(1)}} a_{kk'} s_{k'}(n) \quad (11)$$

$$z_k^{(2)}(n) = \sqrt{\rho_d \eta_k^{(2)}} a_{kk} s_k(n) + \sum_{k' \neq k}^K \sqrt{\rho_d \eta_{k'}^{(2)}} a_{kk'} s_{k'}(n) \quad (12)$$

$w_k(n) \sim CN(0,1)$ نویز جمع شونده می‌باشد که $CN(0,1)$ بیانگر توزیع گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس واحد و a_{kk} بهره کانال می‌باشد و در حالت کلی بصورت زیر تعریف می‌گردد:

$$a_{kk'} \triangleq \mathbf{g}_k^H \mathbf{a}_{k'} \quad (13)$$

در (۱۱) و (۱۲) جملات دوم سمت راست بیانگر تداخل می‌باشد. با توجه به روابط (۱۰)، (۱۱) و (۱۲)، سیگنال دریافتی بصورت مجموع سیگنال ارسالی $(s_k(n))$ ضربدر بهره کانال و ضریب کنترل توان، تداخل و نویز می‌باشد. در نتیجه برای آشکارسازی سیگنال $s_k(n)$ در گیرنده k ام، نیاز به معلوم بودن مقدار تداخل و بهره کانال (a_{kk}) هست. در ادامه نشان خواهیم داد جملات تداخل توابعی از مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ متناظر با کاربر k ام و ضرایب کنترل توان می‌باشند. بنابراین تخمین مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ و a_{kk} بیانگر تخمین کانال می‌باشد. در این مقاله روشی را برای تخمین همزمان مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ (β_k) و بهره کانال (a_{kk}) پیشنهاد می‌کنیم.

۳- روش پیشنهادی تخمین کور کانال

در بخش قبل سیگنال دریافتی هر کاربر $(y_k(n))$ را مدل سازی کردیم. در روش پیشنهادی برای تخمین همزمان a_{kk} و β_k ، هر کاربر توان متوسط سیگنال دریافتی خود را در دو بخش بازه همدوسی محاسبه می کند. توان متوسط نمونه ای سیگنال دریافت شده کاربر k ام در دو بازه ی زمانی به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$\xi_k^{(1)} \triangleq \frac{|y_k(1)|^2 + |y_k(2)|^2 + \dots + |y_k(\frac{T_d}{2})|^2}{\frac{T_d}{2}} \quad (14)$$

$$\xi_k^{(2)} \triangleq \frac{|y_k(\frac{T_d}{2}+1)|^2 + |y_k(\frac{T_d}{2}+2)|^2 + \dots + |y_k(T_d)|^2}{\frac{T_d}{2}} \quad (15)$$

که $|\cdot|$ بیانگر قدر مطلق می باشد. با توجه به رابطه (۱۴) و (۱۵) بر اساس قانون اعداد بزرگ به ازای $T_d \rightarrow \infty$ داریم:

$$\xi_k^{(1)} - (\rho_d \eta_k^{(1)} |a_{kk}|^2 + \sum_{k' \neq k}^K \rho_d \eta_{k'}^{(1)} |a_{kk'}|^2 + 1) \xrightarrow{p} 0 \quad (16)$$

$$\xi_k^{(2)} - (\rho_d \eta_k^{(2)} |a_{kk}|^2 + \sum_{k' \neq k}^K \rho_d \eta_{k'}^{(2)} |a_{kk'}|^2 + 1) \xrightarrow{p} 0 \quad (17)$$

که \xrightarrow{p} بیانگر همگرایی در احتمال می باشد. با توجه به اینکه $\sum_{k' \neq k}^K \rho_d \eta_{k'}^{(1)} |a_{kk'}|^2$ و $\sum_{k' \neq k}^K \rho_d \eta_{k'}^{(2)} |a_{kk'}|^2$ مجموع تعداد زیادی از جملات است، با توجه به قانون اعداد بزرگ می توان آن را با میانگین تخمین زد. در نتیجه هنگامی که K و T_d بزرگ است، می توان $\xi_k^{(1)}$ و $\xi_k^{(2)}$ را به صورت زیر تقریب زد:

$$\xi_k^{(1)} \approx \rho_d \eta_k^{(1)} |a_{kk}|^2 + \rho_d E \left\{ \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} |a_{kk'}|^2 \right\} + 1 \quad (18)$$

$$\xi_k^{(2)} \approx \rho_d \eta_k^{(2)} |a_{kk}|^2 + \rho_d E \left\{ \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} |a_{kk'}|^2 \right\} + 1 \quad (19)$$

تقریب بالا حتی برای K های کوچک هم مناسب می باشد. دلیل آن این است زمانی که به ازای K کوچک، با احتمال زیاد $\sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} |a_{kk'}|^2$ و $\sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} |a_{kk'}|^2$ به ترتیب بسیار کمتر از $\eta_k^{(1)} |a_{kk}|^2$ و $\eta_k^{(2)} |a_{kk}|^2$ می باشند که در آن $|a_{kk'}|^2 \ll |a_{kk}|^2$ می باشد [۱۷].

