JIPET	Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology Vol. 16/ No. 61/ Spring 2025 P-ISSN: 2322-3871, E-ISSN: 2345-5594, sanad.iau.ir/journal/jipet

Doi: 10.71666/jipet.2025.998761

Research Article

Adaptive Algorithm Based on Compressive Sensing to Improve the Channel Estimation of M-MIMO Systems

Mohammad Ali Abedi, *M.Sc.*, Afrooz Haghbin, *Assistant Professor*, Farbod Razazi, *Associate Professor*

Department of Mechanical, Electrical and Computer Engineering- Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran
m.aliabedi@ut.ac.ir, a.haghbin@srbiau.ac.ir, razzazi@srbiau.ac.ir

Abstract
To overcome the problem of channel estimation in massive multiple-input multiple-output (M-MIMO) systems, in this paper we propose a downlink link channel estimation scheme in frequency-division duplex (FDD) based on structured compressive sensing to reduce the pilot required by which Intrinsic spatial sparsity of M-MIMO delay channels are amplified. For this purpose, first, after discussing the different methods of channel estimation and examining the existing challenges, we define our roadmap and propose our algorithm, in which we estimate the channel based on the greedy orthogonal matching pursuit (OMP) algorithm. In this algorithm, spatial correlation between the channel impulse response of different transmitter antennas is used for accurate channel estimation. This algorithm obtains the channel sparsity in an adaptive way, which negates the ideal assumption of the previous works that the channel sparsity is in hand. In this case, this algorithm estimates the channel with good accuracy in cases when the exact amount of channel sparsity is not known. Finally, we present simulations that demonstrate the ability of this method to reduce the required pilot. The simulations show that the proposed channel estimation reliably obtains the channel sparsity level and the support set compared to similar methods.

Keywords: channel estimation, compressive sensing, multiple-input multiple-output, required pilot, spatial sparsity

Received: 22 June 2022
Revised: 17 Aug 2022
Accepted: 20 October 2022

Corresponding Author: Dr. Afrooz Haghbin

Citation: M.A. Abedi, A. Haghbin, F. Razazi, "Adaptive algorithm based on compressive sensing to improve the channel estimation of M-MIMO systems", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 16, no. 61, pp. 29-48, March 2025 (in Persian).

Doi: 10.71666/jipet.2025.998761

مقاله پژوهشی

الگوریتم تطبیقی بر پایه حسگری فشرده جهت بهبود تخمین کانال سیستم‌های چندورودی-چندخروجی انبوه

محمدعلی عابدی، دانشجوی کارشناسی‌ارشد، افروز حق‌بین، استادیار، فربد رزازی، دانشیار

دانشکده مهندسی مکانیک، برق و کامپیوتر- واحد علوم و تحقیقات، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران
m.aliabedi@ut.ac.ir, a.haghbin@srbiau.ac.ir, razzazi@srbiau.ac.ir

چکیده: برای غلبه بر مشکل تخمین کانال در سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه (M-MIMO)، در این مقاله یک طرح تخمین کانال لینک فروسو در ارتباط دوطرفه فرکانسی (FDD) مبتنی بر حسگری فشرده ساختارمند (SCS)، برای کاهش داده آموزشی مورد نیاز پیشنهاد گردیده که توسط آن تنکی مکانی ذاتی کانال‌های حوزه تاخیر سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه، تقویت می‌شوند. به همین منظور در ابتدا پس از طرح موضوع روش‌های مختلف تخمین کانال و بررسی چالش‌های موجود، با پیشنهاد یک الگوریتم بر پایه الگوریتم حریصانه جستجوی تطابق متعامد (OMP)، به تخمین کانال پرداخته شده است. در این الگوریتم از همبستگی مکانی بین پاسخ ضربه کانال آنتن‌های مختلف فرستنده برای دقت تخمین کانال استفاده می‌شود. این همبستگی در زمان تاخیر یکسان مسیرهای تاخیردار تعریف شده است. این الگوریتم تنکی کانال را به‌صورت تطبیقی به‌دست می‌آورد که نافی فرض ایده‌آل کارهای پیشین مبنی بر در دست داشتن تنکی کانال است. در این صورت این الگوریتم در مواقعی که میزان دقیق تنک بودن کانال مشخص نباشد، کانال را با دقت خوبی تخمین می‌زند. در نهایت به ارائه شبیه‌سازی‌ها که توانایی این روش را در کاهش داده آموزشی مورد نیاز نشان می‌دهد، پرداخته شده است. شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهند که تخمین کانال پیشنهادی به‌طور قابل‌اعتمادی سطح تنکی کانال و مجموعه پشتیبان را نسبت به روش‌های مشابه به‌دست می‌آورد.

کلمات کلیدی: تخمین کانال، تنکی مکانی، چندورودی-چندخروجی انبوه، حسگری فشرده، داده آموزشی موردنیاز

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۴/۱
تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۵/۲۶
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۷/۲۸

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر افروز حق‌بین
نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران- انتهای بزرگراه شهید ستاری- دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات

۱- مقدمه

امروزه در هر گوشه و کناری می‌توان نمونه‌ای از کاربردهای مخابرات بی‌سیم را به‌راحتی پیدا کرد. از تلفن‌های همراه گرفته تا رایانه‌های شخصی همگی نمونه‌هایی از کاربرد مخابرات بی‌سیم در زندگی روزمره ما هستند. به‌دلیل این استفاده گسترده و کاربردهای بسیار زیاد آن، مخابرات بی‌سیم به‌عنوان یکی از زمینه‌های تحقیقاتی محسوب می‌شود که به‌سرعت در حال رشد است.

در یک سیستم مخابراتی بی‌سیم، سیگنالی توسط فرستنده ارسال می‌شود و این سیگنال پس از عبور از یک محیط فیزیکی، در نهایت در گیرنده دریافت می‌گردد. این محیط فیزیکی بین فرستنده و گیرنده یک کانال مخابراتی نامیده می‌شود که سیگنال ارسالی را دچار تغییراتی می‌نماید. به‌منظور آنکه بتوان با داشتن سیگنال دریافت شده در گیرنده، سیگنال و در نهایت داده‌های ارسال شده از سمت گیرنده را آشکار کرد، لازم است که تغییرات ایجاد شده توسط کانال تخمین زده شوند تا در گیرنده عکس آن اعمال شده و فرآیند آشکارسازی داده‌ها انجام شود. به‌عبارت دیگر بدون داشتن تخمین درستی از کانال، آشکارسازی داده‌ها در گیرنده به‌راحتی امکان‌پذیر نخواهد بود. به‌همین دلیل تخمین کانال یکی از قسمت‌های مهم یک سیستم مخابراتی است.

به‌طورکلی برای تخمین کانال سه روش اصلی وجود دارد که عبارتند از تخمین کانال بر مبنای داده آموزشی[۱]، تخمین کور[۲] و تخمین نیمه‌کور کانال[۳]. در روش‌های مبتنی بر داده آموزشی، به‌صورت رایج برای شناسایی کانال در زمان، فرکانس و ... دنباله آموزشی[۴] (دنباله داده آموزشی[۵]) که در واقع سیگنال‌های معلوم برای گیرنده هستند، ارسال می‌شود و از روی سیگنال خروجی، پاسخ کانال تخمین زده می‌شود. در نتیجه بخشی از منابع موجود برای انتقال داده، به‌منظور فراهم‌کردن ابزاری برای تخمین کانال باید مورد استفاده قرار گیرد. به این معنا که برای بهبود عملکرد فرآیند تخمین کانال، باید بخشی از منابع موجود به این امر اختصاص داده شود. از طرف دیگر در روش تخمین کور کانال، اطلاعات حالت کانال[۶] (CSI) را تنها با استفاده از آماره‌های سیگنال می‌توان به‌دست آورد. اگرچه این روش به‌صورت تئوری امکان‌پذیر است، اما در عمل نیازمند پردازش سیگنال پیچیده‌ای است و اغلب مستلزم معکوس‌کردن ماتریس‌های بزرگ است که باعث می‌شود در جاهایی که کانال سریع تغییر می‌کند، خطاهای بزرگی ایجاد شود [۳-۱].

در یک محیط انتشار، سیگنال رادیویی ارسال شده از فرستنده ممکن است در اثر برخورد با اشیا اطرافش منعکس و یا پراکنده شود، شیفت داده شود و یا پراش[۷] کند و در گیرنده به‌صورت تضعیف شده، تاخیر یافته و یا شیفت داده شده فاز و فرکانس سیگنال اصلی ظاهر شود که به آن‌ها اجزای سیگنال چندمسیره[۸] گفته می‌شود. از نظر مخابراتی این مسئله را می‌توان هم موهبت و هم بلا تعبیر کرد. زیرا از طرفی انتشار سیگنال چند-مسیره می‌تواند باعث افزایش درجه آزادی در مخابره شود و اگر به‌طور مؤثر به‌کار گرفته شود می‌تواند باعث افزایش بهره ادغام[۹] و یا افزایش بهره چندگانگی[۱۰] شود. برای این کار باید اطلاعات حالت کانال برای سیستم فراهم باشد. در روش تخمین مبتنی بر آموزش برای کانال‌های چند-مسیره دو جنبه آشکار حسگری و بازسازی وجود دارد. حسگری در واقع متناسب با طراحی سیگنال مورد استفاده فرستنده برای بررسی و کاوش کانال است، در حال که بازسازی، مسئله پردازش خروجی‌های کانال‌های مرتبط در گیرنده و بازیابی CSI است. میزان توانایی این روش در تخمین دقیق کانال بسیار وابسته به طراحی سیگنال‌های آموزشی و کاربرد استراتژی‌های مؤثر در بازسازی است.

شواهد تجربی و مباحث فیزیکی نشان داده که بسیاری از کانال‌های بی‌سیم در عمل به‌دلیل افزایش پهنای باند و تعداد آنتن‌ها، در نتیجه افزایش بعد، نمایش کانال‌هایشان در پایه‌های مناسب تنک[۱۱] خواهد بود. از این‌رو بعد مؤثر در کانال‌های چند-مسیره تنک بسیار کمتر از بعد ظاهری آن است و انتظار می‌رود با تجدید نظر در حسگری بتوان با استفاده از تعداد دنباله آموزشی بسیار کمتر نسبت به روش‌های مرسوم، آن‌ها را تخمین زد. در ارتباط با همین موضوع ایده حسگری فشرده[۱۲] (CS) در تخمین کانال‌های تنک بسیار مورد توجه قرارگرفته است. در روش‌های کلاسیک نمونه‌برداری، نرخ نمونه‌برداری باید حداقل به اندازه دو برابر بزرگ‌ترین فرکانس موجود در آن باشد. در حسگری فشرده با جایگزینی مفهوم نمونه با مفهوم جدیدی به‌نام اندازه‌گیری، با تعداد بسیار کمتری اندازه‌گیری در مقایسه با تعداد نمونه‌های لازم، سیگنال اصلی قابل بازیابی است و این باعث کاهش حجم محاسباتی و داده، کاهش زمان اجرا و کاهش هزینه می‌شود. از سوی دیگر در سال‌های آتی با توجه به افزایش کاربران، ترافیک داده و کاربردها، نیاز به لینک‌های بی‌سیم با سرعت بالا بیشتر خواهد شد. برای رفع این نیاز انتظار می‌رود که شبکه‌های نسل آینده

مقیاسشان برای نرخ داده بالاتر، افزایش پیدا کند و یکی از فناوری‌های مطرح شده، سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه[۱۳] (M-MIMO) است. این سامانه‌ها به‌دلیل چند رویکرد عمده‌ای که دارند موردتوجه قرارگرفته‌اند، که برخی از آن‌ها عبارتند از افزایش نرخ داده، بهبود قابلیت اطمینان سیستم، بهبود بهره‌وری انرژی و کاهش تداخل. باید این نکته را یادآور شد که همه موارد بالا هم‌زمان عاید سیستم نمی‌شوند، بلکه این موارد مزایای کلی هستند. نتایج به‌دست آمده در تحقیقات نشان دهنده این موضوع بوده است که هر چقدر تعداد آنتن‌ها بیشتر شود عملکرد سیستم بهتر می‌شود.

