

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

دانشکده مهندسی برق، گروه مخابرات

عنوان پروژه:

نقص‌های سخت افزاری و چالش‌های پیاده‌سازی در سیستم‌های انبوه آنتنی

Hardware Impairments and Implementaion Challenges in Massive MIMO Systems

دانشجو: سامان فرهادی

شماره دانشجویی: ۴۰۴۱۱۵۵۴

استاد مربوطه: دکتر کمال محامدپور

دیماه ۱۴۰۴

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

چکیده:

استفاده از آرایه‌های آنتنی مقیاس بزرگ باعث افزایش قابل ملاحظه در راندمان طیفی و راندمان انرژی سیستم‌های مخابراتی می‌شود، که ناشی از ایجاد بهره آرایه‌ای و رزولوشن فضایی است. در زمینه‌های کاری سیستم‌های انبوه آنتنی نشان داده شده است که با افزایش تعداد آنتن‌ها روی ایستگاه‌های پایه، کانال کاربران دارای ناهمبستگی بیشتری خواهد بود و دلیل آن افزایش تعداد پراکنده‌گرهای محیط و کاهش احتمال شباهت سیگنال‌های کاربران است، لذا ضمن دریافت سیگنال با بهره بالا در ایستگاه پایه، تداخل بین کاربران نیز کاهش می‌کند.

با توجه به اینکه اکثر نتایج در سیستم‌های انبوه آنتنی به صورت حدی بیان شده‌اند، پس تحقیق مدل‌های مختلف سیستم‌های قدیمی‌تر چندآنتنی روی این رژیم حدی بسیار حائز اهمیت است. این گزارش مدل سیستم جدیدی را در نظر می‌گیرد که مشکلات سخت‌افزاری فرستنده-گیرنده هم در کاربرهای تک‌آنتنی و هم در ایستگاه پایه مجهز به آرایه آنتنی بسیار بزرگ را در برمی‌گیرد.

همانطور که برای سخت‌افزارهای ایده آل سیستم‌های چندآنتنی قدیمی مطرح شده است برای این سیستم‌ها نیز نشان می‌دهیم که نقص‌های سخت‌افزاری سقف محدودیتی روی دقت تخمین کانال و ظرفیت هر کاربر در لینک‌های رفت و برگشت ایجاد می‌کند. همچنین، بطور عجیبی ظرفیت هر کاربر توسط نقص‌های سخت‌افزاری محدود می‌شود، درحالی‌که تاثیر این نقص‌ها روی آرایه‌های مقیاس بزرگ بطور مجانبی از بین می‌رود و تداخل بین کاربران بسیار ناچیز شده و قابل اغماض می‌شود. بعلاوه اثبات می‌نماییم که درجه آزادی بسیار زیادی در سیستم‌های انبوه آنتنی حاصل می‌شود که می‌تواند برای کاهش توان ارسالی و افزایش قابلیت تحمل نقص‌های سخت‌افزاری بزرگ مورد استفاده قرار گیرد، که باعث افزایش راندمان طیفی المان‌های آنتن و کاهش هزینه‌ها می‌شود، [1].

فهرست مطالب

چکیده:	۱
فهرست مطالب	ب
فهرست شکل‌ها	د
۱- مقدمه:	۱
۲- کانال و مدل سیستم:	۴
۲-۱- نقص‌های سخت‌افزاری فرستنده-گیرنده:	۷
۲-۲- مدل سیستم در لینک برگشت:	۸
۲-۳- مدل سیستم در لینک رفت:	۱۱
۳- تخمین کانال در لینک رفت:	۱۳
۳-۱- تاثیر طول داده آموزشی:	۱۵
۳-۲- توضیحات عددی:	۱۷
۴- انتقال داده در لینک‌های رفت و برگشت:	۲۳
۴-۱- کران بالا روی ظرفیت‌های کانال:	۲۴
۴-۲- کران پایین روی ظرفیت‌های کانال:	۲۸
۴-۳- توضیحات عددی:	۳۲
۵- افزایش راندمان انرژی و کاهش کیفیت سخت‌افزاری:	۳۶

- ۴۲ ۵-۱- نتایج عددی:
- ۴۶ ۶- توسعه به سناریوهای چندسلولی:
- ۴۶ ۶-۱- تداخل بین کاربری در لینک رفت:
- ۵۰ ۶-۲- تداخل بین کاربری در لینک برگشت:
- ۵۰ ۶-۳- توضیحات عددی:
- ۵۶ ۷- اصلاح مدل سیستم و پیامدهای ممکن:
- ۵۷ ۷-۱- تلف توان:
- ۵۸ ۷-۲- مقیاس‌بندی های توان بالا:
- ۵۸ ۷-۳- توزیع نویزهای اعوجاجی جایگزین:
- ۵۹ ۷-۴- اعوجاج‌های ضرب‌شونده:
- ۶۲ ۷-۵- همپاسخی کانال ناکامل:
- ۶۳ ۸- جمع‌بندی:
- ۶۵ مراجع:

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱: کانال همپاسخ بین BS مجهز به آرایه آنتنی و کاربر تک آنتنی [۱]..... ۵
- شکل ۲: عمل دوره ای محوشدگی بلوکی در سیستم TDD، که دوره تناوب همدوسی Tcoher به دو فاز برای انتقال داده اصلی و داده آموزشی در UL/DL تقسیم شده است ۶
- شکل ۳: تخمین خطا در هر المان آنتن با تخمینگر LMMSE ۱۸
- شکل ۴: خطای تخمین درهرالمان آنتن با تخمینگر LMMSE به عنوان تابعی از طول داده آموزشی ۲۰
- شکل ۵: خطای تخمین درهرالمان آنتن با تخمینگر LMMSE به عنوان تابعی از تعدادآنتن‌های BS ۲۱
- شکل ۶: کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت. افزایش تعداد آنتن ها N ، نقصهای سخت‌افزاری تاثیر اساسی روی رفتار حدی دارد. ۳۳
- شکل ۷: کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت به ازای $kUE = 0.052$. تاثیر نقص‌های سخت‌افزاری روی ایستگاه پایه بطورحدی از بین می‌رود. ۳۵
- شکل ۸: کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت برحسب تعداد آنتن های BS. چهار مدل کوواریانس کانال در نظر گرفته شده و نقص‌های سخت‌افزاری با $kBS = kUE = 0.05$ توصیف شده اند. ۳۶
- شکل ۹: راندمان انرژی قابل دستیابی در سخت‌افزار ایده و غیرایده آل برای توان ارسالی ثابت ($t=0$)، توان ارسالی که به صورت $Nt/1$ در $t=1/2$ کاهش می‌یابد، و توان ارسالی که EE را حداکثر می‌کند. EE با استفاده از کران های پایین در قضیه ۳ محاسبه شده است و برای هر دو لینک رفت و برگشت معتبر است. ۴۳
- شکل ۱۰: توان های ارسالی مربوطه به منحنی های شکل (۹) ۴۴
- شکل ۱۱: کران های پایین ظرفیت در زمان افزایش نقص‌ها در ایستگاه پایه با N به‌عنوان $N\tau$ برای ۴۵

شکل ۱۲: کران‌های پایین ظرفیت یک کاربر با داده‌های آموزشی آلوده به تداخل، که شدت آنها متغیر است و احتمالاً تداخل بین کاربری -۱۰ dB کمتر از سیگنال مطلوب است. همچنین تداخل در نویز اعوجاجی کاهش پیدا می‌کند، اگر آن ضعیفتر از سطح نقص‌ها در کاربر باشد. ۵۲

شکل ۱۳: توضیح سناریو چندسلولی تشکیل شده از ۱۶ ناحیه مربعی با طراحی‌های اطراف آن برای جلوگیری از اثرات لبه‌ای. هر سلول ۴۰۰×۴۰۰ متر است و شامل ۶ کاربر با فاصله‌های مساوی روی یک دایره با شعاع ۱۰۰ متر است. ۵۴

شکل ۱۴: راندمان طیفی قابل‌دستیابی برای متوسط کاربران در سناریو چندسلولی ترسیم‌شده در شکل (۱۳). هر کاربر یا سیگنال داده آموزشی واحد دارد یا داده‌های آموزشی مشابه دارای استفاده مجدد در هر سلول است. در حالت سخت‌افزار ایده آل، آلودگی داده‌های آموزشی از راندمان طیفی می‌کاهد، درحالی‌که تاثیر آن در حالت سخت‌افزار غیرایده آل ($ktUE = krBS = 0.12$) قابل اغماض است. ۵۵

فهرست علائم اختصاری

ADC Analog-to-Digital Conversion

BS Base Station

CO Common Oscillator

CSI Channel State Information

DL Downlink

EE Energy Efficiency

EVM Error Vector Magnitude

LMMSE Linear Minimum Mean Square Error

LTE Long Term Evolution

mMIMO Massive Multi Input-Multi Output

MIMO Multi Input-Multi Output

MMSE Minimum Mean Square Error

MRC Maximal Ratio Combining

MRT Maximal Ratio Transmission

MSE Minimum Square Error

PAPR Peak-to-Average Power Ratio

SDMA Space Division Multiple Access

SE Spectral Efficiency

SINR Signal-to-Interference and Noise Ratio

SNR Signal-to-Noise Ratio

SO Separate Oscillator

TDD Time Division Duplexing

TDMA Time Division Multiple Access

UE User Equipment

UL Uplink

۱- مقدمه:

راندمان طیفی^۱ لینک‌های مخابراتی که اغلب توسط ظرفیت تئوری محدود می‌گردد، نه تنها به نسبت سیگنال به نویز^۲ (SNR) بلکه به همبستگی فضایی در محیط‌های انتشار، دقت تخمین کانال، نقص‌های سخت‌افزاری^۳ در فرستنده-گیرنده^۴ و منابع پردازش سیگنال بستگی دارد. با توجه به افزایش تقاضا برای دریافت سرویس در شبکه‌های مخابراتی افزایش راندمان طیفی از اهمیت والایی برخوردار است. گرچه افزایش راندمان طیفی منجر به ایجاد نیاز اساسی برای استفاده از سخت‌افزار بسیار دقیق و نیازمندی‌های سرآمد^۵ می‌شود. پس برای افزایش راندمان طیفی و ایجاد سهولت در مسائل پیاده‌سازی شبکه‌های مذکور، شبکه‌ای با ساختار جدید و قابلیت‌های بسیار بالا ارائه شده است. این شبکه به انبوه آنتنی^۶ (mMIMO) یا چندآنتنی مقیاس بزرگ^۷ مشهور است، که در آن از تعداد آنتن‌های بسیار زیاد روی ایستگاه پایه و وضعیت کانال همپاسخ دویپلکسینگ تقسیم زمانی^۸ (TDD) استفاده می‌شود. برخی از ویژگی‌های کلیدی آن عبارتند از: (۱) با توجه به استفاده از ترکیب و شکل‌دهی پرتو همدوس، تلفات انتشار توسط بهره‌آرایه‌ای بسیار بزرگ کاهش پیدا می‌کند؛ (۲) با توجه به خطاهای تخمین کانال، نشت تداخل در فضای برداری با ابعاد بزرگ بطور حدی از بین می‌رود؛ (۳) الگوریتم‌های پردازش سیگنال با پیچیدگی پایین بطور حدی بهینه هستند؛ (۴) تداخل‌های بین‌کاربری براحتی توسط شکل‌دهی پرتو^۹ با رزولوشن بالا قابل کاهش است، [1].

¹ Spectral Efficiency

² Signal to Noise Ratio

³ Hardware Impairments

⁴ Transceiver

⁵ Overload

⁶ Massive Multi Input-Multi Output

⁷ Large-Scale Multi Input-Multi Output

⁸ Time Division Duplexing

⁹ Beamforming

در سیستم‌های مخابراتی با آرایه‌های آنتنی بزرگ برای کاهش هزینه‌های ناشی از نصب و استفاده، اغلب استقرار شبکه‌ای که دارای المان‌های آنتن با سخت‌افزار ارزان‌اند، مورد توجه طراحان قرار دارد. استفاده از سخت‌افزار ارزان می‌تواند در هر فرستنده-گیرنده نقص‌هایی ایجاد کند که از جمله آنها می‌توان به غیرخطینگی تقویت‌کننده‌های توان، عدم تعادل در بخش‌های هم‌فاز و متعامد مدولاسیون‌ها، نویز فاز، خطاهای کوانتیزاسیون و ... اشاره کرد. اثر نقص‌های سخت‌افزاری بر راحتی توسط الگوریتم‌های جبران‌ساز کاهش داده می‌شود، که با روش‌های پردازش سیگنال آنالوگ و دیجیتال طراحی می‌شوند. اما نمی‌توان همه تأثیرهای آنها در شبکه را از بین برد، چرا که به دلیل وجود نویزهای مختلف با ماهیت تصادفی ویژگی‌های سخت‌افزاری متغیر با زمان بوده و نمی‌توان همه آنها را پارامتربندی کرده و بطور دقیق تخمین زد. اساساً، نقص‌های سخت‌افزاری باعث ایجاد محدودیت در ظرفیت سیستم در رژیم‌های توان بالا می‌شوند، البته تأثیر آنها در رژیم تعداد آنتن‌های بسیار زیاد کمتر مورد بررسی قرار گرفته است.

تأثیر غیرخطینگی تقویت‌کننده‌های توان در فرستنده می‌تواند با داشتن نسبت توان حداکثر به توان متوسط^۱ (PAPR) پایین کاهش پیدا کند. برای پیش‌کدگذاری بهینه لینک برگشت برای داشتن PAPR پایین، درجه‌های آزادی باقیمانده^۲ توسط سیستم‌های انبوه آنتنی ارائه شده است. طرح پیش‌کدگذاری پوش-ثابت^۳ برای PAPR بسیار پایین توسط برخی مقالات ارائه شده است، [1].

مقاله [1] کلیه تأثیر نقص‌های سخت‌افزاری غیرایده‌آل در سیستم‌های با آرایه آنتنی بزرگ را مورد تحقیق و بررسی قرار می‌دهد و در آن فرض شده است که الگوریتم‌های جبران‌سازی مناسب بکاربرده شده و بر روی نقص‌های سخت‌افزاری باقیمانده^۴ متمرکز می‌شود. نقص‌های سخت‌افزاری باقیمانده در فرستنده و گیرنده به

¹ Peak to Average Power Ratio

² Residual Degrees of Freedom

³ Envelop-Constant

⁴ Residual Hardware Impairments

صورت نویز‌های اعوجاجی جمع‌شونده^۱ مدل می‌شوند. این مدل سیستم با نقص‌های سخت‌افزاری در بخش ۲ ارائه شده است. در بخش ۳ تخمین‌گر کانال براساس داده‌های آموزشی^۲ استخراج می‌شود و نشان می‌دهد که دقت تخمین کانال توسط نقص‌های سخت‌افزاری مختلف محدود می‌گردد. تمرکز بخش ۴ بر روی سیستم تک‌لینکی است که در آن کران‌های بالا و پایین برای ظرفیت لینک‌های رفت و برگشت استخراج شده است. نتایج حاصل شده از این بخش ایجاد سقف محدودیت روی ظرفیت با توجه به نقص‌های سخت‌افزاری را نشان می‌دهد. بخش ۵ نشان می‌دهد که راندمان انرژی^۳ بسیار بالا انعطاف زیادی در نقص‌های سخت‌افزاری ایستگاه پایه (BS) می‌تواند حاصل گردد. بخش ۶ این نتایج را در سیستم‌های چندسلولی مورد بررسی قرار می‌دهد و نشان می‌دهد که تداخل بین کاربری (شامل آلودگی داده‌های آموزشی)، اساساً در نویز اعوجاجی نقص‌های سخت‌افزاری کاهش می‌یابد. بخش ۷ تاثیر مدل‌های مختلف سیستم را نشان می‌دهد و بخش ۸ نیز به جمع مطالب ارائه شده می‌پردازد.

نکته: در این گزارش از علامت x برای نمایش بردارهای ستونی و از X برای نشان دادن پارمترها استفاده شده است. فرض کنید که X^T , X^* و X^H نشان‌دهنده ترانهاده، مزدوج و مزدوج ترانهاده بردار X هستند. عبارت $X1 \preceq X2$ به این معنی است که $X1 - X2$ نیمه معین مثبت^۴ است. ماتریس قطری با درایه‌های $a1, \dots, aN$ روی قطر اصلی به صورت $\text{diag}(a1, \dots, aN)$ نمایش داده می‌شود و I نیز نشان‌دهنده ماتریس واحد (در ابعاد مناسب) است. نرم‌های طیف و فروبیوس ماتریس X به ترتیب با $\|X\|_F$ و $\|X\|_2$ نشان داده شده‌اند، درحالی‌که $\|x\|_k$ اشاره به Γ_k نرم بردار x دارد. A متغیر تصادفی x و تحقق آنها نیز با روش‌های مشابه بطور اختصار نشان داده شده است. عملگر متوسط‌گیری نسبت به متغیر x با $\mathbb{E}\{x\}$ نشان داده شده است، درحالی‌که $\mathbb{E}\{x|y\}$ متوسط‌گیری شرطی در زمان معلوم بودن y است. A متغیر تصادفی $x \sim \mathcal{N}(\bar{x}, q)$ به صورت x نشان داده شده‌اند، که

¹ Additive Distortion Noises

² Pilot-Based

³ Energy Efficiency

⁴ Positive Semi-Definit

در آن q و متوسط \bar{x} واریانس است. A بردار تصادفی گاوسی مختلط مدور متقارن $x \sim \mathcal{CN}(\bar{x}, Q)$ به صورت x که در Q و متوسط \bar{x} ماتریس کوواریانس است. مجموعه تهی با \emptyset نشان داده می‌شود و همچنین عبارت $f(x)$ $\mathcal{O}(g(x)) =$ نیز به معنی است که به ازای $x \rightarrow \infty$ عبارت $\left| \frac{f(x)}{g(x)} \right|$ محدود می‌شود.

۲- کانال و مدل سیستم:

در قسمت اعظمی از این گزارش به تحلیل اساسی محدودیت‌های راندمان طیفی و راندمان انرژی لینکی می‌پردازیم، که تحت شرایط تداخل دلخواه عمل می‌کند. لینک بین N آنتن ایستگاه پایه و کاربر^۱ (UE) تک آنتنی ایجاد شده است. ویژگی مهم این تحلیل تعداد آنتن‌های بسیار زیاد است. پروتکل TDD که بین لینک رفت^۲ (UL) و لینک برگشت^۳ (DL) در یک زیرحامل با محوشدگی هموار تغییر وضعیت می‌دهد، در نظر گرفته شده است و زمانی که تعداد آنتن‌ها N خیلی زیاد باشد، این می‌تواند تخمین کانال بهینه را انجام دهد و سرآمد در لینک رفت مستقل از N خواهد بود. اطلاعات وضعیت کانال^۴ (CSI) حاصل شده، با بکارگیری خاصیت همپاسخی^۵ کانال برای آشکارسازی داده در لینک رفت و همچنین داده ارسالی در لینک برگشت مورد استفاده قرار می‌گیرد؛ شکل (۱) را ببینید. در بخش ۶ این نتایج در سیستم‌های چندسلولی با تعداد زیادی کاربر، تداخل بین سلولی و آلودگی داده‌های آموزشی^۶ نیز مورد بررسی قرار می‌گیرند، [1].

¹ User Equipment

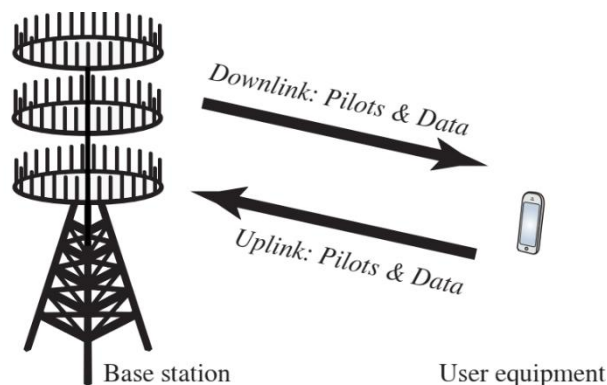
² Uplink

³ Downlink

⁴ Channel State Information

⁵ Reciprocity

⁶ Pilot Contamination



شکل ۱: کانال همپاسخ بین BS مجهز به آرایه آنتنی و کاربر تک آنتنی [1]

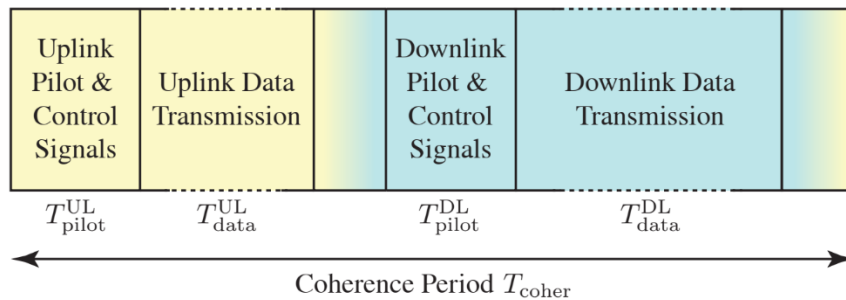
یک ساختار محوشدگی بلوکی^۱ که در آن هر کانال در مدت زمان هم‌دوسی^۲ T_{coher} ثابت است، در نظر گرفته شده است. عوامل موثر در تحقق کانال به صورت تصادفی تولید شده اند و بین بلوک‌ها مستقل هستند. برای سهولت، T_{coher} برای هر کانال مفید و کانال تداخلگر یکسان است و دوره‌های تناوب هم‌دوسی هم‌زمان سازی شده اند. در شکل (۲) پروتکل TDD در نظر گرفته شده است، که در بسیاری از کارهای قبلی نیز قابل مشاهده است؛ به عنوان مثال بلوک با سیگنال‌دهی کنترل/داده آموزشی لینک رفت برای استفاده کانال $T_{\text{pilot}}^{\text{UL}}$ شروع می‌شود و با انتقال داده لینک رفت برای استفاده کانال $T_{\text{Data}}^{\text{UL}}$ دنبال می‌شود. سپس سیستم به لینک برگشت تغییر وضعیت می‌دهد. این قسمت با استفاده کانال $T_{\text{pilot}}^{\text{DL}}$ سیگنال‌دهی کنترل/داده آموزشی لینک برگشت آغاز می‌شود. معمولاً این داده‌های آموزشی توسط هر کاربر برای تخمین کانال موثر آنها (با پیش‌کدگذاری) و شرایط داخلی‌های کنونی مورد استفاده قرار می‌گیرد، که دریافت لینک برگشت را قادر می‌سازد. توجه داشته باشید که این کمیت‌ها بدون توجه به N اسکالر هستند، بنابراین سیگنال‌دهی داده آموزشی لینک برگشت نیازی به مقیاس‌بندی با N ندارد. دوره تناوب هم‌دوسی با انتقال داده لینک برگشت برای استفاده کانال $T_{\text{Data}}^{\text{DL}}$ خاتمه می‌یابد. چهار پارامتر مذکور عبارت زیر را ارضا می‌کنند: $T_{\text{pilot}}^{\text{UL}} + T_{\text{Data}}^{\text{UL}} + T_{\text{pilot}}^{\text{DL}} + T_{\text{Data}}^{\text{DL}} = T_{\text{coher}}$. تحقیقات

¹ Block Fading

² Coherence Time

مقاله [1] برای مقادیر ثابت دلخواه از این پارامترها قابل استفاده است، ولی باید توجه داشت که این عبارت می‌تواند به صورت پویا و براساس T_{coher} بهینه‌سازی گردد.

کانال محوشدگی بلوکی تصادفی بین ایستگاه پایه و کاربر به صورت $h \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ نمایش داده می‌شود. این به صورت فرآیند ارگودیک با پارامترهای مستقل ثابت $h \sim \mathcal{CN}(0, R)$ در هر دوره تناوب همدوسی مدل می‌شود. این به محوشدگی بلوکی رایلی^۱ معروف است و در آن، عبارت $\mathbb{E}\{hh^H\} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ماتریس کوواریانس نیمه معین مثبت است. توزیع آماری در ایستگاه پایه معلوم فرض شده است.



شکل ۲: عمل دوره‌ای محوشدگی بلوکی در سیستم TDD، که دوره تناوب همدوسی T_{coher} به دو فاز برای انتقال داده اصلی و داده آموزشی در UL/DL تقسیم شده است

در تحلیل‌های حدی از این فرض‌های کاربردی استفاده شده است:

- نرم طیفی R بطور یکنواخت و بدون توجه به تعداد آنتن‌ها N کران‌بندی شده است (به عبارت دیگر، $\|R\|_2 = \mathcal{O}(g(x))$;
- تریس R بطور خطی با N مقیاس‌بندی می‌شود (به عبارت دیگر، $0 < \liminf_N \frac{1}{N} \text{Tr}(R) \leq \limsup_N \text{Tr}(R) < \infty$ ، (به عبارت دیگر، \inf_N) و R المان‌های قطری مثبت بسیار دقیق دارد.