از طرف دیگر برای پیش کدینگ حداکثر نسبت در کانال ریلی با توجه با اینکه $\mathbf{a}_{k'}$ و \mathbf{g}_k مستقل از هم هستند می توان نوشت:

$$E\{|a_{kk'}|^2\} = E\{\mathbf{a}_{kk'}^H \mathbf{a}_{kk'}\} = E\{\mathbf{a}_{k'}^H \mathbf{g}_k \mathbf{g}_k^H \mathbf{a}_{k'}\} = \beta_k E\{\|\mathbf{a}_{k'}\|^2\} = \beta_k \quad (20)$$

در نتیجه داریم:

$$E\left\{ \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} |a_{kk'}|^2 \right\} = \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} \beta_k \quad (21)$$

$$E\left\{ \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} |a_{kk'}|^2 \right\} = \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} \beta_k \quad (22)$$

با ترکیب روابط (۱۸) و (۱۹) با روابط (۲۱) و (۲۲) برای حالت پیش کدینگ حداکثر نسبت داریم:

$$\xi_k^{(1)} \approx \rho_d \eta_k^{(1)} |a_{kk}|^2 + \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} \beta_k + 1 \quad (23)$$

$$\xi_k^{(2)} \approx \rho_d \eta_k^{(2)} |a_{kk}|^2 + \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} \beta_k + 1 \quad (24)$$

روابط فوق دو معادله دو مجهولی با مجهولات β_k و $|a_{kk}|^2$ می‌باشند. برای اینکه دو معادله (۲۱) و (۲۲) مستقل از هم باشند تا مجهولات به صورت یکتا حاصل شود باید $\xi_k^{(1)} \neq \xi_k^{(2)}$ انتخاب شود. به همین خاطر بود که در روش پیش کدینگ پیشنهادی بازه همدوسی را به دو بخش با ضرایب کنترل توان متفاوت تقسیم کردیم. با حل معادلات (۲۳) و (۲۴) می‌توانیم β_k و $|a_{kk}|$ را بصورت زیر تخمین بزنیم:

$$|a_{kk}| = \sqrt{\frac{\xi_k^{(2)} - 1 - \left(\frac{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}} \right) (\xi_k^{(1)} - 1) \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}}{\rho_d \eta_k^{(2)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} - \rho_d \eta_k^{(1)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}} \quad (25)$$

$$\beta_k = \frac{\xi_k^{(1)} - 1 - \rho_d \eta_k^{(1)} \frac{\xi_k^{(2)} - 1 - \left(\frac{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}} \right) (\xi_k^{(1)} - 1) \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}}{\rho_d \eta_k^{(2)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} - \rho_d \eta_k^{(1)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}}{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}} \quad (26)$$

برخلاف پیش کدینگ حداکثر نسبت، در پیش کدینگ تحمیل صفر بردارهای $\mathbf{a}_{k'}$ و \mathbf{g}_k مستقل از هم نیستند، بنابراین رابطه (۲۰) صادق نیست. به جای آن از دو خاصیت زیر استفاده می‌گردد:

۱- مقدار تخمینی از خطای تخمینی مستقل است.

۲- بردار پیش کدینگ متناظر با هر کاربر بر بردار کانال تخمینی بقیه کاربران عمود است. (برای $k' \neq k$ ، $\hat{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{a}_{k'} = \mathbf{0}$)

بنابراین برای پیش کدینگ تحمیل صفر در کانال رایلی می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} E\{|a_{kk'}|^2\} &= E\{|\mathbf{g}_k^H \mathbf{a}_{k'}|^2\} = E\{|\mathbf{g}_k^H - \hat{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{a}_{k'} + \hat{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{a}_{k'}|^2\} \\ &= E\{|\mathbf{g}_k^H - \hat{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{a}_{k'}|^2\} = E\{\mathbf{a}_{k'}^H \tilde{\mathbf{g}}_k \tilde{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{a}_{k'}\} \\ &= (\beta_k - \gamma_k) E\{\|\mathbf{a}_{k'}\|^2\} = \beta_k - \gamma_k \end{aligned} \quad (27)$$

