

Analyzing the concept of cyber risk and its security coverage methods

 A. Hamzeh *,  S. Mireh,  Z. Kalhor, H. Fathi Nooran

* Assistant Professor, Insurance Research Institute, Tehran, Iran

Received: 2024 /12/26, Revised: 2025/01/21, Accepted: 2025/03/03, Published: 2025/04/21

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1404.13.1.3.8>

ABSTRACT

Considering the rapid digitization of many aspects of life, the increase in cyber attacks is not unexpected. Some of today's cyber risks do not meet the usual insurable characteristics and cannot be insured. Limited insurability despite growing demand for cyber insurance poses challenges for long-term market growth. In Iran, cyber insurance has not received much attention due to the lack of knowledge and awareness.

In this paper, a formal definition for cyber risk was presented. The types of risks were classified based on the attack scenario. Also, the types of accidents and their insurance coverage areas were examined. In a part of the paper, cyber risk insurability criteria and changes to improve insurability were presented, and also the types of cyber insurance coverage and the consequences of cyber risk in the insurance industry were examined in order to help design cyber insurance policies in the country.

Keywords: Cyber risk, Insurance coverage, Information exchange space. .

ارائه روشی مناسب جهت تخمین کانال موج میلیمتری با استفاده از حسگری فشرده

علیرضا دلیری^۱، میثم رئیس دانایی^{۲*}، حسین سلیمانی^۳

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، ۲- استادیار، دانشگاه جامع امام حسین(ع)، تهران، ایران ۳- استادیار، گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه ای، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۳/۰۹/۰۸، بازنگری: ۱۴۰۳/۱۱/۰۴، پذیرش: ۱۴۰۳/۱۲/۱۳، انتشار: ۱۴۰۴/۰۲/۰۱)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1404.13.1.4.9>



* این مقاله یک مقاله با دسترسی آزاد است که تحت شرایط و ضوابط مجوز (CC BY) Creative Commons Attribution توزیع شده است.

نویسندگان

ناشر: دانشگاه جامع امام حسین (ع)

(دریافت:، پذیرش:)

چکیده

با افزایش روزافزون تقاضا برای نرخ بالای انتقال داده و همچنین قابلیت‌های فراوان پهپادها، ایجاد لینک‌هایی بر بستر امواج میلیمتری می‌تواند بسیار سودمند باشند. به دلیل افت زیاد مسیر، در این گونه کانال‌ها تعداد خوشه-مسیر دریافتی از فرستنده در گیرنده کم است و کانال تنک است و می‌توان برای تخمین آن از الگوریتم‌های حسگری فشرده استفاده نمود. در این مقاله ابتدا به مدل‌سازی کانال موج میلیمتری پهپادی با سیستم چند ورودی-چند خروجی انبوه و ویژگی‌های مخصوص آن پرداخته خواهد شد، سپس عملکرد دو الگوریتم از مجموعه روش‌های حسگری فشرده برای تخمین کانال بررسی خواهد گشت. اولین الگوریتم مبتنی بر تئوری بهینه‌سازی و دومین الگوریتم از خانواده حریص می‌باشد. همان‌طور که در شبیه‌سازی‌ها نشان داده خواهد شد، الگوریتم SPC که از روش‌های حریص است، نسبت به AGDAR که از الگوریتم‌های بهینه‌سازی است، ۱۵۹۸ برابر عملکرد سریع‌تری برای تخمین کانال پهپادی از خود نشان می‌دهد درحالی‌که عملکرد آن اندکی نسبت به AGDAR افت دارد. به عبارتی، با مقایسه میزان خطای دو الگوریتم این نتیجه حاصل می‌شود که می‌توان با یک مصالحه قابل قبول از SPC جهت تخمین کانال استفاده کرد.

کلیدواژه‌ها: موج میلیمتری، چند ورودی-چند خروجی انبوه- نسل پنجم مخابرات، شکل‌دهی پرتو، حسگری فشرده

۱. مقدمه

سیل و زلزله غیرعملیاتی شده‌اند به ارائه خدمات مخابراتی پرداخت. تخمین کانال بیسیم برای برقراری یک ارتباط باکیفیت و همچنین شکل‌دهی پرتو بسیار بااهمیت است. به دلیل استفاده از سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی انبوه^۱ تخمین کانال به وسیله الگوریتم‌های مرسوم یعنی LS^۲ یا MMSE^۳ دارای حجم محاسباتی بسیار بالا خواهد بود. خوشبختانه کانال‌های mm-wave به دلیل افت مسیر بسیار بالایی که دارند کانال‌هایی تنک هستند و می‌توان برای تخمین آن‌ها از تئوری حسگری

پهپادها در زمینه‌های مختلف تجاری، نظامی و غیرنظامی به طور گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرند و در چشم‌انداز آینده به خصوص با ورود به نسل پنجم و ششم مخابرات نیز کاربری‌های زیادی خواهند داشت. بهبود محدوده تحت پوشش و کیفیت خدمات دو محور اصلی در پیشرفت مخابرات بی‌سیم می‌باشد. با استفاده از امواج میلیمتری (mm-wave) در پهپادها و به دلیل امکان قراردادن تعداد زیادی آنتن در یک فضای کوچک می‌توان لینکی با ظرفیت بالا ایجاد کرد تا در مناطقی که زیرساخت‌های مخابراتی وجود ندارد یا به طور موقت در اثر عوامل مختلف مانند

¹ Massive-MIMO

² Least squares

³ Minimum mean square error

فشرده بهره برد تا کیفیت را بهبود بخشید.

در این زمینه کارهای تحقیقاتی مناسبی انجام شده است. مقاله [۱] به بررسی حسگری فشرده و عملکرد آن در تخمین کانال پرداخته است. در این مقاله یکی از روش‌های مرسوم و قابل پیاده‌سازی در حسگری فشرده به نام تعقیب تطبیق متعامد

جدول (۱). بررسی و مقایسه الگوریتم‌های مختلف جهت تخمین کانال موج میلیمتری به روش حسگری فشرده

الگوریتم	توصیف	مزیت	ایراد
BJOMP[3]	تعقیب تطبیق متعامد: یک الگوریتم حریص که اتم‌هایی را با بالاترین همبستگی با سیگنال باقیمانده انتخاب می‌کند و راه حل را با استفاده از طرح‌ریزی متعامد به‌روز می‌کند.	همگرایی سریع و پیچیدگی کم.	جواب غیربهبوده و حساس به نویز.
Block-ISD[4]	یک الگوریتم بلوک-ISD برای تخمین کانال در سیستم‌های MIMO عظیم ارائه می‌شود که از پراکندگی بلوک کانال استفاده می‌کند.	نیازی به دانش قبلی از سطح پراکندگی ندارد.	زمانی که کانال پراکنده نیست، یعنی زمانی که عناصر غیرصفر CIR در بلوک‌ها خوشه‌بندی نشده‌اند، ممکن است نتواند این مورد را مدیریت کند.
EJS-LR[6]	یک روش حسگری فشرده دومرحله‌ای که از ساختار پراکنده و کم رتبه کانال ناشی از گسترش زاویه‌ای استفاده می‌کند.	عملکرد تخمین را در مقایسه با روش‌های مرسوم که فقط از ساختار تنک استفاده می‌کنند، بهبود می‌بخشد.	پیچیدگی بالا.
ACS[7]	یک روش جدید برای ساخت ماتریس‌های دیکشنری شکل‌دهی پرتو برای تخمین کانال چندمسیره در سیستم‌های mmWave MIMO.	پیچیدگی اندک	قابلیت تخمین تطبیق‌پذیر در شرایط متغیر کانال‌های چندمسیره

OMP، روش JOMP^۱ ارائه شده است تا بالاسری به حد قابل قبولی کاهش یابد [۲]. در [۳] روشی به نام (BJOMP)^۲ بر

مبنای ارسال پایلوت و به‌صورت غیر کور پیشنهاد شده است که از روی ویژگی تنکی بلوکی توأم کاربران مختلف اقدام به تخمین کانال آن‌ها از روی پایلوت دریافتی در سمت گیرنده می‌نماید. در سیستم‌های m-MIMO، در پژوهش [۴] با استفاده از ویژگی تنک بودن بلوکی کانال، روش آشکارسازی پشتیبان تکراری بلوک

^۱ Joint OMP

^۲ Block Sparse Joint Orthogonal Matching Pursuit

^۳ Orthogonal Matching Pursuit

سیستم مخابرات صوتی OFDM ارائه داده است.

در جدول (۱)، تمامی الگوریتم‌های فوق به همراه مزایا و معایب هر یک لیست شده اند تا امکان مقایسه نظری فراهم گردد.

در همین راستا در این مقاله دو نوآوری عمده ارائه شده است. در ابتدا باتوجه به خصوصیات نوعی مخصوصی از لینک‌های موج میلیمتری که در پهنابرها مورد استفاده واقع می‌شوند، یعنی مخابرات هوا-پایه (پهنابرها در هوا و ایستگاه زمینی در پایین)، مدل کانال مناسب را که تعمیمی از مدل کانال معروف صالح-والنژاد است، ارائه می‌گردد. در گام دوم، هدف یافتن الگوریتمی جهت تخمین کانال mm-wave می‌باشد نحوی که از خصوصیت ذاتی این گونه کانال‌ها که تنک بودن است، استفاده حداکثری را ببرد. بدین جهت، این مقاله به دنبال استفاده از الگوریتم‌های مبتنی بر تئوری حسگری فشرده خواهد بود. دو کلاس متفاوت در این تئوری برای بازیابی سیگنال‌های تنک وجود دارد. الگوریتم‌های حریص که به طور تکراری، عناصر غیرصفر سیگنال را انتخاب می‌کنند و بازسازی را بهبود می‌بخشند و کلاس بعدی الگوریتم‌هایی هستند که از حل یک مسئله بهینه‌سازی که عموماً convex نیست؛ ولی به یک مسئله convex به اصطلاح relaxed می‌شود، حاصل می‌گردند. نوآوری دوم مقاله بازنویسی این دو کلاس به صورتی است که برای تخمین کانال تنک معرفی شده مناسب شده باشند. در نهایت عملکرد این دو با هم مقایسه شده است.

به عبارت دیگر، این مقاله به معرفی دو روش نوآورانه به عبارت دیگر، SPC و AGDAR برای تخمین کانال sparse در سیستم‌های MIMO انبوه موج میلیمتری می‌پردازد. این روش‌ها از تکنیک‌های تطبیقی در حسگرهای فشرده و پردازش سیگنال‌های تنک بهره می‌برند که از حوزه‌های کلیدی در سیستم‌های ارتباطی مدرن محسوب می‌شوند. در نهایت، بهره‌برداری از تنک بودن کانال در محیط‌های ارتباطی با فرکانس بالا، به‌ویژه در زمینه MIMO انبوه و سیستم‌های موج میلیمتری، پیشنهاد می‌شود. این تکنیک‌ها به نحوی طراحی شده‌اند که فشرده‌سازی و بازیابی کارآمد کانال را در حوزه تنک بهبود بخشند که این امر باعث ارتقای بازده طیفی و کاهش مصرف انرژی می‌شود که از اهداف کلیدی در فناوری‌های بی‌سیم نسل آینده است.

