

کاربرد سنجش فشرده در تخمین کانال سیستم‌های چند-ورودی چند- خروجی انبوه در نسل پنجم شبکه‌های تلفن همراه

تاریخ دریافت: ۱۴۰۰/۰۳/۲۱

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۰۵/۰۶

کد مقاله: ۵۲۷۰۸

محمدعلی عابدی^۱

چکیده

نسل پنجم شبکه‌های تلفن همراه (5G) انتظار می‌رود به نرخ داده بالا، کاهش تأخیر و هم‌چنین بهبود طیفی و انرژی سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم دست یابد. چندین فناوری در حال استفاده برای استفاده در سیستم‌های 5G است. یکی از اصلی‌ترین فناوری‌های امیدوارکننده‌ای که به نظر می‌رسد فعال‌کننده 5G است، سیستم‌های چند-ورودی چند-خروجی انبوه (M-MIMO) است. مطالعات متعدد کاربرد M-MIMO را در شبکه‌های بی‌سیم آینده نشان داده‌اند. با این وجود چالش‌های متعددی وجود دارد که باید حل شود. در این مقاله، در مورد چالش تخمین کانال در سیستم‌های M-MIMO، و چالش سرپار پایلوت و راهکار استفاده از سنجش فشرده صحبت می‌شود که باید قبل از اجرا سیستم‌های M-MIMO در شبکه‌های 5G مورد بررسی قرار گیرند. برای غلبه بر این مشکل، ما یک طرح تخمین کانال توام مکانی مبتنی بر سنجش فشرده ساختارمند (SCS)، برای کاهش سرپار پایلوت مورد نیاز، پیشنهاد کرده‌ایم، که توسط آن تنگی توام مکانی کانال‌های حوزه تاخیر MIMO، تقویت می‌شوند. نتایج الگوریتم جستجوی تطابق متعامد با ساختار تطبیقی در سمت کاربر پیشنهاد شده است تا به‌طور توام کانال‌های مرتبط با یک سمبل‌مالتی پلکسینگ تقسیم فرکانسی متعامد^۴ (OFDM) را از تعداد محدودی از پایلوت‌ها تخمین بزند. از این طریق، تنگی مشترک مکانی کانال‌های MIMO برای بهبود دقت تخمین کانال استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که طرح پیشنهادی می‌تواند با دقت کانال‌ها را با کاهش سرپار پایلوت، تخمین بزند، هم‌چنین قادر به نزدیک شدن به تخمین گر حداقل مربعات بهینه است.

واژگان کلیدی: تخمین کانال، سیستم‌های چند-ورودی چند-خروجی انبوه، سنجش فشرده، اطلاعات حالت کانال، سیستم‌های تقسیم دو گانه براساس فرکانس

۱- دانشگاه افسری امام حسین (ع) (مدرس- m.aliabedi@ut.ac.ir)

2 Massive Multi Input Multi Output

3 Structured Compressed Sensing

4 Orthogonal Frequency division multiplexing

سیستم‌های M-MIMO یک فناوری نوظهور است که با استقرار مقدار زیادی آنتن در ایستگاه پایه (BS)، بازده طیفی بی-سابقه‌ای را فراهم می‌کند (Chen and Yuan, 2018:2). با وجود این که تعداد ایستگاه پایه و سمبل‌های پیلوت محدود هستند به دلیل حرکت کاربرها و طول محدوده ثابت کانال (Bolcskei, 2006:2)، افزایش تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه در طول سیگنال به نوبت کم و اطلاعات حالت کانال (CSI) ضعیف موثر هستند. یکی از مهم‌ترین چالش‌هایی که M-MIMO باید با آن روبرو شود کسب CSI در BS است. با در نظر گرفتن سربار پیلوت به دست آوردن CSI در فرستنده‌ها، FDD از پیلوت‌های فروسو برای تخمین کانال استفاده می‌کنند. CSI تخمین زده شده را از طریق کانال‌های فراسو بازخوردگیری می‌کنند. در حالی که سیستم‌های تقسیم دوگانه براساس زمان (TDD)، CSI فراسو را از طریق ویژگی متقابل کانال^۴ به دست می‌آورند (Lu, Lai et al. 2014:3). تکنیک‌های چند-ورودی چند-خروجی انبوه می‌تواند با OFDM ترکیب شود تا به پیشرفت‌های چشم‌گیری در عملکرد و بهره‌وری طیف و انرژی دست یابد. با توجه به این که هر دو روش MIMO و OFDM در شبکه‌های بی‌سیم تجاری موجود به کار گرفته شده‌اند، OFDM M-MIMO به عنوان گزینه اولویت بالا برای ارتباطات بی‌سیم 5G آینده شناخته شده است. (Wang, Haider et al. 2014:4)