¹ Rayleigh

² Trace

فرض اول برای خواص فیزیکی ضروری است، که از قانون ذخیره انرژی ۱ نشأت می‌گیرد. فرض دوم یک نتیجه مرسوم در افزایش اندازه آرایه‌ها با N است و در نتیجه باعث افزایش رزولوشن و حداکثر روزه موثر آنتن ۲ می‌شود. این فرض‌ها به $\liminf_N \frac{1}{N} \text{rank}(R) \leq 1$ دلالت دارند و به این معنی است که R می‌تواند مرتبه بهینه باشد اما مرتبه با N افزایش می‌یابد، بطوریکه $cN \leq \text{rank}(R) \leq N$ برای برخی $c > 0$.

عموماً R با ماتریس تشابه مقیاس‌بندی نمی‌شود، اما انتشار فضایی محیط و هندسه آرایه را توصیف می‌کند. ممکن است به دلیل عدم وجود پراکنده‌گرهای غنی کافی، این مرتبه بهینه برای آرایه‌های بزرگ باشد.

۱-۲- نقص‌های سخت‌افزاری فرستنده-گیرنده:

اغلب مقالات در سیستم‌های انبوه آنتنی، کانال‌هایی با سخت‌افزار فرستنده-گیرنده ایده‌آل در نظر می‌گیرند. گرچه، فرستنده-گیرنده‌های عملی دارای نقص‌های سخت‌افزاری هستند، که (۱) عدم تطابق ۳ بین سیگنال‌های ارسالی مطلوب و آنچه واقعاً تولید شده و ارسال گردیده است؛ (۲) تحریف سیگنال دریافتی در پردازش‌های سمت گیرنده. در مقاله [1]، چگونگی تأثیر سخت‌افزار در عملکرد و خواص حدی اصلی سیستم‌های انبوه آنتنی مورد بررسی قرار گرفته است.

پیاده‌سازی‌های فرستنده-گیرنده فیزیکی شامل عناصر سخت‌افزاری مختلفی است (مثل تقویت‌کننده‌ها، مبدل‌ها، میکسرها، فیلترها و اسیلاتورها) که هر یک به طریقی سیگنال اصلی را دچار اعوجاج می‌کنند. ناکامل بودن سخت‌افزار غیرقابل اجتناب است، اما شدت نقص‌های آن به طراحی مهندسی بستگی دارد، حتی برای کاهش هزینه‌های سخت‌افزاری و کاهش توان مصرفی، اعوجاج‌های بزرگتر بطور عمدی می‌تواند تولید شود. رفتار غیرایده‌آل هر یک از عناصر می‌تواند با هدف طراحی الگوریتم‌های جبران‌سازی با جزئیات کامل مدل گردد، اما

¹ Energy Conservation Law

² Aperture

³ Mismatch

حتی بعد از جبران‌سازی نیز نقص‌های سخت‌افزاری باقیمانده باقی خواهد ماند، به عنوان مثال، با توجه به دقت مدلسازی ناکافی، تخمین ناکامل از پارامترهای مدلسازی، و مشخصات متغیر با زمان ایجاد شده توسط نویز. از دیدگاه عملکرد سیستم، تاثیرهای انباشته نقص‌های سخت‌افزاری بسیار حائز اهمیت است، اما رفتار انفرادی هر یک از عناصر سخت‌افزار آنچنان اهمیتی ندارد. اخیراً مدل سیستم ارائه شده است که نقص‌های سخت‌افزاری انباشته شده با نویزهای اعوجاجی جمع شونده مستقل در ایستگاه پایه و در کاربر مدلسازی شده است. در مقاله [1] نیز از این مدل سیستم استفاده شده است. جزئیات مدل سیستم های لینک رفت و برگشت در زیربخش های ۶ الی ۳ برای بررسی جنبه های مختلف سیستم های انبوه آنتنی ارائه خواهد شد. توضیح مدل سیستم ها نیز در بخش ۷ آورده شده است و بدنبال آن جمع بندی مطالب ارائه شده بیان شده است.

۲-۲- مدل سیستم در لینک برگشت:

کانال لینک برگشت برای انتقال داده و تخمین کانال براساس داده های آموزشی مورد استفاده قرار می‌گیرد، شکل (۱) را مشاهده فرمایید. سیگنال لینک برگشت دریافتی $y \in \mathbb{C}$ در یک کانال MISO با محوشدگی هموار عموماً به صورت زیر مدلسازی می‌شود:

$$y = h^T s + n \quad (۳)$$

که در آن $s \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ یا سیگنال داده آموزشی غیرتصادفی و یا سیگنال داده اصلی تصادفی با میانگین صفر است، در هر صورت ماتریس کوواریانس به صورت $W = \mathbb{E}\{hh^H\}$ و توان متوسط به صورت $p^{BS} = \text{Tr}(W)$ است. پارامتر طراحی است، و محتمل تابعی از پاسخ کانال h در این سیستم و هر پاسخی از هر کانال در سیستم استفاده شده است (به عنوان مثال تابعی از پیشکدگذاری). H مجموعه ای از پاسخ های کانال برای همه سیگنال های مفید و تداخلگر است (به عبارت دیگر $h \in H$). از این رو W در دوره تناوب همدوسی تقریباً ثابت است، اما بین دوره های تناوب های همدوسی تغییر می‌کند، زیرا H در آنها تغییر می‌کند. جمله جمع‌شونده $n = n_{\text{noise}} +$

n_{interf} فرآیند تصادفی ارگودیک است که شامل نویز‌های دریافتی مستقل $n_{\text{noise}} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{UE}}^2)$ و تداخل n_{interf} از انتقال‌های لحظه‌ای (مثل دیگر کاربران) است. سیگنال تداخل دارای میانگین صفر و مستقل از سیگنال داده اصلی است، اما محتمل به هر کانال در سیستم وابسته است (به عنوان مثال کانالی که حامل تداخل است). از این رو، واریانس تداخلگر شرطی برابر $\mathbb{E}\{ \|n_{\text{interf}}\|^2 | H \} \geq 0$ در دوره تناوب هم‌دوسی است که در آن پاسخ‌های کانال H است. واریانس کانال در درازمدت با n نشان داده شده است. برای اختصار از $\mathbb{E}\{ \|H^{\text{UL}}\| \}$ برای نمایش سیگنال تداخل و سیگنال دریافتی استفاده می‌گردد، و به این معنی نیست که از دیدگاه کاربر، تداخل به عنوان نویز برخورد می‌شود. مدل سیگنال تداخل در بخش ۶ با جزئیات ارائه شده است. برای مدلسازی سیستم با سخت‌افزار غیرایده‌آل بسیار دقیق‌تر، مدل سیستم جدید در نظر گرفته می‌شود که در آن سیگنال دریافتی به صورت زیر است:

$$y = \mathbf{h}^T (\mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_t^{\text{BS}}) + \eta_r^{\text{UE}} + n \quad (2)$$

تفاوت این رابطه با مدل (۱) در جمله نویز اعوجاجی جمع‌شونده $\boldsymbol{\eta}_t^{\text{BS}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ و $\eta_r^{\text{UE}} \in \mathbb{C}$ ، که فرآیندهای ارگودیک تصادفی هستند و به ترتیب در نقص‌های فرستنده-گیرنده باقیمانده سخت‌افزار فرستنده در ایستگاه پایه و سخت‌افزار گیرنده در کاربر توصیف می‌شوند. فرض شده است که این فرآیندها از سیگنال ارسالی s مستقل هستند، اما به پاسخ‌های کانال h وابسته‌اند، بنابراین در دوره تناوب هم‌دوسی ایستاد هستند. در حالت خاص، توزیع‌های شرطی $\boldsymbol{\eta}_t^{\text{BS}} \sim \mathcal{CN}(0, \boldsymbol{\Upsilon}_t^{\text{BS}})$ و $\eta_r^{\text{UE}} \sim \mathcal{CN}(0, v_r^{\text{UE}})$ برای پاسخ‌های کانال معلوم H در نظر گرفته شده است. توزیع‌های گاوسی $\boldsymbol{\eta}_t^{\text{BS}}$ و η_r^{UE} بطور آزمایشگاهی تایید شده‌اند، (در شکل ۱۳ می‌توانید مشاهده فرمایید) و می‌توانند توسط قضیه حد مرکزی نیز حاصل شوند. نویزهای اعوجاجی اثرات انباشتی بسیاری از نقص‌های سخت‌افزاری باقیمانده توصیف کردند. از ویژگی‌های مهم آنها این است که نویز اعوجاجی ایجاد شده در آنتن متناسب با توان سیگنال در هر آنتن است، بنابراین داریم:

$$\boldsymbol{\Upsilon}_t^{\text{BS}} = \kappa_t^{\text{BS}} \text{diag}(W_{11}, \dots, W_{NN}) \quad (3)$$

$$v_r^{UE} = \kappa_r^{UE} \mathbf{h}^T \mathbf{W} \mathbf{h}^* \quad (4)$$

که در آن W_{ii} المان قطری نام \mathbf{W} است و k_t^{BS} و $k_t^{UE} \geq 0$ ضرایب تناسب‌پذیری^۱ هستند. هدف تبدیل بخش ثابت سیگنال به تداخل است؛ به عنوان مثال با توجه به خطاهای کوانتیزاسیون مبدل‌های آنالوگ به دیجیتال (ADC) بهره کنترل شده خودکار، تداخل بین حامل تحریک شده توسط نویز فاز، نشت از زیرحامل‌های آینه در حالت عدم تعادل بین بخش همفاز و متعامد (I/Q)، و غیرخطینگی دامنه-دامنه تقویت کننده توان. ضرایب تناسب در تحلیل‌ها بطور ثابت رفتار می‌کنند، اما عموماً می‌توانند با توان سیگنال افزایش پیدا کنند.

یادآوری^۱ (نویز اعوجاجی و EVM^۲). نویز اعوجاجی تغییرات سیگنال موثر است، زمانیکه نویزهای دریافتی متعارف تغییرات تصادفی در ادوات الکترونیکی در گیرنده را مدلسازی می‌کنند. تفاوت اصلی این است که توان نویز اعوجاجی غیرایستاد است زیرا متناسب با توان سیگنال p^{BS} و بهره کانال کنونی $\|\mathbf{h}\|_2^2$ است. ضرایب تناسب k_t^{UE} و k_t^{BS} سطوح نقص‌ها را مشخص می‌کنند و به اندازه بردار خطا مربوط هستند، (EVM). به عنوان مثال EVM ایستگاه‌های پایه این چنین است:

$$EVM_t^{BS} = \sqrt{\frac{\mathbb{E}\{\|\boldsymbol{\eta}_t^{BS}\|_2^2 | \mathcal{H}\}}{\mathbb{E}\{\|\mathbf{s}\|_2^2 | \mathcal{H}\}}} = \sqrt{\frac{\text{tr}(\boldsymbol{\Upsilon}_t^{BS})}{\text{tr}(\mathbf{W})}} = \sqrt{\kappa_t^{BS}} \quad (5)$$

EVM یک معیار کیفیت رایج در فرستنده-گیرنده است و استاندارد 3GPP^۳ نیازمندی‌های EVM کلی در محدوده‌های [0.08, 0.175] است، که در آن اگر EVM کوچک باشد، بهره‌های طیفی (مدولاسیون) بالاتر نیز پشتیبانی شده است. فرستنده-گیرنده‌های LTE مرسوم همه مدولاسیون‌های استاندارد شده را پشتیبانی می‌کنند، بنابراین EVM زیر 0.08 است. گرچه، EVM‌های بزرگتر مورد علاقه سیستم‌های انبوه آنتنی است، زیرا چنین قیدهای سخت‌افزاری راحت، استفاده از تجهیزات ارزان قیمت را ممکن می‌سازند. بنابراین در شبیه

¹ Proportionality Coefficients

² Error Vector Magnitude

³ Long Term Evolution

⁴ Third Generation Partnership Project

سازی این گزارش (در مقاله [1])، پارامترهای k در محدوده $[0, 0.15^2]$ است، که مقادیر کوچک سخت‌افزار گران و دقیق را نشان می‌دهند.

۲-۳- مدل سیستم در لینک رفت:

کانال لینک رفت همپاسخ برای تخمین داده آموزشی و داده‌های اصلی انتقال مورد استفاده قرار می‌گیرد، (شکل (۱) و بخش‌های ۶ الی ۳ را مشاهده فرمایید). مدل سیستم با سیگنال دریافتی $z \in \mathbb{C}^N$ در ایستگاه پایه این چنین است:

$$z = \mathbf{h}(d + \eta_t^{\text{UE}}) + \eta_r^{\text{BS}} + \nu \quad (۶)$$

که در آن $d \in \mathbb{C}$ هم سیگنال داده آموزشی غیر تصادفی (که برای تخمین کانال استفاده می‌شود) و هم سیگنال داده تصادفی است. جمله جمع‌شونده $\nu = \nu_{\text{noise}} + \nu_{\text{interf}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ یک فرآیند ارگودیک است، که شامل نویزهای دریافتی مستقل $\nu_{\text{noise}} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{BS}^2)$ و همچنین تداخل ν_{interf} و دیگر انتقال‌های لحظه‌ای است. سیگنال تداخل از d مستقل است اما محتمل به پاسخ‌های کانال H بستگی دارد. علاوه بر این، شرایط آماری سیگنال تداخل می‌تواند از فازهای انتقال داده اصلی و سیگنال داده آموزشی متفاوت باشد؛ به عنوان این فرض رایج است که هر سلول از روش دسترسی چندگانه تقسیم زمانی^۱ (TDMA) برای انتقال داده‌های آموزشی استفاده می‌کند، زیرا این روش می‌تواند اطلاعات وضعیت کانال دقیق برای انتقال داده با استفاده از روش دسترسی چندگانه تقسیم مکانی^۲ (SDMA) را فراهم می‌نماید. بنابراین، فرض شده است که ν_{interf} دارای میانگین صفر بوده و $S = \mathbb{E}\{\nu_{\text{interf}} \nu_{\text{interf}}^H | H\}$ ماتریس کوواریانس در زمان انتقال داده‌های آموزشی است، همچنین ماتریس S دارای نرم طیفی کراندار یکنواخت است، $\|S\|_2 = \mathcal{O}(1)$. به دلایل فیزیکی برای R نیز چنین است.

¹ Time Division Multiple Access

² Space Division Multiple Access

برای انتقال داده، ماتریس کوواریانس شرطی $Q_H = \mathbb{E}\{v_{\text{interf}}^H v_{\text{interf}} | H\}$ در دوره تناوب همدوسی با پاسخ‌های کانال H و با توجه به ماتریس کوواریانس $\mathbb{E}\{Q_H\}$ تعریف شده است. ماتریس کوواریانس S و $Q_H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ نیمه معین مثبت هستند. نرم طیفی Q_H محتمل با توجه آلودگی داده‌های آموزشی در سیستم‌های چندسلولی با افزایش تعداد آنتن‌ها N ، بدون کران افزایش پیدا می‌کند، (برای مشاهده جزئیات بیشتر به بخش ۶ مراجعه کنید).

مشابه لینک برگشت، نقص‌های فرستنده-گیرنده باقیمانده و انباشته شده در سخت‌افزار، که برای انتقال در لینک رفت مورد استفاده قرار می‌گیرند، با نویز اعوجاجی مستقل $\eta_r^{BS} \in \mathbb{C} \eta_t^{UE} \in \mathbb{C}$ به ترتیب در فرستنده و گیرنده مدل‌سازی می‌شوند. این فرآیندهای تصادفی ارگودیک، مستقل از d هستند، اما به پاسخ‌های کانال $\eta_r^{BS} \sim \mathcal{CN}(0, v_r^{UE})$ و $\eta_t^{UE} \sim \mathcal{CN}(0, \Upsilon_t^{BS})$ توزیع شرطی برای H دارند. بستگی دارند. توزیع شرطی چنین مدل‌سازی می‌شود:

$$v_t^{UE} = \kappa_t^{UE} p^{UE} \quad (7)$$

$$\Upsilon_r^{BS} = \kappa_r^{BS} p^{UE} \text{diag}(|h_1|^2, \dots, |h_N|^2) \quad (8)$$

توجه کنید که کیفیت سخت‌افزاری با k_r^{BS} و k_t^{BS} در ایستگاه پایه و با k_r^{UE} و k_t^{UE} در کاربر مشخص می‌شود و داریم: $k_r^{BS} \neq k_t^{BS}$ و همچنین $k_r^{UE} \neq k_t^{UE}$ ، زیرا برای انتقال و دریافت در هر قطعه از زنجیره فرستنده و گیرنده متفاوت استفاده می‌نماییم. اغلب طراحان علاقه مند به استفاده از سخت‌افزار ارزان و دستیابی به عملکرد بالا هستند. این امر مخصوصاً در سیستم‌های انبوه آنتنی بسیار بارز است، زیرا هزینه استقرار آرایه‌های آنتنی بزرگ ممکن است به صورت خطی با تعداد آنتن‌ها N افزایش پیدا کند، مگر اینکه سطوح نقص‌ها، k_r^{BS} و k_t^{BS} ، در ایستگاه پایه بزرگتر نسبت به سیستم‌های قدیمی قابل قبول باشد.

۳- تخمین کانال در لینک رفت:

در این بخش تخمین پاسخ های کانال h با مقایسه سیگنال دریافتی لینک رفت z با سیگنال داده آموزشی لینک رفت d (یادآوری از نکات قبلی: $|d|^2 p^{UE}$) در نظر گرفته می‌شود. نتایج متعارف بر روی تخمین کانال براساس داده های آموزشی، کانال های با محوشدگی رایلی را در نظر می‌گیرند که دارای نویز گاوسی مختلط با شرایط آماری معلوم هستند. البته این گزارش (در مقاله [1]) مدنظر نیست زیرا توزیع نویزهای η_t^{UE} و η_t^{BS} بطور موثر به پاسخ های کانال h تصادفی وابسته هستند. این وابستگی در ضرب $h\eta_t^{UE}$ یا واریانس شرطی η_t^{BS} قابل مشاهده است. گرچه، نویز های اعوجاجی زمانی گاوسی هستند که روی پاسخ های کانال شرط شده اند و نویز اعوجاجی حاصلضرب متغیرهای گاوسی است، بنابراین توزیع گاوسی مختلط دوبرابر خواهند داشت.

حال تخمینگر LMMSE^۱ برای پاسخهای کانال h تحت نقص‌های سخت‌افزاری استخراج می‌شود.

قضیه ۱. تخمینگر LMMSE برای h از روی مشاهده سیگنال دریافتی z به صورت زیر است:

$$\hat{\mathbf{h}} = \underbrace{d^* \mathbf{R} \bar{\mathbf{Z}}^{-1}}_{\triangleq \mathbf{A}} \mathbf{z} \quad (9)$$

که در آن $\mathbf{R}_{diag} = \text{diag}(r_{11}, \dots, r_{NN})$ شامل المان های قطری \mathbf{R} است و ماتریس کوواریانس \mathbf{z} به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$\bar{\mathbf{Z}} = \mathbb{E}\{\mathbf{z}\mathbf{z}^H\} = p^{UE}(1 + \kappa_t^{UE})\mathbf{R} + p^{UE}\kappa_r^{BS}\mathbf{R}_{diag} + \mathbf{S} + \sigma_{BS}^2\mathbf{I} \quad (10)$$

MSE کل برابر $\text{tr}(\mathbf{R})$ است $\text{MSE} = \mathbb{E}\{\|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|_2^2\}$ است که در آن ماتریس کوواریانس خطا به صورت زیر است:

$$\mathbf{C} = \mathbb{E}\{(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H\} = \mathbf{R} - p^{UE}\mathbf{R}\bar{\mathbf{Z}}^{-1}\mathbf{R} \quad (11)$$

^۱ Linear Minimum Mean Square Error

اثبات: تخمینگر LMMSE فرم $Az\hat{h}$ دارد که A می‌تواند MSE حداقل کند. MSE به این صورت تعریف می‌شود:

$$\text{MSE} = \text{tr}(\mathbf{R} - d\mathbf{A}\mathbf{R} - d^*\mathbf{R}\mathbf{A}^H + \mathbf{A}\bar{\mathbf{Z}}\mathbf{A}^H) \quad (12)$$

که در آن متوسط گیری در عبارت $\text{MSE} = \mathbb{E}\{\|\hat{h} - h\|_2^2\}$ شامل η_t^{UE} و η_r^{BS} با استفاده از اولین مقدار ثابت h و سپس متوسط گیری روی h محاسبه می‌شود. تخمینگر LMMSE در رابطه (۹) با دیفرانسیل گیری از رابطه (۱۲) نسبت به A و صفر قرار دادن تساوی حاصل می‌شود. این بردار MSE را حداقل می‌کند، زیرا Hessian همواره مثبت است. ماتریس کوواریانس خطا و MSE با قرار دادن رابطه (۹) در تعاریف مربوطه بدست می‌آیند. براساس قضیه (۱) کانال می‌تواند به صورت $h = \hat{h} + \epsilon$ تجزیه شود که \hat{h} تخمین LMMSE در رابطه (۹) است و $\epsilon \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ خطای تخمین نامعلوم را نشان می‌دهد. برعکس تخمین های قدیمی با نویزهای گاوسی مستقل، \hat{h} و ϵ نه مستقل اند و نه گاوسی مختلط توام، بلکه فقط همبسته بوده و دارای میانگین صفر هستند. ماتریس های کوواریانس به صورت $\mathbb{E}\{\epsilon\epsilon^H\} = C$ و $\mathbb{E}\{\hat{h}\hat{h}^H\} = R - C$ هستند که C از رابطه (۱۱) بدست می‌آید.

یادآور می‌شویم که ممکن است تخمینگرهای غیرخطی وجود داشته باشد که از تخمینگر LMMSE در قضیه (۱)، MSE مقدار کوچکتری دارند. این نشان می‌دهد که برخلاف کانال های قدیمی با نویز گاوسی مستقل، تخمینگر LMMSE تقریباً برابر عملکرد تخمینگر MMSE است، زیرا اختلاف در MSE بسیار کوچک است که به دلیل ضعیف بودن نویزهای اعوجاجی مستقل است.

استنباط ۱. حالت خاص $\mathbf{R} = \lambda \mathbf{I}$ و $S = 0$ را در نظر می‌گیریم. ماتریس کوواریانس خطا در رابطه (۱۱) چنین خواهد بود:

$$\mathbf{C} = \lambda \left(\mathbf{I} - \frac{p^{\text{UE}} \lambda}{p^{\text{UE}} \lambda (1 + \kappa_t^{\text{UE}} + \kappa_r^{\text{BS}}) + \sigma_{\text{BS}}^2} \right) \mathbf{I} \quad (13)$$

در رژیم های توان بالا لینک رفت بالا داریم:

$$\lim_{p^{UE} \rightarrow \infty} \mathbf{C} = \lambda \left(1 - \frac{1}{1 + \kappa_t^{UE} + \kappa_r^{BS}} \right) \mathbf{I} \quad (14)$$

این استنباط مفاهیم مهمی بر روی متوسط خطای تخمین بر المان های h ارائه می‌دهد. واریانس خطا توسط ضریبی در مقابل ماتریس واحد رابطه (۱۳) داده شده است. این مستقل از تعداد آنتن ها N است، بنابراین با افزایش N ، بردار خطا در هر المان نه کاهش و نه افزایش خواهد داشت. مسلماً تخمین خطا تابعی نزولی از توان داده های آموزشی $|d|^2 p^{UE}$ است، اما برخلاف سخت‌افزار ایده آل با $p^{UE} \rightarrow \infty$ واریانس خطا به صفر همگرا نمی‌شود. همانطور که در رابطه (۱۴) دیده شد، طبقه خطای بسیار شدیدی از $\lambda \left(1 - \frac{1}{1 + \kappa_t^{UE} + \kappa_r^{BS}} \right)$ با توجه به نقص‌های سخت‌افزاری فرستنده و گیرنده وجود دارد. بنابراین، دقت خطای کامل در عمل و حتی در حالت حدی نمی‌تواند حاصل گردد. طبقه خطا با مجموع سطوح سخت‌افزاری k_t^{BS} و k_r^{BS} در سخت‌افزار فرستنده و گیرنده مشخص می‌شود. پس از لحاظ دقت تخمین کانال داشتن سخت‌افزار باکیفیت در ایستگاه پایه و کاربر حائز اهمیت است. سخت‌افزار غیرایده آل طبقه خطا را در زمانیکه R غیرقطری است و تداخل نیز وجود دارد ($S \neq \mathbf{0}$)، نمایش می‌دهد؛ محدودیت توان بالا براحتی از رابطه (۱۱) محاسبه می‌شود. درواقع، این نتایج برای هر کانال با میانگین صفر و توزیع تداخل با ماتریس های کوواریانس R و S است، زیرا تخمینگر LMMSE و MSE آن تنها با استفاده از دو گشتاور اول از توزیع های آماری محاسبه می‌شوند.

