

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

(تهران، ایران)

دانشکده مهندسی برق

پروژه مخابرات بیسیم

گرایش مخابرات سیستم

تخمین کانال میدان نزدیک-دور هیبریدی برای
ارتباطات MIMO هولوگرافیک

نگارش

امید حسین پور اشتجرانی

استاد راهنما

دکتر کمال محامدپور

بهمن ۱۴۰۴

فهرست مطالب

صفحه

عنوان

۱	۱ مقدمه
۲	۱-۱ بیان مسئله
۲	۱-۱-۱ نیاز به فناوری‌های جدید در نسل ششم ارتباطات (6G)
۲	۱-۱-۲ چالش فیزیکی جدید: ظهور میدان ارتباطی ترکیبی (Hybrid Field)
۳	۱-۱-۳ ناکافی بودن روش‌های سنتی و معرفی مشکل اصلی
۳	۲-۱ اهمیت و ضرورت تحقیق
۳	۱-۲-۱ اهمیت در چشم‌انداز نسل ششم (6G)
۴	۲-۲-۱ اهمیت فناوری‌های نوین: سطوح هوشمند و هولوگرافیک
۴	۳-۲-۱ ضرورت علمی: مواجهه با چالش فیزیکی میدان ترکیبی
۵	۴-۲-۱ ضرورت فنی: غلبه بر اثر مخرب پراکنش توان
۵	۵-۲-۱ جمع‌بندی: اهمیت کاربردی و دستاوردها
۷	۲ مدل سیستم و روش پیشنهادی
۸	۱-۲ توصیف سناریو و مدل سیستم
۸	۱-۱-۲ تصویر کلی سناریو
۹	۲-۲ مدل‌سازی کانال میدان ترکیبی
۱۰	۱-۲-۲ مدل‌سازی مسیر میدان دور
۱۱	۲-۲-۲ مدل‌سازی مسیر میدان نزدیک
۱۲	۳-۲-۲ مدل کلی کانال میدان ترکیبی
۱۲	۳-۲ مدل سیگنال
۱۲	۱-۳-۲ فرآیند تخمین کانال فراسو
۱۳	۲-۳-۲ مدل ریاضی سیگنال دریافتی
۱۴	۳-۳-۲ چالش تخمین در سیستم‌های XL-MIMO
۱۵	۴-۲ مشخصه‌های کانال میدان ترکیبی
۱۶	۱-۴-۲ آشنایی با اثر پراکنش توان
۲۰	۲-۴-۲ ویژگی‌های کانال میدان ترکیبی و تبدیل مشترک زاویه-قطبی
۲۲	۵-۲ الگوریتم تخمین کانال میدان-ترکیبی
۲۳	۱-۵-۲ طراحی الگوریتم
۲۸	منابع و مراجع

صفحه	فهرست اشکال	شکل
۹	۱-۲ هندسه ی سناریوی ارتباطی میدان ترکیبی. BS مجهز به آرایه ی صفحه‌ای بزرگ در مبدأ مختصات قرار دارد و کاربران در فواصل و زوایای مختلف در میدان نزدیک و دور واقع شده‌اند.	
۱۹	۲-۲ نمایش اثر پراکنش توان در دامنه‌ی زاویه‌ای قطبی برای یک کانال هیبریدی. یک مسیر میدان نزدیک (NF Path) انرژی خود را در دامنه‌ی زاویه‌ای پخش می‌کند و یک مسیر میدان دور (FF Path) نیز در دامنه‌ی قطبی دچار پراکنش می‌شود.	
۲۱	۳-۲ تصویرسازی مفهومی از دیکشنری مشترک. این دیکشنری فضا را با مجموعه‌ای از پرتوهای زاویه‌ای (خطوط آبی برای میدان دور) و کمان‌های فاصله (خطوط قرمز برای میدان نزدیک) پوشش می‌دهد.	
۲۶	۴-۲ نمایش گرافیکی فرآیند تولید بازه‌ی پراکنش توان بر اساس الگوریتم ۲	

صفحه

فهرست جداول

جدول

فهرست نمادها

نماد مفهوم

نمادهای عمومی و عملگرها

عملگر ترانهاده	$(\cdot)^T$
عملگر ترانهاده‌ی مزدوج	$(\cdot)^H$
عملگر شبه‌معکوس	$(\cdot)^\dagger$
فضای ماتریس‌های مختلط با ابعاد $a \times b$	$\mathbb{C}^{a \times b}$
ماتریس قطری بلوکی ساخته‌شده از ماتریس‌های X_1 تا X_N	$\mathbb{B}(X_1, \dots, X_N)$
عملگر تریس (اثر) ماتریس	$\text{Tr}(\cdot)$
تعداد اعضای یک مجموعه	$\text{card}(\cdot)$