که $\tilde{\mathbf{g}}_k = (\mathbf{g}_k^H - \hat{\mathbf{g}}_k^H)$ در نتیجه رابطه زیر حاصل می‌شود.

$$E\left\{\sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} |a_{kk'}|^2\right\} = \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} (\beta_k - \gamma_k) \quad (28)$$

$$E\left\{\sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} |a_{kk'}|^2\right\} = \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} (\beta_k - \gamma_k) \quad (29)$$

با ترکیب روابط (۱۸) و (۱۹) با روابط (۲۸) و (۲۹) برای حالت پیش کدینگ تحمیل صفر داریم:

$$\xi_k^{(1)} \approx \rho_d \eta_k^{(1)} |a_{kk}|^2 + \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} (\beta_k - \gamma_k) + 1 \quad (30)$$

$$\xi_k^{(2)} \approx \rho_d \eta_k^{(2)} |a_{kk}|^2 + \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)} (\beta_k - \gamma_k) + 1 \quad (31)$$

روابط فوق مشابه روابط (۲۳) و (۲۴)، دو معادله دو مجهولی با مجهولات β_k و $|a_{kk}|^2$ می‌باشند. با حل این دو معادله می‌توانیم β_k و $|a_{kk}|$ را بصورت زیر تخمین بزنیم:

$$|a_{kk}| = \sqrt{\frac{\xi_k^{(2)} - 1 - \left(\frac{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}} \right) (\xi_k^{(1)} - 1) \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}}{\rho_d \eta_k^{(2)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} - \rho_d \eta_k^{(1)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}} \quad (32)$$

$$\beta_k = \gamma_k + \frac{\xi_k^{(2)} - 1 - \left(\frac{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}}{\rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}} \right) (\xi_k^{(1)} - 1) \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)}}{\rho_d \eta_k^{(2)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(1)} - \rho_d \eta_k^{(1)} \rho_d \sum_{k' \neq k}^K \eta_{k'}^{(2)}} \quad (33)$$

براساس روش پیشنهادی به جای مقدار a_{kk} مقدار $|a_{kk}|$ محاسبه می‌شود. در نتیجه برای کاربر k ام نیاز به تخمین فاز a_{kk} نیز می‌باشد. از طرف دیگر هنگامی که M بزرگ است بخش حقیقی a_{kk} بسیار بزرگتر از بخش موهومی آن می‌باشد. بنابراین فاز a_{kk} بسیار کوچک است و می‌توان آن را صفر در نظر گرفت [۱۷]. براین اساس می‌توان نوشت $|\hat{a}_{kk}| = \hat{a}_{kk}$.

در نهایت، مراحل الگوریتم پیشنهادی برای تخمین کانال به شرح زیر می‌باشد:

۱- در مسیر فراسو، با استفاده از روش‌های مرسوم، مقدار ضرایب کانال تخمین زده می‌شود.
۲- در مسیر فرسو، عمل پیش‌کدینگ با یکی از روش‌های حداکثر نسبت و تحمیل صفر و با دو ضریب کنترل توان مطابق رابطه (۹) انجام می‌گیرد.

۳- در گیرنده هر کاربر و تنها با استفاده از سیگنال دریافتی خود کاربر، برای هر بازه همدوسی T_d نمونه‌های $y_k(n)$ محاسبه کرده و با توجه به روابط (۱۴) و (۱۵) مقادیر $\xi_k^{(1)}$ و $\xi_k^{(2)}$ را محاسبه می‌کنیم.

۴- با جایگذاری در (۲۳) و (۲۴) یا (۳۲) و (۳۳) β_k و a_{kk} را تخمین می‌زنیم.

در روش ارائه شده در [۱۷] با در نظر گرفتن تنها یک ضریب کنترل توان، مقدار بهره کانال تخمین زده شده است. در تخمین فوق علاوه بر نیاز به ارسال مقدار β_k که موجب کاهش نرخ ارسال اطلاعات می‌گردد، خطای ایجاد شده ناشی از تخمین و ارسال β_k نیز در محاسبه a_{kk} وارد می‌گردد. بنابراین در نسبت سیگنال به نویزهای بالا این مقدار خطا بر خطای ناشی از نویز غالب خواهد شد. بر این اساس انتظار داریم در این نسبت سیگنال به نویزها دقت روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع بیشتر باشد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی انجام شده برای ارزیابی روش تخمین پیشنهادی را ارائه می‌کنیم. برای هر کاربر میانگین مربع خطا^۱ نرمالیزه شده به عنوان معیار ارزیابی در نظر می‌گیریم که به صورت زیر تعریف می‌شود:

^۱ Mean Square Error

$$MSE_k \triangleq \frac{E\{|\hat{a}_{kk} - a_{kk}|^2\}}{|E\{a_{kk}\}|^2} \quad (34)$$

که \hat{a}_{kk} بیانگر مقدار تخمینی a_{kk} می باشد. رابطه SNR_d (نسبت سیگنال به نویز مسیر فرسو) و SNR_u (نسبت سیگنال به نویز مسیر فراسو) به صورت زیر می باشد:

$$SNR_d = \rho_d \times med \quad (35)$$

و

$$SNR_u = \rho_u \times med \quad (36)$$

در این جا med میانه مقدار محوشدگی در مقیاس بزرگ در کاربر قرار گرفته شده در وسط سلول می باشد.

در تمام آزمایش ها نتایج تخمین کانال سه روش الف) استفاده از $E\{a_{kk}\}$ [۱۷] ب) روش تخمین استفاده شده در [۱۷] ج) روش تخمین پیشنهادی را مقایسه می کنیم. نتایج هر یک از شبیه سازی ها نتایج میانگین گیری از ۱۰۰۰ بار اجرای برنامه می باشد. در شبیه سازی ها مقدار $\tau_{u,p}$ برابر با K و تعداد سمبل های پردازشی درون هر بازه همدوسی برابر با ۲۰۰ یا ۱۰۰۰ در نظر گرفته شده است که در کاربردهای عملی مقادیر معتبری هستند. با توجه به اینکه زمان همدوسی از رابطه $T_c = \frac{1}{f_m}$ به دست می آید که f_m بیشترین تغییر داپلر می باشد که برابر با $\frac{v}{\lambda}$ می باشد و v سرعت حرکت نسبی بین ایستگاه پایه و ایستگاه موبایل و λ طول موج می باشد [۲۴]. به عنوان نمونه در سیستم LTE-Advanced مقدار فرکانس حامل $2GHz$ و پهنای باند سیگنال $10MHz$ در نظر گرفته شده است [۲۵]. در نتیجه، طول موج $0.15m$ و طول سمبل $0.1\mu s$ حاصل می گردد. برای سرعت حرکت 100 کیلومتر بر ساعت، بیشترین تغییر داپلر $f_m = 6.66 \times 10^5 Hz$ می باشد. در این صورت زمان همدوسی $0.15 \times 10^{-5} s$ حاصل می گردد که معادل با تعداد 5.5×10^4 سمبل می باشد که در مقابل تعداد سمبل های پردازشی در نظر گرفته شده در شبیه سازی ها خیلی بزرگ می باشد.

برای تولید محوشدگی در مقیاس بزرگ در مسیر فراسو سلول دایروی با شعاع R_{max} با ایستگاه پایه قرار گرفته در مرکز آن در نظر می گیریم. مشابه [۱۷]، تعداد $K+1$ کاربر با فاصله R_{min} از ایستگاه پایه به طور تصادفی در سلول قرار می گیرند. کاربری که دارای کوچکترین مقدار β_k می باشد حذف می شود و K کاربر باقی ماندند. محوشدگی مقیاس بزرگ را به صورت زیر در نظر می گیریم:

$$\beta_k = PL_0 \left(\frac{d_k}{R_{min}} \right)^v \times 10^{\frac{\sigma_{sh} N(0,1)}{10}} \quad (37)$$

که در آن v توان افت مسیر و σ_{sh} انحراف استاندارد محوشدگی سایه است. عامل PL_0 یک ثابت افت مسیر می باشد. در شبیه سازی، $R_{max} = 1000 R_{min} = 100$ ، $V=8$ و $\sigma_{sh} = 8 dB$ و $PL_0 = 1$ در نظر گرفته شده است.