۱-۱- بیان مسئله و مرور پیشینه موضوع

برای دستیابی به مزایای بالقوه سامانه‌های M-MIMO نیاز است که CSI را داشته باشیم که در اکتساب آن چالش‌هایی وجود دارد. برای انتقال داده بین ایستگاه پایه[۱۴] (BS) و کاربر یک تقسیم دوطرفه انجام می‌شود تا تداخل صورت نگیرد و دو سناریوی متفاوت برای آن در نظر گرفته می‌شود: تقسیم زمان دوطرفه[۱۵] (TDD) و تقسیم فرکانس دوطرفه[۱۶] (FDD). در روش‌های تخمین کانال مرسوم بر مبنای داده آموزشی، طول داده آموزشی ارسالی باید متناسب با تعداد آنتن‌های فرستنده باشد. در تخمین کانال برای سناریوی TDD از ویژگی دوسویه[۱۷] بودن آن می‌توان بهره گرفت، زیرا لینک فراسو[۱۸] و فروسو[۱۹] از یک باند فرکانسی استفاده می‌کنند و تقسیم دوطرفه به‌صورت زمانی است درنتیجه CSI در لینک فروسو از CSI لینک فراسو به‌دست می‌آید. خاصیت دوسویه بودن کانال در سامانه‌های FDD قابل پیاده‌سازی نیست زیرا در حالت FDD، لینک‌های فراسو و فروسو از باندهای فرکانسی متفاوت استفاده می‌کنند و CSI متناسب با لینک‌های فراسو و فروسو متفاوت هستند. همین موضوع یکی از چالش‌های تخمین کانال در حالت FDD در سامانه‌های M-MIMO است [۴،۵]. زیرا زمانی که تعداد آنتن‌های سمت BS زیاد شود، با توجه به محدودیت زمان همدوسی[۲۰] این روش‌ها ناکارآمد خواهند بود. اما این دلیل نمی‌شود که این نوع از ارتباط نادیده گرفته شود، چرا که در بسیاری از سامانه‌های مخابراتی، همچنان از این نوع ارتباط استفاده می‌شود. سناریوی FDD در سامانه‌های با ترافیک متقارن و حساس به تاخیر، عملکرد مطلوبی دارد. بسیاری از سامانه‌های سلولی در حال حاضر از FDD استفاده می‌کنند. بنابراین نمی‌توان آن را نادیده گرفت و علاقه‌مندی برای کشف رویکردهای مؤثر برای به‌دست آوردن CSI در فرستنده در سامانه‌های M-MIMO در FDD زیاد است [۸-۶]. در بسیاری از مطالعات و تحقیقات در کانال سامانه‌های M-MIMO نشان داده شده زمانی که تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه افزایش می‌یابد، ماتریس کانال کاربر با توجه به محدود بودن پراکنده سازهای محلی[۲۱] در سمت ایستگاه پایه، به‌سمت تنک بودن پیش می‌روند، سپس با کمک حسگری فشرده، سعی بر تخمین کانال با تعداد داده آموزشی کمتر داشته‌اند [۹].

دو مدل متفاوت می‌توان برای کانال در نظر گرفت و متناسب با آن حوزه مناسبی را برای استخراج تنک بودن انتخاب کرد: کانال‌های محو شونده فرکانس گزین[۲۲]، کانال‌های محو شونده تخت[۲۳]. در کانال‌های محو شونده فرکانس گزین، پاسخ ضربه کانال[۲۴] (CIR) از نظر زمانی تنک است. یعنی زمانی که این کانال‌ها با تعدادی مسیر با تاخیر[۲۵] و بهره مشخص مدل می‌شوند، تعداد این مسیرها به‌علت وجود پراکنده‌سازهای[۲۶] محدود در محیط انتشار کم خواهد بود و با فرض داشتن گستردگی تاخیر کانال[۲۷] بزرگ، ماتریس CIR تنک خواهد بود. در کانال‌های محو شونده تخت، با نمایش ماتریس کانال‌ها در حوزه زاویه مجازی[۲۸] و با توجه به محدود بودن پراکنده سازها تا در سمت BS مشاهده می‌شود که تعداد مسیر با ضریب بهره قابل‌توجه بین فرستنده و گیرنده وجود دارد و به‌این‌ترتیب ماتریس کانال در این حوزه تنک خواهد بود.

در هر دو تقسیم‌بندی علاوه بر ویژگی تنک بودن ماتریس کانال، همبستگی‌هایی نیز در نظر گرفته شده است. به‌طور مثال در محیط چندکاربره ماتریس کانال کاربرهای مختلف می‌تواند همبستگی داشته باشند و دارای اندیس‌های غیر صفر مشترک باشند که این اندیس‌های غیر صفر، پشتیبان[۲۹] نامیده می‌شوند. در بعضی از محیط‌ها به‌دلیل تغییرات آهسته کانال می‌توان فرض کرد که ماتریس کانال در بازه‌های زمانی متوالی دارای همبستگی باشد. همچنین زمانی که از مدولاسیون تقسیم فرکانسی متعامد[۳۰] (OFDM) استفاده شود، کانال‌های متناسب با هر زیرحامل OFDM دارای همبستگی هستند.

بعد از این‌که نمایش تنک برای سناریوی مورد نظر انتخاب شود، می‌توان به کمک حسگری فشرده کانال مورد نظر را به‌صورت بهینه‌تر بازیابی کرد به‌طورمعمول به سه‌دسته کلی تقسیم می‌شود: بازیابی محدب[۳۱]، روش‌های تکرارشونده[۳۲] و روش‌های

حریصانه[۳۳]. در بیشتر کارهای انجام شده، فرض شده که تخمین خوبی از سطح تنک بودن می‌تواند در طول زمان تغییر کند. اخیراً پژوهش‌هایی این فرض ایده‌آل را در نظر نگرفته و به کمک الگوریتم‌های حلقه بسته پارامتر مشخصی، سعی بر تنظیم‌کردن الگوریتم خود نسبت به تغییرات سطح تنک بودن کانال را داشته‌اند [۱۰،۱۱].

۲-۱- اهداف مقاله و نوآوری

همان‌طور که در بخش قبل ذکر شد، تخمین کانال ارتباط فروسو سامانه‌های M-MIMO در حالت ارتباط دوطرفه FDD بسیار حائز اهمیت است. از این‌رو سعی شده، مسئله تخمین کانال در این سناریو بررسی گردد. با توجه به دسته‌بندی انجام شده در بخش قبل، حوزه کاری این مقاله به‌صورت شفاف، به تخمین کانال ارتباط فروسو سامانه‌های M-MIMO با کانالی از نوع محو شونده فرکانس گزین متمرکز شده است. در این راستا از خاصیت تنک ماتریس کانال در حوزه تاخیر و همبستگی مکانی مشترک بین مجموعه آنتن‌های ایستگاه پایه و کاربر موجود در محیط استفاده شده است. در کارهای انجام شده، فرض شده تخمین نسبتاً دقیقی از سطح تنک بودن کانال در اختیار BS است که در عمل با واقعیت متناسب نیست. در این مقاله مدل کانال بر اساس تاخیر و بهره‌های مسیرها مدل شده و با فرض داشتن گستردگی تاخیر بزرگ، نمایشی تنک برای ماتریس CIR در نظر گرفته شده است. همچنین همبستگی در زمان تاخیر یکسان مسیرهای تاخیردار تعریف شده و ماتریس کانال همه آنتن‌ها و یک کاربر دارای تنکی مکانی مشترک هستند و پشتیبان‌های یکسانی دارند. الگوریتمی ارائه شده که علاوه بر تخمین سطح تنکی کانال به‌صورت تطبیقی[۳۴]، نسبت به نمونه ایده‌آل ارائه شده در مواردی از جمله حالت‌هایی که تعداد داده آموزشی کافی برای تخمین کانال در دسترس نیست، با توجه به استفاده از بازیابی ساختارمند کانال، بهتر عمل می‌نماید. در این الگوریتم، کانال با پشتیبان مشترک در نظر گرفته شده است. برای نشان دادن عملکرد الگوریتم پیشنهادی، شبیه‌سازی‌هایی را نسبت به تغییرات پارامترهای کانال انجام شده و با الگوریتم‌های معرفی شده مقایسه گردیده تا بهبود کیفیت الگوریتم در کنار کاهش تعداد داده‌های آموزشی نشان داده شود.

۲-۳- ساختار مقاله

ساختار مقاله در ادامه به این شرح است. ابتدا در بخش دوم تعریف موضوع حسگری فشرده اشاره شده و در زیربخش‌های آن ماتریس اندازه‌گیری مناسب و شرایط تحقق آن، روش بازیابی سیگنال تنک حریصانه و بردارهای اندازه‌گیری چندگانه[۳۵] (MMV) بررسی شده است. سپس در بخش سوم به بررسی چالش‌های سامانه‌های M-MIMO در دو بخش تخمین کانال فراسو و فروسو پرداخته شده است و پس از آن در بخش چهارم مروری به تعدادی از مطالعات انجام شده مرتبط با تخمین کانال فروسو در ارتباط دوطرفه FDD با تاکید بر ویژگی تنک بودن در دو سناریو حوزه مکانی[۳۶] و زمانی[۳۷]، صورت پذیرفته است. پس از آن به مدل‌سازی ریاضی حوزه پیشنهادی پرداخته شده و در ادامه الگوریتم تخمین کانال پیشنهادی بر پایه حسگری فشرده ساختارمند در سمت کاربر پیشنهاد گردیده است. در بخش هفتم پیچیدگی محاسباتی الگوریتم پیشنهادی و تبیین جزئیات آن بررسی شده است. در بخش هشتم به بررسی شبیه سازی‌ها و بررسی نتایج آن پرداخته شده است و در نهایت به نتیجه‌گیری و برای کارهای آینده در این حوزه پیشنهاداتی ارائه شده است.

۲- حسگری فشرده

نرخ نمونه‌برداری در بسیاری از کاربردها بسیار گران تمام می‌شود، بنابراین بررسی روش‌هایی که در آن‌ها سیگنال قابل فشرده شدن با نرخی پایین‌تر از نرخ نایکوئیست نمونه‌برداری شود، حائز اهمیت است. این نمونه‌برداری مطلوب، حسگری فشرده با جایگزینی مفهوم "نمونه" با مفهوم جدیدی به‌نام "اندازه‌گیری[۳۸]"، سیگنال اصلی با تعداد بسیار کمتری از اندازه‌گیری‌ها در مقایسه با تعداد نمونه‌های لازم را قابل بازیابی خواهد نمود. اندازه‌گیری در حقیقت ترکیب خطی تصادفی از نمونه‌های سیگنال است که سیگنال اصلی به کمک آن قابل‌بازسازی است [۱۲]. بردار سیگنال $s_{n\times 1}$ را در نظر بگیرید. گرفتن اندازه با بعد m از روی

سیگنال، معادل ضرب‌کردن ماتریس اندازه‌گیری $\Phi_{m\times n}$ در بردار $s_{n\times 1}$ است. درنتیجه بردار اندازه‌گیری شده $y_{m\times 1}$ به‌صورت رابطه (۱) بیان می‌شود.

$$y_{m\times 1} = \Phi_{m\times n} s_{n\times 1} \quad (۱)$$

تمام بردارهای k تنک به‌طور یکتا از روی دستگاه فرومعین رابطه (۱) قابل بازیابی هستند اگر و تنها اگر شرط $m>2k$ برقرار گردد [۱۲-۱۴].

۲-۱- ماتریس‌های اندازه‌گیری مناسب

در ادامه به معرفی چند ماتریس که شرایط مورد نیاز برای یک ماتریس اندازه‌گیری مناسب که بتوانند عملیات بازیابی را به‌طور یکتا و کمترین خطا را برآورده کنند، اشاره شده که عبارتند از: الف-ماتریس‌هایی با درایه‌های تصادفی با توزیع گوسی [۱۵]، ب-ماتریس‌هایی با درایه‌های تصادفی با توزیع برنولی [۱۶] و ج-ماتریس‌های ساختاریافته: زیرماتریس‌هایی که به‌صورت تصادفی از یک ماتریس متعامد همانند ماتریس‌های DFT برداشته می‌شوند [۱۲]. برای کاربردهای مختلف در حوزه حسگری فشرده از این ماتریس‌ها بسیار استفاده شده است. در این مقاله از ماتریس ساختار یافته به‌عنوان ماتریس اندازه‌گیری استفاده شده است.

۲-۲- روش بازیابی سیگنال تنک حریصانه

به‌طورکلی هر روش سعی در انتخاب تنک‌ترین پاسخ از میان مجموعه پاسخ‌های دستگاه فرومعین[۳۹] رابطه (۱) دارد. روش حریصانه در کنار روش‌های بهینه‌سازی و تکرار شونده یکی از این روش‌ها است. الگوریتم‌های حریصانه به‌دلیل پیچیدگی محاسباتی کم و تعبیر هندسی ساده، توجه زیادی را جلب کرده است. الگوریتم جستجوی تطابق متعامد[۴۰] (OMP) یکی از این روش‌های حریصانه است که از بسط این الگوریتم، الگوریتم پیشنهادی این مقاله ایجاد شده است. در این روش ابتدا به‌دنبال مکان‌های غیر-صفر (پشتیبان) هستیم به این‌صورت که در هر مرحله اندیس ستونی از Φ (نمایانگر پشتیبان) که بیشترین شباهت را با باقیمانده سیگنال دارد، انتخاب می‌شود و به مجموعه پشتیبان‌ها اضافه می‌شود. سپس مقدار متناظر با آن پشتیبان‌ها به کمک معیار حداقل مربعات[۴۱] (LS) به‌دست آمده و تأثیر آن از سیگنال دریافتی y کم می‌شود. این کار را به اندازه مرتبه تنک و یا تا زمانی که نُرم باقیمانده از حدی کمتر شود، ادامه دارد. این روش جستجوی تطابق متعامد و یا به‌اختصار OMP نامیده می‌شود [۱۶].