پارامترهای سیستم و کانال

تعداد المان‌های آنتن در آرایه‌ی خطی	N
فاصله‌ی بین المان‌های آنتن	d
تعداد زنجیره‌های فرکانس رادیویی (RF)	N_{RF}
تعداد کل مسیرهای کانال (میدان نزدیک و دور)	L
طول موج سیگنال حامل	λ
بردار کانال چندمسیره‌ی میدان ترکیبی	\mathbf{h}_H
بردار کانال میدان ترکیبی تخمین‌زده‌شده	$\hat{\mathbf{h}}_H$
بردار هدایت‌گر میدان دور متناظر با زاویه‌ی θ_l	$\mathbf{a}(\theta_l)$
بردار هدایت‌گر میدان نزدیک متناظر با زاویه‌ی θ_l و فاصله‌ی r_l	$\mathbf{b}(\theta_l, r_l)$
ضریب مختلط بهره‌ی کانال برای مسیر l ام	g_l
زاویه‌ی ورود مسیر l ام	θ_l
فاصله‌ی کاربر یا پراکنده‌کننده برای مسیر l ام	r_l
مجموعه‌ی اندیس‌های مسیرهای میدان دور	\mathbb{L}_F
مجموعه‌ی اندیس‌های مسیرهای میدان نزدیک	\mathbb{L}_N
تعداد کل اسلات‌های زمانی برای ارسال پایلوت	Q

بردار کلی سیگنال پایلوت دریافتی	y
ماتریس کلی شکل دهی پرتو در سمت گیرنده	W
بردار نویز گوسی سفید افزایشی	n
واریانس نویز	σ^2

پارامترهای حوزه تبدیل

ماتریس تبدیل حوزه‌ی زاویه‌ای (دیکشنری میدان دور)	F_A
ماتریس تبدیل حوزه‌ی قطبی (دیکشنری میدان نزدیک)	F_P
ماتریس تبدیل حوزه‌ی مشترک زاویه‌ای-قطبی	F_J
تعداد فواصل نمونه‌برداری شده در دیکشنری میدان نزدیک	S
نمایش کانال میدان ترکیبی در حوزه‌ی مشترک زاویه‌ای-قطبی	$h_{J,H}$
نسخه‌ی تخمینی $h_{J,H}$	$\hat{h}_{J,H}$

پارامترهای الگوریتم PD-OMP

آستانه‌ی تشخیص پراکنش توان	α
ماتریس اندازه‌گیری معادل	Φ
ماتریس پیش‌سفیدکننده	D
بردار سیگنال باقی‌مانده در هر تکرار الگوریتم	R
مجموعه‌ی پشتیبان (شامل اندیس بردارهای هدایت‌گر منتخب)	Γ
محدوده‌ی پراکنش توان برای مسیر l ام	Γ_l
همدوسی بین بردارهای هدایت‌گر	μ
دامنه‌ی نرمال‌شده‌ی مسیر شناسایی شده‌ی l ام	\bar{m}_l
نسبت تفکیک (نسبت تعداد مسیرهای میدان نزدیک به کل مسیرها)	γ

فصل اول

مقدمه

۱-۱ بیان مسئله

۱-۱-۱ نیاز به فناوری‌های جدید در نسل ششم ارتباطات (6G)

برای پاسخ به تقاضای روزافزون برای بهره‌وری طیفی^۱ بسیار بالا در شبکه‌های نسل ششم (6G)، فناوری‌های نوینی در حال توسعه هستند [۲]. یکی از راهکارهای امیدوارکننده در این زمینه، ارتباطات MIMO هولوگرافیک^۲ است [۳] و [۴]. این فناوری بر پایه استفاده از آرایه‌های آنتنی در مقیاس بسیار بزرگ^۳ با دهانه‌های تقریباً پیوسته^۴ بنا شده است. هدف از این کار، دستیابی به نرخ داده بالاتر و بهبود چشمگیر در کیفیت ارتباطات بی‌سیم است.

۱-۱-۲ چالش فیزیکی جدید: ظهور میدان ارتباطی ترکیبی (Hybrid Field)

استفاده از این آرایه‌های آنتنی بسیار بزرگ، یک چالش فیزیکی جدید را به همراه دارد. با افزایش ابعاد دهانه آنتن، ناحیه میدان نزدیک تابشی آنتن که به ناحیه فرِنل^۵ معروف است، به طور قابل توجهی گسترش می‌یابد. در نتیجه، دیگر نمی‌توان مانند سیستم‌های قدیمی‌تر فرض کرد که تمام کاربران و موانع پراکنده‌کننده سیگنال^۶ در میدان دور آنتن قرار دارند [۵].