الگوریتم‌های پیشنهادی به گونه‌ای طراحی شده‌اند که بتوانند سیستم‌های MIMO انبوه را مدیریت کنند، به‌طوری‌که تعداد آنتن‌ها در فرستنده و گیرنده به صدها یا حتی هزاران برسد. این افزایش تعداد آنتن‌ها مزایای قابل توجهی در زمینه تنوع فضایی و افزایش چندمسیرگی ارائه می‌دهد که می‌تواند ظرفیت و قابلیت اطمینان کلی سیستم را بهبود بخشد. نوآوری این الگوریتم‌ها در

(BISD)^۱ برای سیستم‌های OFDM پیشنهاد شده که علاوه بر کاهش بالاسری، دارای خطای پایین‌تری نسبت به روش JOMP است، همچنین به بررسی مناسب بودن ماتریس اندازه‌گیری با معیار coherence که قطعی‌ترین شرط تناسب برای ماتریس اندازه‌گیری در حسگری فشرده است، پرداخته می‌شود. یک روش مشترک تخمین کانال و شیفته داپلر برای سیستم موج میلیمتری دارای m-MIMO خطی در [۵] ارائه شده است. در این مقاله آنتن‌ها بر روی پهنابرها و با کاربرانی که بر روی زمین مستقر هستند ارتباط برقرار می‌کنند.

در [۶] یک روش حسگری فشرده دو مرحله‌ای برای تخمین کانال در سیستم‌های میلیمتری با شکل‌دهی پرتو آنالوگ و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال با وضوح بیت کم ارائه شده است که از ساختار تنک و کم رتبه مشترک کانال ناشی از پراکندگی زاویه‌ای بهره می‌برد. در [۷] یک روش نوین برای ساخت ماتریس‌های واژگان شکل‌دهی پرتو برای تخمین کانال تنک در سیستم‌های میلیمتری MIMO معرفی شده است که بر اساس مفهوم پیگیری پایه پیوسته استوار است. در [۸] دو تکنیک جدید برای تخمین کانال باند پهن در سیستم‌های میلیمتری MIMO با ساختار پیش‌کدگذار-ترکیب‌کننده هیبریدی و مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال با وضوح بیت کم توسعه داده شده است که بر اساس الگوریتم‌های POMP (پیگیری همسویی متعامد مبتنی بر پرتو) و POLS^۲ (کمترین مربعات متعامد پیش‌بینی‌شده) مبتنی است. در [۹] یک روش تخمین کانال مبتنی بر یادگیری عمیق برای سیستم‌های میلیمتری MIMO با ساختار آنالوگ-دیجیتال هیبریدی پیشنهاد شده است که برای مقابله با چالش‌های محدودیت زنجیره‌های RF، نشت قدرت، چرخش پرتو و پیچیدگی بالا طراحی شده است. در [۱۰] یک طرح تخمین کانال برای سیستم‌های میلیمتری MIMO با پیش‌کدگذاری هیبریدی در کانال‌های انتخابی فرکانس ارائه شده است.

روش کاهش گردآیدان شتاب داده شده با راه‌اندازی مجدد تطبیقی (AGDAR)^۳ با استفاده از چند شیوه بهینه‌سازی و حسگری فشرده توانسته پیچیدگی کم، عملکرد مناسب و قابلیت پیاده‌سازی را در تخمین کانال برای موج میلیمتری فراهم کند [۱۱]. در مخابرات زیر دریایی که از امواج مکانیکی صوتی برای برقراری ارتباط استفاده می‌شود نیز کانال مخابراتی از خاصیت تنک بودن برخوردار است. مقاله [۱۲] از این خاصیت استفاده کرده و یک روش سریع بر مبنای OMP، به نام TOMP^۴ برای

¹ Block Iterative Support Detection

² Predictive Orthogonal Least Squares

³ Accelerated Gradient Descent with Adaptive Restart

⁴ Twice Orthogonal Matching Pursuit

خوشه-مسیر^۳ رسیده به گیرنده محدود باشد. همچنین طول موج بسیار کم این امکان را به طراح سیستم می‌دهد که در فضای اندک بتواند تعداد زیادی آنتن را مورد استفاده قرار دهد و علاوه بر رسیدن به درجه آزادی بالاتر در جهت‌دهی پرتو، به بهره آنتن بیشتر و پرتوهای باریک‌تر دست پیدا کند.

۱-۲. اتلاف ناشی از فاصله^۴

اتلاف ناشی از فاصله یکی از مهم‌ترین مشکلات موجود در ارتباط موج میلی‌متری است. همان‌طور که در رابطه انتقال فریس^۵ (۱) که نشان‌دهنده میزان اتلاف در هوای آزاد است قابل مشاهده است، طول موج رابطه‌ای معکوس با میزان اتلاف توان دارد [۱۳، ۱۴].

$$\beta(\bar{d}) = \left(\frac{4\pi\bar{d}}{\lambda}\right)^2 \quad (1)$$

در این رابطه λ طول موج و $\bar{d}$ فاصله میان فرستنده و گیرنده است. برای یک سناریو ایده آل بدون مانع و بازتاب و... مانند ارتباط هوا به هوا^۶ A2A، این رابطه قابل استفاده است. همچنین در سناریوهایی مانند ارتباط در محیط روستایی یا مناطق دارای موانع و منعکس کننده‌های^۷ کم تعداد، یا ارتباط با پهباد در ارتفاع بالا که مولفه غالب مولفه در خط دید^۸ است نیز رابطه فریس برای محاسبه اتلاف ناشی از مسیر با تقریب خوبی قابل استفاده است [۱۵].

۲-۲. اتلاف ناشی از نفوذ و انسداد^۹

وقتی سیگنال در مسیر خود از موانع مختلف مانند دیوارها، بدن انسان و درختان عبور می‌کند دچار اتلاف نفوذ خواهد شد. برای مثال بدن یک انسان سایز متوسط با عرض بدن ۲۸ سانتی‌متری، در فرکانس ۷۳ گیگاهرتز از ۳۰ تا ۴۰ dB می‌تواند سیگنال را تضعیف کند [۱۶]. جدول (۲) میزان اتلاف را برای شیشه‌های چند جداره، شیشه ضد مادون قرمز، بتن و چوب نشان می‌دهد، همان‌طور که در جدول (۲) قابل مشاهده است این نوع اتلاف نیز هم‌زمان با افزایش فرکانس حامل افزایش خواهد داشت.

این است که توان محاسباتی آن‌ها حتی با گسترش سیستم MIMO برای پذیرش آرایه‌های آنتنی بزرگ‌تر، قابل مدیریت باقی می‌ماند.

این پیاده‌سازی‌ها در سیستم‌های نسل آینده MIMO انبوه که هدف آن‌ها پاسخ به نیاز روزافزون به نرخ داده بالا و بهبود کاربری در ارتباطات بی‌سیم است، بسیار حیاتی هستند. تکنیک‌های بهینه‌سازی سنتی اغلب در مواجهه با ابعاد افزایش یافته مربوط به آرایه‌های آنتن حجیم دچار مشکل می‌شوند و بارهای محاسباتی غیرقابل اجرا ایجاد می‌کنند، در حالی که الگوریتم‌های پیشنهادی برای رفع این مشکلات مؤثر خواهند بود.

الگوریتم‌های ارائه شده به استفاده از بهینه‌سازی ریاضی برای حل مشکل تخمین کانال در فناوری‌های بی‌سیم نسل بعد تأکید دارند. با انجام این کار، مزایای ملموسی برای توسعه سیستم‌های ارتباطی عملی و مقیاس‌پذیر فراهم می‌کنند که قادر به پاسخگویی به تقاضای فزاینده برای سرعت، بهره‌وری و قابلیت اطمینان در شبکه‌های مدرن هستند.

ادامه این مقاله به این صورت است: در بخش دوم به معرفی و مدل‌سازی کانال موج میلی‌متری پهبادی پرداخته می‌گردد و ویژگی‌ها و عوامل مؤثر بر کانال بررسی خواهیم گشت. سپس در بخش سوم دو روش متفاوت تخمین حسگری فشرده جهت تخمین کانال موج میلی‌متری ارائه می‌گردد که یکی از لحاظ دقت تخمین و دیگری از نقطه نظر کاهش زمان تخمین مورد استفاده واقع می‌شوند و در بخش چهارم شبیه‌سازی‌های رایانه‌ای ارائه خواهد شد و در نهایت نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادها در بخش پنجم ارائه خواهد گشت.

۲. مدل سازی کانال

برای طراحی یک سیستم مخابراتی بی‌سیم، مدل‌سازی کانال امری ضروری است. در کاربری مدنظر ما، یعنی ارتباط پهبادی با ایستگاه زمینی^۱ A2G با استفاده از امواج میلی‌متری، یک مدل‌سازی دقیق از کانال در زمینه ارزیابی الگوریتم‌های پیشنهادی و ارائه طراحی مناسب کمک شایانی خواهد کرد. در ارتباطات مبتنی بر امواج میلی‌متری با پهباد، ویژگی‌ها و رفتار امواج انتشار یافته در مقایسه با مخابرات کلاسیک متفاوت خواهد بود، همچنین هوا پایه بودن این ارتباط نیز یک وجه تمایز دیگر نسبت به مخابرات زمینی^۲ است. در مقایسه با محدوده‌های فرکانسی مایکروویو، امواج میلی‌متری دارای طول موج کوتاه، پهنای باند زیاد، اتلاف زیاد ناشی از نفوذ و اتلاف زیاد ناشی از شرایط جوی هستند. این خصایص باعث می‌شوند تا تعداد

³ Cluster paths

⁴ Path loss

⁵ Friis transmission formula

⁶ Air to air

⁷ Scatterers

⁸ Line Of Sight

⁹ Penetration loss and blockage effects

¹ Air to Ground

² Terrestrial communication

جدول (۲). میزان اتلاف نفوذ در برخی اجسام [۱۷] f بر حسب GHz (می باشد)

جنس ماده	افت نفوذ [dB]
Standard multi-pane glass	$L_{\text{glass}} = 2 + 0.2f$
IRR glass	$L_{\text{IRRglass}} = 23 + 0.3f$
Concrete	$L_{\text{concrete}} = 5 + 4f$
Wood	$L_{\text{wood}} = 4.85 + 0.12f$