در OFDM M-MIMO، دستیابی دقیق به CSI برای به دست آوردن ظرفیت و قابلیت اطمینان وعده داده شده توسط سیستم ضروری است. با این حال رویکردهای مرسوم تخمین کانال نیاز دارد که طول پیلوت حداقل برابر با تعداد آنتن‌های فرستنده باشد. این امر ممکن است باعث ایجاد یک سربار پیلوت قابل توجه در فروسو یک سیستم OFDM M-MIMO شود، جایی که تعداد زیادی آنتن در BS مستقر شده‌اند. یک راه حل ممکن برای این مشکل فرض در TDD است، که در آن CSI فقط باید در فراسو به دست بیاید و سپس به لطف ویژگی متقابل کانال، CSI فروسو به طور خودکار به دست می‌آید. با این حال، از یک طرف، به دلیل زمان انسجام محدود و عدم تطابق فیلترهای ارسال و دریافت در فراسو و فروسو، ممکن است CSI بدست آمده در فراسو برای انتقال فروسو نادرست باشد. از طرف دیگر، از نظر اقتصادی استقرار سیستم‌های TDD صرفه‌ای ندارد زیرا FDD بر شبکه‌های سلولی کنونی مسلط است (Tropp and Gilbert, 2007:4). بنابراین، کاهش سربار پیلوت برای فروسوی سیستم‌های M-MIMO تقسیم دوگانه بر اساس فرکانس از اهمیت حیاتی برخوردار است.

برای کاهش سربار، تکنیک‌های سنجش فشرده، برای به دست آوردن CSI از طریق استخراج تنگی کانال معرفی شده است (Wang, Haider et al. 2014:5). تا به امروز الگوریتم‌های CS زیادی برای بازسازی CSI سیستم‌های M-MIMO پیشنهاد شده است. الگوریتم‌های متداول شامل روش‌های حریصانه، بهینه سازی محدب و... هستند. به طور مثال تطبیق پیگیری^۵ یک نوع از الگوریتم‌های حریصانه است (Yuan, Fan et al. 2018:6). برای هر تکرار، بردار ستونی را از ماتریس اندازه‌گیری انتخاب می‌کند تا حداکثر ضرب داخلی را با ماتریس افزونگی به دست آورد. هر بردار انتخاب شده به عنوان یکی از عناصر مجموعه پشتیبانی^۶ استفاده می‌شود. در آخر مجموعه بردارهای ستون بدست می‌آید تا جواب تقریباً تنگ بدست آید. از آنجا که ماتریس مشاهده مربع نیست، تصویر سیگنال روی مشاهده متعامد نخواهد بود. به همین دلیل، پیگیری تطابق متعامد^۸ برای حل مسئله پیشنهاد شده است (Hassibi and Hochwald, 2003:4). برای مهار تنگی مکانی و زمانی پاسخ ضربه کانال برای کانال‌های FDD M-MIMO، پیگیری تطبیق متعامد (Gao, Dai et al. 2014:5) و تطابق زیرفضا^۹ در برآورد کانال MIMO تک کاربره معرفی شده است. برای سیستم‌های M-MIMO چند کاربره فروسو، برآورد کارآمد CSI براساس پیگیری زیرفضا بلوکی ارائه شده است. با بهره‌گیری از همبستگی‌های مکانی و زمانی کانال‌های MIMO در مقیاس بزرگ، الگوریتم پیگیری تطبیقی نمونه برداری فشرده ساختاریافته برای بازیابی اطلاعات چندین کانال پیشنهاد شده است. برای غلبه بر محدودیت یک بردار تک‌ستونی به مجموعه بردارهای انتخاب شده در هر مرحله، پیگیری تطبیق متعامد مرحله‌ای در تخمین کانال MIMO-OFDM استفاده می‌شود. ادبیات فوق عمدتاً ایستگاه پایه را با یک کاربر در سیستم MIMO در نظر می‌گیرند، یا فقط یکی از الگوریتم‌های CS را در سیستم M-MIMO بررسی می‌کنند. اخیراً مطالعات گسترده‌ای روی تخمین کانال برای سیستم‌های متداول مقیاس کوچک FDD-MIMO صورت گرفته است. اثبات شده است که پیلوت‌های متعامد با فضای مساوی و قدرت مساوی می‌توانند به منظور تخمین