۲-۳- بردارهای اندازه‌گیری چندگانه

یکی از کاربردهای بالقوه حسگری فشرده در دریافت تجمیعی سیگنال‌های همبسته چندگانه است. سیگنال چندگانه شامل یک سیگنال است که همگی تنک هستند و اندیس‌های مقادیر غیر-صفر در تمامی سیگنال‌ها یکسان است که به‌خوبی در حوزه تنک قرار می‌گیرند و به آن‌ها بردارهای اندازه‌گیری چندگانه گفته می‌شود. در حوزه MMV به‌جای بازیابی تک‌تک بردارهای تنک، هدف بازیابی هم‌زمان و مشترک مجموعه‌ای از بردارهاست که پشتیبان مشترکی دارند. در این‌صورت می‌توان همه را در یک ماتریس بازیابی کرد. در این حالت عملیات بازیابی با تعداد اندازه‌گیری کمتر، m کوچک‌تر، انجام می‌پذیرد. در این حالت شرط بازیابی در بهترین حالت، تنها $k+1$ اندازه‌گیری برای بازیابی یکتا نیاز دارد. یعنی رابطه (۲) برقرار هست. این شرط در مقایسه با (۳) که شرط مرتبط با حسگری فشرده کلاسیک هست در حالت سیگنال اندازه‌گیری تک‌بعدی[۴۲] (SMV) بود، کوچک‌تر است.

$$m \geq k+1 \quad (۲)$$

$$m \geq 2k \quad (۳)$$

درنتیجه درصورتی‌که مرتبه سیگنال بالا باشد، می‌توان با اندازه‌گیری کمتری نسبت با سیگنال‌های SMV، عملیات بازیابی سیگنال‌های MMV را انجام داد. در این مقاله از این خاصیت حسگری فشرده بهره‌برداری شده است [۱۲].

۳- چالش‌های چندورودی-چندخروجی انبوه

برای بهره‌برداری از مزایای سامانه‌های M-MIMO ازجمله افزایش ظرفیت، افزایش بهره‌وری، بهبود بهره‌وری انرژی ارسالی و دیگر مزایا، این سامانه‌ها با چالش‌های کاربردی زیادی هم روبرو است که باید بر آن‌ها غلبه کرد. مدل‌سازی پیچیده M-MIMO،

ماتریس CSI با ابعاد بزرگ، برنامه‌ریزی دسترسی کاربران متعدد، زنجیره RF محدود و ... برخی از مشکلات پیش‌روی سامانه‌های M-MIMO است. در میان همه این‌ها، به‌دست آوردن CSI، راه رسیدن به مزایای بالقوه در M-MIMO است که در اکتساب آن چالش‌هایی وجود دارد که در ادامه بیان شده است [۱۷،۱۸].

۳-۱- تخمین کانال در لینک فراسو

مطابق استراتژی متداول دنباله آموزشی متعامد، تعداد دنباله‌های آموزشی متعامد مورد نیاز و همچنین طول متناظر با آن دنباله‌ها باید حداقل به اندازه تعداد آنتن‌های فرستنده باشد. بنابراین زمانی که تعداد کاربرها به‌طور قابل‌توجهی زیاد شود، ممکن است دنباله‌های آموزشی متعامد به اندازه کافی موجود نباشد تا بتوان تخمین کانال فراسو برای کاربرهای مختلف را متمایز کرد. اگر دنباله آموزشی دوباره مورد استفاده قرار گیرد و یا نوع غیر-متعامدشان مورد استفاده قرار گیرد، در مرحله تخمین کانال، تداخل بین کاربری ایجاد خواهد شد که به آن آلودگی داده آموزشی[۴۳] گفته می‌شود [۱۹،۲۰].

۳-۲- تخمین کانال در لینک فروسو

مشابه مورد فراسو و با توجه به روش‌های متداول در تخمین کانال، تعداد دنباله‌های آموزشی برای لینک فروسو، باید متناظر با تعداد آنتن‌ها در BS باشد. درنتیجه این امکان هست که تعداد کافی دنباله آموزشی متعامد برای جداسازی کانال‌های فروسو موجود نباشد، حتی اگر این امکان وجود داشته باشد، استراتژی آموزشی متداول برای لینک فروسو به‌دلیل محدودیت زمان همدوسی ناکام خواهد بود [۶]. به‌طور مثال فرض کنید که زمان همدوسی یک میلی‌ثانیه و نرخ ارسال ۱۰۰ کیلوهرتز باشد، با این فرض‌ها تنها ۱۰۰ سمبل در زمان همدوسی می‌توان فرستاد. حال اگر تعداد آنتن‌ها در سمت BS، ۱۰۰ عدد باشد، تمام سمبل‌های ارسالی در زمان همدوسی به داده‌های آموزشی فروسو اختصاص پیدا می‌کند و درنتیجه زمانی برای ارسال داده باقی نمی‌ماند. بسیاری از کارها برای این‌که زیر بار سنگین آموزش لینک فروسو و بازخورد[۴۴] آن نروند، تخمین کانال برای TDD را بیان کرده‌اند و از ویژگی دوسویه بودن آن بهره جسته‌اند. به‌طوری‌که CSI در لینک فروسو از CSI لینک فراسو به‌دست می‌آید. خاصیت دوسویه بودن کانال در سامانه‌های FDD قابل پیاده‌سازی نیست زیرا در حالت FDD لینک‌های فراسو و فروسو از باندهای فرکانسی متفاوت استفاده می‌کنند و CSI متناسب با لینک‌های فراسو و فروسو متفاوت هستند. با این‌حال، به‌دلیل خطای کالیبراسیون زنجیره فرکانس رادیویی و زمان همدوسی محدود، CSI که در فراسو به‌دست می‌آید ممکن است برای فروسو دقیق نباشد [۲۱]. اما این دلیل نمی‌شود که این روش‌ها نادیده گرفته شوند، چراکه در بسیاری از سامانه‌های مخابراتی، روش‌های غالب در انتقالات داده هستند. FDD در سامانه‌های با ترافیک متقارن و حساس به تاخیر عملکرد مطلوبی دارد و بسیاری از سامانه‌های سلولی در حال حاضر از FDD استفاده می‌کنند. بنابراین نمی‌توان آن را نادیده گرفت و علاقه‌مندی برای کشف رویکردهای مؤثر برای به‌دست آوردن CSI در فرستنده در سامانه‌های M-MIMO در FDD زیاد است [۱۹]. یک نکته مهم دیگر در مورد سامانه‌های M-MIMO وجود دارد که می‌تواند به این مسئله کمک کند. در بسیاری از مطالعات تجربی در کانال‌های M-MIMO نشان داده شده زمانی که تعداد آنتن‌های BS افزایش یابد، ماتریس کانال کاربر با توجه به محدود بودن پراکنده‌سازهای محلی در سمت BS، به سمت تنک بودن پیش می‌روند. به‌نظر می‌رسد تخمین CSI کامل با استفاده از سمبل‌های داده آموزشی کوتاه‌تر امکان‌پذیر باشد. بنابراین بهتر است تنک بودن بالقوه در فرآیند تخمین CSI را استخراج و درنتیجه از حسگری فشرده برای حل این مسئله استفاده شود. فن‌های حسگری فشرده در حال حاضر برای بهبود تخمین کانال مورد استفاده قرار می‌گیرد [۲۲]. در ادامه مروری بر مطالعات انجام شده در این زمینه شده است.

۴- مروری بر مطالعات انجام شده

تخمین کانال سامانه‌های M-MIMO را از چند منظر می‌توان دسته‌بندی کرد. یک دسته‌بندی مربوط به نوع ارتباط دوطرفه TDD و FDD است و دیگری مربوط به ارتباط فراسو و فروسو است. با توجه به دلایلی که در بخش قبل بیان شد، تخمین کانال فروسو در ارتباط دوطرفه FDD با چالش اساسی روبه‌رو است. توجه مقاله به این موضوع منعطف شده و در ادامه مروری بر

کارهای انجام شده در این زمینه شده است. مطالعات تجربی نشان داده که کانال‌های M-MIMO به‌علت داشتن پراکنده‌سازهای محدود در سمت BS، تنک هستند. همین ویژگی تنک بودن در دو سناریوی مکانی و زمانی دیده شده است. زمانی که ماتریس کانالM-MIMO با محو شوندگی فرکانس گزین در حوزه تاخیر نمایش داده می‌شود، به‌دلیل وجود پراکنده سازهای محدود در سمت BS تنها تعداد کمی مسیر بین فرستنده و گیرنده با ضریب بهره قابل توجه، وجود خواهد داشت و ضریب بهره بقیه مسیرها را می‌توان صفر در نظر گرفت. درنتیجه ماتریس کانال که هر درایه آن نشان‌دهنده ضریب بهره مسیر بین فرستنده و گیرنده است، تنک خواهد بود و این همان تنک بودن مکانی تلقی می‌شود. این کانال‌ها می‌توانند دارای همبستگی‌های مکانی، زمانی یا فرکانسی باشند. همبستگی مکانی وقتی می‌دهد که ماتریس کانال کاربرهای مختلف دارای پشتیبان مشترک باشند. به این معنی که تعدادی از محل‌های غیر-صفر درایه ماتریس‌هایشان باهم یکسان باشند، چراکه وجود تعدادی پراکنده‌ساز مشترک در سیگنال دهی به تمام کاربران باعث ایجاد چنین ویژگی خواهد شد. دلیل وجود همبستگی زمانی، تغییرات آهسته محیط انتشار است که درنتیجه باعث می‌شود پشتیبان‌های ماتریس در طول فریم‌های زمانی متوالی به‌آرامی تغییر کند. از طرف دیگر همبستگی فرکانسی بیشتر در سناریوی OFDM وجود دارد که دیده شده ماتریس کانال بین حامل‌های فرکانسی مختلف پشتیبان‌های مشترک دارد. دلیل اصلی تنک بودن ازنظر زمانی نیز همان محدود بودن پراکنده‌سازها تا در محیط انتشار است ولی با این تفاوت که کانال بر اساس تعدادی مسیر با تاخیر و بهره مشخص مدل می‌شود و با فرض داشتن گستردگی تاخیر بزرگ، ماتریس پاسخ ضربه کانال نمایش تنک در حوزه زمان خواهد داشت [۲۳]. پس از استخراج نمایش تنک برای ماتریس کانال‌های M-MIMO، روش حل به‌کمک تئوری حسگری فشرده پیشنهاد بسیار مناسبی برای حل این‌گونه مسائل خواهد بود و باعث کاهش عمده‌ای در میزان داده آموزشی در تخمین ارتباط فروسو در سامانه‌های M-MIMO و ارتباط دوطرفه FDD خواهد شد. دسته‌بندی دیگری مربوط به روش‌های بازیابی سیگنال تنک در حوزه حسگری فشرده است که به سه دسته کلی حریصانه، بهینه‌سازی محدب و تکرار شونده تقسیم می‌شوند. در کنار الگوریتم‌های حسگری فشرده، بعضی از مقالات روش‌های کنترلی برای تنظیم تعداد داده‌های آموزشی به‌صورت وفقی ارائه داده‌اند تا بتوان بهترین تعداد داده آموزشی را به‌صورت وفقی پیداکرده و تخمین کانال را بهبود بخشید [۱۰،۲۴،۲۵]. در ادامه تحقیقاتی که در تخمین کانال سامانه‌های M-MIMO در ارتباط فروسو FDD انجام شده‌اند و در دسته‌بندی‌های ذکر شده قرار می‌گیرند را بررسی خواهیم کرد.