و برای حالت آنتن آرایه‌ای مستطیلی بافاصله گذاری یکنواخت $M \times N$ ماتریس انتشار آن به شکل زیر می‌باشد:

$$a_{URA} = \frac{1}{\sqrt{MN}} [1, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta [(m-1) \cos \phi + (n-1) \sin \phi]}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta [(M-1) \cos \phi + (N-1) \sin \phi]}]^T \quad (3)$$

و در حالت دایروی با فاصله گذاری یکنواخت نیز به فرم زیر خواهد بود:

$$a_{UCA} = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos(\phi - \frac{2\pi}{N})}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta \cos[\phi - \frac{2\pi}{N}(N-1)]}]^T \quad (4)$$

باتوجه به مواردی که در زیر بخش‌های ۲-۱ الی ۴-۲ ذکر گردید، مدل صالح-والنژوئلا [۱۹]، که یک مدل کانال مناسب برای مخابرات MIMO و سیگنال‌های باند باریک می‌باشد، می‌تواند انتخاب مناسبی برای تک زیر حامل در کانال پهن باند موج میلیمتری در نظر گرفت. (عموماً در این کانال از مدولاسیون OFDM برای غلبه بر محوشوندگی فرکانس‌گزینه استفاده می‌شود به نحوی که هر کدام از زیر حامل‌های آن، محوشوندگی تخت را تجربه می‌کنند. به عبارتی دیگر، کانال در آن زیر حامل سیگنالی باند باریک را تجربه می‌کند) البته مدل صالح-والنژوئلا برای مسیرهای تماماً NLOS طراحی شده و برای اینکه بتوان آن را برای لینک پهن باند هوا-پایه تعمیم داد، باید مولفه‌های LOS نیز به آن اضافه گردد. طبق این مدل، پاسخ ضربه کانال برای حالت خوشه-مسیری NLOS به این صورت نمایش داده می‌شود:

$$H_{NLOS} = \sqrt{\frac{N_r N_t}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=1}^{N_{cl}} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{il} \Delta_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r) \Delta_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t) \dots a_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r) a_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)^* \quad (5)$$

که در آن N_r و N_t به ترتیب تعداد آنتن در گیرنده و فرستنده، N_{cl} و N_{ray} به ترتیب تعداد مسیر و تعداد خوشه و α_{il} نشان دهنده توان دریافتی از i آمین پرتو از i آمین خوشه است، در حالی که ϕ_{il}^r (θ_{il}^r) و ϕ_{il}^t (θ_{il}^t) به ترتیب زاویه عمودی (افقی) دریافتی و انتشار هستند. Δ_r و Δ_t نیز بهره آنتن در فرستنده و گیرنده هستند که وابسته به زوایای عمودی و افقی انتشار و دریافتی اند، در صورتی که محیط انتشار امواج بخش بندی شده^۴ باشند، این توابع فقط در زوایای بخش اختصاص یافته به

۳-۲. پراکندگی^۱

مؤلفه‌های چندمسیرگی (MPC)^۲ ها در اثر بازتاب امواج از اجسام مختلف مانند سطح زمین، بدن انسان و ساختمان‌ها به وجود می‌آیند. در نتیجه در ارتباط A2G که ارتفاع پهناد از سطح زمین نسبت به ارتباط معمولی بالاتر است و موانع کمتری میان فرستنده و گیرنده قرار خواهد گرفت، این اثر کاهش خواهد یافت. در ارتباط موج میلیمتری به دلیل کم بودن طول موج و باریک بودن ناحیه اول فرزنل^۳ نیز مقدار پراکندگی کمتر خواهد بود [۱۸] و در عمل تعداد MPCها محدود هستند. به علاوه، تعداد MPC بسیار وابسته به محیط انتشار موج نیز هست، به عنوان مثال در محیط‌های روستایی، بعد از مؤلفه LOS، مؤلفه بازتاب داده شده از سطح زمین قوی‌ترین مؤلفه است.

۴-۲. تاثیر تعداد و نحوه چینش المان‌های آنتن بر انتشار

همان‌طور که گفته شد، استفاده از امواج میلیمتری به دلیل کم بودن اندازه طول موج این امکان را می‌دهد تا از آنتن‌هایی با ابعاد کوچک‌تر و با فاصله گذاری بین المانی کمتری نسبت به ارتباطات معمولی استفاده شود که در این حالت می‌توان از سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی انبوه که دارای تعداد آنتن بالا در مساحت کم هستند استفاده کرد. در حالتی که المان‌های آنتن چینش خطی بافاصله گذاری یکنواخت داشته باشد، ماتریس انتشار آن به شکل زیر می‌باشد:

$$a_{ULA} = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \theta}, \dots, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d (N-1) \cos \theta}]^T \quad (2)$$

¹ Scattering

² Multi Path Component

³ First Fresnel zone

⁴ Sectorized

به دست می‌آید که به لطف یکانی بودن ماتریس S ، N نیز مانند N نویز سفید گاوسی iid با میانگین صفر و واریانس σ^2 خواهد بود و به دلیل وجود آن لازم است تا کانال مخابراتی تخمین زده شود. با توجه به تعداد اندک خوشه-مسیر در کانال میان فرستنده و گیرنده در امواج میلیمتری و در نتیجه تنک بودن کانال، ابتدا نمایش ریاضی کانال تنک در بخش بعدی ارائه می‌شود و سپس از آن استفاده شده تا دو الگوریتم حسگری فشرده جهت تخمین کانال در این پژوهش بررسی شود.

۳-۱. نمایش ریاضی کانال مجازی

در پردازش سیگنال تنک، برخی موارد اطلاعات مورد ارزیابی به‌خودی‌خود تنک نیستند و برای استفاده از حسگری فشرده باید آن‌ها را در حوزه دیگری مورد ارزیابی قرارداد. کانال موج میلیمتری نیز در حوزه فوریه تنک است که به آن کانال مجازی می‌گویند. در حالت ULA، کانال مجازی $V \in \mathbb{C}^{M_1 \times M_2}$ به صورت تبدیل فوریه دو بعدی از کانال H به صورت زیر خواهد بود:

$$[V]_f = \frac{1}{M_1 M_2} \sum_{i_1=0}^{N_r-1} \sum_{i_2=0}^{N_t-1} [H]_{(i_1, i_2)} e^{-\frac{2\pi f_1 i_1}{M_1}} e^{-\frac{2\pi f_2 i_2}{M_2}} \quad (10)$$

که می‌توان پایه‌های این تبدیل فوریه را بیانگر مسیری از فرستنده به گیرنده در نظر گرفت و کل تبدیل فوریه را به‌صورت مجموع خوشه-مسیرهای موجود میان فرستنده و گیرنده نشان داد، به‌طوری که هر کدام از آن پایه‌ها نشان‌دهنده دامنه و آرگومان یکی از مسیرها باشد، یعنی:

$$[V]_f = \sum_{l=1}^L \alpha_l [W(\Omega^l)]_f \quad (11)$$

که در آن α_l دامنه مسیر و $[W(\Omega^l)]_f$ به یک تابع سینک دو بعدی به صورت زیر است:

$$[W(\Omega^l)]_f = \left[\frac{N_r}{M_1} I_{N_r} \left(\frac{N_r(f_1 + \Omega_1^l)}{M_1} \right) e^{j\pi(f_1 + \Omega_1^l) \frac{N_r-1}{M_1}} \right] \times \left[\frac{N_t}{M_2} I_{N_t} \left(\frac{N_t(f_2 + \Omega_2^l)}{M_2} \right) e^{j\pi(f_2 + \Omega_2^l) \frac{N_t-1}{M_2}} \right] \quad (12)$$

و $I_n(x) = \frac{\sin(\pi x)}{n \sin(\frac{\pi x}{n})}$ یک تابع سینک است و برای نمایش فاز از $\Omega_d^l = (\Omega_1^l, \Omega_2^l) = (M_1 \eta_1^l, M_2 \eta_2^l)$ استفاده می‌شود که $d = 1, 2$ اندیس بُعد و $\eta = \frac{\delta}{\lambda} \cos \theta$ باشد و δ و θ به ترتیب زاویه ورود پرتو به آنتن، میزان فاصله گذاری میان المان‌های آنتن و طول موج است و M_1 و M_2 تعداد نمونه‌های تبدیل فوریه دوبعدی بر روی بترتیب سطر ها و ستون‌ها هستند (یا بترتیب

خودشان مقدار خواهند داشت و a_r و a_t نیز ماتریس انتشار به ترتیب در فرستنده و گیرنده هستند. و مولفه LOS کانال نیز به صورت زیر تعریف و به کانال اضافه می‌گردد:

$$H_{LOS} = \sqrt{N_r N_t} \alpha_{LOS} \Delta_r(\phi_{LOS}^r, \theta_{LOS}^r) \Delta_t(\phi_{LOS}^t, \theta_{LOS}^t) \dots a_r(\phi_{LOS}^r, \theta_{LOS}^r) a_t(\phi_{LOS}^t, \theta_{LOS}^t)^* \quad (6)$$

و در نهایت، کانال پهنای هوا-پایه از رابطه زیر پیروی خواهد کرد:

$$H_{UAV} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{NLOS} \quad (7)$$

که در آن پارامتر رایسین K نشانگر میزان غالب بودن مؤلفه LOS است.

۳. تخمین کانال موج میلیمتری در سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی انبوه

برای اینکه بتوان بادقت مناسبی کانال را تخمین زد، لازم است ابتدا به تعداد مناسبی سیگنال آزمایشی^۱ و یا پایلوت از سمت فرستنده برای گیرنده ارسال شود. سیگنال پایلوت را متعلق به یک زیر حامل در نظر گرفته (سیگنال را باند باریک^۲) و تعداد N_t سمبل را در نظر گرفته که از طریق N_t آنتن ارسال می‌شوند، در نتیجه ماتریس سمبل‌های آزمایشی ارسالی به صورت $S \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ و یکانی در نظر گرفته می‌شود. در این صورت در سمت گیرنده رابطه زیر برقرار است:

$$R = HS + N \quad (8)$$

که در این رابطه $R \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ ماتریس مقادیر دریافتی در گیرنده، $H \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ ماتریس کانال و $N \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ ماتریس نویز سفید گاوسی با عناصر iid^۳ با میانگین صفر و واریانس σ^2 در نظر گرفته می‌شود. سمبل‌های آزمایشی برای هر دو طرف فرستنده و گیرنده شناخته شده است، در نتیجه در سمت گیرنده می‌توان با ضرب معکوس ماتریس S در دو طرف رابطه (۸) اثر آن را از مقادیر دریافتی حذف نمود و صرفاً اثر کانال را در مقادیر دریافتی در اختیار داشت، روشن است که همچنان اثر نویز در مقادیر دریافتی موجود است. در نتیجه این عملیات رابطه

$$H\Xi = RS^{-1} = H + N\Xi \quad (9)$$

¹ Training signal

² Narrow band

³ Independent and identically distributed

بنحوی به دست می آید که در SNRهای مختلف خطای سیستم را حداقل کند. شبه کد پیاده سازی SPC در الگوریتم ۱ نشان داده شده است:

الگوریتم ۱. روش تخمین کانال SPC

Inputs: H, I
Output: $\hat{H}$
1: $V' \leftarrow \text{DFT of } H$
2: for $l=1$ to I do
3: $\hat{\Omega}^l = \text{argmax}_f |[V']_f|^2$
4: $\hat{\alpha}_l = [V']_{\hat{\Omega}^l}$
5: $V^l = V' - \hat{\alpha}_l W(\hat{\Omega}^l)$
6: end for
7: $V' = \sum_{l=1}^I \hat{\alpha}_l W(\hat{\Omega}^l)$
8: $\hat{H} \leftarrow \text{IDFT of } V'$

۳-۳. روش AGDAR:

یکی از روش های دقیق بازیابی سیگنال تنک، روش AGDAR است که به آن $FISTA^2$ با شروع مجدد تطبیقی^۳ نیز می گویند. سرعت در روش AGDAR دومرتبه نسبت به الگوریتم $ISTA^4$ بهبود یافته است. در بهبود اول با استفاده از قاعده شتاب دهی نستروف^۵ [۲۱] الگوریتم سریع تر شده است و در بهبود دوم که توسط امانوئل کندس^۶ [۲۲] انجام شد، با استفاده از شروع مجدد تطبیقی سرعت همگرایی الگوریتم به طرز شگفت انگیزی افزایش پیدا کرد. در ادامه، به طور خلاصه به توضیح عملکرد این الگوریتم پرداخته می شود. برای استفاده از این روش ماتریس H در رابطه (۸) به صورت برداری بازنویسی می شود:

$$h = \text{vec}(H) \in \mathbb{C}^{N_r N_t \times 1}, \quad (13)$$

که در این رابطه، $\text{vec}(H)$ برداری شده ماتریس کانال H می باشد، به این ترتیب که $[h]_{i_1+N_r i_2} = [H]_{i_1, i_2}$. حال ماتریس دو بعدی $F \in \mathbb{C}^{N_t N_r \times M_2 M_1}$ ، IDFT نیز به این صورت تعریف می شود:

$$[F]_{(i_1+N_r i_2, f_1+M_1 f_2)} = \prod_{d \in \{1,2\}} e^{\frac{2\pi j f_d i_d}{M_d}} \quad (14)$$

که در آن $d = 1, 2$ و $f_d = 0, \dots, M_d - 1$ است و در نهایت بردار معادل کانال مجازی $v \in \mathbb{C}^{M_2 M_1 \times 1}$ به صورت زیر خواهد بود:

$$[v]_{\bar{\Omega}_1^l + M_1 \bar{\Omega}_2^l} = \alpha_l, \quad \bar{\Omega}_1^l = \langle \eta_1^l M_1 \rangle, \bar{\Omega}_2^l = \langle \eta_2^l M_2 \rangle \quad (15)$$

در رابطه فوق عملگر $\langle . \rangle$ جزء صحیح مقدار را نتیجه می دهد. در

برابر با تعداد نمونه گیری در خروجی کانال (سمت گیرنده) و ورودی (سمت فرستنده) کانال) هستند، $f_1 = 0, \dots, M_1 - 1$ و $f_2 = 0, \dots, M_2 - 1$ اندیس هر یک از نمونه ها هستند. اگر فاصله گذاری میان المان های آنتن $\frac{\lambda}{2}$ باشد مقدار η در بازه $[-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]$ خواهد بود.

همان طور که قبلاً نیز اشاره شد، در کانال موج میلیمتری، تعدادی اندکی مسیر از فرستنده در گیرنده دریافت خواهد شد. به عبارت دیگر، تنها تعداد محدودی از پایه های تبدیل فوریه دوبعدی مقادیر قابل توجهی دارند. از این رو، کانال مجازی تنک می باشد و می توان ابتدا آن را با روش های حس گری فشرده بازیابی نمود و سپس کانال را از روی محاسبه تبدیل فوریه معکوس کانال مجازی، تخمین زد.

در ادامه، دو روش بازیابی سیگنال تنک، یکی از خانواده روش های حریص یعنی SPC^1 و دیگری از خانواده روش های بهینه سازی یعنی AGDAR، به نحوی مرور می شوند تا مناسب و منطبق با تخمین کانال مجازی باشند.

۳-۲. روش SPC

SPC یک روش حریص برای تخمین کانال، مبتنی بر روش OMP است [۲۰]. روند کلی الگوریتم همان روند OMP است و ماتریس فوریه، نقش ماتریس اندازه گیری را ایفا خواهد کرد. این روش ابتدا با گرفتن تبدیل فوریه از اطلاعات دریافتی، کانال مجازی دریافتی را به دست می آورد، سپس به صورت تکراری (به میزان تنک بودن کانال L-sparse) مقدار دامنه مسیر α_l و موقعیت مسیر Ω^l را برای همه L مسیر موجود، به ترتیب از بیشترین دامنه تا کمترین آن، تخمین می زند. به این صورت که ابتدا پایه ای با مقدار بیشینه از کانال مجازی را پیدا می کند و تابع سینک معادل آن را از کانال مجازی دریافتی توسط آنتن ها حذف می کند، سپس مجدداً از کانال مجازی موجود، بیشینه در بین پایه ها را یافته و آنرا از کانال مجازی حذف می کند. این عمل به تعداد I مرتبه تکرار می گردد. در حالت ایده آل I باید به نحوی انتخاب شود تا تمام مسیرهای موجود در کانال تخمین زده شوند. البته در عمل، مقدار I یک پارامتر طراحی است که نه تنها به تعداد مسیرهای موجود بلکه میزان نویز محیط وابسته است. زمانی که کانال به مقدار زیادی آغشته به نویز شود، ممکن است پایه ای از تبدیل فوریه دو بعدی پیک بزند و مسیر متناظر آن بعنوان یکی از مسیرهای کانال تلقی شود و سیستم را دچار خطا کند. در نتیجه زمانی که مقدار نویز از حدی بیشتر شد، باید $I < L$ انتخاب شود. به عبارتی دیگر محیط برای سیستم تنک تر در نظر گرفته می گردد. در این مقاله، مقدار مناسب برای I

² Fast iterative shrinkage-thresholding algorithm

³ FISTA with adaptive restart

⁴ Iterative Shrinkage-Thresholding Algorithm

⁵ Nesterov acceleration principle

⁶ Emanuel Candes

¹ Single peak cancelation

در رابطه (۱۹)، رابطه بازگشتی زیر به دست می‌آید:

$$v_{n+1} = v_n - t(2F^H(Fv_n - h) + \rho z) \quad (20)$$

که در آن z برداری است که عنصر i آن به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$z_i = \begin{cases} +1 & (v_n)_i > 0 \\ -1 & (v_n)_i < 0 \\ [-1, 1] & (v_n)_i = 0 \end{cases} \quad (21)$$

سرعت همگرایی این روش نیز $O(\frac{1}{\sqrt{n}})$ است.

برای حل مسائل بهینه‌سازی تنک، می‌توان از توابع نیابتی^۳ استفاده کرد. در این روش‌ها به جای کمینه کردن تابع هزینه اصلی، از کمینه کردن توابع نیابتی استفاده می‌کنند، این توابع باید سه شرط را فراهم کنند:

۱. همه مقادیر تابع نیابتی بیشتر یا مساوی تابع هزینه باشد.

۲. مقدار تابع نیابتی در نقطه شروع محاسبه با مقدار تابع هزینه برابر باشد.

۳. تابع نیابتی به راحتی کمینه شود.

روش ISTA یکی از این روش‌ها است که به جای کمینه کردن کل تابع هزینه n بعدی، n تا تابع نیابتی یک‌بعدی را کمینه می‌کند.

$$\mathbb{F}^n \text{ minimisation} \equiv n \times (\mathbb{F}^1 \text{ minimisation}) \quad (22)$$

و تابع نیابتی آن برای هر بعد

$$\mathcal{T}_\alpha(x) = \text{sign}(x) \max(|x| - \alpha, 0) \quad (23)$$

است، در مسئله‌ای که مورد بحث این مقاله است، یعنی رابطه (۱۸)، مقدار $\alpha = \frac{\rho}{\beta}$ و β نمایانگر بزرگترین مقادیر ویژه ماتریس $F^H F$ است. شبه کد ISTA در الگوریتم ۲ نمایش داده می‌شود:

الگوریتم ۲. روش تخمین کانال ISTA

Input: v_0, β, ρ
1: for $n=0, 1, \dots$ do
2: $v_{n+1} = \mathcal{T}_{\frac{\rho}{\beta}}(v_n - \frac{2}{\beta} F^T(Fv_n - h))$
3: end for

ISTA نسبت به sub-gradient از سرعت همگرایی بهتری (حداقل $O(\frac{1}{n})$) برخوردار است. از سوی دیگر، با اعمال قواعد

نتیجه طبق تعاریفی که تا به اینجا وجود داشته است، می‌توان کانال را به صورت زیر معادل نمود:

$$h \approx Fv \quad (16)$$

لازم به ذکر است که بردار ستونی v یک بردار تنک است که در L درایه و در موقعیت‌های $\bar{\Omega}_1^L + M_1 \bar{\Omega}_2^L$ برای $l=1, \dots, L$ مقدار غیر صفر خواهد داشت.

با استفاده از بهینه‌سازی تنک و الگوریتم حداقل انقباض مطلق و عملگر انتخاب (LASSO)^۱، مسئله از نرم صفر به نرم یک تسهیل می‌شود و سپس AGDAR اعمال می‌گردد. می‌توان مسئله تخمین کانال را به مسئله کمینه کردن فرم لاگرانژین تابع هزینه BPDN به فرم زیر تعریف کرد:

$$\hat{v} = \underset{v}{\operatorname{argmin}} (\|Fv - h\|_2^2 + \rho \|v\|_0) \quad (17)$$

که البته این تابع هزینه محدب نیست و برای محاسبه آن با تسهیل نمودن^۲ تابع هزینه و استفاده از نرم l_0 به جای نرم l_1 ، به یک مساله LASSO منجر می‌گردد:

$$\hat{v} = \underset{v}{\operatorname{argmin}} (\|Fv - h\|_2^2 + \rho \|v\|_1) \quad (18)$$

در رابطه (۱۸)، از مجموع اندازه درایه‌های مختلط $\|v\|_1$ استفاده می‌شود، یعنی $\|v\|_1 = \sum_{i=0}^{M_1 M_2 - 1} |v_i|$ ، در نتیجه رابطه (۱۸) محدب خواهد بود.