1 Base Station

2 Channel State Information

3 Time Division Duplexing

4 Channel reciprocity

5 Matching pursuit

6 redundancy matrix

7 Support set

8 Orthogonal Matching Pursuit

9 Subspace Pursuit

کانال‌های MIMO رایلی ناهمبسته، برای یک سمبل OFDM، که در آن سربار پایلوت مورد نیاز با تعداد آنتن‌های انتقال افزایش می‌یابد، بهینه شوند. با استفاده از همبستگی فضایی کانال‌های MIMO، سربار پایلوت برای ارزیابی کانال‌های رایسین MIMO می‌تواند کاهش یابد (Bjornson, 2009:4). علاوه بر این، با استفاده از همبستگی زمانی کانال، می‌توان سربار پایلوت را برای تخمین کانال‌های MIMO مرتبط با چندین سمبل OFDM، بیشتر کاهش داد. در حال حاضر، پایلوت‌های متعامد به‌طور گسترده-ای در سیستم‌های موجود MIMO که در آن‌ها سربار پایلوت به دلیل کم بودن تعداد آنتن‌های انتقال (به‌عنوان مثال، تا هشت آنتن در سیستم LTE پیشرفته) مسئله بزرگ نیست، استفاده می‌شوند. با این حال، این موضوع می‌تواند در سیستم‌های M-MIMO با توجه به تعداد زیاد آنتن‌ها در BS (به‌عنوان مثال، ۱۲۸ آنتن یا حتی بیشتر در BS)، بسیار مهم باشد.

در مرجع (Dai, Wang et al. 2013:6) روشی برای استفاده از همبستگی زمانی و تنگی کانال‌های تأخیر دامنه برای سربار پایلوت کاهش یافته، برای سیستم‌های FDD M-MIMO پیشنهاد شده است اما حذف تداخل دنباله‌های آموزشی آنتن‌های انتقال مختلف هنگامی که تعداد آنتن‌های انتقال زیاد است، دشوار می‌شود. مرجع (Nam, Akimoto. 2012:4) از همبستگی فضایی و تنگی کانال‌های MIMO تأخیر-دامنه برای تخمین کانال‌ها با سربار پایلوت کاهش یافته استفاده کرده، اما فرض دانستن سطح تنگی کانال در سمت کاربر یک فرض غیر واقعی است. طرح تخمین کانال مبتنی بر سنجش فشرده با استفاده از همبستگی فضایی کانال در مرجع (Gao, Dai et al. 2015:5) پیشنهاد شده است، اما استفاده از همبستگی فضایی می‌تواند تحت تأثیر غیر ایده آل بودن آرایه آنتن دچار مشکل شود.

در مرجع (Gao, Dai et al. 2014:4) یک طرح تخمین کانال حلقه باز و حلقه بسته برای M-MIMO پیشنهاد شده است، اما تشخیص دراز مدت مشخصات آماری کانال در سمت کاربر می‌تواند دشوار باشد. از سوی دیگر، برای سیستم‌های ارتباطات بی-سیم پهن باند معمول، کانال‌های دامنه تأخیر به‌طور ذاتی، بواسطهٔ تعداد محدود پراکنده‌سازها در محیط‌های انتشار و بزرگ بودن پخش تأخیر کانال، طبیعتی تنگ دارند. در همین حال، برای سیستم‌های MIMO با آرایه آنتن با محل مشترک در BS، کانال-های بین یک کاربر و آنتن‌های انتقال مختلف در BS، تأخیرهای مسیر بسیار مشابهی به علت مشابهت زیاد پراکنده سازها در محیط‌های انتشار نشان می‌دهند که مشخص کننده کانال‌های حوزه تأخیر بین کاربر و آنتن‌های انتقال مختلف در BS، هنگامی که دهانه آرایه آنتن خیلی بزرگ نیست، تنگی مشترک را به اشتراک می‌گذارند (Gao, Dai et al. 2014:5). علاوه بر این، از آنجا که تأخیر مسیر بسیار کندتر از بهرهٔ مسیر است بواسطهٔ همبستگی زمانی کانال، این پراکندگی در زمان انسجام تقریباً بدون تغییر باقی می‌ماند.