همچنین ضرایب کنترل توان بر اساس الگوریتم کنترل توان max-min برای پیش کدینگ حداکثر نسبت به صورت زیر:

$$\eta_k^{(1)} = \frac{1 + \rho_d \beta_k}{\rho_d \gamma_k \left(\frac{1}{\rho_d} \sum_{k'=1}^K \gamma_{k'} + \sum_{k'=1}^K \frac{\beta_{k'}}{\gamma_{k'}} \right)} \quad (38)$$

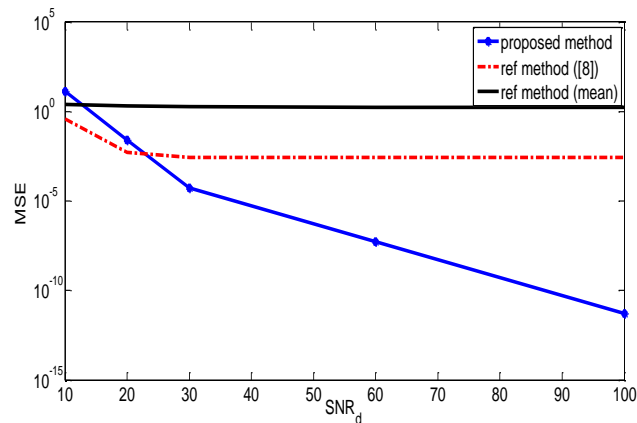
و پیش کدینگ ZF به صورت زیر

$$\eta_k^{(1)} = \frac{1 + \rho_d \beta_k}{\rho_d \gamma_k \left(\frac{1}{\rho_d} \sum_{k'=1}^K \gamma_{k'} + \sum_{k'=1}^K \frac{\beta_{k'} - \gamma_{k'}}{\gamma_{k'}} \right)} \quad (39)$$

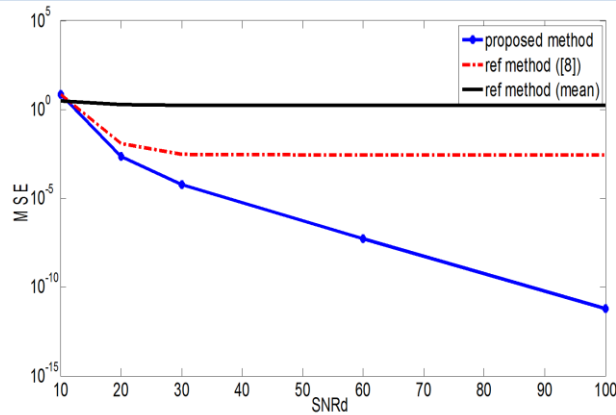
انتخاب می‌شود [۱۷].

در بخش اول آزمایش‌ها عملکرد سه روش پیشنهادی به ازای $SNR_d = 10SNR_u$ مقایسه می‌شود. برای اینکار $M=100$ ، $T_d = 1000$ و $K=10$ انتخاب می‌کنیم. نتایج آزمایش در شکل (۱) برای پیش کدینگ حداکثر نسبت و شکل (۲) برای پیش کدینگ تحمیل صفر نشان داده شده است. در تمام شکل‌های این مقاله، محور افقی معرف مقادیر نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسو (SNR_d) و محور عمودی معرف مقادیر میانگین مربع خطا نرمالیزه شده می‌باشد. در شکل‌های (۱) و (۲) مشاهده می‌کنیم که در اکثر مقادیر نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسو روش پیشنهادی نسبت به روش میانگین بهتر عمل می‌کند. همچنین روش پیشنهادی برای پیش کدینگ تحمیل صفر در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسو های بالای 10dB و برای پیش کدینگ حداکثر نسبت در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوهای بالای 25dB روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع دارای میانگین مربع خطا کمتری می‌باشد. به عنوان مثال در شکل (۱) برای حالت $SNR_d = 30dB$ مقدار میانگین مربع خطا در روش پیشنهادی 42.64dB- ولی مقدار فوق در روش مرجع 25.49 dB- و در روش میانگین 2.66dB می‌باشد. لازم به ذکر است در پیش کدینگ حداکثر نسبت در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوهای پایین مقدار میانگین مربع خطای روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع به مقدار ناچیزی بیشتر است در روش مرجع مقدار محوشدگی در مقیاس بزرگ در مسیر فراسو تخمین زده می‌شود و در مسیر فراسو استفاده می‌شود، ولی در روش پیشنهادی نیازی به آن نیست. پس در مجموع، عملکرد روش پیشنهادی در این مقادیر نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسو نسبت به روش مرجع نیز خوب می‌باشد.