پارامتر ρ باید توسط طراح با انجام یک مصالحه بین میزان تنک بودن و مقدار SNR انتخاب شود، به عبارت بهتر مقدار ρ مشخص کننده مقدار تنکی سیگنال است و هرچه سطح نویز نسبت به سیگنال افزایش پیدا کند، ناچار به دنبال پاسخ تنک‌تری گشت تا نویز به عنوان خوشه-مسیر شناخته نشده و سیستم را دچار خطا نکند.

یکی از رهیافت‌های حل عددی برای حل مسئله بهینه‌سازی (۱۸) استفاده از روش نیوتن به صورت بازگشتی است. مقدار بروز شده v یعنی v_{n+1} با مقدار قبلی، v_n ، از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$v_{n+1} = v_n - t \nabla f(v_n) \quad (19)$$

که $\nabla f(v_n)$ برابر با گرادیان تابع هزینه در رابطه (۱۷) است و t اندازه گام است.

به دلیل وجود جمله دارای قدرمطلق در تابع هزینه، و در نتیجه مشتق‌ناپذیری، می‌توان از sub-gradient descent استفاده نمود که با جاگذاری تابع z (که sub-gradient از تابع قدرمطلق است)

^۳ Surrogate functions (or proximal operators)

^۱ Least Absolute Shrinkage and Selection Operator

^۲ Relaxation

بازنویسی کرد:

$$(y_n - v_{n+1})^H (v_{n+1} - v_n) > 0 \quad (30)$$

در صورت استفاده از شروع مجدد تطبیقی، الگوریتم FISTA با شروع مجدد تطبیقی یا همان AGDAR که در این مقاله مورد استفاده قرار گرفته است به دست می‌آید. با استفاده از شروع مجدد تطبیقی انتظار این است که سرعت همگرایی به‌شدت افزایش پیدا کند. یکی از پارامترهایی که به‌صورت ورودی باید در اختیار الگوریتم قرار گیرد، بیشینه تعداد تکرار (q) است. این پارامتر مشخص می‌کند که الگوریتم تا چه اندازه اجازه تکرار دارد. کم در نظر گرفتن این مقدار ممکن است الگوریتم را پیش از رسیدن به پاسخ با خطای کم متوقف کند و اثری منفی داشته باشد. شبه کد در الگوریتم ۴ نشان داده شده است.

الگوریتم ۴. روش تخمین کانال AGDAR

Input: $h', \rho, \epsilon, q, \beta$
Output: $\hat{h}$
1: $v_0 = y_0 = 0, \theta_0 = 1, p = 1, e = 2\epsilon$
2: while ($n < q$ and $e > \epsilon$) do
3: $v_{n+1} = \mathcal{T}_{\frac{\rho}{\beta}}(y_n - \frac{2}{\beta} F^H(Fy_n - h))$
4: $\theta_{n+1} = (1 + \sqrt{1 + 4\theta_n^2})/2$
5: if $(y_n - v_{n+1})^H (v_{n+1} - v_n) > 0$ then
6: $v_{n+1} = y_{n+1}; \theta_{n+1} = 1$
7: else
8: $\gamma_{n+1} = (\theta_n - 1)/\theta_{n+1}$
9: $y_{n+1} = v_{n+1} + \gamma_{n+1}(v_{n+1} - v_n)$
10: end if
11: $e = \|v_n - v_{n+1}\|_2^2$
12: $n = n + 1$
13: end while
14: $\hat{h} = Fv_n$

۴-۳. ارزیابی پیچیدگی محاسباتی دو الگوریتم SPC و

AGDAR:

پیچیدگی محاسباتی دو الگوریتم SPC و AGDAR با شمارش تعداد جمع‌های مختلط مورد نیاز، تعداد ضرب‌های مختلط مورد نیاز و تعداد مقایسه قدرمطلق (اندازه) اعداد مختلط به دست می‌آید. الگوریتم تبدیل فوریه سریع یا FFT نیاز به $2M^2 \log M^2$ عمل ضرب و $2M^2 \log M^2$ عمل جمع دارد. حال از آنجاکه الگوریتم SPC نیازمند $2IM^2$ عمل جمع و $3IM^2$ عمل ضرب و IM^2 مرتبه مقایسه است پس پیچیدگی آن برای تخمین کانال مجازی برابر با $4M^2 \log M^2 + 6IM^2$ می‌باشد. الگوریتم AGDAR در هر تکرار از q تکرار نیازمند $2M^2 \log M^2 + 5M^2$ عمل جمع و $2M^2 \log M^2 + 3M^2$ عمل ضرب و M^2 مرتبه

شبادهی نستروف بر الگوریتم ISTA، می‌توان به سرعت همگرایی بیشتری دست پیدا کرد که آن را الگوریتم FISTA می‌نامند. در این روش، ترکیب خطی از مقادیر پیشین و یک سری ضرایب خواهد بود، یعنی:

$$\theta_{n+1} = (1 + \sqrt{1 + 4\theta_n^2})/2 \quad (24)$$

$$\gamma_{n+1} = (\theta_n - 1)/\theta_{n+1} \quad (25)$$

$$y_{n+1} = v_{n+1} + \gamma_{n+1}(v_{n+1} - v_n) \quad (26)$$

و باتوجه به تعاریف فوق، v_{n+1} به این صورت مقدار دهی می‌شود:

$$v_{n+1} = \mathcal{T}_{\frac{\rho}{\beta}}(y_n - \frac{2}{\beta} F^T(Fy_n - h)) \quad (27)$$

در نتیجه شبه کد FISTA را به‌صورت نشان داده شده در الگوریتم ۳ می‌توان پیاده‌سازی کرد:

الگوریتم ۳. روش تخمین کانال FISTA

Inputs: $v_0, \theta_0 = 1, \beta, \rho$
Output: $\hat{h}$
1: $y_0 = v_0$
2: for $k=0, 1, \dots$ do
3: $v_{n+1} = \mathcal{T}_{\frac{\rho}{\beta}}(y_n - \frac{2}{\beta} F^T(Fy_n - h))$
4: $\theta_{n+1} = (1 + \sqrt{1 + 4\theta_n^2})/2$
5: $\gamma_{n+1} = (\theta_n - 1)/\theta_{n+1}$
6: $y_{n+1} = v_{n+1} + \gamma_{n+1}(v_{n+1} - v_n)$
7: end for
8: $\hat{h} = Fv_n$

FISTA با نرخ همگرایی حداقل $O(\frac{1}{n^2})$ عمل خواهد کرد. با اعمال تکنیک شروع مجدد تطبیقی، در شرایطی که مقدار تابع هزینه در حال افزایش است، یعنی از نقطه کمینه در حال دور شدن است، بایستی مجدداً الگوریتم از ابتدا شروع نمود. از آن‌جا که:

$$v_{n+1} = \mathcal{T}_{\frac{\rho}{\beta}}\left(y_n - \frac{2}{\beta} F^T(Fy_n - h)\right) := y_n - tG(y_n) \quad (28)$$

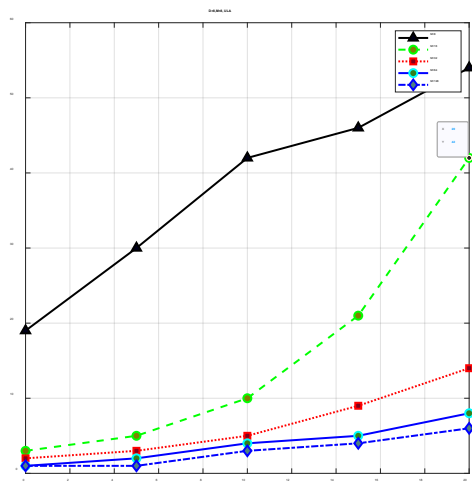
و شروع مجدد زمانی اتفاق می‌افتد که:

$$G(y_n)^H (v_{n+1} - v_n) > 0 \quad (29)$$

باتوجه به رابطه (۲۸) می‌توان رابطه (۲۹) را به‌صورت زیر

اندازه گیری فوری، پهنای مسیر موجود در کانال مجازی بیشتر می شود برای آشکار سازی و حذف آن در روش SPC، ناچار از بکارگیری تعداد بیشتری تابع سینک جهت تخمین کانال است.

در مورد الگوریتم AGDAR نیز پارامتر مهم طراحی تعیین بیشینه تعداد تکرار الگوریتم یعنی q است. این پارامتر مشخص کننده آن است که حداکثر تکرار در الگوریتم چقدر است؟ این مقدار حداکثر باید باتوجه به عواملی مانند اندازه ماتریس DFT و تعداد آنتن در فرستنده و گیرنده تعیین شود تا خطای سیستم حداقل شود. شکل (۲) بیانگر اثر مقدار q بر MSE برای اندازه های مختلف ماتریس DFT است، باتوجه به شبیه سازی صورت گرفته برای این قسمت، با افزایش q میانگین خطای سیستم کاهش می یابد و از حدی به بعد، خطای سیستم به خطای کمینه همگرا می شود و دیگر افزایش q اثر مثبتی بر میزان MSE نخواهد داشت.



شکل (۱). انتخاب مقدار بهینه I برای الگوریتم SPC در SNRهای مختلف، برای مقادیر مختلف $M_1 = M_2 = M$ و آنتن آرایه ای خطی با تعداد المان $N_t = N_r = 8$.

در نتیجه مقدار بهینه برای q به دست می آید. همان طور که در قسمت های گذشته اشاره شد، یکی از مزایای استفاده از امواج میلیمتری، قابلیت استفاده از آنتن هایی با فاصله های فی مابین اندک در حالت آرایه ای و قراردادن تعداد بالایی از آن ها در فضایی محدود است. در صورت افزایش تعداد آنتن و افزایش دامنه پرتو و کاهش گلبه های جانبی، می توان بهره وری را افزایش و خطای سیستم را به صورت قابل توجهی کاهش داد، اما به طور مشخص بار محاسباتی که بر سیستم اعمال می شود بیشتر خواهد بود. در این پژوهش اثر تعداد آنتن بر مقدار MSE، در مقادیر مختلف q

مقایسه است پس پیچیدگی آن برای تخمین کانال مجازی برابر با $2qM^2 \log M^2 + 9qM^2$ می گردد.

۴. نتایج شبیه سازی

در این بخش، عملکرد دو روش حسگری فشرده جهت تخمین مدل کانال موج میلیمتری ارائه شده در روابط (۵) الی (۷) با استفاده از شبیه سازی های کامپیوتری بررسی می شود. این دو الگوریتم از خانواده الگوریتم های بترتیب حریص و مبتنی بر بهینه سازی شرح داده شده در بخش ۳ یعنی الگوریتم های SPC و AGDAR می باشند.