در این شرایط جدید، کاربران و پراکنده‌کننده‌ها به صورت تصادفی در هر دو ناحیه میدان نزدیک و میدان دور مستقر می‌شوند که این پدیده منجر به شکل‌گیری یک حالت ارتباطی جدید به نام میدان ترکیبی نزدیک-دور^۷ می‌شود [۶] و [۷]. تفاوت اساسی این دو ناحیه در مدل انتشار امواج الکترومغناطیسی است:

- در میدان دور، جبهه امواج را می‌توان با امواج تخت یکنواخت^۸ تقریب زد.
- در میدان نزدیک، به دلیل فاصله کم از آنتن، انحنای جبهه موج قابل توجه است و باید آن را با مدل دقیق‌تر امواج کروی^۹ توصیف کرد [۸].

¹Spectral Efficiency

²Holographic MIMO communication

³Extremely large-scale antenna arrays

⁴quasi-continuous apertures

⁵Fresnel Region

⁶Scatterers

⁷Hybrid Near-Far Field

⁸uniform plane waves

⁹spherical waves

۳-۱-۱ ناکافی بودن روش‌های سنتی و معرفی مشکل اصلی

این تفاوت در مدل‌سازی امواج باعث می‌شود که روش‌های متداول تخمین کانال^{۱۰}، [۹، ۱۰، ۱۱، ۱۲] که تنها برای یکی از دو حالت (یا میدان دور یا میدان نزدیک) طراحی شده‌اند، در محیط‌های میدان ترکیبی کارایی خود را از دست بدهند و قابل استفاده نباشند. اما مشکل به همین جا ختم نمی‌شود. یک چالش عمیق‌تر و کشف‌نشده در ادبیات فنی شناسایی می‌شود که آن را **اثر پراکنش توان**^{۱۱} می‌نامند. این اثر زمانی رخ می‌دهد که برای تخمین کانال از روش‌های مبتنی بر بازپایی سیگنال تنک^{۱۲} استفاده می‌شود [۱۲]. به دلیل همدوسی^{۱۳} بالا بین بردارهای هدایتی^{۱۴} میدان نزدیک و میدان دور، هنگام تبدیل سیگنال از حوزه مکان به حوزه‌های دیگر (مانند حوزه زاویه‌ای یا قطبی)، اتفاق زیر رخ می‌دهد:

بهره توان مربوط به یک مسیر واقعی (چه در میدان نزدیک و چه در میدان دور) به موقعیت‌های دیگر در حوزه تبدیل «نشت» یا «پراکنده» می‌شود و در نتیجه **مسیرهای کاذب**^{۱۵} تولید می‌کند.

این مسیرهای کاذب، فرآیند تخمین را به شدت مختل کرده و باعث می‌شوند که تکنیک‌های مرسوم نتوانند مسیرهای واقعی کانال را به درستی تشخیص دهند. علاوه بر این، بسیاری از روش‌های هیبریدی موجود نیازمند دانش قبلی از تعداد مسیرهای میدان نزدیک و دور هستند که این فرض در دنیای واقعی عملی نیست [۶] و [۱۳].

بنابراین، **مسئله اصلی** که این تحقیق به آن می‌پردازد، طراحی یک روش تخمین کانال جدید است که بتواند بدون نیاز به اطلاعات قبلی، در محیط‌های پیچیده میدان ترکیبی نزدیک-دور عمل کرده و به طور خاص، بر مشکل مخرب **اثر پراکنش توان** غلبه کند تا به تخمینی دقیق از کانال دست یابد.

۲-۱ اهمیت و ضرورت تحقیق

۱-۲-۱ اهمیت در چشم‌انداز نسل ششم (6G)

شبکه‌های بی‌سیم نسل آینده، موسوم به 6G، با هدف پشتیبانی از کاربردهای انقلابی و فراگیر در حال طراحی هستند. این کاربردها طیف وسیعی از فناوری‌ها، از جمله واقعیت توسعه‌یافته^{۱۶} (XR)، ارتباطات