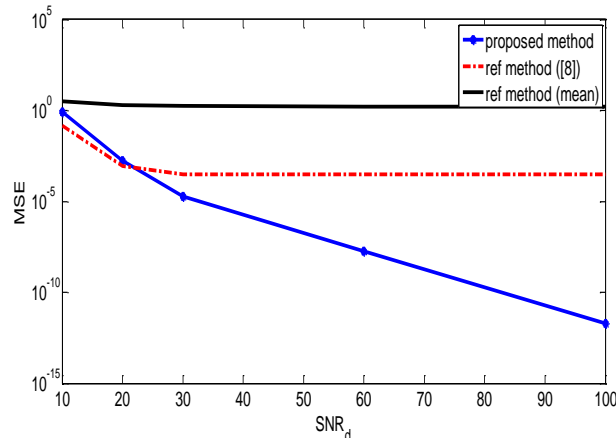
در بخش دوم آزمایش عملکرد سه روش پیشنهادی و میانگین و مرجع به ازای $SNR_d = 10SNR_u$ برای $M=100$ ، $T_d = 200$ و $K=10$ مقایسه می‌گردد. نتایج آزمایش برای پیش کدینگ های حداکثر نسبت و تحمیل صفر به ترتیب در شکل‌های (۳) و (۴) نشان داده شده است. در این بخش نتایج نشان می‌دهد برای پیش کدینگ تحمیل صفر در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوهای بالای 10dB و برای پیش کدینگ حداکثر نسبت در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوهای بالای 22dB مقدار خطای تخمین روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع کمتر می‌باشد.



شکل (۱). مقایسه روش‌ها برای پیش کدینگ حداکثر نسبت به ازای $SNR_d = 10SNR_u$ و $T_d = 1000$

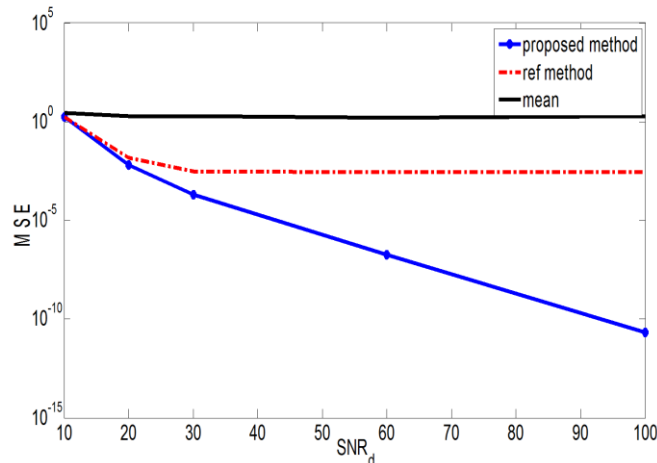


شکل (۲). مقایسه روش‌ها برای پیش‌کدینگ تحمیل صفر به ازای $SNR_d = 10SNR_u$ و $T_d = 1000$

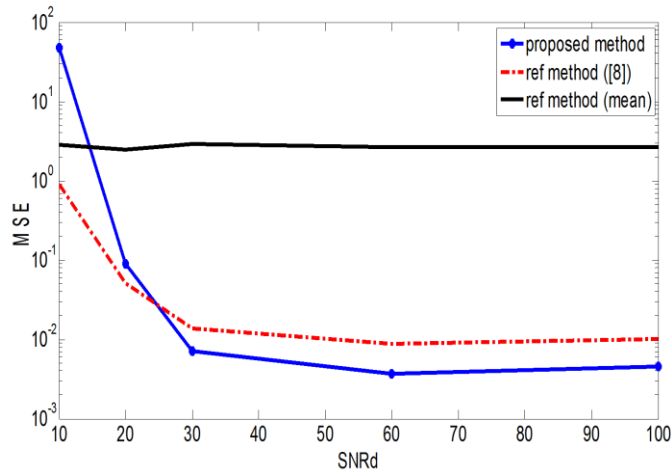


شکل (۳). مقایسه روش‌ها برای پیش‌کدینگ حداکثر نسبت به ازای $SNR_d = 10SNR_u$ و $T_d = 200$