در این مقاله، با استفاده از تنگی مشترک فضایی کانال‌های MIMO دامنه تأخیر، ما یک سنجش فشرده ساختار یافته (SCS) براساس طرح تخمین کانال مشترک فضایی با کاهش قابل توجه سربار پایلوت برای سیستم‌های MIMO FDD Massive پیشنهاد کرده‌ایم. در سمت کاربر ما یک الگوریتم جستجوی ساختارمند تطابق متعامد (SOMP) برای تخمین کانال پیشنهاد کرده-ایم که به‌واسطه‌ی آن از تنگی مشترک فضایی کانال‌های MIMO حوزه تأخیر برای بهبود عملکرد تخمین کانال از تعداد محدود از پایلوت‌ها، استفاده می‌شود. در نهایت نتایج شبیه سازی تایید می‌کنند که طرح پیشنهادی با سربار پایلوت کاهش یافته از هم‌تایان متعارف خود برتر است، و در آن عملکرد طرح تخمین کانال مبتنی بر SCS به عملکرد تخمین گر حداقل مربعات (LS)، نزدیک است. ادامهٔ مقاله به این شرح است که در بخش دوم، تنگی مشترک فضایی کانال‌های MIMO حوزه تأخیر را نشان می‌دهد. در بخش سوم، طرح پیشنهادی تخمین کانال مشترک فضایی مبتنی بر SCS با جزئیات مورد بحث قرار می‌گیرد. بخش چهارم، نتایج شبیه سازی را نشان می‌دهد. در نهایت در بخش پنجم نتیجه‌گیری از مقاله آورده شده است.

۲- تنگی مشترک فضایی حوزه تأخیر

مطالعات تجربی گسترده نشان داده است که کانال‌های بی‌سیم پهن‌بند در حوزه تأخیر، دارای تنگی هستند. این مساله ناشی از این واقعیت است که تعداد مسیرهای چندگانه‌ی حاکم بر اکثر انرژی‌های کانال، کم است که علت آن تعداد محدود پراکنده سازهای مهم در محیط‌های پخش سیگنال بی‌سیم است، درحالی که انتشار تأخیر کانال می‌تواند به دلیل تفاوت بزرگ بین زمان ورود اولین مسیر چندگانه و آخرین مسیر چندگانه، بزرگ باشد (Nguyen and Ghayen. 2013:5). به‌طور خاص، در فرسوس پاسخ ضربه حوزه تأخیر کانال بین m امین آنتن انتقال در BS و یک کاربر را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$h_m = [h_m[1], h_m[2], \dots, h_m[L]]^T, 1 \leq m \leq M \quad (1)$$

L معادل طول کانال است

$$D_m = \text{Supp}\{h_m\} = \{l: |h_m[l]| > p_{th}, 1 \leq l \leq L\} \quad (2)$$

مجموعه پشتیبانی h_m مطابق (۲) تعریف می‌شود. P_{th} کف نویز است. سطح تنگی کانال‌های بی‌سیم به صورت $P_m = |D_m|_c$ تعریف شده است و به دلیل طبیعت تنگ کانال‌ها حوزه تاخیر ما داریم $P_m \ll L$. علاوه بر این، اندازه گیری‌هایی وجود دارد که نشان می‌دهد CIR های بین آنتن‌های انتقال مختلف و یک کاربر، تاخیرهای مسیر بسیار مشابهی دارند (Gao, Dai et al, 2015:6). دلیل این مسئله این است که در هندسه MIMO انبوه معمول، مقیاس آرایه آنتن فشرده در BS در مقایسه با فاصله بزرگ انتقال سیگنال نسبتاً کوچک است و کانال‌های مرتبط با جفت آنتن‌های ارسال-دریافت مختلف، پراکنده سازهای مشترک خود را به اشتراک می‌گذارند. بنابراین، الگوی تنگی CIR های جفت آنتن‌های ارسال-دریافت متفاوت دارای هم‌پوشانی بزرگی هستند. علاوه بر این، برای سیستم‌های MIMO با M نه چندان بزرگ، این CIR ها می‌توانند الگوی تنگی مشترکی را به اشتراک بگذارند (Gao, Dai et al, 2015:5)، یعنی:

$$D_{1,r} = D_{2,r} = \dots = D_{M,r} \quad (3)$$

که به عنوان تنگی فضایی مشترک کانال‌های MIMO بی‌سیم نامیده می‌شود. به عنوان مثال، ما فرض می‌کنیم سیستم پیشرفته LTE در یک فرکانس حامل $f_c = 2GHz$ با پهنای باند سیگنال $f_s = 10MHz$ و آرایه خطی یکنواخت (ULA) با فاصله آنتن نیم‌موج کار می‌کند. برای دو آنتن فرستاده شده با فاصله λ نیم-طول موج، حداکثر اختلاف تاخیر مسیر آنها از پراکنده-ساز مشترک برابر با $\frac{8\lambda/2}{f_c} = 4/f_c = 0.002 \mu s$ ، که در مقایسه با دوره تناوب هرسمبل سیستم $T_s = 1/T_s = 0.000001 \mu s$ ، که در آن λ و c به ترتیب طول موج و سرعت نور است، ناچیز است. باید اشاره کرد که بهره‌های مسیر جفت آنتن‌های مختلف فرستنده-گیرنده از پراکنده‌ساز یکسان می‌توانند متفاوت باشند یا حتی به واسطه‌ی آنتن‌های غیرایزوتروپیک، ناهم‌بسته باشند (Nam, Akimoto et al. 2012:6).

۳- تخمین کانال مبتنی بر SCS در سمت کاربر

در سمت کاربر پس از حذف فاصله گارد و تبدیل فوریه گسسته (DFT)، دنباله پایلوت دریافت شده $y_r \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$ مربوط به به سمبل OFDM را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$y = \sum_{m=1}^M \text{diag}\{p_m\} F|_{\xi} \begin{bmatrix} h_m \\ 0_{(N-L) \times 1} \end{bmatrix} + w \quad (4)$$

$$= \sum_{m=1}^M P_m F_L|_{\xi} h_m + w = \sum_{m=1}^M \Phi_m h_m + w$$

که در آن $P_m = \text{diag}\{p_m\}$ ، $F \in \mathbb{C}^{N \times N}$ یک ماتریس DFT است، $F_L \in \mathbb{C}^{N \times L}$ یک ماتریس DFT جزئی است که از اولین ستون L ماتریس F تشکیل شده است، $F_L|_{\xi} \in \mathbb{C}^{N_p \times L}$ و $F|_{\xi} \in \mathbb{C}^{N_p \times N}$ زیرماتریس‌هایی هستند که با به ترتیب انتخاب ردیف‌های F و F_L با توجه به ξ ، بدست آمده‌اند، $w \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}$ بردار نویز گوسی سفید جمع‌شونده (AWGN) در سمبل OFDM است و $\Phi_m = P_m F_L|_{\xi}$.

علاوه بر این، (۴) را می‌توان به یک شکل فشرده‌تر بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$y = \Phi \tilde{h} + w. \quad (5)$$

که در آن

$$\Phi = [\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_M] \in \mathbb{C}^{N_p \times ML} \text{ and}$$

$$\tilde{h} = [h_1^T, h_2^T, \dots, h_M^T]^T \in \mathbb{C}^{ML \times 1}$$

یک بردار CIR انباشته است.

برای سیستم‌های M-MIMO، ما معمولاً با توجه به تعداد زیادی آنتن‌های انتقال M و تعداد محدود پایلوت‌ها N_p داریم $N_p \ll M$. این مسئله نشان می‌دهد که ما نمی‌توانیم به تخمین \tilde{h} از y با استفاده از طرح‌های تخمین کانال متداول، اعتماد کنیم زیرا (۵) یک سیستم نامعین است. با این حال، مشاهداتی که نشان می‌دهد \tilde{h} به دلیل تنگی $\{P_m\}_{m=1}^M$ ، یک سیگنال تنگ است، الهام بخش ما برای تخمین سیگنال تنگ \tilde{h} ابعاد بالا از دنباله پایلوت دریافت شده y ابعاد پایین، تحت چارچوب نظریه CS، است. علاوه بر این، تنگی مشترک فضایی ذاتی کانال‌ها MIMO بی‌سیم هم‌چنین می‌توانند برای افزایش عملکرد مورد بهره برداری قرار گیرد.