۱-۳- تاثیر طول داده آموزشی:

تخمینگر LMMSE در قضیه (۱) سیگنال داده آموزشی اسکالر d را در نظر می‌گیرد، که برای تحریک همه ابعاد کانال N در لینک رفت کافی است و در بخش ۲-۴ برای استخراج کران های پایین روی ظرفیت لینک رفت و برگشت مورد استفاده قرار می‌گیرد. در یک کانال ایده آل و با قید توان مجموع داده آموزشی، سیگنال داده آموزشی برای حداقل سازی MSE کافی است. برخلاف این، در این گزارش (مقاله [1]) سخت‌افزار غیرایده آل و

محدودیت انرژی هر سمبل در نظر گرفته شده است. در این حالت، با افزایش طول داده آموزشی می‌توان MSE را ارتقا داد. فرض کنید که از سیگنال داده آموزشی $d \in \mathbb{C}^{1 \times B}$ استفاده شود که استفاده از کانال را در $1 \leq B \leq$ گسترده می‌کند که در آن هر المان d نرم مجذور p^{UE} را دارد. روش تخمین ساده A برای محاسبه B تخمین LMMSE جداگانه و $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h} - \boldsymbol{\epsilon}_i$ که $i=1,2,\dots,B$ با استفاده از قضیه (۱) می‌تواند استفاده شود.

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{h} - \frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \boldsymbol{\epsilon}_i \quad (15)$$

اگر نویزهای اعوجاجی بطور موقت ناهمبسته با توزیع یکنواخت باشند، تخمین MSE از $\hat{\mathbf{h}}$ چنین خواهد بود:

$$\mathbb{E} \left\{ \left(\frac{1}{B} \sum_{i=1}^B \boldsymbol{\epsilon}_i \right)^H \left(\frac{1}{B} \sum_{j=1}^B \boldsymbol{\epsilon}_j \right) \right\} = \frac{\text{tr}(\mathbf{C})}{B} \quad (16)$$

از این رو با افزایش طول داده آموزشی، $\frac{1}{B}$ به صفر میل کرده و تخمین MSE نیز به صفر میل می‌کند، البته MSE در پایلوت هر کانال با طبقه خطا غیر صفر اثبات شده در استنباط (۱) محدود می‌شود، که این بسیار جالب است، زیرا سیگنال داده آموزشی با انرژی Bp^{UE} طبقه نویز را نمایش می‌دهد، درحالی‌که سیگنال داده آموزشی B با انرژی p^{UE} در هر سیگنال آنرا نشان نمی‌دهد. این برخلاف سخت‌افزار ایده آل است که در آن هر دو نمونه دقیقاً برابر بودند به این دلیل که، زمانیکه B مستقل از پاسخ‌های کانال است، می‌توان از نویز اعوجاجی در یک دوره تناوب متوسط‌گیری کرد (مشابه قانون اعداد بزرگ ۱).

برخلاف نتیجه متوسط‌گیری، تاکید می‌شود که $B \leq T_{coher}$ است، بنابراین همواره طبقه خطا تخمین برای سخت‌افزار غیر ایده آل وجود دارد و اغلب می‌توان با افزایش طول داده آموزشی، با ضریب $\frac{1}{T_{coher}}$ طبقه را کاهش داد. علاوه بر این، یافته فوق براساس توزیع‌های ناهمبسته موقتی است، اما این توزیع‌ها در عمل ممکن است که بطور موقتی همبسته باشند (خصوصاً اگر سیگنال‌های داده آموزشی d در چندین زمان با سخت‌افزار مشابه ارسال شده باشند). در این حالات، مزایای افزایش B کمتر است و بایستی $\hat{\mathbf{h}}$ با تخمین‌گیری که از همبستگی

¹Law of Large Number

موقتی توسط تخمین توام h از همه مشاهدات B استفاده می‌کند، جایگزین گردد. با وجود اینکه یافتن مشاهداتی از B عملکرد سیستم را بهینه می‌کند.

۲-۳- توضیحات عددی:

این بخش مثالی از تاثیر نقص‌های سخت‌افزاری فرستنده-گیرنده در دقت تخمین کانال بیان می‌کند. در شکل (۳) $N=50$ آنتن روی ایستگاه پایه با تداخل $S=0$ در نظر گرفته شده است. ماتریس کوواریانس R با مدل همبستگی نمایی تولید شده است، یعنی المان‌های (i,j) از R :

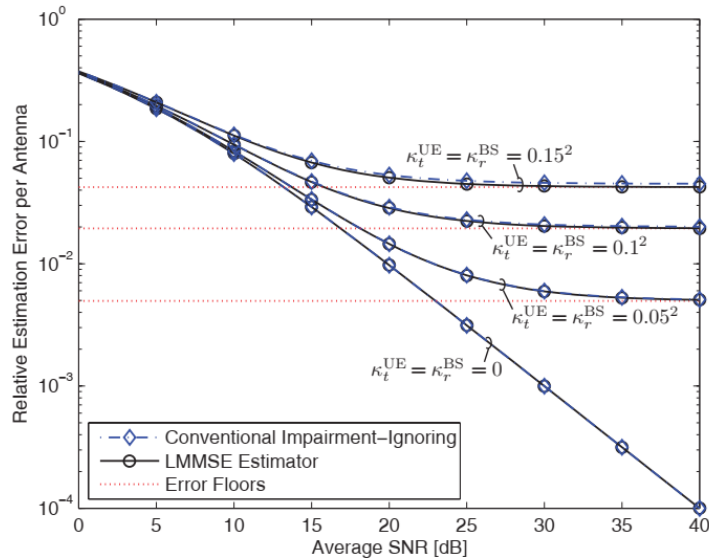
$$[R]_{i,j} = \begin{cases} \delta r^{j-i}, & i \leq j, \\ \delta (r^{i-j})^*, & i > j, \end{cases} \quad (17)$$

که در آن δ ضریب مقیاس بندی دلخواه است. اساساً این مدل آرایه خطی یکنواخت^۱ (ULA) را توصیف می‌کند، که ضریب همبستگی بین آنتن‌های مجاور از $|r|$ (برای $0 \leq |r| \leq 1$) و فاز r (که زاویه ورود/خروج است) بدست می‌آید. ضریب همبستگی $|r|$ گستردگی مقادیر ویژه در R و بردارهای ویژه متناظر را نشان می‌دهد. از این رو ما تخمین کانال بدون تداخل را شبیه‌سازی می‌نماییم و زاویه هیچ تاثیری در MSE ندارد و می‌توان r را مقدار حقیقی بدون تلفات فرض کرد. ضریب همبستگی برابر 0.7 در نظر گرفته شده است، که از دیدگاه آرایه‌ای با فاصله بین آنتن‌ها برابر نصف طول موج و گستردگی زاویه بزرگ ۴۵ درجه این مقدار خوبی است.

شکل (۳) خطای تخمین نسبی در هر المان کانال را نشان می‌دهد و $MSE_{real} = \frac{MSE}{\text{tr}(R)}$ تابعی از SNR متوسط در لینک رفت است، که:

$$\text{SNR}^{\text{UL}} = p^{\text{UE}} \frac{\text{tr}(\mathbf{R})}{N\sigma_{\text{BS}}^2} \quad (18)$$

^۱ Uniform Linear Array



شکل ۳: تخمین خطا در هر المان آنتن با تخمینگر LMMSE

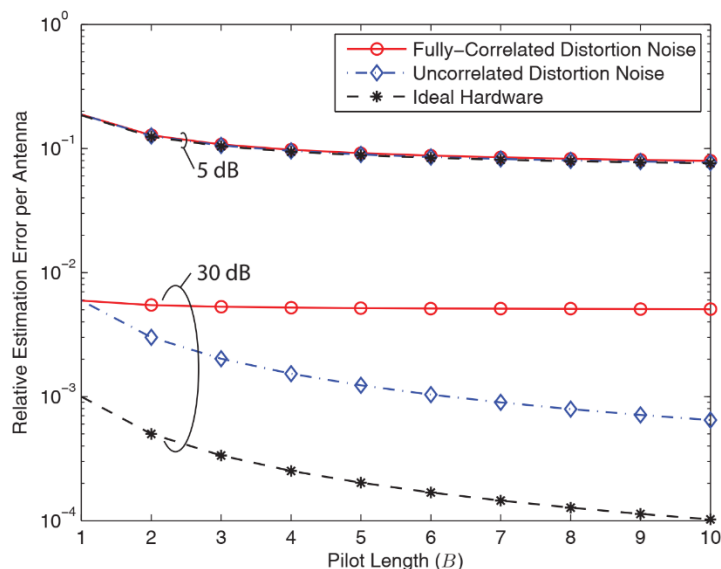
در شکل (۳) تخمین خطا در هر المان آنتن با تخمینگر LMMSE در قضیه (۱) و تخمینگر قدیمی MMSE اغماض‌کننده نقص‌های سخت‌افزاری ترسیم شده است. براساس محدوده‌های رایج EVM، چهار تنظیمات سخت‌افزاری یا سطوح پیاده‌سازی مختلف در نظر گرفته شده است؛

شکل (۳) تایید می‌کند که طبقه‌های خطای غیرصفر در SNRهای بالا وجود دارد، همانطوریکه در استنباط (۱) نیز اثبات شده بود. طبقه خطا با سطوح نقص‌ها افزایش پیدا می‌کند. زمانی که SNR در محدوده 20-30 dB است، خطای تخمین بسیار نزدیک به طبقه است، بنابراین افزایش بیشتر در SNR تنها باعث افزایش جزئی در سطوح نقص‌ها می‌شود. این بیان می‌کند که برای استفاده کامل از سیستم‌های انبوه آنتنی بایستی SNR در لینک رفت حداقل 20dB باشد، زیرا انتقال/دریافت هم‌دوسی نیازمند CSI دقیق است. SNRهای کم می‌تواند با افزودن تعداد آنتن‌ها جبران شود (شکل (۶) در بخش ۴ را ملاحظه فرمایید)، اما در عملکردهای عملی SNR چنین بزرگ نیست. علاوه بر این، شکل (۳) نشان می‌دهد که تخمینگرهای قدیمی اغماض‌کننده از نقص‌های سخت‌افزاری تنها اندکی بدتر از تخمینگر LMMSE پیشنهادی هستند.

این نشان می‌دهد که با وجود اینکه نقص‌های سخت‌افزاری تاثیر زیادی روی عملکرد تخمین دارند، اما تغییرات بسیار جزئی در ساختار تخمینگر بهینه ایجاد می‌کنند. تاثیر طبقه‌های خطای تخمین به راندمان طیفی پیش‌بینی شده، SNR لینک رفت و تعداد آنتن‌ها بستگی دارد. برای ایجاد بهره‌وری بیشتر فرض شده است که سخت‌افزار ایده‌آل است و بخش استفاده شده از کانال برای انتقال داده در لینک رفت برابر $T_{data}^{UL}/T_{coher} = 0.45$ است. راندمان طیفی لینک رفت به این صورت می‌تواند تقریب زده شود:

$$SE = 0.45 \log_2 \left(1 + \frac{1 - MSE_{rel}}{MSE_{rel} + \frac{1}{N SNR^{UL}}} \right) \quad (19)$$

زمانیکه تعداد آنتن‌ها افزایش پیدا می‌کند، به نحوی که $N SNR^{UL} \rightarrow \infty$ ، با استفاده از این تقریب راندمان طیفی برای $MSE_{real} = 0.1$ برابر 1.5 [bits/channel 19se] و برای $MSE_{real} = 0.3$ برابر 4.5 [bits/channel 19se] است. تاثیر خطاهای تخمین روی سیستم با سخت‌افزار غیرایده‌آل در بخش ۴ بررسی شده است که در آن کران‌های ظرفیت بالا و پایین استخراج شده و تعداد آنتنها و SNR‌های مختلف مورد تحلیل قرار گرفته‌اند. سپس پیشرفت‌های ممکن در دقت تخمین کانال را با افزایش طول داده‌های آموزشی و برای استفاده کانال $B \geq 1$ کانال توضیح می‌دهیم. همانطوریکه در بخش ۱-۳ نیز مطرح شد، اینکه نویز اعوجاجی بطور موقت ناهمبسته است یا همبسته، مشخص نیست. بنابراین، سطوح سخت‌افزاری روی $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.05^2$ ثابت در نظر گرفته شده و دو وضعیت کاملاً متفاوت مورد توجه قرار داده می‌شود، بطوریکه نویزهای اعوجاجی موقتا ناهمبسته و کاملاً همبسته‌اند. منظور از همبستگی کامل این است که نویزهای اعوجاجی برای همه B کانال استفاده شده یکسان است، به همین دلیل سیگنال‌های داده آموزشی مشابه همواره بطور یکسان دچار اعوجاج می‌شوند. شرایط آماری کانال و تداخل به این صورت است که، $N=50$ ، $S=0$ و R با مدل همبستگی نمایی با $r=0.7$ است. خطای تخمین نسبی در هر المان آنتن در شکل (۴) به عنوان تابعی از طول داده‌های آموزشی نشان داده شده است که در آن سطوح نقص‌ها $k_t^{UE} = k_r^{BS} = 0.05^2$ و همبستگی موقتی مختلف در نظر گرفته شده است.



شکل ۴: خطای تخمین درهرالمان آنتن با تخمینگر LMMSE به عنوان تابعی از طول داده آموزشی

عملکرد سخت‌افزار ایده آل به عنوان مرجع در نظر گرفته شده است. در SNR اندک 5dB، نقص‌های سخت‌افزاری تاثیر کمی دارند و بهره بارز اما اندکی از افزایش طول داده آموزشی وجود دارد، زیرا انرژی کل داده‌های آموزشی به صورت Bp^{UE} افزایش پیدا می‌کند. در SNR بزرگ 30dB، همبستگی موقتی تاثیر زیادی دارد. در حالت همبستگی کامل پیشرفت کمتری امکانپذیر است، زیرا تنها نویز گیرنده می‌تواند با افزایش B کاهش پیدا کند. این شیب لگاریتمی مشابه به حالت سخت‌افزار ایده آل ارائه می‌دهد. در واقع عملکردهای واقعی بین دو وضعیت متفاوت مذکور است. سپس مدل‌های ماتریس کوواریانس مختلف به این صورت در نظر گرفته می‌شود:

(۱) آنتن‌های ناهمبسته $R=I$ (معادل مدل همبستگی نمایی با $r=0$).

(۲) مدل همبستگی نمایی ۱ با $r=0.7$.

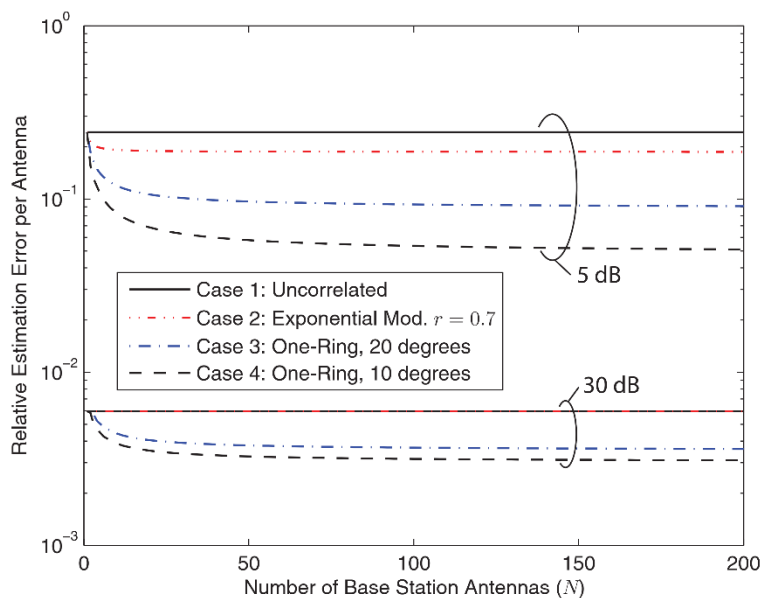
(۳) مدل تک حلقه‌ای ۲ با ۲۰ درجه گسترده‌گی زاویه.

¹ Exponential Correlation Model

² One-Ring Model

(۴) مدل تک حلقه ای با ۱۰ درجه گستردگی زاویه.

در مدل تک حلقه ای متعارف حلقه پراکنده گرها در اطراف لینک رفت فرض می‌شود، درحالی‌که هیچ پراکنده‌گری در نزدیکی ایستگاه پایه قرار ندارد. از دیدگاه ایستگاه پایه، مولفه‌های چندمسیری از زاویه‌های ورود اصلی (در اینجا ۳۰ درجه) و گستردگی زاویه کوچک اطراف آن (در اینجا ۱۰ الی ۲۰ درجه) می‌رسند. ایستگاه پایه آرایه خطی یکنواخت با فاصله بین آنتن‌ها برابر نصف طول موج فرض شده است. ویژگی مهم این مدل این است که با توجه به عدم وجود پراکنده‌گرهای کافی ممکن نیست که با افزایش تعداد آنتن‌ها N ماتریس R مرتبه کامل داشته باشد. خطای تخمین نسبی در هر المان آنتن برای این چهار مدل کوواریانس کانال در شکل (۵) نشان داده شده است.



شکل ۵: خطای تخمین در هر المان آنتن با تخمینگر $LMMSE$ به عنوان تابعی از تعداد آنتن‌های BS

در این شکل SNRهای 5, 30dB و $k_t^{UE} = k_t^{BS} = 0.05^2$ در نظر گرفته شده و خطاهای تخمین به عنوان تابعی از تعداد آنتن‌ها روی ایستگاه پایه ترسیم شده است. برداشت اصلی از شکل (۵) این است که انتخاب مدل کوواریانس تاثیر زیادی روی دقت تخمین دارد که مدل‌های همبسته فضایی براحتی قابل تخمین هستند و این مطابق همه نتایج ماست؛ افزایش ضرایب r در مدل همبستگی نمایی و کاهش گستردگی زاویه در مدل تک حلقه ای منجر به همبستگی فضایی بیشتر و خطای کمتر در شکل (۵) می‌شوند. گرچه، طبقه‌های خطا با توجه به نقص‌های سخت‌افزاری بین مدل‌ها تفاوت ایجاد می‌کند که باعث کاهش SNR می‌شود. علاوه بر این، در مدل همبستگی نمایی خطای تخمین در هر المان آنتن بطور مجازی مستقل از تعداد آنتن‌ها N است، در حالیکه در مدل تک حلقه ای افزایش تعداد آنتن‌ها باعث تقویت خطا در هر المان آنتن N می‌شود.

یادآوری ۲ (بدست آوردن ماتریس کوواریانس بزرگ). تخمینگر کانال پیشنهادی به اطلاعات ماتریس‌های کوواریانس R و S ، $N \times N$ نیاز دارد. البته با بزرگ شدن ابعاد ماتریس‌های کوواریانس بدست آوردن تخمین‌های مربوطه بطور افزایشنده دشوار می‌شود. خوشبختانه، شرایط آماری کانال زمان هم‌دوسی و پهنای باند هم‌دوسی بسیار بزرگتری از پاسخ‌های کانال ۱ خود دارد، بنابراین تعداد مشاهدات بسیار زیادی در ماتریس کوواریانس نسبت به تخمین بردار کانال می‌توان فراهم آورد. پارامترهای بزرگ تخمینگر کوواریانس مقاوم و تاثیر اطلاعات ماتریس کوواریانس ناکامل بر روی دقت تخمین کانال در برخی از مقالات مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است. مشاهده شده است که اگر اطلاعات ماتریس کوواریانس قابل اطمینان نباشد، افزایش رایج در MSE با داشتن همبستگی فضایی از بین می‌رود اما کاهش MSE اندک خواهد بود (اگر ماتریس‌های کوواریانس تخمینی مقاوم‌سازی شده باشند). مشکل دیگر این است که معکوس ماتریس دارای ابعاد بزرگ از نظر محاسباتی بسیار دشوار است، اما می‌توان با استفاده از بسط‌های چندجمله‌ای تقریب‌های با پیچیدگی اندک ارائه کرد. بجای بدست آوردن ماتریس کوواریانس یک کاربر بطور مستقیم، می‌توان نواحی پوشش داده شده را به بخش‌های

¹ Channel Realization

محلی با شرایط کانال تقریباً یکسان در هر محل تقسیم نمود. با بدست آوردن و ذخیره‌سازی ماتریس کوواریانس هر کاربر در هر بخش، تخمین مکان کاربر و مشارکت آن در بخش‌های مربوطه بطور کامل می‌تواند انجام شود.

۴- انتقال داده در لینک‌های رفت و برگشت:

این بخش ظرفیت‌های لینک رفت و برگشت را تحت پروتکل‌های TDD ثابت ترسیم شده در شکل (۲) را مورد تحلیل و بررسی قرار می‌دهد. بطور دقیقتر، کران‌های ظرفیت بالا و پایین را استخراج می‌نماییم که تاثیر اساسی در سخت‌افزار غیرایده‌آل دارد. این کرانها براساس داشتن اطلاعات کانال (CSI) کامل (به عبارت دیگر داشتن پاسخ‌های کانال h بطور کامل) و تخمین CSI ناکامل از داده‌های آموزشی (با استفاده از تخمینگر LMMSE در قضیه (۱)) هستند. با توجه به اینکه دو وضعیت کاملاً متفاوت وجود دارد، موقع استفاده از روش تخمین کانال پیشنهادی در بخش ۳ و برای روش تخمین کانال بهتر که محتمل در آینده استخراج خواهد شد، کران‌های ظرفیت نگه‌داشته می‌شوند. ظرفیت ارگودیک (با واحد bit/channel use) در یک سیستم لینک برگشت بی‌حافظه در نظر گرفته می‌شود. در هر دوره تناوب هم‌دوسی، ایستگاه پایه اطلاعات ناکامل کانال H^{BS} از حالات کانال کنونی H دارد و برای انتخاب توزیع شرطی $f(s|H^{BS})$ از سیگنال داده s استفاده می‌کند. هر کاربر اطلاعات ناکامل دلخواه و جداگانه H^{UE} از حالات کانال H دارد و برای آشکارسازی داده استفاده می‌کند. براساس عبارت مشهور ظرفیت، ظرفیت ارگودیک لینک برگشت چنین خواهد بود:

$$C^{DL} = \frac{T_{data}^{DL}}{T_{coher}} \mathbb{E} \left\{ \max_{f(s|H^{BS}) : \mathbb{E}\{\|s\|_2^2\} \leq p^{BS}} \mathcal{I}(s; y|H, H^{BS}, H^{UE}) \right\} \quad (20)$$

که در آن $\mathcal{I}(s; y|H, H^{BS}, H^{UE})$ اطلاعات متقابل شرطی بین سیگنال دریافتی y و سیگنال داده s برای پاسخ‌های کانال داده شده H و اطلاعات داده شده کانال H^{BS} و H^{UE} است. توجه داشته باشید که عمل متوسط‌گیری روی توزیع‌های توأم H و H^{BS} و H^{UE} انجام می‌شود. همچنین ضریب T_{data}^{DL}/T_{coher} جزء ثابتی از بخش اختصاص داده شده برای استفاده از کانال در انتقال داده لینک برگشت است.