تمامی نتایج به دست آمده در هر شبیه سازی ناشی از متوسط گیری بر روی ۱۰۰ اجرای مونت کارلو مستقل از هم می باشند. اهداف شبیه سازی عبارت اند از: (۱) مقایسه دقت تخمین کانال در دو روش متفاوت SPC و AGDAR، (۲) بررسی تأثیر مقدار پارامترهای ورودی در هر کدام از الگوریتم های SPC و AGDAR، تعداد آنتن ها، سطح نویز حرارتی و تعداد پایه های تبدیل فوری به دوقبلی بر عملکرد روش های حسگری فشرده ذکر شده در تخمین کانال، و (۳) ارزیابی پیچیدگی محاسباتی و زمان بازایی روش های حسگری فشرده.

برای شبیه سازی، نیاز است تا در ابتدا پارامترهایی از دو الگوریتم SPC و AGDAR به صورت مناسب انتخاب گردند. در این راستا بخش اول شبیه سازی ها به این امر اختصاص خواهد یافت.

در مورد الگوریتم SPC که از خانواده الگوریتم های حریص می باشد، باتوجه به الگوریتم ۱، مقدار I (یا همان تعداد تکرار در الگوریتم SPC)، یک پارامتر طراحی است که باید به صورت مناسب در ابتدا انتخاب شود که خود به تعداد مسیرهای موجود (که از قبل نامشخص است) و میزان نویز محیط وابسته است. در زمانی که کانال به مقدار زیادی آغشته به نویز شود، ممکن است تخمین I مقداری بیشتر از تعداد کل مسیرهای موجود در کانال می شود. در نتیجه زمانی که مقدار نویز افزایش می یابد، باید $I < L$ انتخاب شود و به مسیرهایی که بیشترین انرژی را منتقل می کنند اکتفا نمود. به عبارتی دیگر محیط برای سیستم تنک تر در نظر گرفته می شود.

در این مقاله، مقدار مناسب برای I که در SNRهای مختلف خطای سیستم را حداقل کند برای مقادیر مختلف M به دست آمده است. همان طور که انتظار می رود و در شکل (۱) قابل مشاهده است، مقدار مناسب I برای M های کوچک تر، بیشتر است. به این دلیل که در M های بزرگ، می توان بادقت بیشتری Ω_t را تخمین زد، چرا که در صورت پایین بودن ابعاد ماتریس

کوانتیزاسیون را می‌توان به این صورت نمایش داد:

$$\epsilon_d^l = \eta_d^l - \frac{\langle \eta_d^l M_d \rangle}{M_d} \quad (31)$$

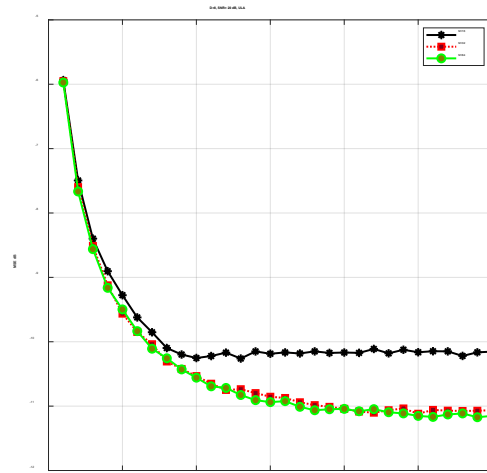
همان‌طور که در رابطه (۳۱) مشخص است، با افزایش M_d خطای کوانتیزاسیون کاهش می‌یابد و در صورتی که مقدار M_d به سمت بی‌نهایت برود، خطای کوانتیزاسیون نیز به صفر میل می‌کند. در شکل (۴) مشاهده می‌شود که کاهش MSE با افزایش M_d رخ می‌دهد. همچنین از آنجایی که اثر پذیری الگوریتم‌های حریص نسبت به الگوریتم‌های بهینه‌سازی بیشتر است، میزان تغییرات MSE نسبت به تغییرات M در SPC، بیشتر از AGDAR است. اندازه ماتریس M به دلیل استفاده از مدارات دیجیتال و FFT^۱ تابعی از توان ۲ است.

همان‌طور که به دفعات اشاره گردید، عموماً در ارتباط پهنای به دلیل پرواز در فضای آزاد و همچنین وجود امواج میلیمتری، تعداد خوشه-مسیرهای میان فرستنده و گیرنده نسبت به مخابرات شهری و سلولی که دارای عوامل متعدد و متنوع پراکندگی است، کمتر است. اما اگر پهنای در محیط‌های شهری و به‌خصوص شهرهایی دارای تراکم زیاد و برج‌های مرتفع مورد استفاده قرار گیرد، عوامل پراکنده‌کننده سیگنال بیشتر خواهد شد و در نتیجه تعداد خوشه-مسیر میان فرستنده و گیرنده افزایش خواهد یافت. این افزایش می‌تواند برای سیستم‌هایی که الگوریتم‌های حسگری فشرده در آن‌ها استفاده شده است، اثر منفی بگذارد و مقدار MSE را افزایش دهد. در شکل (۵) پارامترها ثابت در نظر گرفته شده‌اند و میزان افزایش MSE نسبت به افزایش تعداد خوشه-مسیر نمایش داده شده است.

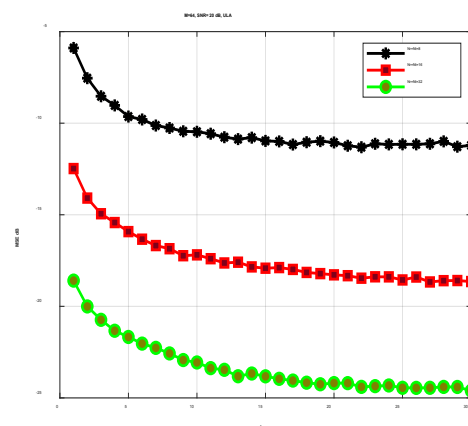
یکی از پارامترهای مهم در طراحی تخمین‌گر در الگوریتم AGDAR، تعیین مقدار مناسب ρ است. در قسمت قبل به ارائه توضیحاتی در مورد این پارامتر پرداخته شد. همان‌طور که در رابطه (۱۸) مشخص است، با افزایش مقدار ρ وزن قسمت نرم l_1 رابطه (۱۸) افزایش می‌یابد و تخمین‌گر به دنبال پاسخ تنک‌تری برای مساله خواهد گشت. در نتیجه زمانی که مقدار نویز در محیط زیاد است، ناچاراً از سیگنال‌هایی که پایین‌تر از سطح نویز هستند صرف نظر کرده و صرفاً از چند کانال محدود با بالاترین قابلیت انتقال انرژی سیگنال استفاده می‌گردد. در این قسمت برای یافتن مقدار بهینه ρ ، در هر SNR مقادیر آن را از کم به زیاد تغییر داده و از بین این مقادیر، ρ ای که کمترین مقدار MSE را ایجاد می‌کند انتخاب می‌گردد. شکل (۶) مقدار بهینه ρ برای مقادیر منتخب SNR را نشان می‌دهد. همان‌طور که قابل

در الگوریتم AGDAR نمایش داده شده است. همان‌طور که در شکل (۳) قابل مشاهده است، با افزایش تعداد آنتن خطای سیستم کاهش پیدا می‌کند و برای دست‌پیدا کردن به مقدار MSE مشخص، در آرایه آنتنی که از تعداد بالاتری المان برخوردار است، به مقدار کمتری q نیازمند خواهد بود.

در بخش ۳-۳، $\bar{\Omega}_l$ به صورت $\bar{\Omega}_1^l = \langle \eta_1^l M_1 \rangle$ ، $\bar{\Omega}_2^l = \langle \eta_2^l M_2 \rangle$ تعریف شد، با توجه به این رابطه می‌توان دریافت که با افزایش ابعاد ماتریس فوریه، در حقیقت بازه فضایی که آنتن در حال دریافت سیگنال آن است، به مقادیر بیشتری تقسیم می‌شود.



شکل (۲). اثر بیشینه تعداد تکرار (q) بر MSE در الگوریتم AGDAR، برای مقادیر متفاوت M ، در شرایط $\text{SNR}=20\text{dB}$ و آنتن آرایه ای خطی با تعداد المان $N_t = N_r = 8$.

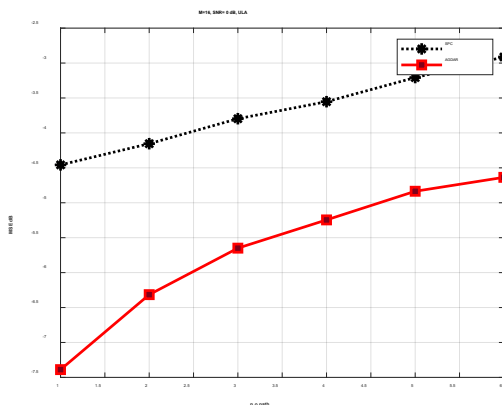


شکل (۳). اثر بیشینه تعداد تکرار (q) بر MSE در الگوریتم AGDAR، برای تعداد مختلف آنتن.

به عبارت دیگر، الگوریتم‌های مطرح شده برای تخمین کانال، l_d روی M_d نقطه ممکن اندازه می‌گیرند. در نتیجه خطای

^۱ Fast Fourier Transform

مختلف نمایش داده شده است. به طور کلی الگوریتم AGDAR دارای سرعت پردازش کمتری نسبت به SPC است و این تفاوت زمانی که مقدار M یا همان اندازه ماتریس DFT کم است، زیاد نیست، اما در حالتی که مقدار M افزایش پیدا کند بسیار چشمگیر خواهد بود. تا جایی که در حالت $M=128$ ، سرعت الگوریتم SPC ۱۵۹۸ برابر AGDAR است!



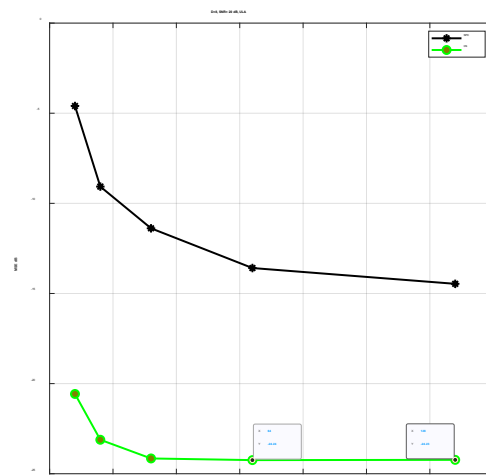
شکل (۵). اثر افزایش تعداد خوشه-مسیر بر مقدار MSE، در شرایط $SNR=0dB$ و آنتن آرایه ای خطی با تعداد المان $N_t = N_r = 8$ و $M=16$.

در مخابرات بی-سیم، در حالتی که گیرنده و فرستنده در خط دید یکدیگر باشند یا به عبارتی مؤلفه LOS در ارتباط دوطرفه وجود داشته باشد، محوشدگی کانال با توزیع راپسین مدل خواهد شد. در این حالت علاوه بر خوشه-مسیرهایی که پس از برخورد با پراکنده کننده ها و به صورت NLOS به گیرنده می-رسند، یک خوشه-مسیر به صورت LOS به گیرنده می-رسد.