مرجع‌های [۲۶] و [۲۷]، از همبستگی مکانی و تنکی کانال‌های حوزه تاخیر[۴۵] برای تخمین کانال‌ها با داده آموزشی مورد نیاز کاهش یافته استفاده کرده‌اند، اما فرض دانستن سطح تنکی[۴۶] کانال در سمت کاربر یک فرض غیرواقعی است. مرجع [۲۸]، یک الگوریتم مبتنی بر تنکی[۴۷] را برای برآورد مؤثرتر کانال‌ها پیشنهاد کرده است. برای این منظور، یک مدل‌سازی مسئله را برای بهره‌برداری از همبستگی مکانی بین آنتن‌های مختلف BS و همچنین شباهت بین کاربر از مجموعه پشتیبانی کانال ارائه داده است. یک روش آستانه مبتنی بر تکرار برای تقریب ماتریس کانال پیشنهاد شده که با توجه به تعداد زیاد آنتن‌های ایستگاه پایه و درنتیجه تعداد زیاد مسیرهای کانال در امر تخمین کانال مؤثر بوده است. مرجع [۸]، ماتریس کانال را در نمایش تنک مکانی متصور شده است و سناریوی چندکاربره را برای مدل خود در نظر گرفته، از همبستگی مکانی بین کاربرهای مختلف بهره جسته و الگوریتمی را برای تخمین کانال به کمک روش‌های بازیابی حریصانه در حوزه حسگری فشرده مطرح کرده که می‌تواند از ویژگی پشتیبان مشترک بین ماتریس کانال کاربرها نیز استفاده کند. مرجع [۲۹]، سناریویی همانند مرجع [۸] برای مدل کانالش در نظر گرفته است و با رویکردی متفاوت در تخمین کانال از الگوریتم بهینه‌سازی نرم l_1 به‌صورت وزن‌دهی بلوکی[۴۸] استفاده کرده است. مرجع [۱۰]، تخمین کانال M-MIMO با محو شوندگی تخت را برای حالت تک کاربره در نظر گرفته و از حوزه زاویه مجازی برای نمایش تنک استفاده کرده است. در این مقاله فرض شده است مرتبه تنک بودن در دسترس نیست و الگوریتم جدیدی را مطرح کرده است که نسبت به تغییرات مرتبه تنکی پایدار باشد. برای این منظور از فن حلقه بسته استفاده کرده است تا بر اساس کیفیت تخمین، میزان داده آموزشی را تنظیم کند. مرجع [۲۳] از حسگری فشرده توربو ساختاریافته[۴۹] استفاده کرده است که یک چارچوب برای بازیابی سیگنال تنک ساختاریافته با کاهش پیچیدگی محاسباتی را فراهم می‌کند. در ادامه، مشکل تخمین کانال چندورودی- چندخروجی انبوه مبتنی بر OFDM را در یک سیستم فروسو تقسیم دوگانه بر اساس فرکانس در نظر گرفته است. با استفاده از تنکی ساختاریافته حوزه فرکانس-زاویه[۵۰] و حوزه زاویه-تاخیر[۵۱] کانال دستگاه‌های چندورودی-

چندخروجی انبوه مبتنی بر OFDM، تحت چارچوب حسگری فشرده توربو ساختاریافته، با استفاده از مدل‌های احتمالاتی حوزه فرکانس-زاویه و حوزه زاویه-تاخیر و طراحی تخمین زننده‌های کانال مبتنی بر انتقال پیام[۵۲]، کانال را نشان داده است. در ادامه، چندین الگوریتم مبتنی بر حسگری فشرده توربو ساختاریافته برای تخمین کانال سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه مبتنی بر OFDM، با استفاده از تنکی ساختاریافته با سرعت همگرایی سریع و عملکرد خطای پایین پیشنهاد داده است. در مرجع [۲۴] برای به‌دست آوردن CSI در فرستنده از روش کار حلقه بسته استفاده شده تا بتواند میزان داده آموزشی مورد نیاز را با توجه به کیفیت تخمین کانال تطبیق دهد. درواقع میزان داده آموزشی‌اش را برای رسیدن به یک خطای میانگین مربعات[۵۳] (MSE) مشخص تنظیم می‌کند. این مقاله کانال سامانه‌های M-MIMO را در حالت مکانی تنک فرض کرده و برای تخمین کانال CSI در فرستنده از الگوریتم عبور پیام تقریبی[۵۴] (AMP) که در دسته‌بندی الگوریتم‌های تکرارشونده در حوزه حسگری فشرده قرار می‌گیرد استفاده کرده است. همچنین از همبستگی میان کاربرهای مختلف استفاده کرده تا تخمین کانال را بهبود ببخشد. مرجع [۳۰] مسئله تخمین کانال سامانه‌های M-MIMO با محو شوندگی تخت را برای حالت تک کاربره در نظر گرفته و با نمایش کانال در حوزه زاویه مجازی، کانال را تنک فرض کرده است. در این مقاله با در نظر گرفتن تغییرات آهسته محیط انتشار در طول زمان، از ویژگی‌های همبستگی زمانی استفاده شده است. بنابراین فرض شده که ماتریس کانال در طول فریم‌های متوالی زمانی پشتیبان‌های مشترک دارد. سپس یک الگوریتم حریصانه برای بازیابی کانال مطرح کرده که قادر است از خاصیت تنک ماتریس کانال و پشتیبان‌های مشترک در فریم‌های زمانی متوالی بهره گیرد و در نهایت باعث کاهش میزان داده آموزشی مورد نیاز شده است. در راستای استفاده از حسگری فشرده برای کاهش هزینه سربار داده آموزشی[۵۵] برای تخمین کانال در سامانه‌های ارتباط بی‌سیم، برای سامانه‌های ارتباطات بی‌سیم پهن باند معمول، کانال‌های حوزه تاخیر به‌طور ذاتی، به‌علت تعداد محدود پراکنده‌سازها در محیط‌های انتشار و بزرگ بودن گستره تاخیر کانال[۵۶]، طبیعتی تنک دارند [۳۱]. در همین حال، برای سامانه‌های MIMO با آرایه آنتن با محل مشترک در BS، کانال‌های بین یک کاربر و آنتن‌های انتقال مختلف در BS، تأخیرهای مسیر بسیار مشابهی به‌دلیل مشابهت زیاد پراکنده‌سازها در محیط‌های انتشار دارند که این موضوع نشان می‌دهد کانال‌های حوزه تاخیر بین کاربر و آنتن‌های انتقال مختلف در BS، هنگامی‌که دهانه‌ی آرایه آنتن خیلی بزرگ نیست، تنکی مشترک[۵۷] را نشان می‌دهند. به این ویژگی تنکی مشترک مکانی[۵۸] می‌گویند. علاوه براین، خصوصیت تنکی مکانی کانال‌های MIMO را مدنظر و این همبستگی را اساس کار قرار داده است.

شکل (۱)، بلوک دیاگرام مورد استفاده در این مقاله را در حوزه تخمین کانال سامانه‌های M-MIMO نشان داده است. مطابق این نمودار حوزه کاری این مقاله تخمین کانال ارتباط فروسو در سامانه‌های M-MIMO در ارتباط دوطرفه فرکانسی با کانال محو شونده فرکانس گزین هست. برای این کار از خاصیت تنک ماتریس کانال در حوزه تاخیر و همبستگی مکانی که همان همبستگی بین ماتریس کانال آنتن‌های مختلف در BS با یک کاربر است استفاده شده است. پس از نمایش تنک ماتریس کانال برای بازیابی کانال از روش حسگری فشرده با بهره‌گیری روش حریصانه به روش تطبیقی استفاده شده است.

۵- مدل‌سازی تنکی مکانی

پس از تعیین جایگاه مقاله در قسمت قبل، در این قسمت مدلی برای کانال سامانه‌های M-MIMO در ارتباط فروسو ارائه شده است. مطالعات تجربی نشان می‌دهد که کانال‌های بی‌سیم پهن باند در حوزه تاخیر، دارای تنکی هستند. این مسئله ناشی از این واقعیت است که تعداد مسیرهای چندگانه‌ای[۵۹] که غالب انرژی کانال را در اختیاردارند، کم است که علت آن تعداد محدود پراکنده سازهای مهم در محیط‌های پخش سیگنال بی‌سیم است. درحالی‌که گستره تاخیر کانال می‌تواند به‌دلیل تفاوت بزرگ بین زمان ورود[۶۰] اولین مسیر چندگانه و زمان ورود آخرین مسیر چندگانه، بزرگ باشد.

شکل (۱): بلوک دیاگرام روش تخمین کانال مورد استفاده در این مقاله

Figure (1): Block diagram of channel estimation method used in this article

مطابق این مدل مجموع کانال‌های آنتن‌های مختلف در BS با یک کاربر تنک است و همچنین این کانال‌ها دارای پشتیبان یکسان هستند. یک سیستم M-MIMO با محو شوندگی فرکانس گزین را در نظر بگیرید که در حالت FDD کار می‌کند. در این نوع سیستم یک BS دارای M آنتن وجود دارد. به‌طور خاص، در فروسو پاسخ ضربه حوزه تاخیر کانال بین m امین آنتن انتقال در BS و یک کاربر، h_m، به‌صورت زیر بیان شده است،

$$\mathbf{h}_m = [h_m[1], h_m[2], ..., h_m[L]]^T, 1 \le m \le M \quad (۴)$$

که در آن L معادل طول کانال است. مجموعه پشتیبان[۶۱] mامین آنتن انتقال در BS، V_m، به‌عنوان مجموعه‌ای که مقادیر غیر-صفر کانال را مشخص می‌کند به‌ترتیب زیر تعریف شده است [۲۳].

$$V_m = \text{supp}\{\mathbf{h}_m\} = \{l : |h_m[l]| \prec \eta, 1 \le l \le L\} \quad (۵)$$

در این فرمول، η، سطح آستانه نویز کانال یا کف نویز[۶۲] کانال است، اگر مقدار تپ کانال کمتر از آن باشد، صفر در نظر گرفته می‌شود و مقدار آن مطابق با راهکار مؤثر نیمه‌کور برای تشخیص پرارزش‌ترین تپ‌ها[۶۳] در تشخیص تنکی کانال در سامانه‌های MIMO بر پایه OFDM تعیین شده است [۳۲]. سطح تنکی کانال‌های بی‌سیم که تعداد مقادیر غالب و غیر-صفرکانال را مشخص می‌کند، تعداد پراکندگی[۶۴] (NSM)، به‌صورت رابطه (۶) تعریف شده است.

$$NS_m = |V_m|_c \quad (۶)$$

به‌دلیل طبیعت تنک کانال‌های حوزه تاخیر، NS_m خیلی کوچک‌تر از L است [۳۱،۳۳]. همچنین اندازه‌گیری‌هایی وجود دارد که نشان می‌دهد CIR بین آنتن‌های ارسال مختلف و یک کاربر، تأخیرهای مسیر بسیار مشابهی دارند. دلیل این مسئله این است که در هندسه M-MIMO معمول، مقیاس آرایه آنتن فشرده در BS، در مقایسه بافاصله بزرگ انتقال سیگنال، نسبتاً کوچک و قابل چشم‌پوشی است و بین هر آنتن فرستنده و گیرنده یک پراکندگی مشترک[۶۵] وجود دارد. بنابراین، الگوی تنکی CIRهای جفت آنتن‌های ارسال-دریافت متفاوت دارای همپوشانی بزرگی هستند. علاوه‌بر این، برای سامانه‌های MIMO با M نه‌چندان بزرگ، این CIRها می‌توانند الگوی تنکی مشترکی را به اشتراک بگذارند [۴،۲۷] به عبارت دیگر رابطه (۷) برقرار باشد:

$$V_1 = V_2 = ... = V_M \quad (۷)$$

که تحت عنوان تنکی مشترک مکانی کانال‌های MIMO بی‌سیم شناخته می‌شود. به این ترتیب در این مدل‌سازی سیستم دو نگاه وجود دارد. یکی تنک بودن پشتیبان‌ها در ماتریس کانال هر آنتن و دیگری پشتیبان‌های مشترک میان ماتریس کانال آنتن‌ها و یک کاربر که با تنکی مشترک مکانی یاد شده است و در ادامه از این تنکی مشترک مکانی به‌عنوان پایه بازیابی کانال در تشریح الگوریتم پیشنهادی پرداخته شده است.

۶- الگوریتم تخمین کانال پیشنهادی بر پایه حسگری فشرده ساختارمند در سمت کاربر

در راستای مدل‌سازی تنکی مشترک مکانی انجام شده در قسمت قبل، در این قسمت روشی برای تخمین کانال ارائه شده تا بتواند از این ویژگی‌ها به‌خوبی بهره گیرد و تعداد داده‌های آموزشی را کاهش دهد. در ادامه این مسئله، تبدیل به یک مسئله استاندارد حسگری فشرده شده تا از الگوریتم حریصانه با پیچیدگی کم استفاده کند. در مقاله‌ها فرض بسیار ایده‌آلی در نظر گرفته شده که تخمین دقیقی از سطح تنکی ماتریس کانال در اختیار BS است، که این در عمل امکان‌پذیر نیست و در ادامه به آن پرداخته و مقایسه شده است. در این قسمت الگوریتم پیشنهادی ارائه شده که این روش قادر است میزان تنکی کانال را به‌صورت تطبیقی به‌دست آورد و با توجه به تعیین ساختارمند به بهبود تخمین کانال کمک کند. در این بخش، ابتدا طرح تخمین کانال بر پایه حسگری فشرده ساختارمند[۶۶] (SCS) و FDD برای سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه با الگوریتمی ساختارمند بر پایه روش حریصانه OMP و با به‌کارگیری هم‌بستگی حوزه مکان در سمت کاربر پیشنهاد گردیده است. در سمت کاربر، پس از حذف پیشوند دوری[۶۷] (CP) و تبدیل فوریه گسسته[۶۸] (DFT)، دنباله داده آموزشی دریافت شده‌ی y با ابعاد $N_p\times 1$ برای یک سمبل OFDM به‌صورت زیر بیان شده است [۳۴].