ظرفیت ارگودیک (با واحد bit/channel use) در یک سیستم محوشدگی لینک رفت بی‌حافظه از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$C^{UL} = \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} \mathbb{E} \left\{ \max_{f(d|\mathcal{H}^{UE}): \mathbb{E}\{|d|^2\} \leq P^{UE}} \mathcal{I}(d; \mathbf{z} | \mathcal{H}, \mathcal{H}^{BS}, \mathcal{H}^{UE}) \right\} \quad (21)$$

که در آن $\mathcal{I}(d; \mathbf{z} | \mathcal{H}, \mathcal{H}^{BS}, \mathcal{H}^{UE})$ اطلاعات شرطی متقابل بین سیگنال دریافتی \mathbf{z} و سیگنال داده d برای پاسخ‌های کانال داده شده \mathcal{H} و اطلاعات داده شده کانال \mathcal{H}^{BS} و \mathcal{H}^{UE} است. توزیع احتمال شرطی سیگنال داده با $f(d|\mathcal{H}^{UE})$ نشان داده می‌شود و متوسط‌گیری از \mathcal{H} و \mathcal{H}^{BS} انجام می‌گردد. همچنین ضریب T_{data}^{UL}/T_{coher} جزء ثابتی از بخش اختصاص داده شده برای استفاده از کانال در انتقال داده لینک رفت است. خواص مطلق اندکی از تعریف ظرفیت وجود دارد. اولاً، واریانس تداخل I_H^{UE} و ماتریس کوواریانس \mathbf{Q}_H به پاسخ‌های کانال داده شده \mathcal{H} و تغییر بین زمان هم‌دوسی بستگی دارد. ما تحلیل‌ها را به هیچ مدل تداخل خاصی محدود نمی‌کنیم اما از کران‌های ظرفیت مراقبت می‌کنیم. کران پایین با تداخل به عنوان سیگنال نویز گوسی رفتار می‌کند، درحالی‌که فرض شده کران بالا بطور کامل حذف شده است. بخش ۶ تداخل در سناریوهای چندسلولی را با جزئیات کامل توضیح می‌دهد. ثانیاً، فرض شده است که نویزهای اعوجاجی بطور موقتی مستقل اند، و زمانیکه سیگنال‌های داده هم بطور موقت مستقل باشند، این مدل بسیار خوبی است. در زیربخش بعدی، رفتار ظرفیت در حالت تعداد آنتن‌های روی ایستگاه پایه بی‌نهایت ($N \rightarrow \infty$) بررسی شده است، که به این مفهوم اشاره دارد که نقص‌های سخت‌افزاری چگونه بر روی کانال با آرایه‌های آنتنی بزرگ تاثیر می‌گذارد. لینک‌های رفت و برگشت نیز در کنار یکدیگر بررسی شده و نتایج مربوط به آنها استخراج شده است.

۴-۱- کران بالا روی ظرفیت‌های کانال:

کران بالا روی ظرفیت‌های کانال می‌تواند با افزودن اطلاعات کانال اضافی و حذف همه تداخل‌ها حاصل گردد (به عبارت دیگر $\mathbf{Q}_H = 0, I_H^{UE} = 0$). فرض می‌کنیم که سیگنال‌های داده آموزشی لینک‌های رفت و برگشت در

ایستگاه پایه و هر کاربر، اطلاعات کانال کافی در هر دوره تناوب همدوسی فراهم می‌کند: $\mathbf{H} = \mathbf{H}^{BS} = \mathbf{H}^{UE}$. از این رو نویزهای گیرنده و نویزهای اعوجاجی دارای توزیع گاوسی مختلط متقارن مدور و مستقل از همه سیگنال‌های مفید تحت شرایط CSI کامل هستند. استنباط می‌کنیم که سیگنال‌دهی گاوسی در لینک‌های رفت و برگشت بهینه است و انتقال تک‌کاناله با $\text{rank}(\mathbf{W})=1$ برای بدست آوردن بهینگی^۱ کافی است؛ به عبارت دیگر، می‌توان $\mathbf{s} = \mathbf{w}s$ برای سیگنال $s \sim \mathcal{CN}(0, p^{BS})$ و بردار شکل‌دهی پرتو^۲ \mathbf{w} در لینک برگشت و $\mathbf{d} \sim \mathcal{CN}(0, p^{BS})$ در لینک رفت تعریف کرد. این تعاریف بعداً کران بالای اولیه را ارائه خواهند داد.

لم ۱: ظرفیت لینک‌های رفت و برگشت به این صورت کران‌بندی می‌شوند:

$$C^{DL} \leq \frac{T_{\text{data}}^{DL}}{T_{\text{coher}}} \times \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \mathbf{h}^H \left(\kappa_t^{BS} \mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} + \kappa_r^{UE} \mathbf{h} \mathbf{h}^H + \frac{\sigma_{UE}^2}{p^{BS}} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h} \right) \right\} \quad (22)$$

$$C^{UL} \leq \frac{T_{\text{data}}^{UL}}{T_{\text{coher}}} \times \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \mathbf{h}^H \left(\kappa_t^{UE} \mathbf{h} \mathbf{h}^H + \kappa_r^{BS} \mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} + \frac{\sigma_{BS}^2}{p^{UE}} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{h} \right) \right\} \quad (23)$$

$$\mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} = \text{diag}(|h_1|^2, \dots, |h_N|^2) \quad \text{with} \quad \mathbf{h} = [h_1 \dots h_N]^T \quad \text{که}$$

این کران‌های بالا با استفاده از تساوی‌ها تحت شرایط CSI کامل و با استفاده از بردارهای شکل‌دهی پرتو در لینک برگشت:

$$\mathbf{w}_{\text{upper}}^{DL} = \frac{(\kappa_t^{BS} \mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} + \frac{\sigma_{UE}^2}{p^{BS}} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}^*}{\|(\kappa_t^{BS} \mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} + \frac{\sigma_{UE}^2}{p^{BS}} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}^*\|_2} \quad (24)$$

و با بکاربردن بردار ترکیب‌کننده گیرنده در لینک رفت:

$$\mathbf{w}_{\text{upper}}^{UL} = \frac{(\kappa_r^{BS} \mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} + \frac{\sigma_{BS}^2}{p^{UE}} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}}{\|(\kappa_r^{BS} \mathbf{D}_{|\mathbf{h}|^2} + \frac{\sigma_{BS}^2}{p^{UE}} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{h}\|_2} \quad (25)$$

¹ Optimality

² Beamforming Vectors

توجه داشته باشید که بردار شکل‌دهی پرتو و بردار ترکیب‌کننده گیرنده، به بردار کانال h ، نقص‌های سخت‌افزاری در ایستگاه پایه، و نویز گیرنده بستگی دارند. نقص‌های سخت‌افزاری در لینک رفت هیچ تاثیری روی W_{upper}^{UL} و W_{upper}^{DL} ندارد زیرا توزیع‌های نویز اساساً به عنوان تداخلگر در کانال یکسان با سیگنال داده عمل می‌کند، بنابراین استفاده از فیلتر نمی‌تواند آنرا کاهش دهد.

در کران‌های موجود در لم ۱ نمی‌توان تحلیل‌های ساده‌ای را انجام داد، اما می‌تواند برای استخراج کران‌های بعدی روی ظرفیت‌های کانال به صورت روابط فرم بسته ما را قادر سازد.

قضیه ۲. ظرفیت لینک‌های رفت و برگشت به این صورت کران‌بندی می‌شوند:

$$C^{UL} \leq C_{upper}^{UL} = \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} \log_2 \left(1 + \frac{G^{UL}}{1 + \kappa_t^{UE} G^{UL}} \right) \quad (26)$$

$$C^{DL} \leq C_{upper}^{DL} = \frac{T_{data}^{DL}}{T_{coher}} \log_2 \left(1 + \frac{G^{DL}}{1 + \kappa_r^{UE} G^{DL}} \right) \quad (27)$$

که r_{11}, \dots, r_{NN} المان‌های قطری از ماتریس R هستند و

$$G^{DL} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\kappa_t^{BS}} \left(1 - \frac{\sigma_{UE}^2 e^{\frac{\sigma_{UE}^2}{p^{BS} \kappa_t^{BS} r_{ii}}} E_1 \left(\frac{\sigma_{UE}^2}{p^{BS} \kappa_t^{BS} r_{ii}} \right)} \right), \quad (28)$$

$$G^{UL} = \sum_{i=1}^N \frac{1}{\kappa_r^{BS}} \left(1 - \frac{\sigma_{BS}^2 e^{\frac{\sigma_{BS}^2}{p^{UE} \kappa_r^{BS} r_{ii}}} E_1 \left(\frac{\sigma_{BS}^2}{p^{UE} \kappa_r^{BS} r_{ii}} \right)} \right), \quad (29)$$

و $E_1(x) = \int_0^\infty \frac{e^{-tx}}{t} dt$ انتگرال نمایی را نشان می‌دهد.

این روابط فرم بسته برای کران‌های بالا مفاهیم مهمی در مورد عملکرد لینک‌های رفت و برگشت تحت شرایط نقص‌های سخت‌افزاری قابل دسترسی ارائه می‌دهند. مخصوصاً، دو استنباط برخی از محدودیت‌های ظرفیت نهایی در رژیم حدی از تعداد آنتن‌های بسیار زیاد روی ایستگاه پایه یا توان ارسالی بزرگ فراهم می‌آورند.

استنباط ۲. کران بالا برای ظرفیت در لینک برگشت دارای خواص حدی زیر است:

$$\lim_{p^{BS} \rightarrow \infty} C_{\text{upper}}^{\text{DL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{DL}}}{T_{\text{coher}}} \log_2 \left(1 + \frac{N}{\kappa_t^{\text{BS}} + \kappa_r^{\text{UE}} N} \right) \quad (30)$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} C_{\text{upper}}^{\text{DL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{DL}}}{T_{\text{coher}}} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\kappa_r^{\text{UE}}} \right). \quad (31)$$

این استنباط نشان می‌دهد که در زمان افزایش توان ارسالی لینک برگشت p^{BS} و یا تعداد آنتن‌های روی ایستگاه پایه N ، ظرفیت لینک برگشت دارای محدودیت است. این سقف محدودیت به پارامترهای نقص سخت‌افزاری κ_t^{BS} و κ_r^{UE} بستگی دارد، اما نقص‌های کاربر N برابر بیشتر موثرتر است. توجه کنید که حتی نقص‌های سخت‌افزاری اندک در نهایت ظرفیت را محدود خواهد کرد. به عبارت دیگر، ظرفیت همواره افزایشی مشاهده شده در SNR‌های بالا و رژیم N زیاد با نقص‌های سخت‌افزاری ایده‌آل در عمل براحتی قابل دستیابی نیست.

استنباط بعدی نتایج مشابهی برای لینک رفت فراهم می‌آورد.

استنباط ۳. کران بالا برای ظرفیت در لینک رفت از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\lim_{p^{\text{UE}} \rightarrow \infty} C_{\text{upper}}^{\text{UL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{UL}}}{T_{\text{coher}}} \log_2 \left(1 + \frac{N}{\kappa_r^{\text{BS}} + \kappa_t^{\text{UE}} N} \right) \quad (32)$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} C_{\text{upper}}^{\text{UL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{UL}}}{T_{\text{coher}}} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\kappa_t^{\text{UE}}} \right). \quad (33)$$

همانطوریکه در استنباط ۳ مشاهده می‌شود در زمان افزایش توان ارسالی لینک رفت p^{UE} یا تعداد آنتن‌های روی ایستگاه پایه N ظرفیت لینک رفت نیز دارای سقف محدودیت خواهد بود. مشابه لینک برگشت، نقص‌های کاربر N برابر موثرتر از نقص‌های ایستگاه پایه است.

کران‌های بالا در نتایج فرعی ۲ و ۳ نشان می‌دهند که ظرفیت لینک‌های رفت و برگشت اساساً با نقص‌های سخت‌افزاری محدود می‌شود. برای اطمینان یافتن از ایجاد این محدودیت‌ها، بایستی کران‌های پایین برای ظرفیت نیز مشخص گردد.

۲-۴- کران پایین روی ظرفیت‌های کانال:

با بکارگیری فرض‌های محدودکننده از کتاب‌کد گاوسی^۱، رفتار کردن با تداخل به صورت نویز گاوسی، استفاده از شکل‌دهی پرتو تک‌کاناله خطی در لینک برگشت، استفاده از ترکیب‌کننده گیرنده خطی در لینک رفت، تخمین کانال براساس داده‌های آموزشی با قضیه (۱)، و توزیع گاوسی حداکثرکننده آنتروپی^۲ در حالت عدم اطمینان از CSI در گیرنده لینک‌های رفت و برگشت کران پایین ظرفیت را بدست می‌آوریم. کران پایین نهایی در قضیه زیر بیان شده است.

قضیه ۳. فرض کنید که $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{BS}}$ و $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{UE}}$ در واقع CSI در دسترس برای آشکارسازی در گیرنده لینک‌های رفت و برگشت باشند. این مقادیر در مقایسه با H^{BS} و H^{UE} کمتر یا مساوی هستند. ظرفیت لینک‌های برگشت و رفت از روابط زیر حاصل می‌شوند:

$$C^{\text{DL}} \geq C_{\text{lower}}^{\text{DL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{DL}}}{T_{\text{coher}}} \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \text{SINR}_{\text{lower}}^{\text{DL}}(\mathbf{v}^{\text{DL}}) \right) \right\} \quad (34)$$

$$C^{\text{UL}} \geq C_{\text{lower}}^{\text{UL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{UL}}}{T_{\text{coher}}} \mathbb{E} \left\{ \log_2 \left(1 + \text{SINR}_{\text{lower}}^{\text{UL}}(\mathbf{v}^{\text{UL}}) \right) \right\} \quad (35)$$

که در آن بردار شکل‌دهی پرتو $\mathbf{v}^{\text{DL}} = [v_1^{\text{DL}} \dots v_{K_r}^{\text{DL}}]^T$ و بردار ترکیب‌کننده گیرنده $\mathbf{v}^{\text{UL}} = [v_1^{\text{UL}} \dots v_{K_r}^{\text{UL}}]^T$ تابعی از \hat{h} بوده نرم واحد دارند. همچنین متوسط‌گیری‌های روی $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{BS}}$ و $\tilde{\mathbf{H}}^{\text{UE}}$ گرفته می‌شود. از طرف دیگر SINR برای لینک‌های رفت و برگشت نیز به این صورت قابل بیان است:

$$(36)$$

$$\text{SINR}_{\text{lower}}^{\text{DL}}(\mathbf{v}^{\text{DL}}) = \frac{\left| \mathbb{E} \{ \mathbf{h}^H \mathbf{v}^{\text{DL}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}} \} \right|^2}{(1 + \kappa_r^{\text{UE}}) \mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{h}^H \mathbf{v}^{\text{DL}} \right|^2 | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}} \right\} - \left| \mathbb{E} \{ \mathbf{h}^H \mathbf{v}^{\text{DL}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}} \} \right|^2 + \kappa_t^{\text{BS}} \sum_{i=1}^N \mathbb{E} \{ |h_i|^2 | v_i^{\text{DL}} |^2 | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}} \} + \frac{\mathbb{E} \{ I_{\tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}}}^{\text{UE}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}} \}}{p^{\text{BS}}} + \frac{\sigma_{\tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}}}^2}{p^{\text{BS}}}}$$

¹ Gaussian Codebook

² Entropy-Maximizing Gaussian Distribution

(۳۷)

$$\text{SINR}_{\text{lower}}^{\text{UL}}(\mathbf{v}^{\text{UL}}) = \frac{|\mathbb{E}\{\mathbf{h}^H \mathbf{v}^{\text{UL}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}}\}|^2}{(1 + \kappa_t^{\text{UE}}) \mathbb{E}\{|\mathbf{h}^H \mathbf{v}^{\text{UL}}|^2 | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}}\} - |\mathbb{E}\{\mathbf{h}^H \mathbf{v}^{\text{UL}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}}\}|^2 + \kappa_r^{\text{BS}} \sum_{i=1}^N \mathbb{E}\{|h_i|^2 | v_i^{\text{UL}}|^2 | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}}\} + \frac{\mathbb{E}\{(\mathbf{v}^{\text{UL}})^H (\mathbf{Q}_H + \sigma_{\text{BS}}^2 \mathbf{I}) \mathbf{v}^{\text{UL}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}}\}}{p^{\text{UE}}}}$$

این قضیه نقش کلیدی برای ایجاد کران پایین در ظرفیت ایفا می‌کند. کرانهای پایین می‌توانند به صورت عددی برای هر توزیع کانال و انتخاب هر روشی از بردارهای شکل‌دهی پرتو (در لینک برگشت) و بردار ترکیب‌کننده گیرنده (در لینک رفت) از تخمین کانال \hat{h} محاسبه شوند، به شرط اینکه توزیع شرطی (\hat{h} و h) در کانال معلوم H بتواند توصیف گردد. برای درک مفهوم رفتار آن در زمان افزایش تعداد آنتن‌ها N در ادامه، نتایج در حالت‌های ^1MRT در لینک برگشت و ^2MRC در لینک رفت را بیان خواهیم کرد.

قضیه ۴. فرض کنید که هیچ CSI ی برای آشکارسازی استفاده نشده است، (به عبارت دیگر $\tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}} = \mathbf{0} = \tilde{\mathcal{H}}^{\text{UE}}$) برای

$$\mathbf{v} = \frac{\hat{h}}{\|\hat{h}\|_2}$$

روابط (۳۶) و (۳۷) بدین صورت رفتار خواهند کرد:

$$|\mathbb{E}\{\mathbf{h}^H \mathbf{v}\}|^2 = |\mathbb{E}\{\varphi\}|^2 \text{tr}(\mathbf{R} - \mathbf{C}) + \mathcal{O}(\sqrt{N}) \quad (۳۸)$$

$$\mathbb{E}\{|\mathbf{h}^H \mathbf{v}|^2\} = \mathbb{E}\{|\varphi|^2\} \text{tr}(\mathbf{R} - \mathbf{C}) + \mathcal{O}(\sqrt{N}) \quad (۳۹)$$

$$\sum_{i=1}^N \mathbb{E}\{|h_i|^2 | v_i|^2\} = \mathcal{O}(1) \quad (۴۰)$$

که

$$\varphi = \frac{(1 + d^{-1} \eta_t^{\text{UE}}) \sqrt{\text{tr}(\mathbf{R} - \mathbf{C})}}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{A}(|d + \eta_t^{\text{UE}}|^2 \mathbf{R} + \mathbf{\Psi}) \mathbf{A}^H)}} \quad (۴۱)$$

¹ Maximum Ratio Transmission

² Maximum Ratio Combining

این رابه تابعی از متغیرهای تصادفی η_t^{UE} است زمانیکه $A=d^*RZ^{-1}$ و $\Psi=p^{BS}k_r^{BS}R_{diag} + S+\sigma_{BS}^2 I$ ماتریس های غیرتصادفی هستند. بطورکلی در حالت وجود نقص‌های سخت‌افزاری متوسط گیری های φ و $|\varphi|^2$ بایستی به صورت عددی حل شوند، زیرا حتی در حالت افزایش N ، حالت تصادفی نویزهای اعوجاجی اسکالر η_t^{UE} باقی می‌ماند. در حالت خاص $k_t^{UE} = 0$ (این به $\eta_t^{UE} = 0$ دلالت دارد) هر دو عبارت با رابطه $\text{tr}(R-C)+O(\sqrt{N})$ کاهش پیدا می‌کنند. برای حالت $k_t^{UE} > 0$ ، جملات قضیه (۴) براحتی از روش های عددی قابل محاسبه هستند.

$$C^{UL} \geq \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} \times \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbb{E}\{\varphi\}|^2 + O\left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right)}{(1+k_t^{UE})\mathbb{E}\{|\varphi|^2\} - |\mathbb{E}\{\varphi\}|^2 + O\left(\frac{1}{\sqrt{N}} + \frac{1}{N^{1-n}}\right)} \right) \quad (42)$$

که در رابطه فوق φ در رابطه (۴۱) مشخص شده است. زمانی که $N \rightarrow \infty$ میل کند، جملات $O\left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right)$ و $O\left(\frac{1}{N^{1-n}}\right)$ از بین می‌روند، درحالیکه جملات دیگر در این حد بشدت مثبت می‌شوند.

ترکیب کران بالا در استنباط ۲ و کران پایین در استنباط ۴، ویژگی بارز ظرفیت لینک برگشت در حالت حدی $N \rightarrow \infty$ را مشخص می‌کند. در این حد، هر دو کران مستقل از k_t^{BS} هستند، بنابراین سخت‌افزار فرستنده در ایستگاه مرکزی نقش اندکی در سیستم های انبوه آنتنی ایفا می‌کند. برعکس کران بالا، سطح نقص‌های سخت‌افزاری گیرنده در ایستگاه پایه در کران بالا (رابطه (۴۲)) ظاهر شده است (Ψ, A در φ). گرچه نتایج عددی در بخش ۳-۴ نشان می‌دهد که تاثیر حدی نقص های ایستگاه پایه در کران پایین قابل اغماض است. این نتیجه بطور تحلیلی در برخی از نمونه قابل مشاهده است؛ اگر $k_t^{UE} = 0$ در این صورت $\varphi=1$ و در نتیجه داریم:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} C_{lower}^{DL} = \frac{T_{data}^{DL}}{T_{coher}} \log_2 \left(1 + \frac{1}{k_r^{UE}} \right). \quad (43)$$

در این حالت خاص، درحقیقت کران پایین بطور حدی به کران بالا در رابطه (۳۱) نزدیک می‌شود و ظرفیت لینک برگشت می‌تواند با کوچک کردن k_r^{UE} به اندازه کافی، حاصل گردد. اما برعکس آن برقرار نیست؛ با تنظیم $k_r^{BS} = 0$ ، هیچ تاثیری روی از بین رفتن نقص‌های کاربر در لینک رفت نخواهد داشت. بنابراین نتیجه می‌گیریم

که محدودیت ظرفیت لینک برگشت عمدتاً با سطح نقص‌ها در کاربر، در هر دو تخمین لینک رفت (k_t^{UE}) و انتقال لینک برگشت (k_r^{BS}) تعیین می‌شود (البته مورد اول مذکور در کران بالا قابل مشاهده نیست زیرا براساس CSI کامل بیان شده است). برای لینک رفت، ویژگی حدى ظرفیت به صورت زیر قابل بیان است.

استنباط ۵. لینک رفت با بردارهای ترکیب کننده گیرنده $v = \frac{\tilde{h}}{\|\tilde{h}\|_2}$ و $\tilde{H}^{BS} = 0$. اگر $\mathbb{E}\{\|Q\|_2\} \leq O(N^n)$ برای بعضی از $n < 1$ ، کران پایین در رابطه (۳۴) به این صورت می‌تواند بیان شود:

$$C^{UL} \geq \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} \times \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbb{E}\{\varphi\}|^2 + \mathcal{O}\left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right)}{(1 + k_t^{UE})\mathbb{E}\{|\varphi|^2\} - |\mathbb{E}\{\varphi\}|^2 + \mathcal{O}\left(\frac{1}{\sqrt{N}} + \frac{1}{N^{1-n}}\right)} \right) \quad (44)$$

که در رابطه فوق φ در رابطه (۴۱) مشخص شده است. زمانی که $N \rightarrow \infty$ میل کند، جملات $\mathcal{O}\left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right)$ و $\mathcal{O}\left(\frac{1}{N^{1-n}}\right)$ از بین می‌روند، درحالیکه جملات دیگر در این حد بشدت مثبت می‌شوند. کران بالا در استنباط ۳ و کران پایین در استنباط ۵، در زمان افزایش N ویژگی توامی از ظرفیت لینک رفت فراهم می‌کنند. نقص‌های کاربر، رفتار هر دو کران را نمایان می‌کنند؛ نقص‌های ایستگاه پایه در رابطه (۴۲) مشخص شده است زیرا φ به A و Ψ بستگی دارد. با کوچک کردن k_t^{UE} بطور تقریبی، می‌توان ظرفیت لینک رفت با افزایش N را بدست آورد. بنابراین نتیجه می‌گیریم که داشتن سخت‌افزار باکیفیت در کاربر بسیار حائز اهمیت است، که مشابه نتایج ما برای لینک برگشت است. این مشاهدات بطور عددی در زیربخش بعدی، بعد از این یادآوری زیر بیان شده اند.

یادآوری ۳ (نقص‌های ایستگاه پایه بطور حدى ناپدید می‌شوند). کران‌های بالا و پایین نشان می‌دهند که در واقع کیفیت سخت‌افزاری فرستنده-گیرنده در کاربر با میل دادن $N \rightarrow \infty$ ظرفیت لینک‌های رفت و برگشت را محدود می‌کند. بنابراین، زمانی که تعداد آنتن‌های ایستگاه پایه، نقص‌های سخت‌افزاری فرستنده-گیرنده در ایستگاه پایه تقریباً کامل از بین می‌رود. دلیل آن اینست که نویز‌های اعوجاجی در جهت‌های دلخواه فضای بردار N - بعدی گسترده می‌شود، درحالیکه رزولوشن فضایی افزایش یافته در آرایه آنتن‌ها، امکان شکل‌دهی پرتو دقیق در فرستنده و ترکیب‌های گیرنده برای سیگنال مفید را فراهم می‌کند. به همین دلیل اغلب طراحان مایل به

استفاده از سخت‌افزار با کیفیت پایین در سمت ایستگاه پایه، برای کاهش هزینه‌ها هستند (هزینه‌های متناسب با تعداد آنتن‌ها افزایش پیدا می‌کند). در مقابل، نقص‌های سخت‌افزاری در کاربر از بین نمی‌روند و در کانال موثر سیگنال‌های مفید با آنها به عنوان تداخلگر رفتار می‌کنند.