به طور خاص، ما بردار CIR انباشته \tilde{h} را برای به دست آوردن بردار معادل CIR، \tilde{d} ، به صورت زیر دوباره مرتب می‌کنیم.

$$\tilde{d} = [d_1^T, d_2^T, \dots, d_L^T]^T \in \mathbb{C}^{ML \times 1} \quad (6)$$

که در آن :

$$d_l = [h_1[l] \cdot h_2[l] \cdot \dots \cdot h_M[l]]^T \text{ for } 1 \leq l \leq L$$

به طور مشابه، Φ را می توان به صورت زیر، مجددا مرتب کرد:

$$\psi = [\psi_1 \cdot \psi_2 \cdot \dots \cdot \psi_L] \in \mathbb{C}^{N_p \times ML} \quad (7)$$

که در آن

$$\psi_l = [\phi_1^{(l)} \cdot \phi_2^{(l)} \cdot \dots \cdot \phi_M^{(l)}] = [\psi_{1,l} \cdot \psi_{2,l} \cdot \dots \cdot \psi_{M,l}] \in \mathbb{C}^{N_p \times M}$$

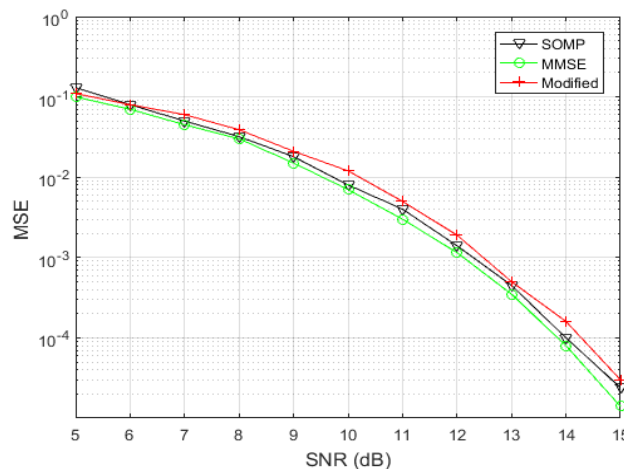
به همین ترتیب، (8) را می توان بصورت زیر مجددا فرموله کرد:

$$y = \psi \vec{d} + w \quad (8)$$

از (8)، می توان مشاهده کرد که با توجه به تنگی مشترک فضایی کانال های MIMO بی سیم، بردار معادل CIR، \vec{d} دارای تنگی ساختارمند است (Gao, Dai et al. 2014:7).

۴- نتایج شبیه سازی

در این بخش، یک مطالعه شبیه سازی برای بررسی عملکرد طرح پیشنهادی تخمین کانال برای سیستم های Massiv MIMO FDD انجام شده است. برای فراهم کردن یک معیار جهت مقایسه عملکردها، ما علاوه بر الگوریتم SOMM پیشنهادی در سمت کاربر که یک الگوریتم تطبیق پذیر مطابق (Dai, 2013) و یک الگوریتم SOMM تغییر یافته با فرض سطح تنگی کانال شناخته شده در سمت کاربر، در نظر گرفته ایم. پارامترهای سیستم شبیه سازی به صورت زیر تنظیم شده اند: فرکانس حامل سیستم $f_c = 2\text{GHz}$ ، پهنای باند سیستم $f_c = 10\text{MHz}$ ، اندازه DFT برابر $N = 4096$ ، و طول گارد محافظ $Ng = 64$ بود که می تواند با حداکثر انتشار تاخیر برابر $6,4 \mu\text{s}$ ، مبارزه کند. ما یک آرایه آنتن مسطح 4×16 ($M = 64$) در نظر گرفته ایم. تعداد پایلوت ها برای تخمین کانال ها برای یک گروه آنتن N_p است، و نسبت سربار پایلوت برابر با $\eta_p = N_p/N$ است. مدل کانال اتحادیه بین المللی ارتباطات مخابراتی با مسیره های $P = 6$ مورد موافقت قرار گرفت. در نهایت، P_{th} به صورت $0,1$ ، $0,08$ ، $0,06$ ، $0,05$ و $0,04$ بترتیب برای 10 dB ، 15 dB ، 20 dB ، 25 dB ، 30 dB SNR تنظیم گردید. برای مقایسه بهتر در شکل ۱، عملکرد MSE الگوریتم پیشنهادی، الگوریتم تغییر یافته پیشنهادی و الگوریتم LS را در SNR های 10 dB و 30 dB مقایسه کرده ایم. واضح است که الگوریتم پیشنهادی، هنگامی که SNR و β می یابد، می تواند سطح تنگی کانال را با احتمال بالا به دست آورد. علاوه بر این، به نظر می رسد حتی در مواردی که تعداد پایلوت ها کافی نیست و بازیابی قابل اعتماد کانال های تنگ تضمین نمی شود، الگوریتم پیشنهادی هنوز می تواند سطح تنگی کانال را با یک انحراف جزئی از سطح تنگی کانال به دست آورد. در شکل ۱ نرخ خطای بیت (BER) فروسو را مقایسه می کنیم که در آن فرض می شود BS با $M = 64$ آنتن به طور هم زمان $K=8$ کاربر را با استفاده از QAM-16 سرویس می دهد. می توان مشاهده کرد که طرح تخمین کانال پیشنهادی نسبت به هم تیان خود بهبودی نسبی در پی دارد.