$$\mathbf{y}=\sum_{m=1}^{M}\operatorname{diag}\{\mathbf{p}_m\}\mathbf{F}\big|_{\gamma}\begin{bmatrix}\mathbf{h}_m\\ \mathbf{0}_{(N-L)\times 1}\end{bmatrix}+\mathbf{w}=\sum_{m=1}^{M}\mathbf{P}_m\mathbf{F}_{L|\gamma}\mathbf{h}_m+\mathbf{w}=\sum_{m=1}^{M}\mathbf{\Phi}_m\mathbf{h}_m+\mathbf{w} \qquad (۸)$$

که در آن N تعداد زیرحامل‌های[۶۹] در یک سمبل OFDM است. M تعداد آنتن‌های انتقال BS و N_p تعداد داده‌های آموزشی دریافتی است. γ، مجموعه‌ای از زیرحامل‌ها که به داده آموزشی اختصاص داده شده است که به‌طور منحصر به فرد از مجموعه $\{1,2,\ldots,N\}$ انتخاب شده است و به این ترتیب محل قرارگیری داده آموزشی است. N_p تعداد داده آموزشی مانند رابطه (۹) و p_m با اندازه $Np\times 1$ دنباله داده آموزشی mامین آنتن انتقال است. P_m، یک ماتریس قطری با عناصر p_m روی قطر اصلی با تعریف مطابق رابطه (۱۰) است.

$$N_p=|\gamma|_c \qquad (۹)$$

$$\mathbf{P}_m=\operatorname{diag}\{\mathbf{p}_m\} \qquad (۱۰)$$

$F_{N\times N}$ یک ماتریس DFT است. F_L با ابعاد $N\times L$ یک ماتریس DFT جزئی است که از L ستون اول ماتریس F تشکیل شده است. $F_{|\gamma}$ با ابعاد $Np\times N$ و $F_{L|\gamma}$ با ابعاد $Np\times L$ زیرماتریس‌هایی هستند که به‌ترتیب انتخاب ردیف‌های F و F_L با توجه به γ، به‌دست‌آمده‌اند. $w_{Np\times 1}$ بردار نویز گوسی سفید جمع‌شونده[۷۰] (AWGN) و Φ_m به‌صورت رابطه (۱۱) تعریف شده است.

$$\mathbf{\Phi}_m=\mathbf{P}_m\mathbf{F}_{L|\gamma} \qquad (۱۱)$$

که در آن Φ_m همان‌طور که دربخش قبل ذکر شده است، با توجه به تنکی ساختارمند ماتریس کانال که در ادامه بیان خواهد شد، شامل زیرماتریس‌هایی است که در جهت تشکیل ماتریس اندازه‌گیری مناسب است. رابطه (۸) را می‌توان به شکل فشرده‌تر زیر بازنویسی کرد، که در آن Φ و h به‌ترتیب مطابق رابطه‌های (۱۳) و (۱۴) تعریف گردیده‌اند.

$$\mathbf{Y}=\mathbf{\Phi h}+\mathbf{W} \qquad (۱۲)$$

$$\mathbf{\Phi}=\left[\mathbf{P}_1\mathbf{F}_{L|\gamma},\mathbf{P}_2\mathbf{F}_{L|\gamma},\ldots,\mathbf{P}_M\mathbf{F}_{L|\gamma}\right]=\left[\mathbf{\Phi}_1,\mathbf{\Phi}_2,\ldots,\mathbf{\Phi}_M\right]\in\mathbb{C}^{N_p\times ML} \qquad (۱۳)$$

$$\mathbf{h}=\left[\mathbf{h}_1^T,\mathbf{h}_2^T,\ldots,\mathbf{h}_M^T\right]^T\in\mathbb{C}^{ML\times 1} \qquad (۱۴)$$

h را می‌توان بردار معادل CIR دانست. برای سامانه‌های M-MIMO، معمولاً با توجه به تعداد زیاد آنتن‌های انتقال، M و تعداد محدود داده آموزشی، N_p، رابطه (۱۵) برقرار است.

$$N_p \ll ML \qquad (۱۵)$$

اگر به این مسئله به‌دید یک دستگاه معادلات نگاه شود، با یک دستگاه معادلات فرو معین[۷۱] که تعداد معادلات کمتر از تعداد مجهولات است مواجه خواهیم شد که این دستگاه معادله بی‌نهایت جواب دارد. با این تفاسیر این مسئله نشان می‌دهد که نمی‌توان به تخمین h از Y با استفاده از طرح‌های تخمین کانال متداول، اعتماد کرد زیرا رابطه (۱۲) یک سیستم نامعین است. حال با توجه به این‌که تنک‌ترین جواب یک دستگاه معادلات فرو معین یکتاست، درنتیجه برای بازیابی از روی بردار اندازه به‌صورت یکتا باید بردار کانال خودش تنک باشد یا در حوزه‌های دیگر تنک باشد. بااین‌حال، مشاهداتی که نشان می‌دهد h به‌دلیل تنکی رابطه

(۴)، یک سیگنال تنک است، الهام‌بخش این پژوهش برای تخمین سیگنال تنک h ابعاد بالا، از دنباله داده آموزشی دریافت شده Y ابعاد پایین، تحت چارچوب نظریه CS است [۱۳،۲۳]. همچنین تنکی توأمان مکانی ذاتی کانال‌های MIMO بی‌سیم در اینجا به بهبود کیفیت و عملکرد کمک می‌کند که با استفاده از بردارهای اندازه‌گیری چندگانه که در بخش حسگری فشرده به آن اشاره شد کانال را تخمین زد. در ادامه به تبیین این موضوع پرداخته شده است. Φ به‌صورت زیر، در قالب بردار Ψ بازتعریف شده است.

$$\mathbf{\Psi} = \left[\mathbf{\Psi}_1, \mathbf{\Psi}_2, ..., \mathbf{\Psi}_L\right] \in \square^{N_p \times ML} \tag{۱۶}$$

که در آن عناصر Ψ، به‌ترتیب زیر هستند:

$$\mathbf{\Psi}_l = \left[\mathbf{\Phi}_1^{(l)}, \mathbf{\Phi}_2^{(l)}, ..., \mathbf{\Phi}_M^{(l)}\right] = \left[\mathbf{\Psi}_{1,l}, \mathbf{\Psi}_{2,l}, ..., \mathbf{\Psi}_{M,l}\right] \in \square^{N_p \times M} \tag{۱۷}$$

به‌همین ترتیب، رابطه (۱۲) به‌صورت زیر بازنویسی شده است:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Psi V} + \mathbf{W} \tag{۱۸}$$

به‌طور خاص، بردار پاسخ ضربه کانال h، برای به‌دست آوردن بردار معادل CIR، V، به‌صورت زیر مرتب گردیده است.

$$\mathbf{V} = \left[\mathbf{V}_1^T, \mathbf{V}_2^T, ..., \mathbf{V}_L^T\right]^T \in \square^{ML \times 1} \tag{۱۹}$$

که در آن عناصر V، V_l به‌صورت زیر هستند:

$$\mathbf{V}_l = \left[\mathbf{h}_1[l], \mathbf{h}_2[l], ..., \mathbf{h}_M[l]\right]^T \text{ for} 1 \le l \le L \tag{۲۰}$$

و V_l دارای اندازه M×۱ و mامین ردیف، بهره کانال lامین تاخیر مسیر مرتبط با mامین آنتن انتقال است. واضح است که ماتریس V، معادل CIR در رابطه (۱۹) به‌علت تنکی مکانی کانال‌های MIMO بی‌سیم، تنکی ساختارمند را نشان می‌دهد و این تنکی ذاتی در V می‌تواند برای عملکرد تخمین کانال بهتر با توجه به نیاز به تعداد پایلوت کمتر برای بازیابی کانال باتوجه به ساختار MMV مورد استفاده قرار گیرد. به این‌ترتیب، به‌طور مشترک تخمین کانال‌های مرتبط با M آنتن فرستنده انجام خواهد گرفت. حال که نمایش تنک ماتریس کانال نمایش داده شده است، با استفاده از تنکی ساختارمند V در رابطه (۱۸)، بر پایه استفاده از حسگری فشرده، الگوریتم پیشنهادی جستجوی تطابق متعامد ساختارمند[۷۲] (SOMP)، مطابق روندنما و مراحل توصیف شده در شکل (۲) برای تخمین کانال‌های سیستم M-MIMO ارائه گردیده است. این الگوریتم با توسعه الگوریتم OMP، که در بخش قبل توضیح داده شده از تنکی ساختارمند V، برای بهبود بیشتر عملکرد بازیابی سیگنال تنک، استفاده می‌نماید. الگوریتم پیشنهادی همچنین مرتبه تنکی کانال را به‌صورت تطبیقی به‌دست می‌آورد. در ادامه برخی از علائم الگوریتم پیشنهادی تشریح گردیده است. دو بردار $\mathbf{X}$ و $\tilde{\mathbf{V}}$ به‌ترتیب زیر هستند،

$$\mathbf{X} \in \square^{ML \times 1} \tag{۲۱}$$

$$\tilde{\mathbf{V}} \in \square^{ML \times 1} \tag{۲۲}$$

که از L زیر ماتریس با اندازه مساوی M×۱ تشکیل شده است، به عبارت دیگر:

$$\mathbf{X} \in \left[\mathbf{X}_1^T, \mathbf{X}_2^T, ..., \mathbf{X}_L^T\right]^T, \tilde{\mathbf{V}} = \left[\tilde{\mathbf{V}}_1^T, \tilde{\mathbf{V}}_2^T, ..., \tilde{\mathbf{V}}_L^T\right]^T \tag{۲۳}$$

همچنین:

$$\mathbf{V}_{\bar{G}} = \left[\tilde{\mathbf{V}}_{\bar{G}(1)}^T, \tilde{\mathbf{V}}_{\bar{G}(2)}^T, ..., \tilde{\mathbf{V}}_{\bar{G}\left(\left|\bar{G}\right|_c\right)}^T\right]^T \tag{۲۴}$$

$$\mathbf{\Psi}_{\bar{G}} = \left[\mathbf{\Psi}_{\bar{G}(1)}, \mathbf{\Psi}_{\bar{G}(1)}, ..., \mathbf{\Psi}_{\bar{G}(\left|\bar{G}\right|_c)}\right] \tag{۲۵}$$

که در آن:

$$\bar{G}(1) \prec \bar{G}(1) \prec ... \prec \bar{G}(\left|\bar{G}\right|_c) \tag{۲۶}$$

عناصر مجموعه $\bar{G}$ هستند. $\Pi^s(.)$، یک مجموعه است که عناصر آن اندیس‌های بزرگ‌ترین s عنصر نشان وند[۷۳] خودش هستند. در نهایت، برای به‌دست آوردن قابل‌اعتماد سطح تنکی کانال، اگر رابطه (۲۷) یا (۲۸) برقرار باشد، تکرار متوقف می‌شود.

$$\left\|\mathbf{R}^n\right\|_F \succ \left\|\mathbf{R}_{s-1}\right\|_F \tag{۲۷}$$

$$\square \tilde{\mathbf{V}}_{\bar{l}}\|_F \le \sqrt{M}\eta \tag{۲۸}$$

در رابطه بالا $\|\tilde{V}_l\|_F$ کوچک‌ترین $\|\tilde{V}_l\|_F$ برای lهای عضو مجموعه $\tilde{G}$ و η، کف نویز کانال است. معیار توقف رابطه (۲۷) نشان‌گر این است که باقی‌مانده سطح تنکی جاری بزرگ‌تر از سطح تنکی گذشته است. توقف تکرار می‌تواند به الگوریتم کمک کند تا عملکرد خطای میانگین مربعات خوبی به‌دست آورد. از سوی دیگر، معیار توقف رابطه (۲۸) نشان می‌دهد که lامین مسیر توسط AWGN غالب است. می‌توان گفت، که سطح تنکی کانال بیش از حد برآورده شده است، اگرچه عملکرد MSE با سطح تنکی جاری بهتر از عملکرد آن با آخرین سطح تنکی است. در واقع، بهبود عملکرد MSE به‌خاطر بازسازی نویز است. در ادامه به توضیح بیشتر مراحل اصلی الگوریتم پیشنهادی اشاره شده است. در گام‌های ۶ تا ۱۱، الگوریتم پیشنهادی قصد دارد راه‌حل V را به‌وسیله رابطه (۱۸) با سطح تنکی ثابت s، با استفاده از الگوریتم OMP که یک روش حریصانه است، به‌دست آورد. همچنین رابطه (۲۹) نشان می‌دهد که راه‌حل V با تنکی s برای رابطه (۱۸) به‌دست آمده است، سپس سطح تنکی را برای پیداکردن راه‌حل V با تنکی s+1، به‌روز رسانی کرده است.

$$\left\|\mathbf{R}^{n-1}\right\|_F \le \left\|\mathbf{R}^{n}\right\|_F \qquad (۲۹)$$

در نهایت، اگر معیار توقف برآورده شود، تکرار انجام نمی‌شود. الگوریتم SOMP راه‌حل برآورد شده را برای رابطه (۱۸) با آخرین سطح تنکی، به‌عنوان کانال‌های تخمین زده شده در نظر گرفته است یعنی:

$$\hat{\mathbf{V}} = \mathbf{V}_{s-1} \qquad (۳۰)$$

ویژگی‌های متمایزکننده الگوریتم پیشنهادی SOMP در مقایسه با الگوریتم OMP به‌قرار زیر است:

- الگوریتمOMP یک بردار تنک ابعاد بزرگ را از یک بردار اندازه‌گیری[۷۴] ابعاد کوچک بدون استفاده از تنکی ساختارمند بردار تنک، بازسازی می‌کند. در مقابل، الگوریتم SOMP پیشنهادی، ماتریس تنک با ابعاد بزرگ را با استفاده از تنکی ساختارمند ذاتی، از ماتریس ابعاد کوچک اندازه‌گیری، بازیابی می‌کند. در این صورت به‌وسیله آن تنکی ساختارمند ذاتی ماتریس تنک، برای بهبود عملکرد بازسازی ماتریس استفاده می‌شود.