در نتایج فرعی ۴ و ۵ فرض شده است که تداخل بین کاربری برای برخی $n < 1$ ، $(N^2)E\{I_H^{UE}\} \leq O$ و $(N^n)E\{\|Q_H\|_2\} \leq O$ را ارضا می‌کند. این شرایط دلالت می‌کنند به اینکه اگر مقیاس بندی با N آهسته‌تر از حالت خطی باشد، بطور حدی تداخل از بین می‌رود. این با تداخل عادی برآورده می‌شود که واریانس ثابت دارد (به عبارت دیگر $n=0$) اما نوع خاصی از داده‌های آموزشی غیرعادی و آلوده با تداخل در سیستم‌های چندسلولی وجود دارد که بطور خطی با N مقیاس‌بندی می‌شود. این جملات اضافی به روابط (۴۲) و (۴۴) اضافه می‌کند که قابل از بین بردن نیست. در انتها، خاطر نشان می‌کنیم که کران‌های ظرفیت لینک‌های رفت و برگشت در استنباط‌های ۲ و ۳، ساختار بسیار مشابهی دارند. اما تفاوت اصلی بین آنها این است که لینک رفت فقط از نقص‌های سخت‌افزاری لینک برگشت تاثیر می‌پذیرد (k_t^{UE} و k_r^{BS})، درحالی‌که لینک برگشت، با توجه به تخمین کانال لینک معکوس از هر دو نقص‌های سخت‌افزاری لینک‌های رفت و برگشت تاثیر می‌پذیرد.

۳-۴- توضیحات عددی:

اکنون کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت که در بخش قبلی استخراج شد، توضیح داده می‌شود. یک سناریو

بدون تداخل $S=0$ و همچنین $I_H^{UE} = 0$ در نظر گرفته شده و SNRها براساس $p^{BS} \frac{tr(R)}{N \sigma_{UE}^2}$ و $p^{UE} \frac{tr(R)}{N \sigma_{BS}^2}$

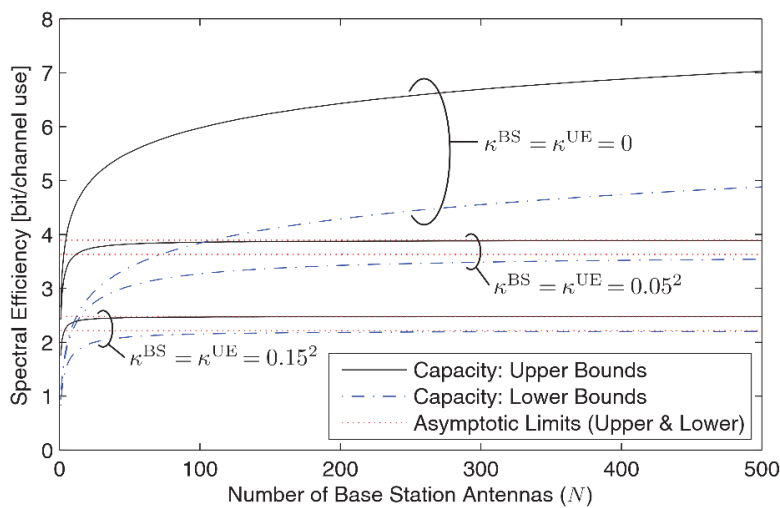
تعریف می‌شوند. حال مختلفی از SNR را در نظر می‌گیریم و تعداد آنتن‌ها و سطوح نقص‌های سخت‌افزاری را

تغییر می‌دهیم. فرض شده است که سخت‌افزار فرستنده و گیرنده در هر قطعه مشابه اند، یعنی: $k_t^{BS} = k_r^{BS}$

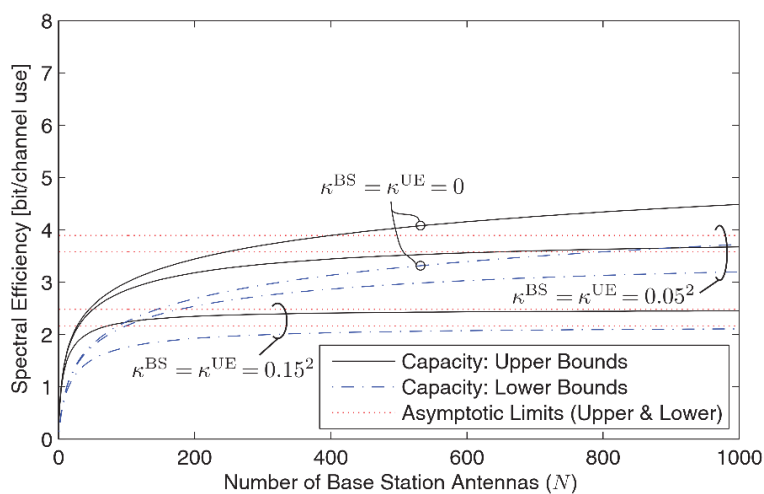
در ایستگاه پایه و $k_t^{UE} = k_r^{UE}$ در کاربر.

علاوه بر این، فرض شده است که $\frac{T_{data}^{DL}}{T_{coher}} = \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} = 0.45$ است، که درصدی از داده لینک‌های رفت و برگشت

است.



(a) SNR: 20 dB



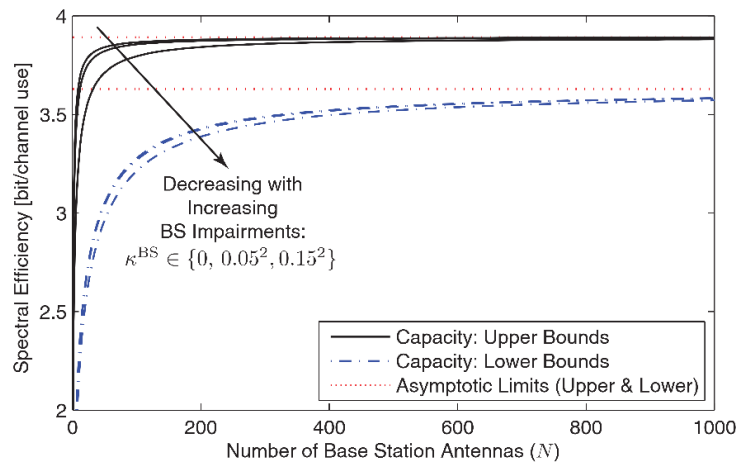
(b) SNR: 0 dB

شکل ۶: کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت. افزایش تعداد آنتن‌ها N ، نقص‌های سخت‌افزاری تأثیر اساسی روی رفتار حدی دارد.

شکل (۶) نشان می‌دهد که سناریو ناهمبسته فضایی با $R=I$ برای سطوح نقص‌های سخت‌افزاری $k_t^{UE} = k_r^{BS} \in \{0, 0.05^2, 0.15^2\}$ است. معنی مقادیر این پارامترها در یادآوری ۱ بیان شده است. نمودارهای ظرفیت به ازای SNR برابر 20 dB و 0 ترسیم شده است. با میل دادن $N \rightarrow \infty$ ظرفیت سخت‌افزار ایده آل بدون کران افزایش پیدا می‌کند، درحالی‌که کران‌های بالا و پایین تحت نقص‌های سخت‌افزاری فرستنده و گیرنده، محدوده‌های معین را پوشش می‌دهند. تفاوت اصلی بین مقادیر دو SNR مذکور سرعت همگرایی است، درحالی‌که کران‌های بالا دقیقاً برابر و کران‌های پایین تقریباً برابر هستند. یادآوری می‌کنیم که این کران‌ها تحت هر CSI مربوط به H^{BS} در ایستگاه پایه و H^{UE} در کاربر می‌باشند. کران‌های پایین نشان می‌دهند که هیچ CSI لحظه‌ای در گام آشکارسازی وجود ندارد و کران‌های بالا نیز CSI کامل را نشان می‌دهند. گرچه، تفاوت بین این وضعیت‌ها برای سخت‌افزار ایده آل بزرگتر است، اما با توجه به محدوده ظرفیت معین (ایجاد شده توسط نویزهای اعوجاجی) این تفاوت‌ها برای سخت‌افزار غیرایده آل اندک هستند و خاصیت سخت‌شدگی کانال ۱ موجب می‌شود که ضرب‌هایی مثل $h^H v$ ، با افزایش تعداد آنتن‌ها N ، غیرتصادفی گردند. زیرا تفاوت اصلی در کران‌های بالا و پایین بین کیفیت CSI است و تفاوت اندک نشان می‌دهد که خطاهای تخمین تاثیر بسیار اندکی روی ظرفیت دارند، از این رو طبقه خطای مذکور در بخش ۳، در رژیم N بزرگ تاثیر عمده‌ای ندارد. محدودیت‌های ظرفیت حدی در شکل (۶) با سطوح نقص‌ها توصیف می‌شوند، بنابراین کیفیت سخت‌افزاری تاثیر عمده‌ای روی راندمان طیفی قابل دستیابی دارد. اگر SNR بطور کافی بزرگ باشد (به عنوان مثال 20 dB)، بخش اعظمی از بهره چندآنتنی در تعداد آنتن‌های N کم تقریباً قابل دستیابی است، علی‌الخصوص، با داشتن تعداد آنتن‌ها بیش از $N=100$ پیشرفت اندکی حاصل خواهد شد. گرچه، تعداد آنتن‌های بیشتر برای از بین بردن تداخل بین کاربری و مالتی‌پلکسینگ سودمند است (بخش ۶ را مشاهده بفرمایید). برای رسیدن از SNR برابر 0 dB به 20 dB تعداد آنتن‌های بیشتری مورد نیاز است، زیرا ۱۰۰ برابر بهره آرایه‌ای بیشتر برای جبران SNR کمتر مورد استفاده

¹ Channel Hardening

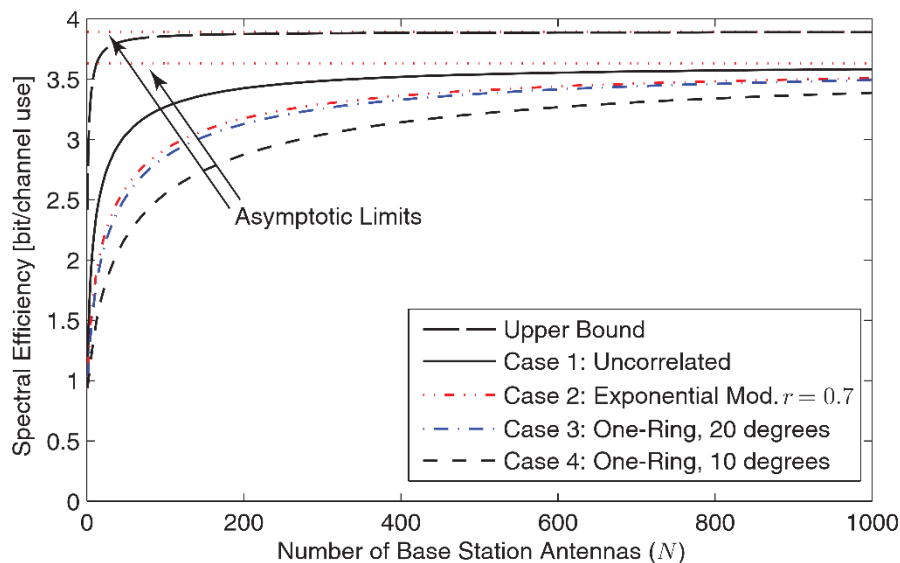
قرار بگیرد. از این رو، نتیجه می‌گیریم که بهره‌آرایه‌ای سیستم‌های انبوه آنتنی در SNRهای بالا بسیار قابل ملاحظه است (این نتیجه منطبق با نتیجه حاصل شده در بخش ۳ است که در آن SNR بین 20 تا 30 dB برای دستیابی به تخمین کانال کامل مورد نیاز بود). بنابراین فقط SNR برابر 20 dB در این بخش در نظر گرفته می‌شود. در شکل (۷) نیز سناریویی مشابه شکل (۶)، اما سطح نقص $k^{UE} = 0.05^2$ در کاربر و مقادیر مختلف در ایستگاه پایه در نظر گرفته می‌شود. همانطور که از تحلیل‌های قبلی هم قابل پیش‌بینی بود، کران‌های ظرفیت بالا و پایین متناسب با k^{BS} افزایش می‌یابد، اما تفاوت در تعداد N پایین نمایان است زیرا با $N \rightarrow \infty$ منحنی بطور مجازی به مقادیر یکسان همگرا می‌شود.



شکل ۷: کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت به ازای $k^{UE} = 0.05^2$. تاثیر نقص‌های سخت‌افزاری روی ایستگاه پایه بطور حدی از بین می‌رود.

سرانجام، رفتار ظرفیت برای مدل‌های کوواریانس مختلف کانال را در نظر می‌گیریم، علی‌الخصوص، چهار سناریو انتشاری بیان شده در بخش ۲-۳ را مورد توجه قرار می‌دهیم. کران‌های بالا و پایین ظرفیت در شکل (۸) برای $k^{UE} = k^{BS} = 0.05$ نشان داده شده‌اند. کران‌های بالا برای همه مدل‌ها یکسان است، زیرا این فقط از المان‌های قطری R استفاده می‌کند. گرچه، تفاوت بارزی بین کران‌های پایین وجود دارد. مدل کوواریانس ناهمبسته فضایی

بهترین عملکرد را ارائه می‌دهد، درحالی‌که مدل تک حلقه‌ای همبسته فضایی با گستردگی زاویه ۱۰ درجه پایین‌ترین عملکرد را ارائه می‌دهد، که این نتیجه برخلاف نتیجه حاصل شده در بخش ۲-۳ است، که در آن کانال دارای همبستگی زیاد کمترین خطای تخمین را ارائه می‌کرد (بیشترین دقت تخمین). گرچه، با میل دادن $N \rightarrow \infty$ ، تفاوت بین مدل‌های کوواریانس کانال بطور حدی از بین می‌رود.



شکل ۸: کران‌های بالا و پایین روی ظرفیت برحسب تعداد آنتن‌های BS. چهار مدل کوواریانس کانال در نظر گرفته شده و نقص‌های سخت‌افزاری با $k^{BS} = 0.05k^{UE}$ توصیف شده‌اند.

۵- افزایش راندمان انرژی و کاهش کیفیت سخت‌افزاری:

در این بخش چگونگی بهینه‌سازی راندمان انرژی (EE) در سیستم‌های انبوه آنتنی را مورد بررسی قرار خواهیم داد. EE برحسب واحد bits/Joul سنجیده می‌شود و تعریف رایج آن، نسبت راندمان طیفی (برحسب bit/channel use) به توان تشعشع یافته^۱ (برحسب واحد Joul/channel use) است. در سال‌های اخیر نشان داده شده است که بهره‌آرایه‌ای سیستم‌های انبوه آنتنی برای کاهش توان تشعشعی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در

^۱ Emitted Power

برخی از مقالات برای سخت‌افزارهای ایده آل نشان داده شده است که توان ارسالی $1/N_t$ که $0 < t < 1/2$ ، با میل دادن $N \rightarrow \infty$ راندمان طیفی همچنان غیرصفر است. با پیروی از قانون افزایش توان، با $N \rightarrow \infty$ راندمان طیفی بی‌نهایت بدست آورد، زیرا صورت حد غیرصفر دارد و مخرج با $1/N_t$ به صفر میل می‌کند. گرچه، این خاصیت نشان می‌دهد که سیستم‌های انبوه آنتنی می‌توانند دارای راندمان انرژی بسیار زیادی باشند و غیرکراندار بودن آن نیز نشانگر اینست که در زمان استفاده از سیستم‌های انبوه آنتنی متریک EE قدیمی نیاز به اصلاح دارد. در این بخش متریک‌های EE اصلاح یافته را در نظر می‌گیریم و برای بررسی EE کلی سیستم‌های انبوه آنتنی استفاده می‌نماییم.

در پروتکل‌های TDD انرژی مصرفی تقویت‌کننده‌های توان در فرستنده‌ها (در دوره تناوب همدوسی) از این رابطه حاصل می‌شود:

$$E_{\text{amp}} = (T_{\text{pilot}}^{\text{DL}} + T_{\text{data}}^{\text{DL}}) \frac{p^{\text{BS}}}{\omega^{\text{BS}}} + (T_{\text{pilot}}^{\text{UL}} + T_{\text{data}}^{\text{UL}}) \frac{p^{\text{UE}}}{\omega^{\text{UE}}} \quad [\text{Joule}] \quad (45)$$

که در آن پارامترهای ω^{UL} و $\omega^{\text{BS}} \in [0, 1]$ راندمان‌های تقویت‌کننده‌های توان در ایستگاه پایه و کاربر هستند. توان ارسالی این چنین می‌تواند جداگردد:

$$\frac{E_{\text{amp}}}{T_{\text{coher}}} = \underbrace{\alpha_{\text{DL}} \left(\frac{T_{\text{pilot}}^{\text{DL}} p^{\text{BS}}}{T_{\text{coher}} \omega^{\text{BS}}} + \frac{T_{\text{pilot}}^{\text{UL}} p^{\text{UE}}}{T_{\text{coher}} \omega^{\text{UE}}} \right)}_{\text{Downlink power}} + \frac{T_{\text{data}}^{\text{DL}} p^{\text{BS}}}{T_{\text{coher}} \omega^{\text{BS}}} \quad (46)$$

$$+ \underbrace{\alpha_{\text{UL}} \left(\frac{T_{\text{pilot}}^{\text{DL}} p^{\text{BS}}}{T_{\text{coher}} \omega^{\text{BS}}} + \frac{T_{\text{pilot}}^{\text{UL}} p^{\text{UE}}}{T_{\text{coher}} \omega^{\text{UE}}} \right)}_{\text{Uplink power}} + \frac{T_{\text{data}}^{\text{UL}} p^{\text{UE}}}{T_{\text{coher}} \omega^{\text{UE}}}$$

که در نسبت‌های انتقال در لینک رفت و لینک برگشت این چنین است:

$$\alpha_{\text{DL}} = \frac{T_{\text{data}}^{\text{DL}}}{T_{\text{data}}^{\text{DL}} + T_{\text{data}}^{\text{UL}}} \quad (47)$$

$$\alpha_{UL} = \frac{T_{data}^{UL}}{T_{data}^{DL} + T_{data}^{UL}}. \quad (48)$$

علاوه بر توان مصرف شده توسط تقویت کننده‌های توان، عموماً توان مصرف مدارهای باندپایه نیز وجود دارد که آن را به صورت $\zeta + N\rho$ مدلسازی می‌کنیم. پارامتر $\rho \geq 0$ (Joul/channel use) توان مداری را توصیف می‌کند که با تعداد آنتن‌ها مقیاس‌بندی می‌شود. به عنوان مثال، نقص سخت‌افزاری که در هر شاخه آنتن (مثل مبدلها، میکسرها و فیلترها)، و در پیچیدگی محاسباتی که متناسب با تعداد آنتنها هستند (مثل تخمین کانال و محاسبات MRT/MRC)، مورد نیاز است. در مقابل پارامتر $\zeta \geq 0$ (Joul/channel use) جمله توان مصرفی استاتیک است که مستقل از تعداد آنتن‌ها N است (اما محتمل متناسب با تعداد کاربران افزایش می‌یابد)، به عنوان مثال این پردازش‌های باندپایه ایستگاه پایه و توان مصرفی در کاربر را مدلسازی می‌کند.

براساس توان مصرفی توصیف شده در فوق، راندمان انرژی کلی (برحسب bit/Joul) چنین بیان می‌گردد:

$$EE^{DL} = \frac{C^{DL}}{\alpha_{DL} \left(\frac{T_{pilot}^{DL} p_{BS}^{BS}}{T_{coher}} + \frac{T_{pilot}^{UL} p_{UE}^{UE}}{T_{coher}} + N\rho + \zeta \right) + \frac{T_{data}^{DL} p_{BS}^{BS}}{T_{coher}}} \quad (49)$$

و راندمان انرژی در لینک رفت نیز از رابطه زیر حاصل می‌گردد:

$$EE^{UL} = \frac{C^{UL}}{\alpha_{UL} \left(\frac{T_{pilot}^{DL} p_{BS}^{BS}}{T_{coher}} + \frac{T_{pilot}^{UL} p_{UE}^{UE}}{T_{coher}} + N\rho + \zeta \right) + \frac{T_{data}^{UL} p_{UE}^{UE}}{T_{coher}}} \quad (50)$$

EE هر طرح انتقالی زیربهمینه با جایگزینی ظرفیت‌های C^{DL} و C^{UL} در راندمان طیفی قابل دستیابی حاصل می‌شود. این تعریف یک لینک را دربرمی‌گیرد، که می‌تواند برای هر لینکی در سیستم انبوه آنتنی استفاده شود، ولی پارامترهای ζ و ρ بایستی به صورت انرژی در کانال در کاربر تفسیر شوند. در فرآیند حداکثرسازی متریک EE در تعریف، ابتدا قوانین مقیاس‌بندی توان را به مدل سیستم سخت‌افزار غیرایده آل خودمان بسط می‌دهیم.

قضیه ۵. فرض کنید که توان ارسالی لینک برگشت p^{BS} و توان داده آموزشی در لینک رفت p^{UE} با N و متناسب با $1/N^{t^{BS}}$ و $1/N^{t^{UE}}$ کاهش می‌یابد. اگر $t_{BS} < 1t_{UE} + t_{BS} \geq 0$ و $t_{UE} < 1/2 > 0$ و $\mathbb{E}\{I_H^{UE} = 0\} = 0$ ، در اینصورت داریم:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} C^{DL} \geq \frac{T_{data}^{DL}}{T_{coher}} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\kappa_r^{UE} + \kappa_t^{UE} + \kappa_r^{UE} \kappa_t^{UE}} \right) \quad (51)$$

بطور مشابه فرض کنید که توان ارسالی لینک رفت/توان داده آموزشی p^{UE} با N و متناسب با $1/N^{t^{UE}}$ است. اگر $t_{UE} < 1/2 > 0$ و $\mathbb{E}\{\|Q_H\|_2\} = 0$ داریم:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} C^{UL} \geq \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} \log_2 \left(1 + \frac{1}{2\kappa_t^{UE} + (\kappa_t^{UE})^2} \right). \quad (52)$$

قضیه ۵ نشان می‌دهد که با افزایش تعداد آنتنها، این می‌تواند توان ارسالی لینک های رفت و برگشت را کاهش داده (تقریبا متناسب با $1/\sqrt{N}$) و به راندمان طیفی غیرصفر همگرا گردد. ظرفیت لینک رفت حدی با رابطه (۵۱) و ظرفیت لینک برگشت حدی نیز با رابطه (۵۲) کران‌بندی شده اند. همانطور که از بخش ۴ نیز انتظار داشتیم، این کران‌های پایین فقط به سطوح نقص‌ها در کاربر وابسته اند. شرایط $\mathbb{E}\{I_H^{UE}\} = 0$ و $\mathbb{E}\{\|Q_H\|_2\} = 0$ در قضیه ۵ قویتر از شرایط مشابه مذکور در استنباط‌های ۴ و ۵ هستند، بنابراین اگر تاثیر آنها بطور حدی از بین برود، احتمالا انتقال دارای تداخل باید از توان ارسالی بکاهد. توجه داشته باشید که کران‌های پایین در قضیه ۵ با استفاده از تخمینگر LMMSE در قضیه ۱ برای تخمین کانال و پردازش خطی ساده در ایستگاه پایه (MRT در DL و MRC در UL) بدست می‌آیند. براساس قضیه ۵ و کران‌های بالا در بخش ۴، استنباط بعدی نحوه حداکثرسازی EE را بیان می‌کنند.

استنباط ۶. فرض کنید که که می‌خواهیم با توجه به توان های ارسالی و تعداد آنتن های فرستنده، متریک های EE را حداکثرسازی کنیم. همچنین فرض کنید که $\mathbb{E}\{I_H^{UE}\} = 0$ و $\mathbb{E}\{\|Q_H\|_2\} = 0$. اگر $\rho = 0$ باشد، حداکثر EE به این صورت کران‌بندی می‌شود:

$$\frac{\log_2\left(1 + \frac{1}{\kappa_r^{UE} + \kappa_t^{UE} + \kappa_r^{UE} \kappa_t^{UE}}\right)}{\frac{T_{\text{coher}}}{T_{\text{data}}} \alpha_{\text{DL}} \zeta} \leq \max_{p^{BS}, p^{UE} \geq 0, N \geq 0} \text{EE}^{\text{DL}} \leq \frac{\log_2\left(1 + \frac{1}{\kappa_r^{UE}}\right)}{\frac{T_{\text{coher}}}{T_{\text{data}}} \alpha_{\text{DL}} \zeta} \quad (53)$$

$$\frac{\log_2\left(1 + \frac{1}{2\kappa_t^{UE} + (\kappa_t^{UE})^2}\right)}{\frac{T_{\text{coher}}}{T_{\text{data}}} \alpha_{\text{UL}} \zeta} \leq \max_{p^{UE}, N \geq 0} \text{EE}^{\text{UL}} \leq \frac{\log_2\left(1 + \frac{1}{\kappa_t^{UE}}\right)}{\frac{T_{\text{coher}}}{T_{\text{data}}} \alpha_{\text{UL}} \zeta} \quad (54)$$

که در آن کران‌های پایین در حالت $N \rightarrow \infty$ و با استفاده از قانون مقیاس‌بندی توان در قضیه ۵ بدست می‌آید.