شکل ۱- مقایسه عملکرد BER تخمین کانال های پیشنهادی و MMSE سیستم های FDD M- MIMO.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، ما طرح تخمین کانال مشترک فضایی مبتنی بر SCS را برای سیستم‌های Massive MIMO پیشنهاد داده‌ایم، که توسط آن تنگی مشترک فضایی ذاتی کانال‌های MIMO بی‌سیم برای کاهش سربار پیلوت مورد استفاده قرار می‌گیرد. طرح پیلوت انطباق‌پذیر فضایی می‌تواند سربار پیلوت مورد نیاز را با توجه به جایجایی کاربران، بیشتر کاهش دهد. نتایج شبیه سازی نشان می‌دهند که طرح تخمین کانال پیشنهادی می‌تواند عملکرد تخمین کانال بسیار بهتری نسبت به هم‌تایان خود با کاهش قابل ملاحظه در سربار پیلوت ارائه دهد، و تنها افت کارایی ناچیزی در مقایسه با محدوده‌ی عملکردی، نشان می‌دهد.

منابع

1. Bolcskei, H. (2006). "MIMO-OFDM wireless systems: basics, perspectives, and challenges." *IEEE wireless communications* 13(4): 31-37.
2. Chen, L. and X. Yuan (2018). Massive MIMO-OFDM channel estimation via structured turbo compressed sensing. *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, IEEE.
3. E. Bjornson and B. Otterste(2009). "How much training is needed in multiple antenna wireless links?," *IEEE Transactions on Signal Processing* Vol. 58 Issue 3 Pages 1807-1820
4. Gao, Z., L. Dai and Z. Wang (2014). "Structured compressive sensing based superimposed pilot design in downlink large-scale MIMO systems." *Electronics Letters* 50(12): 896-898.
5. Gao, Z., L. Dai, C. Yuen and Z. Wang (2015). "Asymptotic orthogonality analysis of time-domain sparse massive MIMO channels." *IEEE Communications Letters* 19(10): 1826-1829.
6. Gao, Z., L. Dai and Z. Wang (2014). "Structured compressive sensing based superimposed pilot design in downlink large-scale MIMO systems." *Electronics Letters* 50(12): 896-898.
7. Hassibi, B. and B. M. Hochwald (2003). "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" *IEEE Transactions on Information Theory* 49(4): 951-963.
8. Lu, L., G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin and R. Zhang (2014). "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges." *IEEE journal of selected topics in signal processing*, 8(5): 742-758.
9. L. Dai, Z. Wang and Z. Yang(2013). "Spectrally efficient time-frequency training OFDM for mobile large-scale MIMO systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* Vol. 31 Issue 2 Pages 251-263.
10. Nguyen, S. L. H. and A. Ghrayeb (2013). Compressive sensing-based channel estimation for massive multiuser MIMO systems. 2013 *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, IEEE.
11. Tropp, J. A. and A. C. Gilbert (2007). "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit." *IEEE Transactions on information theory* 53(12): 4655-4666.
12. Wang, C.-X., F. Haider, X. Gao, X.-H. You, Y. Yang, D. Yuan, H. M. Aggoune, H. Haas, S. Fletcher and E. Hepsaydir (2014). "Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks." *IEEE communications magazine* 52(2): 122-130.
13. Yuan, X., C. Fan and Y. J. Zhang (2018). "Fundamental limits of training-based uplink multiuser MIMO systems." *IEEE Transactions on Wireless Communications* 17(11): 7544-7558.
14. Y.-H. Nam, Y. Akimoto, Y. Kim, M.-i. Lee, K. Bhattad and A. Ekpenyong(2012). "Evolution of reference signals for LTE-advanced systems," *IEEE Communications Magazine* Vol. 50, Issue 2 Pages 132-138.