- الگوریتم OMP، در سطوح SNR پایین به سطح تنکی به‌عنوان اطلاعات اولیه برای بازسازی قابل‌اعتماد سیگنال تنک نیاز دارد اما الگوریتم پیشنهادی می‌تواند به‌صورت وفقی سطح تنکی ماتریس تنک ساختارمند را به‌دست آورد. لازم به‌ذکر است که اکثر طرح‌های تخمین کانال مبتنی بر CS، معمولاً نیاز به سطح تنکی کانال به‌عنوان اطلاعات اولیه برای قابل‌اعتمادکردن تخمین کانال دارند.

۷- پیچیدگی محاسباتی الگوریتم پیشنهادی جستجوی تطابق متعامد ساختارمند

در هر تکرار الگوریتم پیشنهادی SOMP، پیچیدگی محاسباتی عمدتاً از چند عملیات زیر حاصل می‌شود، که در آن همه M آنتن انتقال در نظر گرفته شده است. برای مرحله ۶، عملیات همبستگی دارای پیچیدگی $O(MLN_p)$ است. برای مرحله ۷، $\Pi^s(.)$ دارای پیچیدگی $O(L)$ است [۳۵،۳۶]، درحالی‌که عملکرد نرم دارای پیچیدگی $O(ML)$ است. برای مرحله ۸، عملیات معکوس ماتریس مور-پنروز[۷۵] دارای پیچیدگی مطابق رابطه (۳۱) است [۳۷].

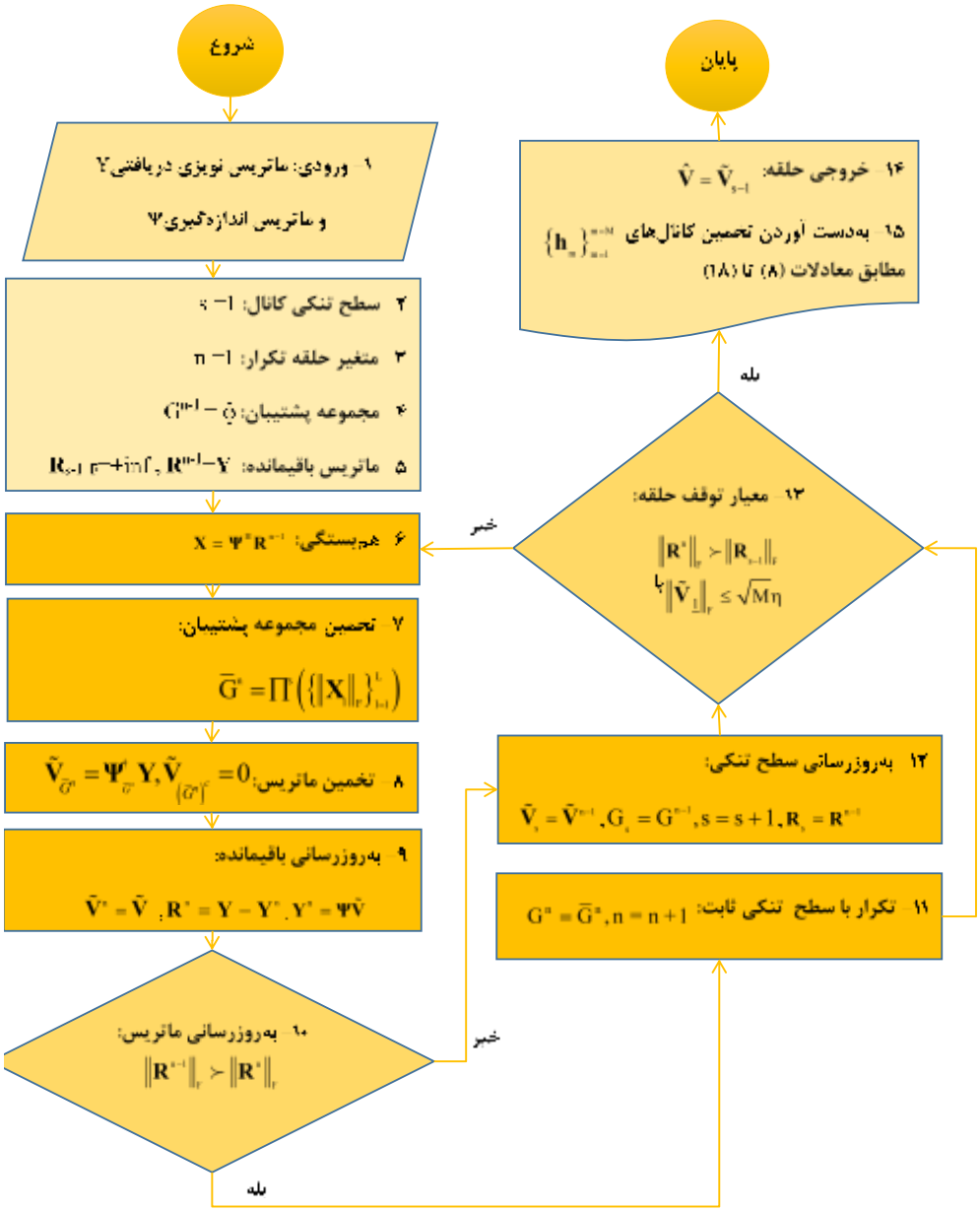
$$O\left(2N_p\left(sM\right)^2+\left(sM\right)^3\right) \qquad (۳۱)$$

برای مرحله ۹، به‌روزرسانی باقی‌مانده دارای پیچیدگی $O(MLN_p)$ است. برای مقایسه کمیتی پیچیدگی محاسباتی عملیات‌های مختلف، پارامترهای مورداستفاده در شکل (۳)، زمانی که عملکرد الگوریتم پیشنهادی SOMP به عملکرد الگوریتم LS نزدیک می‌شود، در نظر گرفته شده است. در این مورد، نسبت پیچیدگی عملیات همبستگی، عملیات $\Pi^s(.)$، عملیات نرمال و به‌روزرسانی باقی‌مانده به مقدار عملیات معکوس ماتریس مور-پنروز، به‌ترتیب برابر است با $۲/۳\times۱۰^{-۲}$، $۱/۷\times۱۰^{-۶}$، $۵/۷\times۱۰^{-۵}$ و $۲/۳\times۱۰^{-۲}$ ازاین‌رو، پیچیدگی محاسباتی اصلی الگوریتم SOMP پیشنهادی را عملیات معکوس ماتریس مور-پنروز با پیچیدگی رابطه (۳۱) به خود اختصاص داده است.

۸- شبیه‌سازی و نتایج

در این بخش، مزیت الگوریتم پیشنهادی SOMP و بررسی عملکرد طرح پیشنهادی در حوزه تخمین کانال سامانه‌های MIMO M- بر اساس FDD نشان داده شده است. در این راستا برای فراهم‌کردن یک معیار جهت مقایسه عملکردها، یک الگوریتم حداقل

مربعات[۷۶] (LS)، با فرض دنباله پشتیبانی کانال شناخته شده در سمت کاربر به‌عنوان معیاری برای کیفیت بازیابی کانال که تنها با این معیار مقادیر غیر صفر کانال محاسبه شده است و همچنین یک الگوریتم مشابه الگوریتم پیشنهادی، بنام الگوریتم پیشنهادی تغییریافته[۷۷]، با فرض دانستن سطح تنکی کانال در سمت کاربر، در نظر گرفته شده است. این الگوریتم پیشنهادی تغییریافته، یک مورد خاص از الگوریتم پیشنهادی SOMP است که در آن سطح تنکی اولیه کانال، s، به‌میزان سطح تنکی کانال تنظیم شده است. که در آن، مرحله ۱۲ الگوریتم SOMP انجام نمی‌شود، معیار توقف برابر با رابطه (۲۹) است و تساوی مرحله ۱۴ نیز برقرار است. در نمودارها این الگوریتم‌ها با عناوین جدول (۱) ذکر شده است. همچنین پارامترهای مورد استفاده در شبیه‌سازی با توجه به کاربرد تخمین کانال M-MIMO در برآورده‌کردن نیازهای شبکه نسل پنجم مخابرات و نگاه به نسل‌های آینده، مطابق با شرایط کانال و الگوریتم پیشنهادی از مشخصات LTE-advanced استفاده شده است.



شکل (۲): روندنمای الگوریتم جستجوی تطابق متعامد ساختارمند پیشنهادی

Figure (2): Flowchart of the proposed SOMP algorithm

کانال نیز از مدل عابر پیاده توسعه‌یافته مدل $A^{۷۸}$ (EPA) در نرم‌افزار متلب R2016b بهره برده است. شبیه‌سازی تعداد مسیرهای چندگانگی، P یا مسیرهای غالب بر کانال که همان مقدار تنکی باشد، برابر ۶ در نظر گرفته شده است. پیشوند دوری، ۶۴ قرار داده شده تا بتواند با توجه به پهنای باند ۱۰ مگاهرتز، گسترش تاخیر کانال ۶/۴ میکروثانیه را پوشش دهد. از آرایه آنتنی مسطح، با تعداد ۶۴ آنتن استفاده شده است. متغیر β نیز برای مشخص‌کردن نسبت سربار داده آموزشی تعریف شده که در شبیه‌سازی‌ها برای به‌دست آوردن تعداد داده آموزشی مورد نیاز به‌کار رفته است. پارامترهای شبیه‌سازی در جدول (۲) آمده است. شکل (۳)، عملکرد MSE الگوریتم پیشنهادیSOMP، الگوریتم تغییریافته پیشنهادی و الگوریتم LS را بر روی کانال EPA در SNR، ۱۰ دسیبل برای یک سمبل OFDM مقایسه کرده است. همان‌طور که در شکل مشخص است، برای مقادیر β بزرگتر یا مساوی ۱۸/۸۲ درصد، الگوریتم پیشنهادی و الگوریتم تغییریافته پیشنهادی عملکرد MSE مشابهی دارند و عملکرد آن‌ها به عملکرد الگوریتم LS نزدیک گردیده است. این نشان می‌دهد که الگوریتم پیشنهادی می‌تواند به‌طور قابل‌اعتمادی سطح تنکی کانال و مجموعه پشتیبان را برای مقادیر β بزرگتر یا مساوی ۱۸/۸۲ درصد به‌دست آورد. در شکل (۳)، قابل مشاهده است که الگوریتم پیشنهادی SOMP، نسبت به الگوریتم SOMP پیشنهادی تغییریافته در مقادیری از β که کوچکتر از ۱۸/۸۲ درصد هستند، عملکرد بهتری دارد و این مسئله به این دلیل است که الگوریتم پیشنهادی می‌تواند به‌طور تطبیق‌پذیری سطح تنکی کانال را به‌دست آورد. در ادامه کارایی الگوریتم پیشنهادی SOMP در تخمین کانال با استفاده از سربار داده آموزشی کم با استفاده از نتایج شکل (۳) تبیین شده است. به‌همین منظور سربار داده آموزشی میانگین برای تخمین کانال مرتبط با یک آنتن انتقال، N_{Pavg}، تعریف شده است. برای مثال در نقطه‌ای که مقدار سربار داده آموزشی ۱۸/۸۲ درصد است، مقدار داده آموزشی همه آنتن‌ها برابر ۷۷۰/۸۶ خواهد شد که مطابق تعریف میانگین سربار داده آموزشی برابر با ۱۲/۴ خواهد شد.

به این‌ترتیب مقدار N_{Pavg} به 2P نزدیک شده که مطابق با مرجع [۳۸]، 2P حداقل تعداد مشاهدات برای بازیابی مطمئن سیگنال با تنکی P هست. از این‌رو، عملکرد خوب بازیابی سیگنال تنک الگوریتم پیشنهادی SOMP تائید خواهد شد. برای مقایسه بهتر در شکل (۴)، عملکرد MSE الگوریتم پیشنهادی، الگوریتم تغییریافته پیشنهادی و الگوریتم LS در سیگنال به نویزهای ۱۰ و ۳۰ دسیبل مقایسه شده است.