اگر $\rho > 0$ باشد، در این حالت کران‌های بالا در روابط (۵۳ و ۵۴) برقرار هستند، اما متریک EE حدی چنین خواهد بود:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \max_{p^{BS}, p^{UE} \geq 0} \text{EE}^{\text{DL}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \max_{p^{UE} \geq 0} \text{EE}^{\text{UL}} = 0 \quad (55)$$

و در نتیجه، متریک EE در برخی از مقادیر محدود N حداکثر خواهد شد.

این استنباط بیان می‌کند که حتی در سیستم‌های انبوه آنتنی نیز حداکثر EE کلی مقدار محدودی دارد. اگر توان مصرفی ادوات الکترونیکی با N مقیاس‌بندی نشود، به نحوی که $\rho = 0$ باشد، می‌توان با داشتن تعداد آنتن‌های زیاد، EE را بسیار نزدیک به کران‌های بالا در روابط (۵۳ و ۵۴) بدست آورد، اما با داشتن توان مصرفی غیرصفر در هر آنتن ($\rho > 0$)، حداکثر EE در برخی مقادیر محدود N حاصل می‌شود، که بطور طبیعی به پارامترهای ρ ، ζ ، ω^{BS} و ω^{UL} بستگی دارد. در زیربخش بعدی این وابستگی بطور عددی توضیح داده خواهد شد.

از آنجایی که در سیستم‌های انبوه آنتنی، ρ تاثیر بسزایی در حداکثرسازی EE دارد، بدنبال راهی برای کاهش مقدار ρ هستیم. به عبارت دیگر، توان مصرفی سخت‌افزار به ساختار مدار (ادوات الکترونیکی) و رزولوشن سخت‌افزار بستگی دارد، با تحمل نقص‌های سخت‌افزاری بزرگتر می‌توان اتلاف توان در ادوات الکترونیکی را کاهش داد. حال از بخش ۴ یادآوری می‌کنیم که تاثیر نقص‌های سخت‌افزاری در ایستگاه مرکزی در $N \rightarrow \infty$ از

بین می‌رود. این سوال پیش می‌آید که آیا می‌توان با افزایش N ، سطوح نقص‌ها در ایستگاه پایه را افزایش داد؟ پاسخ این سوال در استنباط بعدی ارائه خواهد شد.

استنباط ۷. فرض کنید که سطوح نقص‌ها k_t^{BS} و k_r^{BS} با افزایش N متناسب با N^{t_t} و N^{t_r} افزایش پیدا می‌کنند. کران‌های پایین ظرفیت در استنباط‌های ۴ و ۵ (برای $n \leq 1/2$)، در حالت $N \rightarrow \infty$ به کمیت‌های غیرصفر همگرا می‌شوند، اگر در لینک رفت $\tau_r < 1/2$ ، همچنین $\tau_t + \tau_r < 1$ و در لینک برگشت $\tau_r < 1/2$ باشد.

این استنباط نشان می‌دهد که در واقع سطوح نقص‌ها k_t^{BS} و k_r^{BS} در ایستگاه پایه تقریباً متناسب با \sqrt{N} است و ظرفیت مقدار حدی غیرصفر دارد. نتایج عددی در زیربخش بعدی نشان می‌دهد که در زمان استفاده از مقیاس‌بندی نقص‌ها در استنباط ۷، کاهش اندکی در کران‌های پایین ظرفیت ظاهر می‌شود.

از رابطه (۵) یادآوری می‌کنیم که معیار EVM قدیمی از کیفیت فرستنده-گیرنده، متناسب با $N^{1/4}$ ، ریشه دوم k پارامتر را برابر می‌کند. بنابراین استنباط ۷ نشان می‌دهد که EVM متناسب با $N^{1/4}$ افزایش پیدا می‌کند. المان‌های آنتن BS با کیفیت بالا با EVM برابر 0.03 می‌توانند با 256 المان آنتن با کیفیت کم و EVM برابر 0.12 جایگزین گردند، درحالی‌که تلفات در ظرفیت قابل اغماض است. این نتیجه بسیار خوبی است، زیرا نشان می‌دهد که سیستم‌های انبوه آنتنی می‌توانند با عناصر سخت‌افزاری ایستگاه پایه ارزان و کیفیت پایین، توان مصرفی پایین‌تری نسبت به سیستم‌های مشابه قدیمی‌تر داشته باشند (به عبارت دیگر ρ کمتر است). اگر عناصر سخت‌افزاری به عنوان متغیرهای بهینه‌سازی در نظر گرفته شوند، حداکثر EE با کاهش توام توان ارسالی و توان ادوات الکترونیکی با N می‌تواند حاصل گردد. گرچه، این بهینه‌سازی شدیداً وابسته به تنظیمات سخت‌افزاری عملی است (به عنوان مثال، چگونگی نگاشت EVM به تلفات توان ادوات الکترونیکی کمتر). در نتیجه توجه داشته باشید که توانایی کاهش کیفیت سخت‌افزاری با افزایش تعداد آنتنها N نیز به مزایای سیستم‌های انبوه آنتنی افزوده می‌شود، مشابه بهره‌آرایی و عدم همبستگی کانال‌های کاربران؛ نتیجه سیستم‌های چندسلولی در بخش ۶ را ملاحظه فرمایید.

۵-۱- نتایج عددی:

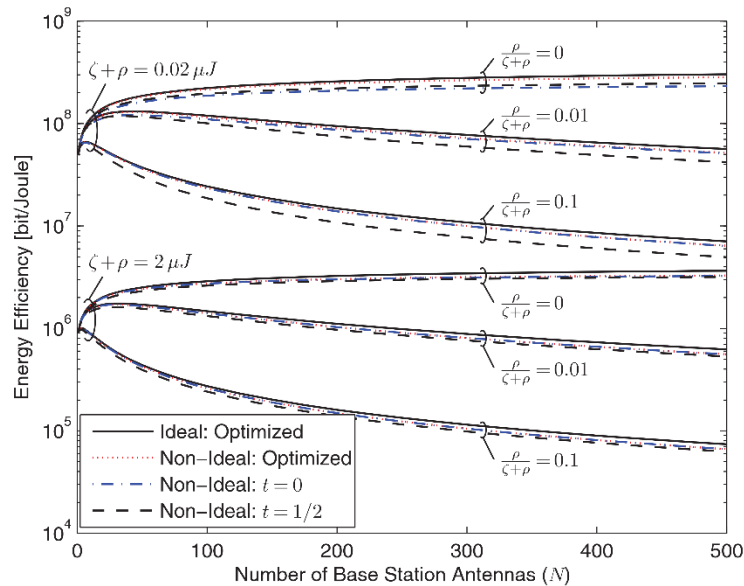
حال نحوه وابستگی EE کلی به تعداد آنتن‌ها، توان ارسالی، و پارامترهای توان ادوات الکترونیکی یعنی ζ و ρ را توضیح می‌دهیم. پس دو تنظیم $\rho + \zeta = 2\mu J/channel\ use$ و $\rho + \zeta = 0.02\ \mu J/channel\ use$ در نظر گرفتیم. این تنظیمات توان مصرفی ادوات الکترونیکی کل در سیستم با $N=1$ آنتن را نشان می‌دهند. به دلیل اینکه توان کل ادوات الکترونیکی برای تعداد آنتن‌های N برابر $N\zeta + \rho$ است، سه تقسیم‌کننده مختلف برای ζ و ρ در نظر می‌گیریم: $\frac{\rho}{\zeta + \rho} \in \{0, 0.1, 0.1\}$. از دیدگاه بهینه‌سازی EE، هر مقیاس‌بندی راندمان تقویت‌کننده‌های توان برابر معکوس مقیاس‌بندی ζ و ρ است. از این رو، راندمان‌ها برابر $\omega^{UL} + \omega^{BS} = 0.3$ است، که بدون ایجاد محدودیت در کلیت نتایج عددی ما راندمان برابر 30% است.

توان ارسالی در لینک‌های رفت و برگشت برابر فرض شده است و دارای کران بالای $p_{max} = \frac{0.0222\mu J}{channel\ use}$ است. یک سناریو بدون تداخل (به عبارت دیگر؛ $Q_H = S = I_H^{UE}$) گرفته شده که ماتریس کوواریانس R با استفاده از مدل همبستگی‌نمایی در رابطه (۱۷) با ضریب همبستگی $r=0.7$ تولید شده است. فرض شده است که $\frac{N\sigma_{UE}^2}{tr\textcircled{R}} = 20\text{ dB}$ است که اگر توان ارسالی حداکثر p_{max} مورد استفاده قرار گیرد، SNR برابر 20 dB می‌دهد. از بخش ۳-۴ یادآوری می‌کنیم که در محدوده ظرفیت حدی کارکنیم، این SNR مطلوب است. برای

$$\text{یکسان‌سازی EE در لینک‌های رفت و برگشت، سناریو متقارن با } \frac{T_{pilot}^{UL}}{T_{coher}} = \frac{T_{pilot}^{DL}}{T_{coher}} = 0.05 \text{ در نظر می‌گیریم.}$$

شکل (۹) راندمان انرژی لینک‌های رفت و برگشت را نشان می‌دهد که از کران‌های پایین روی ظرفیت در قضیه ۳ استفاده می‌کند. سطوح نقص‌ها بصورت $k_r^{BS} = k_t^{BS} = k_t^{UE} = k_r^{UE} = 0.05^2$ ؛ برای تفسیر مقادیر این پارامترهای می‌توانید یادآوری ۱ را مشاهده فرمایید. توان ارسالی یا بطور عددی برای حداکثرسازی EE در هر N ، که برای $N=1$ حداکثر است، بهینه شده است، یا با توجه به مقیاس‌بندی توان در قضیه ۵ با $t=1/2$ از این مقادیر کاسته شده است. شکل (۳) نشان می‌دهد که EE برای هر سه نمونه تقریباً یکسان است، اما با پارامترهای توان

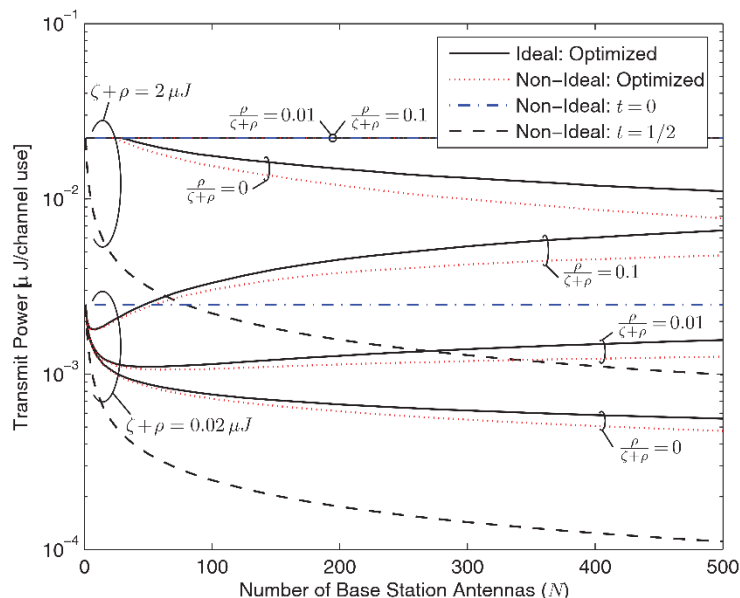
صرفی ζ و ρ تغییر زیادی می‌کند. اگر $\rho = 0$ باشد، EE بطوریکه نواخت با N افزایش می‌یابد و سرانجام به روابط (۵۳ و ۵۴) در استنباط ۶ همگرا می‌شود. در مقابل، زمانی که $\rho > 0$ باشد، EE ماکزیمم واحدی دارد، آنگاه تا صفر کاهش پیدا می‌کند. مقدار ماکزیمم در شکل در محدوده $5 \leq N \leq 50$ قرار دارد، اما مقدار دقیق وضعیت آن پارامترهای توان ادوات الکترونیکی بستگی دارد. اگر $\frac{\rho}{\zeta + \rho}$ به اندازه کافی کوچک باشد، می‌توان بدون ایجاد تلفات در EE از تعداد آنتن‌ها N بیشتری استفاده نمود. از این رو، اگر قرار باشد که سیستم‌های انبوه آنتنی از نظر راندمان انرژی برتری داشته باشند، باید تا اندازه ممکن، کاهش توان مقیاس‌بندی شده با تعداد آنتن‌ها انجام گردد (به عنوان مثال تعداد عناصر سخت‌افزاری اضافی و پیچیدگی‌های محاسباتی).



شکل ۹: راندمان انرژی قابل دستیابی در سخت‌افزار ایده و غیرایده آل برای توان ارسالی ثابت ($t=0$), توان ارسالی که به صورت $1/N^t$ در $t=1/2$ کاهش می‌یابد، و توان ارسالی که EE را حداکثر می‌کند. EE با استفاده از کران‌های پایین در قضیه ۳ محاسبه شده است و برای هر دو لینک رفت و برگشت معتبر است.

EE با سخت‌افزار ایده آل نیز در شکل (۹) نشان داده شده است، که نشان می‌دهد تفاوت بین سخت‌افزار ایده آل و سخت‌افزار غیرایده آل اندک است. دلیل آن اینست که در تعداد آنتن‌های منطقی، تلفات عملکرد از نقص‌های سخت‌افزاری تقریباً کوچک است.

به‌منظور مقایسه سه توان اختصاص داده شده، توان‌های ارسالی مربوطه در شکل (۱۰) نشان داده شده است.

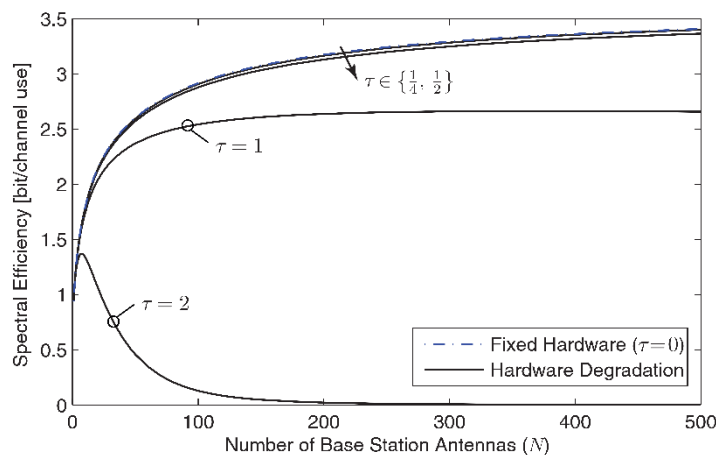


شکل ۱۰: توان‌های ارسالی مربوطه به منحنی‌های شکل (۹)

یادآوری می‌کنیم که توان یا ثابت است، یا با توجه به مقیاس‌بندی آن در قضیه ۵ با N کاهش می‌یابد، یا در هر آنتن برای حداکثر EE بهینه است. برخلاف EE‌های بسیار مشابه در شکل (۹)، سه توان تخصیص یافته بطور متفاوت رفتار می‌کنند. اگر $\rho = 0$ باشد، توان ارسالی بهینه با N کاهش پیدا می‌کند، اما بطور آشکارا سرعت کمتری نسبت به $\sqrt{N}/1$ دارد (سریع‌ترین مقیاس‌بندی توان است که با توجه به قضیه ۵ نرخ حدی غیرصفر ارائه می‌دهد). گرچه، توان بهینه برای $\rho > 0$ تا زمان بدست آوردن EE حداکثر کاهش می‌یابد. این بسیار قابل توجه است، زیرا زمانیکه توان مصرفی ادوات الکترونیکی افزایش پیدا می‌کند، با استفاده از توان ارسالی بیشتر می‌توان به راندمای طیفی بالاتری دست یافت.

در حالیکه، توان ادوات الکترونیکی بزرگ است (به عبارت دیگر $\rho + \zeta = 2\mu J$)، مشاهده می‌شود که گاهی استفاده از تمام توان ارسالی بهینه است، همانطور که در خط مستقیم فوق مشاهده می‌شود. بطور خلاصه، توان ارسالی سیستم‌های انبوه آنتنی می‌تواند بطور یکنواخت با افزایش تعداد آنتن‌ها N کاهش پیدا کند، اما عموماً این راه حل بهینه افزایش EE نیست زیرا در بسیاری از سیستم‌های عملی $\rho > 0$ است. با کاهش توان، تلفات در EE بسیار اندک می‌شود، اما با توجه به تعریف EE تلفات در راندمان طیفی بزرگتر می‌گردد. اگر بخواهیم یک قاعده طراحی ساده داشته باشیم، بهتر است بجای کاهش توان کل با N ، آن را برای همه N ها ثابت نگه داریم.

در نتیجه، توانایی افزایش سطوح نقص‌ها در ایستگاه پایه با N در شکل (۱۱) توضیح داده شده است.



شکل ۱۱: کران‌های پایین ظرفیت در زمان افزایش نقص‌ها در ایستگاه پایه با N به عنوان N^τ برای $\tau \in \{0, 1/4, 1/2, 1, 2\}$. این نتایج در انتقال لینک‌های رفت و برگشت معتبر هستند.

همانند دو شکل قبلی سناریو مقارن را در نظر می‌گیریم، اما در لینک‌های رفت و برگشت متوسط SNR برابر 20 dB در نظر گرفته می‌شود. همچنین در کاربر $k_t^{UE} = k_r^{UE} = 0.05^2$ است، زمانیکه سطوح نقص‌ها در ایستگاه پایه برای مقادیر مختلف $\tau \in \{0, 1/4, 1/2, 1, 2\}$ ، با $k_t^{BS} = 0.05^2 N^\tau$ مقیاس‌بندی می‌شود. کران‌های پایین در شکل (۱۱) به عنوان تابعی از N نشان داده شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که در زمان مقیاس‌بندی

نقص‌ها در استنباط γ ، کاهش عملکرد اندک است (به عنوان مثال برای $\tau = 1/4, 1/2$). اما در $\tau = 1$ تلفات بزرگتری دیده می‌شود و در $N \approx 350$ منحنی شروع به کاهش به سمت پایین می‌کند. اما بدترین حالت در $\tau = 2$ است که کران پایین سریعاً به سمت صفر می‌رود. همچنین زمانیکه این نتایج حدی براساس کران‌های پایین باشند، توجه داشته باشید که در زمانهایی که $\tau > 1$ باشد، کران‌های ظرفیت در استنباط‌های ۲ و ۳ به صفر همگرا می‌شوند.

۶- توسعه به سناریوهای چندسولولی:

دربخش قبلی بر روی سیستم‌های انبوه آنتنی تک‌لینکی متمرکز بودیم، که تداخل از انتقال‌های مجاور را تجربه می‌کرد. یادآور می‌شویم که $I_H^{UE} \in \mathbb{C}$ و $Q_H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ماتریس‌های کوواریانس شرطی در انتقال‌های لینک‌های رفت و برگشت، برای ماتریس کانال معلوم H هستند. تحلیل ظرفیت حدی در بخش ۴ و ۵، براساس فرض‌های $(N^n)E\{I_H^{UE}\} = O$ و $(N^n)E\{\|Q_H\|_2\} = O$ برای برخی مقادیر $n < 1$ هستند. گرچه، واریانس تداخل می‌تواند سریعتر از اینها افزایش پیدا کند، مخصوصاً تحت شرایط آلودگی داده‌های آموزشی، که با افزایش N ، بطور خطی جملات را افزایش می‌دهد. این بخش تاثیر تداخل‌های بین‌کاربری در سیستم‌های انبوه آنتنی با سخت‌افزار غیرایده‌آل را مورد تحقیق قرار می‌دهد. مشابه بخش‌های قبلی ایستگاه پایه و کاربر تحت مطالعه قرار داده خواهند شد.

۶-۱- تداخل بین‌کاربری در لینک رفت:

برای توضیح تداخل بین‌کاربری، فرض شده است که U مجموعه هم‌کاربر وجود دارد که در زمان هم‌دوسی فعلی برای انتقال در لینک رفت برنامه ریزی شده‌اند. هر مجموعه هم‌کاربر با استفاده از ایستگاه پایه تحت مطالعه یا هر ایستگاه پایه همسایه خدمات دریافت می‌کند. بنابراین تمامی مجموعه‌های هم‌کاربر $|U|$ عموماً بزرگ هستند. مشارکت بین‌کاربر و ایستگاه پایه دلخواه است، زیرا مشارکت هیچ‌تاثیر روی کاربر تحت مطالعه در لینک رفت

ندارد. محوشدگی بلوکی کانال از کاربر $l \in U$ به ایستگاه پایه تحت مطالعه به صورت $h_l \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, R_l)$ مدل‌سازی شده است، که R_l نرم طیفی کراندار است و کانال ارگودیک و محوشدگی بلوکی است. یادآور می‌شویم که H پاسخ کانال پیاده‌سازی شده برای همه کانال‌های سیستم است. بنابراین، برای همه کاربران $l \in U$ داریم: $h_l \in H$. کانال‌های هم‌کاربر مستقل فرض شده‌اند، که از نظر عملی به این معنی است که کاربرهای انتخاب‌شده هیچ پراکنده‌گر مشترکی ندارند، این یک معیار اساسی برای جداسازی کاربران در برنامه‌ریزی است. در برخی از معیارهای برنامه‌ریزی، نواحی پوشش داده شده به بخش‌های محلی تقسیم می‌شوند. کاربران در یک بخش تقریباً شرایط آماری مشابهی دارند، بنابراین نباید بطور همزمان سرویس‌دهی شوند. اما کاربران در بخش‌های مختلف دارای کانال‌های ناهمبسته‌اند، اما بطور کافی ویژگی‌های فضایی متفاوتی دارند، بنابراین انتخاب یک کاربر در بخش محلی برای انتقال موازی، یک تصمیم برنامه‌ریزی معقول است.