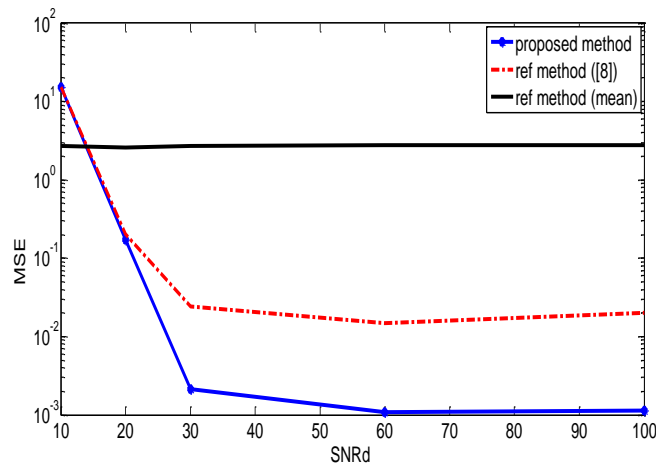
در بخش سوم آزمایش عملکرد سه روش به ازای $SNR_u = 0$ مقایسه می‌شود. برای این کار مقادیر $M=100$ ، $T_d = 1000$ و $K=10$ را انتخاب می‌کنیم. نتایج شبیه‌سازی را در شکل‌های (۵) و (۶) مشاهده می‌کنیم. در این بخش نیز مانند بخش‌های اول و دوم عملکرد روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع و میانگین بهتر می‌باشد. همانطور که در بخش اول گفته شد در این بخش نیز در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوها پایین مقدار میانگین مربع خطای روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع به مقدار ناچیزی بیشتر است. در مقایسه نتایج شبیه‌سازی دو پیش‌کدینگ، مشاهده می‌کنیم که عملکرد پیش‌کدینگ تحمیل صفر نسبت به پیش‌کدینگ حداکثر نسبت بهتر می‌باشد.



شکل (۴). مقایسه روش‌ها برای پیش‌کدینگ تحمیل صفر به ازای $SNR_d = 10SNR_u$ و $T_d = 200$



شکل (۵). مقایسه روش‌ها برای پیش‌کدینگ حداکثر نسبت به ازای $T_d = 1000$ و $SNR_u = 0$



شکل (۶). مقایسه روش‌ها برای پیش‌کدینگ تحمیل صفر به ازای $T_d = 1000$ و $SNR_u = 0$

چنانکه در شبیه‌سازی‌ها مشاهده می‌شود، در نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوهاى پایین دقت روش پیشنهادی پایین‌تر از روش مرجع می‌باشد. دلیل این امر غالب بودن خطای نویز کلی بر خطای مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ در این نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوها می‌باشد با افزایش نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسو مقدار خطای ناشی از نویز کاهش یافته و خطای ناشی از مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ غالب خواهد شد. در نتیجه دقت روش پیشنهادی بیشتر می‌گردد. علاوه بر این، به دلیل عدم نیاز به ارسال مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ، در مسیر فروسو روش پیشنهادی دارای نرخ ارسال اطلاعات بیشتری نسبت به روش مرجع است. این مزیت در تمام نسبت سیگنال به نویز مسیر فروسوها وجود دارد. بنابراین در مجموع روش پیشنهادی نسبت به روش‌های مرجع عملکرد بهتری دارد.

در مجموع، مقایسه نتایج نشان می‌دهد که در مقایسه با روش تخمین بهره کانال بر اساس مقدار میانگین، روش پیشنهادی دارای دقت بالا می‌باشد که هزینه پرداخت شده برای این افزایش پیچیدگی می‌باشد. در مقایسه با [۱۷]، روش پیشنهادی علاوه بر اینکه بطور همزمان مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ و بهره کانال را تخمین می‌زند، در بیشتر نسبت سیگنال به نویزها دارای دقت

تخمین بالاتری است و هزینه صرف شده برای این، افزایش جزئی مقدار پیچیدگی (ناشی از استفاده از دو مقدار ضریب کنترل توان) و دقت پایین در برخی نسبت سیگنال به نویزهای مسیر فروسو می‌باشد. در نهایت، مقایسه نتایج روش پیشنهادی برای دو نوع پیش کدینگ تحمیل صفر و حداکثر نسبت نشان می‌دهد بهبود دقت روش پیشنهادی نسبت به روش‌های مرجع، در پیش کدینگ تحمیل صفر بیشتر از پیش کدینگ حداکثر نسبت می‌باشد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله روش جدیدی برای تخمین همزمان بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ در سیستم با ورودی و خروجی چندگانه حجیم در مسیر فروسو پیشنهاد شد. در روش پیشنهادی با تقسیم بازه زمانی همدوسی کانال به دو بخش، ضرایب کنترل توان متفاوت در هر بخش اعمال شد. در گیرنده مقدار توان متوسط دریافتی در دو بخش جداگانه محاسبه گردید و بر اساس آن، مقادیر بهره کانال و محوشدگی مقیاس بزرگ در گیرنده به طور همزمان تخمین زده شد. روش پیشنهادی به دلیل قابلیت تخمین مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ، نیازی به ارسال مقدار فوق در مسیر فروسو ندارد. در نتیجه نرخ ارسال اطلاعات در این مسیر افزایش می‌یابد و خطای ارسال مقدار محوشدگی مقیاس بزرگ نیز اثری در عملکرد سیستم ندارد. نتایج شبیه‌سازی انجام شده نشان داد که روش پیشنهادی نسبت به روش کلاسیک محاسبه بهره کانال بر اساس مقدار میانگین، دارای خطای تخمین خیلی پایین می‌باشد. در مقایسه با روش [۱۷]، در بیشتر نسبت سیگنال به نویزهای مسیر فروسو خطای تخمین روش پیشنهادی پایین تر می‌باشد.