Table (1): Titles of curves in graphs

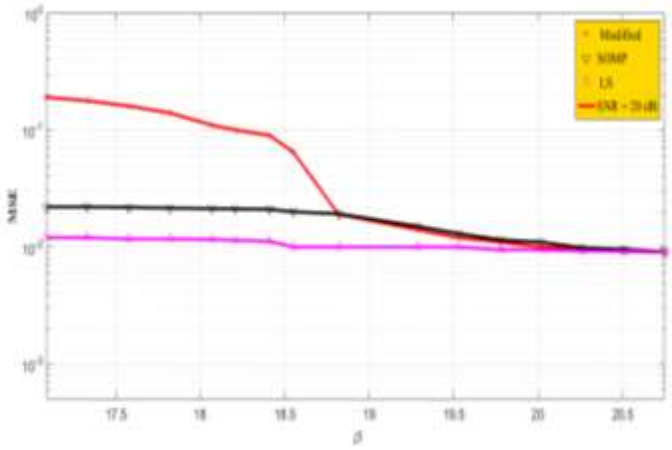
جدول (۱): عناوین منحنی‌ها در نمودارها

سمبل نمایش	نام الگوریتم
SOMP	الگوریتم پیشنهادی
Modified	الگوریتم پیشنهادی تغییریافته (با فرض دانستن سطح تنکی)
LS	الگوریتم ایده‌آل با فرض داشتن دنباله پشتیبانی

Table (2): Simulation parameters

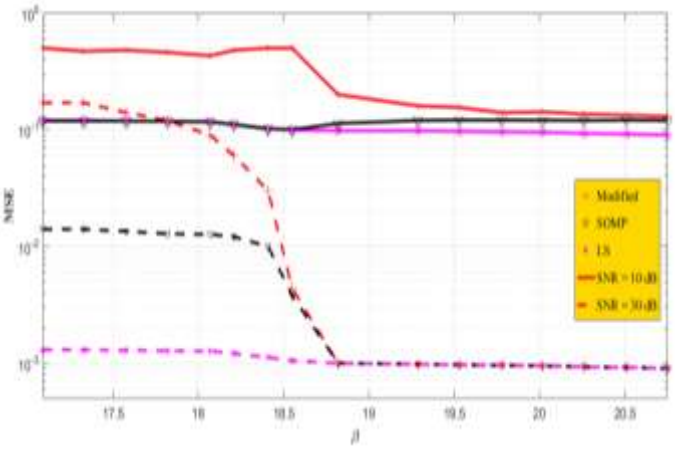
جدول (۲): پارامترهای شبیه‌سازی

پارامتر	سمبل	مقدار
اندازه سمبل OFDM	N	۴۰۹۶
پهنای باند	f_s	۱۰ مگاهرتز
فرکانس حامل	f_e	۲ گیگاهرتز
پیشوند دوری	CP	۶۴
تعداد آنتن	M	۶۴
تعداد چندمسیرگی	P	۶
نسبت سربار داده آموزشی	β	N_P/N
میانگین داده آموزشی	N_{Pavg}	N_P/M
سیگنال به نویز	SNR	۱۰-۱۵-۲۰-۲۵-۳۰ دسیبل
کف نویز کانال	η	۰/۱-۰/۰۸-۰/۰۶ -۰/۰۵ -۰/۰۴



شکل (۳): مقایسه عملکرد خطای میانگین مربعات الگوریتم‌های پیشنهادی و حداقل مربعات در برابر نسبت داده آموزشی سیگنال به نویز برابر ۲۰ دسیبل

Figure (3): Comparison of MSE performance of proposed algorithms and LS versus pilot ratio and SNR = 20 dB



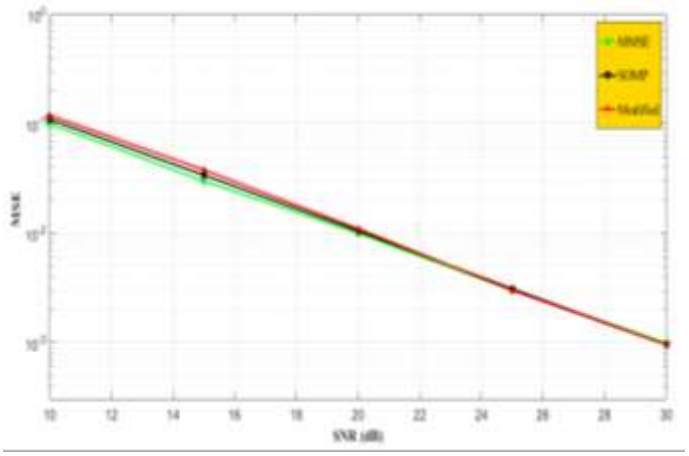
شکل (۴): مقایسه عملکرد خطای میانگین مربعات الگوریتم‌های پیشنهادی و حداقل مربعات در برابر نسبت داده آموزشی و نسبت سیگنال به نویز ۱۰ و ۳۰ دسیبل.

Figure (4): Comparison of the performance of MSE and LS algorithms versus the pilot ratio and SNR = 10, 30.

در شکل (۴) قابل مشاهده است که برای مقادیر β کوچکتر از ۱۹/۰۴ درصد، الگوریتم SOMP نسبت به الگوریتم تغییریافته پیشنهادی عملکرد بهتری دارد و در محدوده‌ای که N_{Pavg} کوچک‌تر از 2P باشد، حتی بهتر از الگوریتم LS در نسبت سیگنال به نویز ۱۰ دسیبل عمل می‌کند. این عملکرد به این دلیل است که الگوریتم SOMP می‌تواند به‌طور تطبیقی سطح مؤثر پراکندگی کانال، P_{eff} را، به‌جای P، برای دستیابی به عملکرد تخمین کانال بهتر استفاده کند. به‌عنوان مثال نسبت سربار داده آموزشی ۱۷/۰۹ درصد را در SNR، ۱۰ دسیبل در نظر بگیرید، در این حالت P_{eff} برابر با ۵ است. از این‌رو، میانگین سربار داده آموزشی برای هر آنتن فرستنده، ۱۰/۹ خواهد شد که هنوز بزرگ‌تر از $2P_{eff}$ است. با تجزیه و تحلیل بالا، به این نتیجه می‌رسیم که وقتی N_p برای تخمین کانال‌ها با P ناکافی باشد، الگوریتم SOMP کانال‌های تنک را با P بزرگتر از P_{eff}، تخمین می‌زند. لازم به ذکر است، نوسانی که در عملکرد MSE الگوریتم SOMP با نسبت سیگنال به نویز ۱۰ دسیبل ایجاد می‌شود، با این واقعیت که وقتی β افزایش می‌یابد، مطابق الگوریتم پیشنهادی SOMP، مقدار P_{eff} نیز از ۵ به ۶ افزایش می‌یابد، هم‌خوانی دارد و این افزایش P_{eff} باعث می‌شود مقداری نویز قوی به‌عنوان مسیرهای کانال تخمین زده شود که درنتیجه، عملکرد MSE را کاهش می‌دهد. واضح است که الگوریتم پیشنهادی، هنگامی‌که SNR و β افزایش می‌یابد، می‌تواند سطح تنکی کانال را با احتمال بالا به‌دست آورد. در نتیجه حتی در مواردی که تعداد داده‌های آموزشی کافی نیست و بازیابی قابل‌اعتماد کانال‌های تنک تضمین نمی‌شود، الگوریتم پیشنهادی هنوز می‌تواند سطح تنکی کانال را با یک انحراف جزئی از سطح تنکی کانال به‌دست آورد.

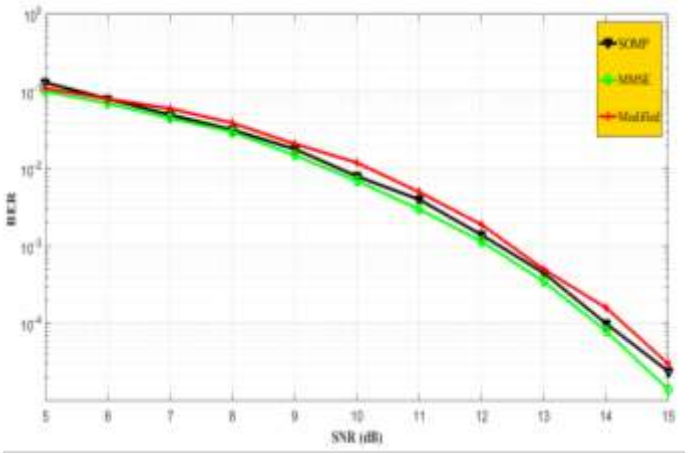
شکل (۵)، عملکرد MSE الگوریتم تخمین کانال پیشنهادی SOMP، الگوریتم پیشنهادی تغییریافته و الگوریتم کمترین میانگین مربعات خطا[۷۹] (MMSE) [۳۸] را مقایسه کرده است. لازم به‌ذکر است که طرح پیشنهادی دارای کاهش داده آموزشی مورد نیاز قابل‌توجه در مقایسه با الگوریتم MMSE است، زیرا الگوریتم MMSE فقط زمانی خوب کار می‌کند که رابطه (۱۲) به‌درستی تعیین شده یا بیش از حد تعیین شده باشد. از آنجایی‌که الگوریتم SOMP پیشنهادی می‌تواند به‌طور تطبیقی سطح تنکی کانال را به‌دست آورده و مؤلفه‌های چندمسیره پوشیده شده توسط نویز در SNR پایین را برای تخمین بهتر کانال دور بیندازد، دیده می‌شود، طرح پیشنهادی SOMP حتی بهتر از الگوریتم تغییریافته پیشنهادی SOMP در سیگنال به نویزهای پایین کارایی دارد و با توجه به کاهش تعداد سربار داده آموزشی در SOMP پیشنهادی، به عملکرد MMSE نزدیک گردیده است و این بهبود در نمودار نمایان است.

شکل (۶) نرخ خطای بیت[۸۰] (BER) فروسو را مقایسه کرده که در آن فرض شده، BS با استفاده از پیش کدگذاری صفر واداری[۸۱] (ZF) کانال‌های فروسو تخمین زده شده را می‌شناسد. در شبیه‌سازی، BS با ۶۴ آنتن به‌طور هم‌زمان ۸ کاربر را با استفاده از مدولاسیون دامنه تربیعی[۸۲] مرتبه ۱۶ (۱۶-QAM) سرویس می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که طرح تخمین کانال پیشنهادی SOMP که به‌صورت تطبیقی سطح تنکی کانال را به‌دست می‌آورد نسبت به الگوریتم تغییریافته پیشنهادی بهبودی نسبی در پی دارد.



شکل (۵): مقایسه عملکرد خطای میانگین مربعات و کمترین میانگین مربعات خطا با طرح‌های پیشنهادی تخمین کانال سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه بر پایه تقسیم فرکانس دوطرفه.

Figure (5): Comparison of MSE and MMSE performance with the proposed channel estimation schemes of FDD M-MIMO systems.



شکل (۶): مقایسه عملکرد نرخ خطای بیت تخمین کانال‌های پیشنهادی و کمترین میانگین مربعات خطا در سامانه‌های چندورودی-چندخروجی انبوه بر پایه تقسیم فرکانس دوطرفه.

Figure(6): Comparison of BER performance of the SOMP, the Modified and the MMSE of MIMO M-FDD systems.

۹- نتیجه‌گیری

در این مطالعه، یک سیستم چندورودی-چندخروجی انبوه با محوشوندگی فرکانس گزین در نظر گرفته شد که در حالت FDD کار می‌کند. تخمین کانال این سیستم برای حالت MMV بررسی شد. به همین منظور پس از طرح موضوع و بسط نیازمندی‌های لازم برای تخمین کانال در سامانه‌های M-MIMO به شرح کارهای انجام شده و فن‌های مورد استفاده در تعدادی از مقاله‌ها پرداخته شد. درنهایت طرح پیشنهادی در حوزه هم‌بستگی تنکی مکانی مطرح شد. در این راستا ابتدا ساختار ریاضی و پیاده‌سازی در گیرنده را پایه‌ریزی نموده، سپس طرح تخمین کانال مبتنی بر تنکی ساختاریافته بر پایه الگوریتم ساختاریافته OMP، تحت عنوان SOMP پیشنهاد داده شد. الگوریتم SOMP، از تنکی ذاتی مکانی کانال‌های M-MIMO بی‌سیم برای کاهش داده آموزشی موردنیاز بهره برده است. الگوریتم پیشنهادی در سمت کاربر توانست تخمین قابل‌اعتمادی را در جهت کاهش سربار داده آموزشی انجام دهد. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان داد که طرح تخمین کانال پیشنهادی می‌تواند عملکرد تخمین کانال بسیار خوبی را با توجه به، به‌دست آوردن تطبیقی تنکی کانال، به‌دست آورد. در آینده می‌توان با به‌کارگیری روش‌های متنوع حسگری فشرده، همبستگی ترکیبی (ترکیب همبستگی‌های زمانی و مکانی)، طراحی مکان داده آموزشی، بررسی آنتن‌های جدا از هم و بهینه‌کردن الگوریتم ازلحاظ فیزیک آنتن و روش‌های محاسباتی در جهت بهبود الگوریتم پیشنهادی قدم‌های رو به جلویی برداشت.