شکل (۷) به بررسی اثر پارامتر K بر عملکرد دو الگوریتم SPC و AGDAR پرداخته است. طبق نتایج به دست آمده، زمانی که مقدار K در حدود ۰.۲۵ تا ۱ باشد، هم مؤلفه های NLOS و هم LOS هردو به یک اندازه تضعیف خواهند داشت، در نتیجه حداکثر خطای سیستم وجود دارد. اما با افزایش پارامتر K به تدریج لینک LOS به مؤلفه غالب تبدیل خواهد شد و سیگنال های دریافتی تنک و تنک تر می شوند، در نتیجه در هر دو الگوریتم MSE کاهش می یابد.

نکته قابل توجه این است که الگوریتم SPC که از پیچیدگی سخت افزاری کمتری نسبت به AGDAR برخوردار است و همان طور که در قسمت قبل گفته شد، به طرز چشمگیری سریع تر از آن است. حال اگر LOS مؤلفه غالب در کانال باشد (مقدار پارامتر K بالا باشد) عملکرد آن مشابه AGDAR

مشاهده است، با کاهش سطح نویز مقدار بهینه ρ نیز کاهش می یابد. یکی از مهم ترین معیارهای ارزیابی الگوریتم ها، سرعت پردازش آن ها است. واضح است که دو الگوریتم SPC و AGDAR، که از شیوه های متفاوتی جهت حل مسئله استفاده می کنند، در حالت های مختلف چه از لحاظ سرعت پردازش و چه از لحاظ میزان خطا عملکردهای متفاوتی از خود نشان می دهند.

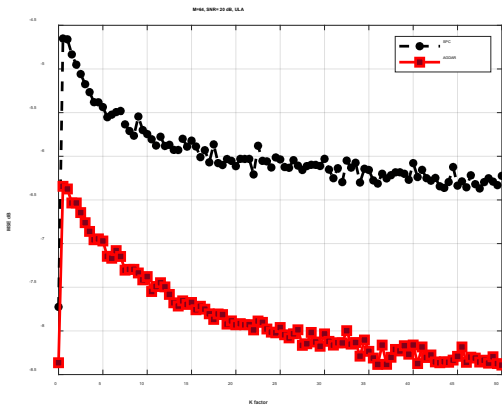


شکل (۴). اثر اندازه ماتریس DFT بر MSE در دو الگوریتم SPC و AGDAR، در $SNR=20\text{ dB}$ و آنتن آرایه ای خطی با تعداد المان $N_t = N_r = 8$.

برای اینکه نسبت به سرعت پردازش این دو الگوریتم قضاوت منصفانه ای باشد، بهتر است ارزیابی سرعت را در شرایطی انجام شود که هر دو الگوریتم از لحاظ میزان خطا عملکرد تقریباً برابر داشته باشند.

در این پژوهش طبق بررسی ها و شبیه سازی هایی که در شرایط گوناگون انجام شد، این نتیجه تأیید می گردد که اگر شرایط محیطی و سیستمی را از لحاظ تعداد المان های آنتن در فرستنده و گیرنده یعنی $N_t = N_r = 16$ ، بیشینه تعداد تکرار الگوریتم AGDAR یا همان $q = 50$ ، میزان پارامتر $\rho = 20$ ، بیشینه تعداد تکرار الگوریتم SPC یا همان $I = 3$ و همچنین در $SNR = 0dB$ تنظیم گردد، میزان خطای هر دو الگوریتم در حدود $MSE = 10dB$ خواهد بود و همچنین با تغییر مقدار M ، اختلاف میزان خطا مقدار چشمگیری نخواهد بود.

مقایسه بعدی در مورد سرعت پردازش الگوریتم ها می باشد. در جدول (۳) زمان سپری شده برای هر دو الگوریتم در M های



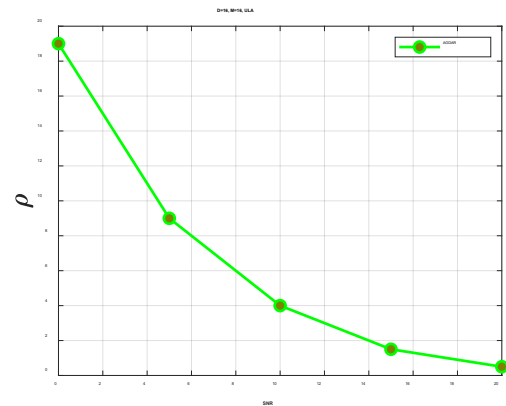
شکل (۷). اثر پارامتر ریسین K بر مقدار MSE، در حالی که آنتن آرایه ای خطی با تعداد المان $N_t = N_r = 8$ و $M=16$ در نظر گرفته شده است.

۴-۱. مقایسه الگوریتم ها

در این بخش عملکرد دو الگوریتم SPC و AGDR با [۲۷] CoSaMP و [۲۸] ScoSaMP مورد بررسی قرار می گیرد. شکل ۸ سرعت الگوریتم های مختلف را نشان می دهد. برای محاسبه این نتایج از مدل کانال GPP۳ و پارامترهای مدل RMa Los برای شبیه سازی کانال و تخمین کانال استفاده شده است. [۱۷] نتایج آزمایش ها با استفاده از Intel(R) Core(TM) i7-7700HQ CPU 2.80GHz نشان می دهد که الگوریتم SPC نسبت به دیگر الگوریتم ها سرعت اجرای تخمین کمتری مخصوصاً در M های بالاتر دارد. در حالت کلی استفاده از M بالاتر تضمینی برای عملکرد بهتر SPC بوده و همچنین در بقیه روش های اشاره شده نیز موثر می باشد.

در شکل ۹ عملکرد MSE الگوریتم های پیشنهادی در مقایسه با عملکرد الگوریتم های CoSaMP و ScoSaMP مورد بررسی قرار گرفته است که برای این از مدل کانال GPP۳ مدل (UMi Street Canyon NLOS) با تعداد آنتن ۶۴ و $M=128$ در فرستنده و گیرنده در شبیه سازی استفاده شده است. با توجه به تعداد زیاد آنتن ها تخمین کانال با دقت بالا انجام گرفته است. الگوریتم SPC با سرعت اجرای بالاتر، این امکان را فراهم می آورد که در شرایطی که نیاز است تا سریعتر کانال تخمین زده شود مورد انتخاب واقع شود.

محیط های داخلی^۱ که مؤلفه LOS وجود ندارد (مقدار پارامتر K پایین باشد) خواهد بود، در نتیجه با مصالحه ای قابل قبول می توان از SPC برای تخمین کانال موج میلیمتری در ارتباط پهنای استفاده کرد و دچار افت عملکرد تخمین از نظر معیار MSE نشد.



شکل (۶). انتخاب مقدار مناسب p برای SNRهای 0dB تا 20dB، در الگوریتم AGDR، در حالی که آنتن آرایه ای خطی با تعداد المان $M=16$ و $N_t = N_r = 8$ در نظر گرفته شده است.

جدول (۳). مقایسه زمان سپری شده توسط دو الگوریتم SPC و AGDR برای تخمین کانال در مقادیر مختلف M .

اندازه M	سرعت پردازش SPC (s)	سرعت پردازش AGDAR (s)
16	0.0046	0.0004793
32	0.0049	0.019652
64	0.0057	1.1511
128	0.0075	12.6257

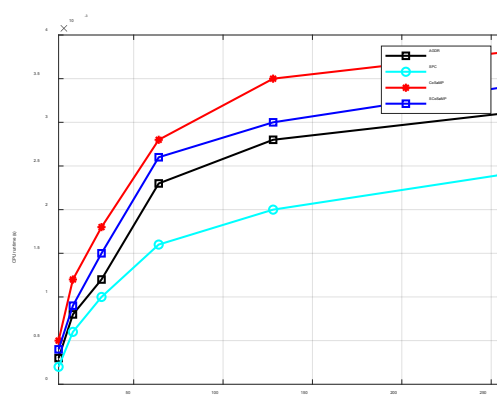
پارامتر K بالا باشد) عملکرد آن مشابه AGDAR در محیط های داخلی^۲ که مؤلفه LOS وجود ندارد (مقدار پارامتر K پایین باشد) خواهد بود، در نتیجه با مصالحه ای قابل قبول می توان از SPC برای تخمین کانال موج میلیمتری در ارتباط پهنای استفاده کرد و دچار افت عملکرد تخمین از نظر معیار MSE نشد.

¹ Indoor

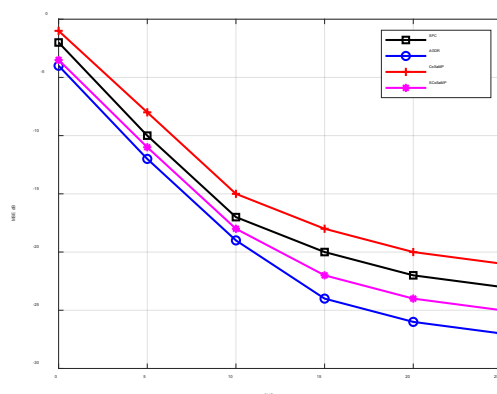
² Indoor

موج میلیمتری پهنپای، از جمله اتلاف اتمسفر، اتلاف نفوذ، پراکندگی و همچنین اثر چینش المان‌های آنتن بر کانال مورد بررسی قرار گرفت و سپس به ارائه مدل مناسبی برای کانال پرداخته شد.