سیگنال‌دهی داده‌های آموزشی لینک رفت با استفاده از کانال T_{pilot}^{UL} در پروتکل TDD در شکل (۲) ترسیم شده است. از این رو، تعداد مجموعه‌های هم‌کاربر $|U| > T_{pilot}^{UL}$ را ارضا می‌کند. هر کانال داده آموزشی استفاده شده بایستی به تعداد کاربران بسیار زیادی اختصاص داده شود. مجموعه U را به دو مجموعه مجزا تقسیم‌بندی می‌کنیم: $U \perp$ کاربرانی هستند که بطور موازی با داده‌های آموزشی لینک تحت مطالعه ارسال انجام می‌دهند، در حالیکه $U \perp$ مابقی کاربران هستند (در این بخش فقط یک کانال داده آموزشی به هر کاربر اختصاص یافته است. برای طول داده آموزشی $B > 1$ ، می‌توان سیگنال‌های داده آموزشی B را بطوری تشکیل داد که در فضا متعامد باشند. این توان داده آموزشی در هر کاربر را افزایش می‌دهد، اما تعداد کل سیگنال‌های داده آموزشی متعامد را بیشتر نمی‌کند). مجموعه‌های هم‌کاربر در سلول‌های مشابه همانند کاربران تحت مطالعه در $U \perp$ هستند، اما این الزامی نیست. بردار تداخل بین سیگنال‌دهی داده‌های آموزشی برابر است با:

$$\mathbf{v}_{interf}^{pilot} = \sum_{l \in U_{\perp}} d_l \mathbf{h}_l \quad (56)$$

که در آن سیگنال ارسالی توسط کاربر $l \in U$ است. این سیگنال‌ها می‌توانند تصادفی یا غیرتصادفی باشند، بنابراین برخی از انتقال‌های دارای تداخل می‌توانند بجای سیگنال‌های داده آموزشی، سیگنال‌های داده اصلی باشند. با فرض $\mathbb{E}\{|\mathbf{d}_l|^2\} = p^{UE}$ ماتریس کوواریانس تداخل در زمان سیگنال‌دهی داده آموزشی برابر است با:

$$\mathbf{S} = \mathbb{E} \left\{ \boldsymbol{\nu}_{\text{interf}}^{\text{pilot}} (\boldsymbol{\nu}_{\text{interf}}^{\text{pilot}})^H \right\} = p^{UE} \sum_{l \in \mathcal{U}_{||}} \mathbf{R}_l. \quad (57)$$

تخمینگر LMMSE در قضیه ۱ و تحلیل‌های مربوطه به آن در بخش ۳ برای هر ماتریس کوواریانس \mathbf{S} همچنان برقرار است، بنابراین از روش‌های ضمنی برای محاسبه $\boldsymbol{\nu}_{\text{data}}^{\text{pilot}}$ و \mathbf{S} در روابط (۵۶ و ۵۷) بطور مستقیم می‌توان استفاده کرد. حال تخمین کانال $\hat{\mathbf{h}}$ با کانال‌های هم‌کاربر \mathbf{h}_l برای $l \in U$ همبسته اند، که تاثیر زیادی روی راندمان طیفی دارد. بطور تخصصی‌تر، بردارهای تداخل در زمان انتقال در لینک رفت برابر هستند با:

$$\boldsymbol{\nu}_{\text{interf}}^{\text{data}} = \sum_{l \in \mathcal{U}} d_l \mathbf{h}_l \quad (58)$$

که در آن سیگنال‌های داده تصادفی مستقل و با میانگین صفر، توسط کاربر $l \in U$ ارسال می‌شوند و توان $\mathbb{E}\{|\mathbf{d}_l|^2\} = p^{UE}$ دارند. ماتریس کوواریانس تداخل شرطی در زمان انتقال:

$$\mathbf{Q}_{\mathcal{H}} = \mathbb{E} \left\{ \boldsymbol{\nu}_{\text{interf}}^{\text{data}} (\boldsymbol{\nu}_{\text{interf}}^{\text{data}})^H | \mathcal{H} \right\} = p^{UE} \sum_{l \in \mathcal{U}} \mathbf{h}_l \mathbf{h}_l^H. \quad (59)$$

توجه داشته باشید که $\mathbf{Q}_{\mathcal{H}}$ به پاسخ کانال پیاده‌سازی شده \mathcal{H} بستگی دارد، و روی نرم طیفی کراندار نیست، در واقع، $|\mathcal{U}|$ تا مقادیر ویژه از $\mathbf{Q}_{\mathcal{H}}$ وجود دارد که با $N \rightarrow \infty$ بزرگتر می‌شوند. این خاصیت روی کران پایین از رابطه (۳۵) و قضیه ۳ تاثیر می‌گذارد، که در اینصورت جمله تداخل شرطی به این صورت خواهد شد:

$$\mathbb{E} \left\{ (\mathbf{v}^{\text{UL}})^H \mathbf{Q}_{\mathcal{H}} \mathbf{v}^{\text{UL}} | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}} \right\} = p^{UE} \sum_{l \in \mathcal{U}} \mathbb{E} \left\{ |\mathbf{h}_l^H \mathbf{v}^{\text{UL}}|^2 | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}} \right\}. \quad (60)$$

قضیه بعدی نشان می‌دهد که جمله تداخل $\mathbb{E} \left\{ |\mathbf{h}_l^H \mathbf{v}^{\text{UL}}|^2 | \tilde{\mathcal{H}}^{\text{BS}} \right\}$ در رابطه (۶۰) با افزایش N چگونه رفتار می‌کند.

قضیه ۶. فرض کنید که هیچ CSI لحظه‌ای در آشکارسازی استفاده نشده است (به عبارت دیگر $\tilde{\mathbf{H}}^{BS} = \tilde{\mathbf{H}}^{UL}$)

، با سیگنال تداخل به عنوان نویز برخورد می‌شود، و بردار ترکیب‌کننده گیرنده $\mathbf{v} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|_2}$ است. تحت مدل

تداخل روابط (۵۶ الی ۵۹) جملات در رابطه (۶۰) برابر هستند با:

$$\mathbb{E}\{|\mathbf{h}_l^H \mathbf{v}|^2\} = \begin{cases} \mathbb{E}\left\{\frac{p^{UE}(\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R}_l))^2}{\text{tr}(\mathbf{A}(|d+\eta_t^{UE}|^2\mathbf{R}+\Psi)\mathbf{A}^H)}\right\} + \mathcal{O}(\sqrt{N}), & l \in \mathcal{U}_{\parallel}, \\ \mathcal{O}(1), & l \in \mathcal{U}_{\perp}, \end{cases} \quad (61)$$

که در آن η_t^{UE} تصادفی بوده و \mathbf{A} ، Ψ از قضیه ۴ معلوم هستند. کران پایین ظرفیت در رابطه (۴۴) با جایگذاری

جمله $\mathcal{O}(\frac{1}{N^{1-n}})$ در مخرج با:

$$\mathbb{E}\left\{\frac{\text{tr}(\mathbf{R}-\mathbf{C})}{\text{tr}(\mathbf{A}(|d+\eta_t^{UE}|^2\mathbf{R}+\Psi)\mathbf{A}^H)}\right\} \sum_{l \in \mathcal{U}_{\parallel}} \left(\frac{\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R}_l)}{\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R})}\right)^2 + \mathcal{O}\left(\frac{1}{N}\right). \quad (62)$$

تولید می‌شود.

این قضیه نشان می‌دهد که تداخل موثر از یک مجموعه هم‌کاربر شدیداً به این بستگی دارد که آیا انتقال داده‌های آموزشی دارای تداخل تحت مطالعه است یا خیر. تداخل‌ها از مجموعه‌های هم‌کاربر $\perp U$ هستند، که در زمان ارسال داده آموزشی توسط کاربر تحت مطالعه، در صورت ساکت بودن بطور حدی از بین می‌روند، زیرا کانال کاربر با N ناهمبسته است. این نوع متعارف از تداخل است و در این بخش تداخل معمولی^۱ نامیده می‌شود. در مقابل، تداخل از مجموعه هم‌کاربر U_{\parallel} ، که در زمان انتقال داده‌های آموزشی فعال بودند، باقی می‌ماند و حتی با N مقیاس‌بندی می‌شود. این اساس داده آموزشی آلوده به سیگنال تداخل است و قضیه ۶، نتایج قبلی از روابط (۹ الی ۱۳) را به سخت‌افزار غیرایده‌آل تعمیم می‌دهد. توضیح رفتارهای متفاوت در قضیه ۶ به این معنی است که تخمین کانال $\hat{\mathbf{h}}$ استفاده شده در ترکیب‌کننده گیرنده، مستقل از کانال‌های هم‌کاربر h_1 برای $l \in U_{\perp}$ است اما با کانال‌های هم‌کاربر h_1 برای $l \in U_{\parallel}$ همبسته است زیرا این بردارها در جمله تداخل رابطه (۵۶)، در زمان انتقال داده‌های آموزشی نمایان می‌شوند. توجه داشته باشید که قضیه ۶ با استفاده از MRC استخراج شده

^۱ Regular Interference

است، درحالی‌که ترکیب‌کننده گیرنده MMSE¹ معمولاً انتخاب بهتری برای سناریوهای چندسلولی-چندکاربری است، زیرا بطور فعال از تداخل جلوگیری می‌کند. با این وجود، این قضیه رفتار اساسی را ایجاد می‌کند: فقط داده‌های آموزشی آلوده به تداخل، ممکن است با افزایش تعداد آنتن‌ها N ، تاثیر اساسی داشته باشند (اگر در ناحیه مخصوص ترکیب‌کننده گیرنده مورد استفاده قرار گیرند). شدت آلودگی داده‌های آموزشی به نحوه انتخاب U و $U \perp$ بستگی دارد.

۲-۶- تداخل بین کاربری در لینک برگشت:

انتقال لینک برگشت نیز می‌تواند دچار آلودگی داده‌های آموزشی شود، مخصوصاً اگر تعداد آنتن‌ها در ایستگاه‌های پایه مجاور بطور خطی با N افزایش پیدا کند. واریانس تداخل شرطی در لینک برگشت فرمی شبیه روابط (۵۸ الی ۶۰) می‌گیرد:

$$I_{\mathcal{H}}^{UE} = p^{BS} \sum_{l \in \mathcal{U}} \mathbb{E} \left\{ |\tilde{\mathbf{h}}_l^H \mathbf{v}_l^{DL}|^2 |\tilde{\mathcal{H}}^{UE}| \right\} \quad (63)$$

که در آن \mathbf{v}_l^{DL} بردار شکل‌دهی پرتو برای انتقال لینک برگشت به کاربر $l \in U$ از ایستگاه پایه سرویس‌دهنده اختیاری است، و $\tilde{\mathbf{h}}_l$ نیز کانال تحت مطالعه از ایستگاه پایه به کاربر است. بطور خلاصه، کاربران با داده‌های آموزشی موازی در لینک رفت، موجب ایجاد تداخل اجتناب‌ناپذیر در هر کاربر لینک برگشت می‌شوند، درحالی‌که تاثیر همه تداخلگرها در انتقال‌های لینک برگشت، با افزایش تعداد آنتن‌ها N از بین می‌رود.

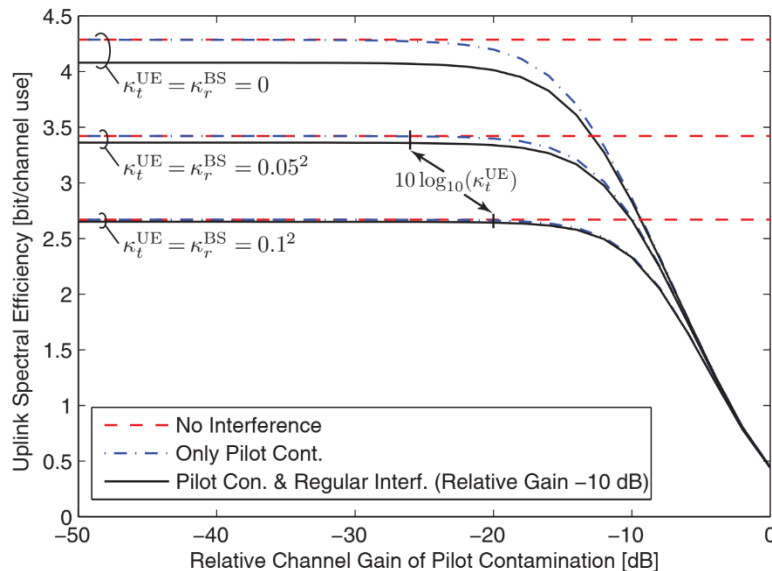
۳-۶- توضیحات عددی:

تاثیر تداخل بین کاربری و آلودگی داده‌های آموزشی در سیستم‌های چندسلولی با سخت‌افزار غیرایده‌آل، هم‌اکنون به صورت عددی مطالعه خواهد شد. سناریوهای لینک رفت با کانال‌های ناهمبسته فضایی را

¹ Minimum Mean Square Error

در نظر گرفته و متوسط SNR را به صورت $p^{UE} \frac{tr(R)}{N \sigma_{BS}^2}$ تعریف می‌کنیم و فرض می‌کنیم که $0.45 \frac{T_{data}^{UL}}{T_{coher}} =$ تابعی از انتقال داده از لینک رفت است.

در شکل (۱۲) دو نوع از تداخل بین کاربری از قضیه ۶ در نظر گرفته شده است: تداخل عادی از یک کاربر، که سیگنال داده آموزشی آن متعامد بر کاربر تحت مطالعه و داده‌های آموزشی آلوده به تداخل از کاربر دارای داده‌های آموزشی مشترک است. قصد داریم این را مورد بررسی قرار دهیم که راندمان طیفی در هر کاربر در سیستم‌های انبوه آنتنی، چگونه به شدت داده‌های آموزشی آلوده به تداخل بستگی دارد، بنابراین، یک سناریو در نظر می‌گیریم که نزدیک به محدودیت‌های حدی کار می‌کنیم: $SNR=20$ dB و تعداد آنتن‌های ارسال $N=200$ تنظیم می‌شود (شکل ۶ را مشاهده فرمایید). سه سطح نقص در نظر گرفته می‌شود: $k_t^{UE} = k_r^{BS} \in \{0, 0.05^2, 0.1^2\}$. کران‌های پایین روی ظرفیت بدون تداخل، تنها با داده‌های آموزشی آلوده به تداخل، و همچنین با هر دو نوع تداخل نشان داده شده‌اند. محور افقی در شکل (۱۲) نشان می‌دهد که عملکرد به عنوان تابعی از بهره کانال نسبی داده‌های آموزشی آلوده به تداخل است (با توجه به کانال مطلوب).



شکل ۱۲: کران‌های پایین ظرفیت یک کاربر با داده‌های آموزشی آلوده به تداخل، که شدت آنها متغیر است و احتمالاً تداخل بین کاربری -10 dB - کمتر از سیگنال مطلوب است. همچنین تداخل در نویز اعوجاجی کاهش پیدا می‌کند، اگر آن ضعیفتر از سطح نقص‌ها در کاربر باشد.

حال چند مشاهده را انجام می‌دهیم. اولاً، سخت‌افزار ایده آل نسبت به سخت‌افزار غیرایده آل بسیار حساس‌تر است. این زمانی نمایان پیدا می‌کند که آنها را در تداخل بین کاربری عادی مورد بررسی قرار می‌دهیم، که در این حالت تفاوت بین عملکردها بسیار بزرگتر است. با سخت‌افزار غیرایده آل، تداخل عادی تاثیر بسیار اندکی دارد (از یک کانالی که فقط -10 dB - کوچکتر از کانال مطلوب است). دلیل آن تعداد آنتن‌های بیشتر است، که کانال‌های کاربران را ناهمبسته می‌کنند. ثانیاً، شکل (۱۲) نشان می‌دهد که داده‌های آموزشی آلوده به تداخل، زمانی که به کانالی می‌رسند که بسیار ضعیف‌تر از کانال مطلوب است، تاثیر بسیار اندکی دارند، اما نقاط شکستی وجود دارد که اثر کاهش ناگهانی شدید می‌شود. جالب است که نقاط شکست نزدیک به $10\log_{10}(k_t^{UE})$ است، بعبارت دیگر، اندازه تضعیف نویزهای اعوجاجی ایجاد شده روی کاربر با سیگنال مطلوب مقایسه می‌شود. اگر اندازه اعوجاج در $k_t^{UE} \mathbb{E}\{|\varphi|^2\}$ در کران‌های پایین روی ظرفیت در روابط (۴۴) با جمله تداخل در (۶۲) را مقایسه کنیم، این به راحتی قابل برداشت است.

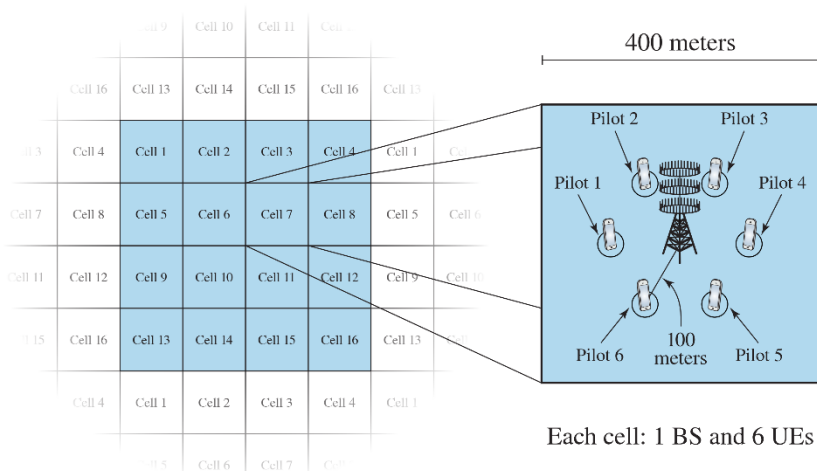
استنباط ۸. زمانیکه N بزرگ می‌شود، داده‌های آموزشی آلوده به تداخل قابل اغماض هستند، اگر:

$$k_t^{UE} \gg \sum_{l \in \mathcal{U}_l} \left(\frac{\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R}_l)}{\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R})} \right)^2. \quad (64)$$

این استنباط نشان می‌دهد که داده‌های آموزشی آلوده به تداخل، تحت برخی از شرایط در نویزهای اعوجاجی کاهش پیدا می‌کنند، که مستقل از SNR مطلق هستند، اما به تفاوت نسبی از نوع $\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R}_l)/\text{tr}(\mathbf{A}\mathbf{R})$ بستگی دارد. اما از آنجاییکه نویز اعوجاجی معمولاً بین $20-30$ dB ضعیفتر از سیگنال مطلوب است، توان مشابهی نیز برای ناچیز کردن تاثیر داده‌های آموزشی آلوده به تداخل مورد نیاز است. این در شبکه‌های سلولی معامله‌چندان

بزرگی نیست، تنظیم‌کننده بایستی تخصیص داده‌های آموزشی در هر سلول و به کاربرهای در مرز سلولی از سلول‌های همسایه را تسهیل کند. این می‌تواند با الگوریتم‌های تخصیص توان مناسب و همچنین با پیش‌تعریف سکتوربندی مناسب سلول حاصل شود. شکل (۱۳) سناریویی واقعی از یک سیستم چندسلولی را نشان می‌دهد که در آن استنباط معتبر ۸ استفاده کرده ایم. این شکل از ۱۶ سلول مربعی تشکیل شده است که اندازه هر کدام از آنها ۴۰۰×۴۰۰ متر است، و برای جلوگیری از اثرات لبه‌ای از طراحی‌های اطراف سلول استفاده شده است. برای سادگی، ۶ کاربر در هر سلول برنامه‌ریزی شده‌اند که از روش سکتوربندی ساده استفاده می‌کنند و کاربران با فاصله مساوی در دایره‌ای با شعاع ۱۰۰ متر قرار دارند. فرض شده است که به هر کاربر در سلول داده آموزشی متعامد تخصیص داده شده است، در حالیکه داده‌های آموزشی مشابه در دیگر سلول‌ها با الگوی مشابه مجدداً استفاده شده‌اند، ماتریس‌های کوواریانس کانال ماتریس تشابه هستند که با تضعیف‌های کانال مقیاس‌دهی شده‌اند، و براساس مدل انتشاری 3GPP^۱ هستند. تلف توان مسیر انتشار برابر $10^{-1.53}/D^{3.76}$ است که در آن D فاصله به متر است. توان‌های ارسالی برابر $p^{UE} = 0.0222 \mu J/channel use$ است و از طرف دیگر واریانس‌های نویز برابر $\sigma_{BS}^2 = 10^{-7.9} \mu J/channel use$ است. این از SNR برابر 32 dB برای سرویس‌دهی به ایستگاه پایه و از 0-13 dB برای سرویس‌دهی به ایستگاه‌های پایه اطراف استفاده می‌کند.

^۱ 3rd Generation

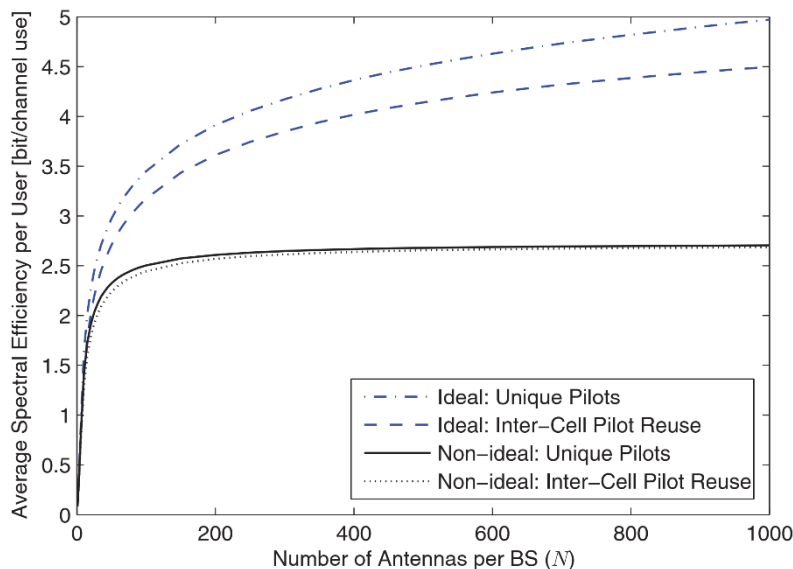


شکل ۱۳: توضیح سناریو چندسلولی تشکیل شده از ۱۶ ناحیه مربعی با طراحی‌های اطراف آن برای جلوگیری از اثرات لبه ای. هر سلول ۴۰۰ متر × ۴۰۰ متر است و شامل ۶ کاربر با فاصله‌های مساوی روی یک دایره با شعاع ۱۰۰ متر است.

اما در زیر شکل (۱۴) نرخ قابل دستیابی متوسط (براساس کران‌های پایین روی ظرفیت) با ترکیب‌کننده دریافت MMSE را نشان می‌دهد، که از کانال‌های درون‌سلولی^۱ تخمین زده شده برای جلوگیری از تداخل بین‌سلولی استفاده می‌کند. سخت‌افزار ایده آل با پارامترهای نقص‌های سخت‌افزاری $k_t^{UE} = k_t^{BS} = 0.1^2$ در نظر گرفته شده است. برای توضیح تاثیر آلودگی داده‌های آموزشی، الگوی استفاده مجدد از داده‌های آموزشی بین‌سلولی توصیف شده در فوق در حالت ایده آل، زمانیکه به همه کاربران داده‌های آموزشی یکسان تخصیص داده شده، مقایسه شده است. مشاهده می‌شود که آلودگی داده‌های آموزشی تاثیر اساسی در حالت سخت‌افزار ایده آل دارد و تلفات نسبی با افزایش N ادامه خواهد داشت زیرا منحنی فقط برای داده‌های آموزشی یکسان به بی‌نهایت میل خواهد کرد. در مقابل، در سیستم‌های با سخت‌افزار غیرایده آل، تفاوتی بین داده‌های آموزشی واحد و دارای استفاده مجدد وجود ندارد، مخصوصاً زمانیکه تعداد آنتن‌ها زیاد باشد. این بیان می‌کند که آلودگی داده‌های آموزشی، در سیستم‌های انبوه آنتنی با سخت‌افزار غیرایده آل تاثیر قابل‌اغمازی دارد، که این نتیجه در استنباط ۸ نیز نشان

^۱ Intra-Cell Channels

داده شده است. این توضیحات نشان می‌دهند که نویزهای اعوجاجی در کاربر عامل محدودکننده اصلی در سناریوهای در نظر گرفته شده است و آلودگی داده‌های آموزشی در اعوجاج‌ها کاهش می‌یابد.



شکل ۱۴: راندمان طیفی قابل‌دستیابی برای متوسط کاربران در سناریو چندسلولی ترسیم‌شده در شکل (۱۳).

هر کاربر یا سیگنال داده آموزشی واحد دارد یا داده‌های آموزشی مشابه دارای استفاده مجدد در هر سلول است. در حالت سخت‌افزار ایده‌آل، آلودگی داده‌های آموزشی از راندمان طیفی می‌کاهد، درحالی‌که تاثیر آن در حالت سخت‌افزار غیرایده‌آل ($k_t^{UE} = k_t^{BS} = 0.1^2$) قابل‌اغماض است.

نویز اعوجاجی به عنوان مه ۱ عمل می‌کند که ایستگاه پایه از مشاهده تداخل‌گرهای بافاصله در فاز انتقال داده‌های آموزشی جلوگیری می‌کند. تعدادی از سیگنال‌های داده آموزشی متعامد از دیدگاه هر ایستگاه پایه با T_{pilot}^{UL} محدود می‌شود. یک تخصیص داده آموزشی ساده براساس مکان، برای سناریو ترسیم‌شده در شکل (۱۳) کافی است، اما بطور کلی اعتقاد داریم که با کاربرهای مرکزی سلول و کاربرهای مرزی بایستی بصورت متفاوت رفتار

¹ Fog

شود. اگر یکی از آنها بتواند جزء کوچکی از الگوی استفاده مجدد از داده آموزشی را بکاربرد، آنگاه استنباط ۸ بخوبی برآورده خواهد شد.

سرانجام از بخش ۳-۴ یادآوری می‌کنیم که بهره افزایش تعداد آنتن‌ها بیش از $N=100$ در حالت تک‌کاربره برای سخت‌افزار غیرایده آل بسیار کوچک است. در سناریوهای چندسلولی تعداد آنتن‌های بیشتری برای جلوگیری از تداخل عادی بایستی مورد استفاده قرار گیرد. گرچه، سرعت همگرایی در سخت‌افزار غیرایده آل خیلی بیشتر است، زیرا آن برای جلوگیری از تداخل عادی به لایه‌های زیرین نویزهای اعوجاجی کافی است.