۶- مراجع

- [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, 2014.
- [2] 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, 2014.
- [3] A. Liu and V. K.N. Lau, "Phase only RF precoding for massive MIMO systems with limited RF chains," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 62, no. 17, pp. 4505-4515, 2014.
- [4] S. Noh, M. D. Zoltowski, Y. Sung, and D. J. Love, "Pilot beam pattern design for channel estimation in massive MIMO systems," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 787-801, 2014.
- [5] 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, 2014.
- [6] F. Rusek et al., "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, 2013.
- [7] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Stanford University, 2004.
- [8] H. Xie, F. Gao and Sh. Jin "An Overview of Low-Rank Channel Estimation for Massive MIMO Systems" *IEEE Access*, vol. 4, pp. 7313-7321, 2016.

- [9] J. Zhang, B. Zhang, S. Chen, X. Mu, M. El-Hajjar, and L. Hanzo, "Pilot contamination elimination for large-scale multiple-antenna aided OFDM systems," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 759–772, 2014.
- [10] Y. Nan, L. Zhang, X. Sun, "Efficient Downlink Channel Estimation Scheme Based on Block-Structured Compressive Sensing for TDD Massive MU-MIMO Systems", *IEEE Wireless Communication Letters*, vol. 4, no. 4, pp. 345-348, 2015.
- [11] Y. Nan, L. Zhang, and X. Sun, "An Efficient Downlink Channel Estimation Approach for TDD Massive MIMO Systems", in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC)*, 2016
- [12] L. Shen, Y. Yao, H. Wang and H. Wang, "Blind Decoding Based on Independent Component Analysis for a Massive MIMO Uplink System in Microcell Rician/Rayleigh Fading Channels," *IEEE Trans. vehicular. technology*, vol. 56, no. 10, pp. 8322-8329, 2016.
- [13] C. Shin, R. W. Heath, and E. J. Powers, "Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 670–685, 2007.
- [14] J.-D. Jiang, T.-C. Lin, and S.-M. Phoong, "New subspace-based blind channel estimation for orthogonally coded MIMO-OFDM systems," in *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 6489–6493, 2014.
- [15] W. Zhang, F. Gao, and Q. Yin, "Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems with low order signal constellation", *IEEE Commun. Letters*, vol. 19, no. 3, pp. 499-502, 2015.
- [16] A. Khansefid and H. Minn, "Achievable downlink rates of MRC and ZF precoders in massive MIMO with uplink and downlink pilot contamination," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 12, pp. 4849–4864, 2015.
- [17] H. Q. Ngo, and E. G. Larsson, "No Downlink Pilots are Needed in TDD Massive MIMO," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 5, pp. 2921-2935, 2017.
- [18] H. Q. Ngo, *Massive MIMO: Fundamentals and System Designs*, P.H.d Thesis, Linköping University, Sweden, 2015
- [19] J. Zuo, J. Zhang, C. Yuen, W. Jiang, and W. Luo, "Multi-cell multiuser massive MIMO transmission with downlink training and pilot contamination precoding," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 8, pp. 6301–6314, 2016.
- [20] H. Yang and T. L. Marzetta, "Performance of conjugate and zeroforcing beamforming in large-scale antenna systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 172–179, 2013.
- [21] 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.
- [22] 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, 2013.

[23]H. Yang and T. L. Marzetta, "A macro cellular wireless network with uniformly high user throughputs," in Proc. IEEE Veh. Technol.Conf. (VTC), 2014.

[24]T. H..Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice-Hall, 2002.

[25]Z. Gao, Linglong Dai, W.Dai, B.Shim, and Zh.Wang ,” Structured Compressive Sensing Based Spatio-Temporal Joint Channel Estimation for FDD Massive MIMO”, vol.64, issue.2, p.p.601-617, 2016

[۲۶] م.رضوی زاده، "حرکت به سمت نسل بعد شبکه های سیار نسل پنجم: تحول یا تکامل؟"، مجله طیف برق، شماره ۴۴، صفحه

۵۰-۵۱، مرداد ۱۳۹۳