سپس با اطلاع از تنک بودن سیگنال‌ها در امواج میلیمتری و پهنپای از لحاظ فضایی و به‌خصوص در ارتباط پهنپای و با استفاده از دانش حسگری فشرده، دو الگوریتم SPC و AGDAR برای تخمین کانال مدل‌سازی شده ارائه شد و عملکرد آن در ابعاد مختلف و با تغییر معیارهای مؤثر مورد بررسی قرار گرفت. در طی این مقاله عوامل مؤثر بر عملکرد الگوریتم‌های تخمین بررسی شد. با افزایش تعداد آنتن در فرستنده یا گیرنده و افزایش بهره آنتن و کاهش لوب‌های جانبی و افزایش درجه آزادی آنتن، میزان خطای تخمین گر هم کاهش می‌یابد، با افزایش ابعاد ماتریس DFT نیز دقت اندازه‌گیری الگوریتم بهبود می‌یابد، هرچند بر اثر این افزایش سرعت پردازش افت خواهد کرد. پارامترهای تعیین‌کننده میزان تنک بودن سیگنال در الگوریتم I در الگوریتم SPC و ρ در الگوریتم AGDAR و نسبت آن با SNR نیز به تفصیل مورد بحث قرار گرفت و مشاهده شد که با افزایش سطح نویز ناچار فضای مورد جست‌وجو در هر دو الگوریتم محدودتر در نظر گرفته می‌شود و به تخمین خوشه-مسیرهای کمتر با بیشترین انرژی انتقالی بسنده نمود. همچنین اثر تغییر محیط و افزایش تعداد خوشه-مسیرهای موجود نیز شبیه‌سازی شد و مشاهده شد که این افزایش برای تخمین‌گرهای تنظیم شده برای سیگنال‌های تنک‌تر اثر مخرب خواهد داشت و عملکرد تخمین‌گر با خطای بیشتری همراه خواهد شد. با بررسی‌های انجام گرفته مشخص شد که الگوریتم AGDAR تخمین کانال موج میلیمتری از دقت بهتری نسبت به SPC برخوردار است، اما به‌طور کلی الگوریتم SPC از سرعت بالاتری در فرایند تخمین برخوردار است و با بزرگ‌تر شدن اندازه ماتریس کانال مجازی، یعنی افزایش M یا تعداد آنتن، این اختلاف به‌شدت بیشتر خواهد شد. طبق شبیه‌سازی انجام شده در این پژوهش، برای ماتریس DFT در ابعاد 128×128 و قراردادن ۱۶ آنتن در سمت فرستنده و گیرنده، الگوریتم SPC در حدود ۱۶۰۰ برابر سریع‌تر از AGDAR عملکرد. همچنین نشان داده شد که در ارتباط پهنپای که در بیشتر مواقع مؤلفه LOS وجود دارد، با افزایش غلبه مؤلفه LOS بر مؤلفه‌های NLOS (که با افزایش پارامتر K مورد ارزیابی قرار گرفت)، عملکرد الگوریتم SPC از لحاظ کاهش خطای تخمین بسیار بهبود می‌یابد و می‌توان با یک مصالحه بسیار قابل‌قبول، در این کاربری از SPC به‌جای AGDAR استفاده کرد و از مزایای آن از جمله سرعت پردازش بسیار بالاتر بهره‌مند شد. در تئوری تخمین پژوهش‌های زیادی



شکل (۸). زمان پردازش CPU با استفاده مقادیر مختلف M .



شکل (۹). عملکرد MSE الگوریتم ارائه شده در SNR های مختلف با $M=128$ و ۶۴ آنتن در فرستنده و گیرنده.

روش AGDAR تخمین کانال کارآمدتری دارد با توجه به نتایج به‌دست‌آمده از شکل ۸ و ۹، الگوریتم SPC به دلیل سرعت اجرای بالاتر، به ویژه شرایطی که M بزرگ است، انتخاب بهتری نسبت به بقیه می‌باشد. در حالیکه عملکرد تخمین مناسبتری در سیستم‌های mmWave massive MIMO دارد. به طور کلی بده بستان بهبود در سرعت اجرا منجر به کاهش هزینه محاسباتی و بهبود کارایی کلی سیستم در تخمین کانال دو مقوله‌ای است که باید در نظر گرفته شود.

۵. جمع بندی و نتیجه گیری

با افزایش تقاضا برای برقراری ارتباط با حجم و نرخ بالای انتقال اطلاعات و با توسعه نسل پنجم و ششم مخابرات سلولی، روزبه‌روز نیاز به استفاده از امواج میلیمتری و همچنین رله‌های مخابراتی افزایش می‌یابد، در نتیجه برداشتن گامی برای تحقق هرچه بهتر این امر می‌تواند بسیار مؤثر باشد. در این پژوهش ابتدا احصاء دانش در حوزه مدل‌سازی کانال و به‌خصوص کانال موج میلیمتری برای ارتباط پهنپای تحت سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی انبوه صورت گرفت و عوامل مختلف مؤثر بر کانال

نیز در کشور عزیزمان صورت گرفته است [۲۳-۲۶].

۶. مراجع

- networks,” IEEE TRANS WIREL COMMUN, vol. 17, no. 3, pp. 2109–2121, 2018. DOI: 10.1109/TWC.2017.2789293
- [16] G. R. MacCartney, S. Deng, S. Sun, and T. S. Rappaport, “Millimeterwave human blockage at 73 GHz with a simple double knife-edge diffraction model and extension for directional antennas,” PROC IEEE VEH TECHNOL CONF, Sep. 2016, pp. 1–6. DOI: 10.1109/VTCFall.2016.7881087
- [17] 3GPP TR 38.901: “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz”, V16.1.0, 3rd Generation Partnership Project, Dec. 2019.
- [18] W. Khawaja, O. Ozdemir, and I. Guvenc, “UAV air-to-ground channel characterization for mmWave systems,” PROC IEEE VEH TECHNOL CONF FALL, Sep. 2017, pp. 1–5. DOI: 10.1109/VTCFall.2017.8288376
- [19] A. A. M. Saleh and R. Valenzuela, “A statistical model for indoor multipath propagation,” IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 5, no. 2, pp. 128–137, Feb. 1987. DOI: 10.1109/JSAC.1987.1146527
- [20] S. Montagner, N. Benvenuto, S. Tomasin, “Taming the complexity of mm-wave massive MIMO systems: Efficient channel estimation and beamforming”, PROC IEEE INT CONF COMMUN WORKSH. (2015), pp. 1251–1256. DOI: 10.1109/ICCW.2015.7247349
- [21] Y. Nesterov, “A method of solving a convex programming problem with convergence rate $O(1/k^2)$ ”. Sov. Math. Dokl. 27, pp. 372–376. 1983.
- [22] B. O’Donoghue, E. Candès, “Adaptive restart for accelerated gradient schemes”. Found. Comput. Math. vol. 15, pp 715–732. 2015. <https://doi.org/10.1007/s10208-013-9150-3>
- [23] M. Anarfarhad, "Evaluation and proof of routing algorithm in Tor anonymity network". Electronic and Cyber Defense. vol. 11, N.3, pp 15-24. 2023. (in Persian).<https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1402.11.3.2.7>
- [24] M. S. Alamdari, and M. Fatemi, "Applying weighted smoothed norm in sparse representation classification for face recognition". Electronic and Cyber Defense. vol. 11, N.3, pp 57-65. 2023. (in Persian).<https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1402.11.3.6.1>
- [25] T. Motedaien and M. Yaghoobi and M. kheirabadi, "Improving mobile mass monitoring in the IoT environment based on Chaotic Fog Algorithm". Electronic and Cyber Defense. vol. 11, N.3, pp 77-88. 2023. (in Persian).<https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1402.11.3.8.3>
- [26] R. Janani and R. Fatemi Mofrad, "A New Method in Wide Band Adaptive Beam Forming By Deep Learning Method In An Array System". Electronic and Cyber Defense. vol. 11, N.3, pp 35-47. 2023. (in Persian).<https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.23224347.1402.11.3.4.9>
- [27] D. Needell and J. A. Tropp, “CoSaMP: Iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples,” Appl. Comput. Harmon. Anal., vol. 26, no. 3, pp. 301–321, May 2009
- [28] T. JIANG, M. SONG, X. ZHAO, AND X. LIU, “Channel Estimation for Millimeter Wave Massive MIMO Systems Using Separable Compressive Sensing,” IEEE access 9 (2021): 49738-49749.. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3069335
- [1] W. U. Bajwa, J. Haupt, et al., “Compressed channel sensing :A new approach to estimating sparse multipath channels,” PROC IEEE, vol. 98, no. pp. 1058–1076 6, 2010. DOI: 10.1109/JPROC.2010.2042415
- [2] X. Rao and V. K. N. Lau, “Distributed Compressive CSIT Estimation and Feedback for FDD Multi-User Massive MIMO Systems,” IEEE TRANS SIGNAL PROC, vol. 62, no. 12, pp. 3261–3271, June 15, 2014. DOI: 10.1109/TSP.2014.2324991
- [3] N. Sadeghi and M. Azghani, “Channel Estimation using Block Sparse Joint Orthogonal Matching Pursuit in Massive MIMO Systems,” in 26th CSICC, pp. 1-5 , 2021. DOI: 10.1109/CSICC52343.2021.9420624
- [4] W. Shen, L. Dai, Y. Shi, Z. Gao and Z. Wang, “Massive MIMO channel estimation based on block iterative support detection,” IEEE Wirel. Commun. Netw. Conf., pp. 1-6, 2016. DOI: 10.1109/WCNC.2016.7564735
- [5] Y. Li, Y. Zhu, T. Zhang and D. Fan, “Joint Doppler shift and channel estimation for UAV mmWave system with massive ULA,” China Commun, vol. 19, no. 4, pp. 67-82, April 2022, doi: 10.23919/JCC.2022.04.006.
- [6] X. Li, J. Fang and H. Li, “Millimeter wave channel estimation via exploiting joint sparse and low-rank structures,” IEEE TRANS WIREL COMMUN, vol. 17, no. 2, pp. 1123–1133, 2017. DOI: 10.1109/TWC.2017.2776108
- [7] S. Sun and T. S. Rappaport, “Millimeter wave MIMO channel estimation based on adaptive compressed sensing,” IEEE INT CONF COMMUN WORKSH, 2017. DOI: 10.1109/ICCW.2017.7962632
- [8] O. Oyerinde, A. Flizikowski and T. Marciniak, “Compressive sensing-based channel estimation schemes for wideband millimeter wave wireless communication systems,” COMPUT ELECTR ENG, vol. 104, p. 108452, 2022. <https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2022.108452>
- [9] J. Gao, C. Zhong, G. Y. Li and J. B. Soriaga, “Deep learning-based channel estimation for wideband hybrid mmWave massive MIMO,” IEEE TRANS COMMUN, 2023. DOI: 10.1109/TCOMM.2023.3258484
- [10] H. Wang, P. Xiao and X. Li, “Channel parameter estimation of mmWave mimo system in urban traffic scene: a training channel-based method,” IEEE TRANS INTELL TRANSP, 2022. DOI: 10.1109/TITS.2022.3145363
- [11] H. Soleimani, D. De Donno, S. Tomasin, “mm-Wave channel estimation with accelerated gradient descent algorithms,” J. Wirel. Commun. Netw. vol. 1, p. 1-17, 2018.
- [12] S. Zhang, L. Xu and S. Yan, "A low complexity OMP sparse channel estimation algorithm in OFDM system," IEEE INT CONF SIGNAL PROC COMMUN COMPUT, 2021, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICSPCC52875.2021.9565070
- [13] H. T. Friis, “A note on a simple transmission formula,” PROC IRE, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, May 1946.
- [14] T. S. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: It will work! ” IEEE Access, vol. 1, pp. 335–349, 2013. DOI: 10.1109/ACCESS.2013.2260813
- [15] Q. Wu, Y. Zeng, and R. Zhang, “Joint trajectory and communication design for multi-UAV enabled wireless