۷- اصلاح مدل سیستم و پیامدهای ممکن:

با استفاده از مدل سیستم تعریف شده در بخش ۲، نشان خواهیم داد که چگونه نویزهای اعوجاجی جمع‌شونده از نقص‌های سخت‌افزاری، دقت تخمین و ظرفیت کانال را محدود می‌کنند. زمانیکه ویژگی‌های نقص‌ها در هر دوره تناوب همدوسی تقریباً ایستاد باشند (مثال: با توجه به استفاده از الگوریتم‌های جبران‌سازی قوی). در این حالت می‌توان قضیه باسگانگ^۱ را استفاده کرد که نشان می‌دهد که هر تابع غیرخطی از سیگنال گاوسی می‌تواند به یک تابع خوش‌تعریف کاهش پیدا کند که سیگنال در کانال موثر ضرب می‌شود و توسط نویز گاوسی ناهمبسته خراب می‌شود. فرض شده است که در مدل سیستم در بخش ۲، نویزهای اعوجاجی از سیگنال‌های داده مستقل و دارای توزیع گاوسی (حتی اگر سیگنال داده گاوسی نباشد) هستند (و همچنین ناهمبسته). اگر مدل سیستم جایگزینی در نظر گرفته شود که این دو فرض برقرار نباشند، آنگاه کران پایین ظرفیت در این مقاله نگه داشته خواهد شد (زیرا همواره اطلاعات متقابل با افزودن دو فرض کاهش پیدا می‌کند). کران‌های بالا در بخش ۴، بدون این دو فرض نگه داشته نمی‌شوند و اگر فرض‌های جایگزین در وابسته دقیق بین سیگنال و اعوجاج اعمال

^۱ Bussgang Theorem

شود، می‌توان کران‌های بالای جدید را استخراج کرد. به عبارت دیگر، مدل بخش ۲، تقریب استاندارد منعطفی از سیستم‌های مخابراتی با سخت‌افزار ناکامل است، اما در واقعیت مدل بسیار کاملی نیست. بطور کلی، ماهیت تغییرپذیر بازمان نقص‌های سخت‌افزاری نمی‌تواند بطور کامل کاهش پیدا کند، که نویزهای ضرب‌شونده را بوجود می‌آورد و در هر دوره تناوب هم‌دوسی تغییر می‌کند. علاوه بر این، ماتریس‌های کوواریانس نویزهای اعوجاجی جمع‌شونده، که در بخش‌های (۳، ۴، ۷ و ۸) داده شده است، به چندین روش می‌تواند اصلاح گردد. این بخش برخی از مدل‌های سیستم اصلاح شده ممکن و تاثیر آنها در نتایج اصلی ارائه می‌دهد. البته آنالیز دقیق در اینجا به صورت سراسر انجام نشده و برای کارهای آتی باقی مانده است. بسیاری از مدل‌های سیستم اصلاح شده عملکرد سیستم را کاهش می‌دهند، بنابراین کران‌های بالای ظرفیت در قضیه ۲، معمولاً معتبر است، درحالی‌که کران‌های پایین بایستی کاهش پیدا کنند.

۱-۷- تلف توان:

مدلسازی توان تشعشعی کامل تحت نقص‌های سخت‌افزاری دشوار است، زیرا برخی از اعوجاج‌ها بصورت مستقل از سخت‌افزار تولید شده‌اند، اعوجاج‌های دیگر توان خود را از سیگنال مطلوب دریافت می‌کنند، و برخی از منابع نقص‌ها (مثل غیرخطینگی) حتی می‌توانند توان تشعشعی را کاهش دهند. در این گزارش فرض شده است که الگوریتم‌های جبران‌سازی توان تشعشعی کل را به نحوی مقیاس‌دهی می‌کنند که آن در لینک برگشت برابر $p^{BS}(1 + k_t^{BS})$ و در لینک رفت برابر $p^{UE}(1 + k_t^{UE})$ است. در زمان مقایسه سیستم با سطوح نقص‌های مختلف، این بایاس کوچکی ایجاد می‌کند که در برخی از کارها نشان داده شده است که تاثیر قابل اغمازی روی راندمان‌های طیفی دارد. با این وجود، توجه به این نکته مهم است که گرچه با $N \rightarrow \infty$ نویز اعوجاجی توسط ایستگاه پایه از بین می‌روند، اما تلفات توان آن $\frac{k_t^{BS}}{1+k_t^{BS}}$ باقی می‌مانند، که بایستی در زمان طراحی سیستم‌های انبوه آنتنی مورد توجه قرار گیرند.

۲-۷- مقیاس‌بندی‌های توان بالا:

سطوح نقص‌های در سخت‌افزار فرستنده - گیرنده، k_t^{UE} ، k_t^{BS} و $k_t^{UE} k_t^{BS}$ در بخش‌های ۲ الی ۵ ثابت در نظر گرفته شده بود. این زمان کارکردن در محدوده‌های خطی/پویا، از دیدگاه تقویت‌کننده‌های توان، منطقی است. در خارج از این محدوده، با توجه به غیرخطینگی، ضرایب تناسب سریع‌تر با توان‌های ارسالی p^{BS} و p^{UE} کاهش پیدا می‌کنند. توجه داشته باشید که نویز اعوجاجی به تقویت‌کننده دارای نویز اندک در گیرنده رادیویی افزوده می‌شود و معمولاً توان گیرنده را بدتر نمی‌کند. از این رو، منطقی است که فرض کنیم ثابت هستند.

نتیجه داشتن ضرایب تناسب که با توان‌های فرستنده مقیاس‌دهی می‌شوند اینست که توان نویز اعوجاجی سریع‌تر از توان سیگنال افزایش می‌یابد. از این رو، ظرفیت و دقت تخمین کانال، در زمان استفاده از سخت‌افزار غیرایده‌آل، مدت زیادی بطور یکنواخت با k_t^{UE} و k_t^{BS} افزایش پیدا نمی‌کند بجای آن، این متریک‌ها در برخی از توان‌های ارسالی حداکثرسازی می‌شوند. دلیل ثابت در نظر گرفتن p^{BS} و p^{UE} در اینجا اینست که در رژیم توان بالا در کار ما آنچنان تاثیری ندارند. در نتیجه، محدودیت‌های توان بالا که بطور بهینه استخراج شده، ممکن است در عمل قابل دست‌یابی نباشد. پس به عنوان جایگزین می‌توان افزایش توان تشعشعی واقعی، مسافت انتشار توان را کاهش داد. گرچه، در حالت $N \rightarrow \infty$ نتایج دقیق هستند، پس توان کل با N کاهش می‌یابد (یا حداقل توان در هر آنتن)؛ بخش ۵ را مشاهده فرمایید.

۳-۷- توزیع نویزهای اعوجاجی جایگزین:

ماتریس‌های کوواریانس اعوجاج در روبرو (۳ و ۸)، براساس فرض اعوجاج‌های مستقل در آنتن‌های ایستگاه پایه متفاوت است. این نشان می‌دهد که نویزهای اعوجاج امضای فضایی متفاوتی نسبت به سیگنال‌های مطلوب دارند، که این عامل دلیل از بین رفتن تاثیر مخرب نویزهای اعوجاج ایجاد شده توسط ایستگاه پایه با افزایش تعداد آنتن‌هاست. فرض انجام شده نیز به این دلیل است که زنجیره‌های سخت‌افزاری آنتن‌های متفاوت جدا شده

اند. با این وجود، همبستگی متقابل تشکیل می‌شود زیرا سیگنال مطلوب روی آرایه ارسال - دریافت می‌شود، بنابراین، سخت‌افزار بطور مشابه واکنش انجام می‌دهد. با توجه به اینکه همبستگی ایجاد شده، اندک است، بنابراین باور داریم که در عمل با افزایش N امضاهای فضایی سیگنال‌های مطلوب و نویزهای اعوجاجی متفاوت هستند.

فرض شده بود که نویزهای اعوجاجی توزیع گاوسی دارند (ولی نه برای هر پاسخ کانال ثابت)،

۴-۷- اعوجاج‌های ضرب‌شونده:

مدل اعوجاج جمع‌شونده در این گزارش، برای سیستم‌هایی که از الگوریتم‌های جبرانسازی برای کاهش نقص‌های سخت‌افزاری مورد استفاده قرار گرفته، تایید شده‌اند. همچنین، این یک مدل دقیق برای تداخل‌های بین‌حاملی^۱ جبران‌نشده که توسط نویزهای فاز، عدم تعادل در بخش‌های هم‌فاز و متعامد^۲ (I/Q) ، غیرخطینگی دامنه - دامنه در تقویت‌کننده‌های توان و خطاهای کوانتیزاسیون ایجاد شده، می‌باشد. همانطور که در اوایل بخش ۷ نیز توضیح داده شد، نقص‌های سخت‌افزاری باعث ایجاد تضعیف‌های کانال و شیفت‌های فازی می‌شوند که در بردار کانال h ضرب می‌شوند. اگر این اعوجاج‌های ضرب‌شونده بطور کافی استاتیک باشند (بعد از جبرانسازی)، می‌توانند که شامل بردار کانال h با مقیاس‌دهی مناسب ماتریس کوواریانس R یا توسط بکارگیری توزیع متقارن مدور باشند. گرچه، نویز فاز یک مثال ساده از نقص‌هایی است که باعث ایجاد نویزهای اعوجاجی ضرب‌شونده ای می‌شوند که در دوره تناوب همدوسی کانال انباشته می‌شوند. حال برای فهم تفاوت‌های نویز اعوجاجی ضرب‌شونده با جمع‌شونده، این نوع نویزها را بیشتر مورد تحلیل و بررسی قرار می‌دهیم. کانال واقعی تحت نویز فاز می‌تواند به صورت $h \text{diag}(e^{j\varphi_{1,t}}, \dots, e^{j\varphi_{N,t}})$ توصیف شود، که در آن $j = \sqrt{-1}$ واحد موهومی است و $\{\varphi_{i,t}\}$ فرآیند تصادفی در المان i ام کانال است. نویز جمع‌شده از اسیلاتور کارنکرده معمولاً با فرآیند وینر^۳ مدلسازی می‌شود:

¹ Inter-Carrier Interference

² Inphase/Quadrature Imbalance

³ Wiener Process

$$\phi_{i,t} = \phi_{i,t-1} + \theta_{i,t}^{BS} + \theta_t^{UE} \quad \forall i \quad (65)$$

که در آن مقدار اولیه $\phi_{i,0} = 0$ است، زیرا $t=0$ زمان تخمین کانال را نشان می‌دهد. تغییرات جدید که در استفاده کانال t بعد از تخمین کانال رخ می‌دهد، $\theta_{i,t}^{BS} \sim \mathcal{N}(0, \Delta^{BS})$ و $\theta_t^{UE} \sim \mathcal{N}(0, \Delta^{UE})$ در ایستگاه پایه و کاربر هستند. توجه داشته باشید که سخت‌افزار کاربر تک‌آنتنی موجب انباشتگی یکسان در همه المان‌های کانال می‌شود، درحالی‌که ایستگاه پایه می‌تواند موجب ایجاد انباشتگی‌های یکسان یا غیرمستقل می‌شود که به استفاده از اسیلاتور معمولی ۱ (CO) یا اسیلاتور جداگانه ۲ (SO)، در هر المان آنتن بستگی دارد. انباشتگی‌های فاز ۳ بطور موقتی سفید هستند، بنابراین $\phi_{i,t} \sim \mathcal{N}(0, t\Delta^{BS}, t\Delta^{UE})$ نشان می‌دهند که واریانس با زمان افزایش پیدا می‌کند.

برای درک تاثیر نویز فاز، توجه داریم که قسمتی از سیگنال دریافت‌شده از سیگنال لینک رفت با MRC، $\mathbf{v} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|_2}$ عبارتست از:

$$\mathbf{v}^H \text{diag}(e^{j\phi_{1,t}}, \dots, e^{j\phi_{N,t}}) \mathbf{h} \mathbf{d} \approx \underbrace{\mathbf{v}^H \mathbf{h} \mathbf{d}}_{\text{Ideal signal}} + \underbrace{j \mathbf{v}^H \text{diag}(\phi_{1,t}, \dots, \phi_{N,t}) \mathbf{h} \mathbf{d}}_{\text{Distortion from phase noise}} \quad (66)$$

با استفاده از تقریب تیلور $e^{j\phi_{it}} \approx 1 + j\phi_{it}$ است، زیرا انباشتگی کوچک است. جمله اول در رابطه (۶۶) بدون نویز فاز است، درحالی‌که جمله دوم عدم‌تطابق در انباشتگی فاز را نشان می‌دهد. از این رو $\phi_{i,t}$ میانگین صفر دارد و دو جمله دیگر ناهمبسته هستند (بدون توجه به اینکه \mathbf{h} و \mathbf{d} تصادفی اند یا غیرتصادفی). بنابراین، کران پایین روی اطلاعات متقابل را با استفاده از رفتارکردن با جمله ناهمبسته رابطه (۶۶) به عنوان نویز گاوسی مستقل بدست آورد. با متوسط‌گیری روی متوسط‌های کانال، سیگنال‌های داده، و انباشتگی نویز، واریانس این اعوجاج برابر است با:

$$\mathbb{E} \left\{ \left| j \mathbf{v}^H \text{diag}(\phi_{1,t}, \dots, \phi_{N,t}) \mathbf{h} \mathbf{d} \right|^2 \right\} = \sum_{i_1=1}^N \sum_{i_2=1}^N \mathbb{E} \{ v_{i_1}^* v_{i_2} h_{i_1} h_{i_2}^* \} \mathbb{E} \{ \phi_{i_1,t} \phi_{i_2,t}^* \} \mathbb{E} \{ |d|^2 \} \quad (67)$$

¹ Common Oscillator

² Separate Oscillator

³ Phase Drift

$$= p^{\text{UE}} \mathbb{E}\{|\mathbf{v}^H \mathbf{h}|^2\} t \Delta^{\text{UE}} + \begin{cases} p^{\text{UE}} t \Delta^{\text{BS}} \mathbb{E}\{|\mathbf{v}^H \mathbf{h}|^2\}, & \text{if CO,} \\ p^{\text{UE}} t \Delta^{\text{BS}} \sum_{i=1}^N \mathbb{E}\{|h_i|^2 |v_i|^2\}, & \text{if SO,} \end{cases}$$

که در آن جمله اول از کاربر ایجاد می‌شود و جمله دوم با توجه به داشتن جمله CO و SO در هر المان آنتن ایستگاه پایه است. از قضیه ۴ یادآوری می‌کنیم که $O(N) = \mathbb{E}\{|\mathbf{v}^H \mathbf{h}|^2\}$ است. این عبارت بدین معنی است که ایستگاه پایه دارای CO موجب ایجاد اعوجاج می‌شود که در زمان داشتن SO با $O(tN)$ مقیاس‌دهی می‌شود. به عبارت دیگر، این برای داشتن اسیلاتورهای مستقل در هر المان آنتن در سیستم‌های انبوه‌آنتنی بسیار مطلوب است. همچنین، این مرتبط با نتایج ما برای نویزهای اعوجاجی جمع‌شونده است: نقص‌ها در هر کاربر N برابر تاثیر بیشتری روی ظرفیت دارند، بنابراین، می‌توان کیفیت اسیلاتورهای ایستگاه پایه را کاهش داد و تلفات کمتری در عملکرد ایجاد کرد. این ویژگی برای استقرار سیستم‌های انبوه آنتنی پراکنده که در آن تفکیک‌های آنتنی بزرگ است و از استفاده از CO جلوگیری می‌شود، بسیار خوب است. یک تفاوت عمده از نویزهای اعوجاجی جمع‌شونده از بخش ۲ اینست که اعوجاج‌ها در رابطه (۶۷) بطورخطی با زمان t افزایش می‌یابد. بنابراین، این درانتها بزرگ شده و ارسال سیگنال داده آموزشی/کالیبره برای کاهش آن الزامی است.

در تحلیل نویزهای فازی باندباریک در فوق، تنها کران‌های پایین ظرفیت در نظر گرفته شده است، بنابراین، امکان بدست آوردن نرخ‌های بالاتر وجود دارد، علی‌الخصوص، در تحلیل‌ها، اسیلاتورهای کارنکرده و بدون جبران‌ساز فرض شده است در حالیکه بهتر بود فرآیندهای نویز فاز در هر ایستگاه پایه ردیابی^۱ شوند؛ به عنوان مثال، با استفاده از سیگنال‌های دریافتی قبلی، سیگنال‌های کالیبره شده اضافی، و بکارگیری همبستگی بین زیرحامل‌ها در سیستم‌های چندحاملی. احتمالاً، ردیابی برای CO دقت بیشتری دارد زیرا مشاهدات $O(N)$ از یک پارامتر انباشتگی فاز بجای مشاهدات $O(N)$ از N پارامتر انباشتگی فاز از SO وجود دارد. جنبه مهم دیگر نویز فاز اینست

^۱ Tracking

که انحراف از استانداردهای $\sqrt{\Delta^{BS}}$ و $\sqrt{\Delta^{UE}}$ معمولاً متناسب با فرکانس حامل هستند، بنابراین، شاید نویز فاز چالش اصلی در باندهای فرکانس بالا است (مثل امواج میلی‌متری)، مگر اینکه زمان سمبل بطور کافی با افزایش پهنای باند، کاهش پیدا کند.

۵-۷- همپاسخی کانال ناکامل:

شکل‌دهی پرتو لینک رفت در سیستم‌های انبوه آنتنی با وضعیت TDD، به همپاسخی کانال بستگی دارد، بعبارت دیگر، اگر h کانال لینک رفت باشد، پس h^T نیز کانال لینک برگشت است. این خاصیت برای کانال انتشاری فرکانس‌رادیویی نگه داشته می‌شود، اما کانال انتها به انتها^۱ از سخت‌افزار تاثیر می‌پذیرند، زیرا زنجیره فرستنده - گیرنده متفاوت برای انتقال / دریافت در ایستگاه پایه و کاربر مورد استفاده قرار می‌گیرند. کانال لینک برگشت واقعی $h^T D_b$ است که ماتریس قطری $D_b = \text{diag}(b_1, \dots, b_N)$ شامل N کالیبره‌سازی است. برای سخت‌افزار ایده آل $b_i = 1 \forall i$ وجود دارد، اما عموماً با توجه به سخت‌افزار غیرایده آل $b_i \neq 1 \forall i$ است. عدم تطابق^۲ بطور کامل توسط b_1, \dots, b_N تعیین می‌شود و خوشبختانه این پارامترها بطور آهسته با زمان تغییر می‌کنند، بنابراین، می‌توان تخمین‌های $\hat{b}_1, \dots, \hat{b}_N$ را با استفاده از مقدار قابل‌اغماض سیگنال‌دهی سرآمد، محاسبه نمود (حتی در سیستم‌های انبوه آنتنی). با توجه به اینکه شکل‌دهی پرتو ارسالی بطور عمدتاً به جهت کانال بستگی دارد، معمولاً در محاسبه کانال لینک برگشت تا حد محاسبه ضریب مقیاس‌دهی مجهول کافی است. در کانال لینک رفت می‌توان از روش‌های متفاوتی استفاده نمود. بطور ذاتی تخمین ناکامل است، بنابراین، $b_i = c(\hat{b}_i + e_i)$ است که در آن e_i خطای تخمین و c ضریب مقیاس‌دهی مجهول است.

همپاسخی کانال ناکامل هیچ تاثیری روی لینک رفت ندارد و همچنین هیچ پیش‌بینی درباره تغییر اساسی در لینک برگشت وجود ندارد. اما تلف توان در سیگنال گیرنده وجود دارد زیرا جهت شکل‌دهی پرتو بهم‌خورده است،

¹ End-to-End Channels

² Mismatch

اما هیچ تداخل اضافی ایجاد نمی‌شود زیرا همه CSI‌های موجود در گیرنده کاربر در لینک برگشت تخمین زده شده است، بنابراین کانال لینک برگشت واقعی $h^T D_b$ را انعکاس می‌دهد. به عبارت دیگر، کران‌های پایین روی ظرفیت در رابطه (۳۴) هنوز معتبر است، اگر در هر جایی بجای h عبارت $h^T D_b$ را جایگزین نماییم و متوسط‌گیری را با توجه به توزیع‌های واقعی انجام دهیم. بردارهای شکل‌دهی پرتو v^{DL} ، اکنون تابعی از $(\hat{b}_1, \dots, \hat{b}_N) \hat{h}$ هستند. آشفتگی بردارهای v^{DL} ، اگر با داشتن CSI کامل مورد مقایسه قرار گیرند، همانند خطای تخمین کانال رفتار می‌کنند و تاثیر با افزایش تعداد آنتن‌ها N از بین می‌رود. علاوه بر این، این عامل تاثیر اندکی روی تداخل بین کاربری در سناریوهای چندسلولی دارد، زیرا خطاهای کالیبره‌سازی همپاسخی مستقل از کانال‌های هم‌کاربر هستند.

۸- جمع‌بندی:

در این گزارش ظرفیت و دقت تخمین کانال در سیستم‌های انبوه آنتنی با سخت‌افزار فرستنده - گیرنده غیرایده‌آل مورد بررسی قرار گرفت. تحلیل‌ها براساس مدل سیستم جدیدی بود که نقص‌های سخت‌افزاری در هر المان آنتن را توسط نویز اعوجاجی جمع‌شونده، که متناسب با توان سیگنال در هر آنتن بود، مدل می‌نمود. این مدل چندین ویژگی بسیار جالب داشت: از نظر ریاضی کاملاً قابل کنترل بود، که در برخی از کارهای قبلی بطور آزمایشگاهی تایید شده است، و از نظر تئوری می‌توان از الگوریتم‌های جبران‌سازی برای کاهش نقص‌های سخت‌افزاری استفاده نمود.

بطور تحلیلی، اثبات شد که نقص‌های سخت‌افزاری طبقه خطای تخمین غیرصفر و سقف‌های ظرفیت محدود روی ظرفیت در لینک‌های رفت و برگشت ایجاد می‌کند— بدون توجه به میزان SNR و تعداد آنتن‌های روی ایستگاه پایه N . این امر برخلاف بسیاری از نتایج حدی خوشبینانه قبلی گزارش شده برای سخت‌افزار ایده‌آل است. علی‌رغم این نتایج دل‌سردکننده، نشان دادیم که سیستم‌های انبوه آنتنی هنوز می‌توانند بهره‌آرایه‌ای بسیار بزرگی ارائه دهند، به شرطی که بتوان راندمان‌های طیفی و انرژی تقریباً زیادی را فراهم نمود. علاوه بر این، اثبات کردیم

که با افزایش N ، تنها نقص‌های سخت‌افزاری در کاربر ظرفیت را محدود می‌کنند. این بیان می‌کند که کیفیت سخت‌افزاری در ایستگاه پایه با افزایش تعداد آنتن‌ها می‌تواند کاهش پیدا کند، که این، عامل کلیدی برای استقرار شبکه‌های آتی است.

در سناریوهای چندسلولی، اثبات کردیم که اثر مخرب بین کاربر و آلودگی داده‌های آموزشی در نویزهای اعوجاجی کاهش می‌یابد، اگر الگوریتم تخصیص داده آموزشی ساده، برای جلوگیری از داده آموزشی آلوده به تداخل مورد استفاده قرار گرفته باشد. بسیاری از نتایج کمی می‌توانند از نتایج عددی از بخش‌های ۳ الی ۶ برداشت شوند؛ به عنوان مثال، با داشتن تعداد ۱۰۰ آنتن برای لینک‌های تک‌کاربره، بهره‌اندکی وجود دارد، اما تعداد آنتن‌های بیشتر برای جلوگیری از تداخل در سناریوهای چندسلولی سودمند هستند. محدودیت‌های حدی تحت سخت‌افزار غیرایده‌آل با داشتن تعداد آنتن‌های بسیار کمتری نسبت به محدودیت‌های حدی در سخت‌افزار ایده‌آل ایجاد می‌شوند، که این بیان می‌کند که می‌توان بهره‌وری در نتایج حدی در عمل برای سیستم‌های انبوه آنتنی با محدودیت سخت‌افزاری را پیش‌بینی نمود.

مراجع:

- [1] Emil Bjornson, Jakob Hoydis, Marios Kountouris, Merouane Debbah, “Massive MIMO Systems with Non-Ideal Hardware: Energy Efficiency, Estimation, and Capacity Limits”, IEEE Transactions on Information Theory, Volume: 60 , Issue: 11 , **Sep. 2014**
- [2] Emil Bjornson, Jakob Hoydis, Marios Kountouris, Merouane Debbah, “Hardware impairments in large-scale MISO systems: Energy efficiency, estimation, and capacity limits”, 2013 18th International Conference on Digital Signal Processing (DSP) **July 2013**

Note: My main reference was the first one, as you see above.