References

مراجع

[1] M.K. Ozdemir, H. Arslan, "Channel estimation for wireless OFDM systems", IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 9, no. 2, pp. 18–48, July 2007 (doi: 10.1109/COMST.2007.382406).

[2] N.D. Lahbib, M. Cherif, M. Hizem, R. Bouallegue, "Massive MIMO uplink channel estimation using compressive sensing", Proceeding of the IEEE/SoftCOM, pp. 1-6, Split, Croatia, Sept. 2019 (doi: 10.23919/-SOFTCOM.2019.8903860).

[3] S. Jacobsson, G. Durisi, M. Coldrey, T. Goldstein, C. Studer, "Quantized precoding for massive MU-MIMO", IEEE Trans. on Communications, vol. 65, no. 11, pp. 4670–4684, July 2017 (doi: 10.1109/TCOMM.2017.2-723000).

[4] N. Nouri, M. J. Azizipour, K. Mohamed-Pour, "A compressed CSI estimation approach for FDD massive MIMO systems", Proceeding of the IEEE/ ICEE, pp. 1-6, Tabriz, Iran, Aug. 2020 (doi: 10.1109/ICEE50131. 2020.9260725).

[5] L. Jingzhi, W. Kai, L. Haibo, "Distributed compressed sensing of doubly selective channel in massive MIMO systems", Proceeding of the IEEE/WCCCT, pp. 21–25, Dalian, China, Jan. 2021 (doi: 10.1109/WCCCT5209 1.2021.00012).

[6] A. Waseem, A.N. Malik, A. Sardar, M. Arshad, H. Anis, I.M. Qureshi, "Compressive sensing based channel estimation for massive MIMO communication systems", Proceeding of the IEEE/WCMC, pp. 1-15, Shanghai, China, April 2019 (doi:10.1155/2019/6374764).

[7] W. Zeng, Y. He, B. Li, S. Wang, "Sparsity learning-based CSI feedback for FDD massive MIMO systems", IEEE Wireless Communication Letters, vol. 10, no. 3, pp. 585–588, Mar. 2021 (doi: 10.1109/LWC.2020.30-38893).

[8] A. Akbarpour-Kasgari, M. Ardebilipour, "Massive MIMO-OFDM channel estimation via distributed compressed sensing", IEEE Wireless Communications Letters, vol. 8, no. 2, pp. 376-379, April 2019 (doi: 10.1109/L-WC.2018.2873339).

[9] Y. Mei, Z. Gao, "CS-based CSIT estimation for downlink pilot decontamination in multi-cell FDD massive MIMO", Proceeding of the IEEE/ICCC, pp. 1-5, China, Aug. 2021 (doi: 10.1109/ICCC52777.2021.958039-8).

[10] Y. Huang, Y. He, Q. Luo, L. Shi, Y. Wu, "Channel estimation in MIMO–OFDM systems based on a new adaptive greedy algorithm", IEEE Wireless Communications Letters, vol. 8, no. 1, pp. 29-32, Feb. 2019 (doi: 10.1109/LWC.2018.2848916).

[11] R. Yin, X. Zhou, A. Wang, C. Zhong, C. Wu, X. Chen, "Adaptive channel estimation and tracking for URA-based massive MIMO systems", IEEE Access, vol. 8, pp. 54213–54224, March 2020 (doi: 10.1109/ACCESS-.2020.2981396).

[12] S. Oymak, A. Jalali, M. Fazel, Y. C. Eldar, B. Hassibi, "Simultaneously structured models with application to sparse and low-rank matrices", IEEE Trans. on Information Theory, vol. 61, no. 5, pp. 2886-2908, May 2015 (doi: 10.1109/TIT.2015.2401574).

[13] M.F. Duarte, Y.C. Eldar, "Structured compressed sensing: From theory to applications", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 59, no. 9, pp. 4053–4085, Sept. 2011 (doi: 10.1109/TSP.2011.2161982).

[14] W. Xu, Y. Zhao, "Reducing MMV-based OMP channel estimation for massive MIMO OFDM systems", Proceeding of the IEEE/CISCE, pp. 289-293, Haikou, China, July 2019 (doi: 10.1109/CISCE.2019.00072).
[15] E.J. Candès, T. Tao, "Decoding by linear programming", IEEE Trans. on Information Theory, vol. 51, no. 12, pp. 4203–4215, Dec. 2005 (doi: 10.1109/TIT.2005.858979).
[16] J.A. Tropp, A.C. Gilbert, "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit", IEEE Trans. on Information Theory, vol. 53, no. 12, pp. 4655–4666, Dec. 2007 (doi: 10.1109/TIT.2007.909108).
[17] H. Xie, F. Gao, S. Jin, "An overview of low-rank channel estimation for massive MIMO systems", IEEE Access, vol. 4, pp. 7313–7321, Nov. 2016 (doi: 10.1109/ACCESS.2016.2623772).
[18] N.D. Lahbib, M. Cherif, M. Hizem, R. Bouallegue, "Channel estimation for TDD uplink massive MIMO systems via compressed sensing", Proceeding of the IEEE/ IWCMC, pp. 1680–1684, Tangier, Morocco, June 2019 (doi: 10.1109/IWCMC.2019.8766722).
[19] D. Zhao, T. Han, "Low-Complexity compressed sensing downlink channel estimation for multi-antenna terminals in FDD massive MIMO systems", IEEE Access, vol. 8, pp. 130183–130193, July 2020 (doi: 10.1109/ACCESS.2020.3008175).
[20] B. Wang, L. Li, "Sparsity adaptive channel estimation algorithm based on compressed sensing", Proceeding of the IEEE/ISCEIC, pp. 30-33, Nanjing, China, Aug. 2021 (doi: 10.1109/ISCEIC53685.2021.00014).
[21] N.D. Lahbib, M. Cherif, M. Hizem, R. Bouallegue, "Channel estimation for TDD uplink massive MIMO systems via compressed sensing", Proceeding of the IEEE/IWCMC, pp. 1680-1684, Tangier, Morocco, June 2019 (doi: 10.1109/IWCMC.2019.8766722).
[22] L. Chen, A. Liu, X. Yuan, "Structured turbo compressed sensing for massive MIMO channel estimation using a markov prior", IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. 67, no. 5, pp. 4635–4639, May 2018 (doi: 10.1109/TVT.2017.2787708).
[23] X. Kuai, L. Chen, X. Yuan, A. Liu, "Structured turbo compressed sensing for downlink massive MIMO-OFDM channel estimation", IEEE Trans. on Wireless Communications, vol. 18, no. 8, pp. 3813-3826, Aug. 2019 (doi: 10.1109/TWC.2019.2917905).
[24] A. Liu, F. Zhu, V.K.N. Lau, "Closed-loop autonomous pilot and compressive CSIT feedback resource adaptation in multi-user FDD massive MIMO systems", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 65, no. 1, pp. 173–183, Jan. 2017 (doi: 10.1109/TSP.2016.2616326).
[25] Y. Huang, Y. He, W. He, L. Shi, T. Cheng, Y. Sui, "Channel estimation in massive MIMO systems based on generalized block adaptive matching pursuit algorithm", IEEE Wireless Communications Letters, vol. 9, no. 12, pp. 2098–2101, Aug. 2020 (doi: 10.1109/LWC.2020.3013689).
[26] Z. Gao, L. Dai, Z. Lu, C. Yuen, Z. Wang, "Super-resolution sparse MIMO-OFDM channel estimation based on spatial and temporal correlations", IEEE Communications Letters, vol. 18, no. 7, pp. 1266–1269, July 2014 (doi: 10.1109/LCOMM.2014.2325027).
[27] C. Qi, L. Wu, "Uplink channel estimation for massive MIMO systems exploring joint channel sparsity", IET Electronics Letters, vol. 50, no. 23, pp. 1770–1772, Nov. 2014 (doi: 10.1049/el.2014.2769).
[28] H. Minn, N. Al-Dhahir, Y. Li, "Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation in the presence of frequency offset and phase noise", IEEE Trans. on Communication, vol. 54, no. 10, pp. 1754–1759, Oct. 2006 (doi: 10.1109/TCOMM.2006.881358).
[29] C.C. Tseng, J.Y. Wu, T.S. Lee, "Enhanced compressive downlink CSI recovery for FDD massive MIMO systems using weighted block-minimization", IEEE Trans. on Communications, vol. 64, no. 3, pp. 1055–1067, March 2016 (doi:10.1109/TCOMM.2016.2520945).
[30] X. Rao, V.K.N. Lau, "Compressive sensing with prior support quality information and application to massive MIMO channel estimation with temporal correlation", IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 63, no. 18, pp. 4914–4924, Sept. 2015 (doi: 10.1109/TSP.2015.2446444).
[31] L. Dai, Z. Wang, "Spectrally efficient time-frequency training OFDM for MIMO systems", Proceeding of the IEEE/WCNC, vol. 31, no. 2, pp. 3753–3757, Shanghai, China, April 2013 (doi: 10.1109/WCNC.2013.6555172).
[32] F. Wan, W.P. Zhu, M.N.S. Swamy, "Semi-blind most significant tap detection for sparse channel estimation of OFDM systems", IEEE Trans. on Circuits and Systems I Regular Papers, vol. 57, no. 3, pp. 703–713, March 2010 (doi: 10.1109/TCSI.2009.2023765).
[33] C.R. Berger, Z. Wang, J. Huang, S. Zhou, "Application of compressive sensing to sparse channel estimation", IEEE Communications Magazins, vol. 48, no. 11, pp. 164–174, Nov. 2010 (doi: 10.1109/MCOM.2010.5621984).
[34] C. Qi, Y. Huang, S. Jin, L. Wu, "Sparse channel estimation based on compressed sensing for massive MIMO systems", Proceeding of the IEEE/ICC, pp. 4558–4563, London, UK, June 2015 (doi: 10.1109/ICC.2015.7249041).

[35] X. Gao, L. Dai, Y. Hu, Y. Zhang, Z. Wang, "Low-complexity signal detection for large-scale MIMO in optical wireless communications", IEEE Journals on Selelected Areas in Communications, vol. 33, no. 9, pp. 1903-1912, Sept. 2015 (doi: 10.1109/JSAC.2015.2457211).
[36]S. Lyu, X. Guan, "Low-complexity MMSE signal detection algorithm based on BiCGSTAB method for uplink massive MIMO systems", Proceeding of the IEEE/ICAIT, pp. 285-289, Chengdu, China, Nov. 2017 (doi: 10.1109/ICAIT.2017.8388931).
[37] W. Jinming, X. Dexin, B. Baodong, "A new method for solving line equations with large sparse symmetric and indefinite coefficients matrix", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 40, no. 2, pp. 1069-1071, March 2004, (doi: 10.1109/TMAG.2004.825437).
[38] D.L. Donoho, M. Elad, "Optimally sparse representation in general dictionaries via minimization", Proceedings of the National Academy of Sciences of the USA, vol. 100, no. 5, pp. 2197-2202, Feb. 2003 (doi: 10.1073/pnas.0437847100).

زیرنویس‌ها

1. Pilot
2. Blind
3. Semi-blind
4. Training sequence
5. Pilot sequence
6. Channel state information
7. Diffraction
8. Multipath
9. Multiplexing gain
10. Diversity gain
11. Sparse
12. Compressive sensing
13. Massive multiple-input multiple-output
14. Base station
15. Time division duplexing
16. Frequency division duplexing
17. Reciprocity
18. Uplink
19. Downlink
20. Coherence time
21. Local scatterer
22. Frequency selective fading
23. Flat fading
24. Channel impulse response
25. Delay
26. Scatterer
27. Channel delay spread
28. Angle domain
29. Support
30. Orthogonal frequency division duplexing
31. Convex
32. Iterative
33. Greedy
34. Adaptive
35. Multiple measurement vector
36. Spatial
37. Temporal
38. Measurement
39. Underdetermined
40. Orthogonal matching pursuit
41. Least square method
42. Single measurement vector
43. Pilot contamination
44. Feedback

45. Delay domain channel
46. Sparsity level
47. Sparsity
48. Weighted block l_1-minimization
49. Structured turbo compressed sensing
50. Angle-frequency domain
51. Angle-delay domain
52. Message-passing-based channel
53. Mean squared error
54. Approximate message passing
55. Pilot overhead
56. Channel delay spread
57. Common sparsity
58. Spatial common sparsity
59. Multipath
60. Time of arrival
61. Support set
62. Noise floor
63. Most significant taps
54. Number of sparsity
65. Common scatter
66. Structured compressive sensing
67. Cyclic prefix
68. Discrete fourier transform
69. Subcarrier
70. Additive white gaussian noise
71. Underdetermined
72. Structured orthogonal matching pursuit
73. Argument
74. Measurement vector
75. Moore-penrose
76. least squares
77. Modified
78. Extended pedestrain a (EPA)
79. Minimum mean square error
80. Bit error rate
81. Zero forcing precoding
82. Quadrature amplitude modulation