¹⁰Channel Estimation

¹¹Power Diffusion Effect

¹²sparse signal recovery

¹³coherence

¹⁴steering vectors

¹⁵fake paths

¹⁶Extended Reality

هولوگرافیک^{۱۷}، سیستم‌های خودران و تعاملات مغز و کامپیوتر^{۱۸} (BCI) را در بر می‌گیرند [۲]. تحقق این چشم‌انداز نیازمند جهشی بنیادین در عملکرد شبکه‌ها است؛ به طوری که اهدافی مانند دستیابی به نرخ داده حداقل ۱ ترابیت بر ثانیه (Tb/s)، تأخیر بسیار کم در حدود ۱.۰ میلی‌ثانیه و قابلیت اطمینان بسیار بالا در نظر گرفته شده است [۲]. سیستم‌های فعلی نسل پنجم (5G) با وجود پیشرفت‌هایشان، دارای محدودیت‌های ذاتی برای برآورده ساختن همزمان این نیازمندی‌های سخت‌گیرانه هستند [۲]. از این رو، اهمیت این تحقیق در گام برداشتن به سوی یافتن راهکارهای عملی برای تحقق این اهداف بلندپروازانه و هموار کردن مسیر به سوی شبکه‌های 6G است.

۱-۲-۲ اهمیت فناوری‌های نوین: سطوح هوشمند و هولوگرافیک

برای پاسخ به چالش‌های 6G، پارادایم‌های جدیدی در فناوری آنتن‌ها مطرح شده است. در این میان، سطوح MIMO هولوگرافیک^{۱۹} (HMIMOS) و سطوح هوشمند بازپیکرپذیر^{۲۰} (RIS) به عنوان یکی از کلیدی‌ترین فناوری‌های توانمندساز شناخته می‌شوند [۱۴]. این سطوح، که ساختارهای صفحه‌ای و کم‌هزینه‌ای هستند، می‌توانند با کنترل نرم‌افزاری امواج الکترومغناطیسی، محیط بی‌سیم را از یک عامل غیرقابل کنترل و مخرب به یک موجودیت هوشمند و بهینه تبدیل کنند [۱۴، ۱۵]. این فناوری‌ها نویدبخش ارتباطاتی با توان مصرفی پایین، نرخ داده بالا و اتصال انبوه هستند [۱۶]. بنابراین، تحقیق در زمینه بهینه‌سازی عملکرد این سطوح، اهمیت بالایی در پیشبرد فناوری‌های لایه فیزیکی نسل آینده دارد.

۱-۲-۳ ضرورت علمی: مواجهه با چالش فیزیکی میدان ترکیبی

یکی از پیامدهای مستقیم استفاده از آنتن‌هایی با ابعاد بسیار بزرگ (که مشخصه اصلی سطوح هوشمند و هولوگرافیک است)، گسترش قابل توجه ناحیه میدان نزدیک یا همان ناحیه فرنل می‌باشد [۵، ۱۷، ۱]. این پدیده فیزیکی باعث می‌شود که کاربران و پراکنده‌کننده‌های سیگنال در ترکیبی از دو ناحیه میدان نزدیک و میدان دور قرار گیرند و یک میدان ارتباطی ترکیبی^{۲۱} را ایجاد کنند [۵، ۱].

¹⁷Holographic Communication

¹⁸Brain-Computer Interactions

¹⁹Holographic MIMO Surfaces

²⁰Reconfigurable Intelligent Surfaces

²¹Hybrid Near-Far Field

در این شرایط، مدل‌های کلاسیک انتشار موج که بر فرض **امواج تخت** در میدان دور استوار هستند، اعتبار خود را از دست می‌دهند و دیگر قابل استفاده نیستند [۵، ۱۷]. **ضرورت** این تحقیق از همین نقطه آغاز می‌شود؛ زیرا شکست مدل‌های قدیمی به معنای نیاز مبرم به توسعه روش‌های جدید **تخمین کانال** است که اساساً برای این واقعیت فیزیکی جدید طراحی شده باشند. بدون یک مدل دقیق و روش تخمین کارآمد برای کانال میدان ترکیبی، نمی‌توان از تمام ظرفیت و پتانسیل سطوح هوشمند بهره‌برداری کرد.

۴-۲-۱ ضرورت فنی: غلبه بر اثر مخرب پراکنش توان

این پایان‌نامه بر اساس تحقیقی بنا شده که یک مشکل فنی عمیق‌تر را در این حوزه شناسایی کرده است: **اثر پراکنش توان** [۱]. این پدیده، که در کارهای پیشین نادیده گرفته شده بود، باعث می‌شود که هنگام استفاده از الگوریتم‌های مرسوم تخمین کانال، انرژی یک مسیر ارتباطی واقعی به موقعیت‌های دیگر «نشت» کرده و **مسیرهای کاذب** ایجاد کند [۱]. این امر دقت تخمین را به شدت کاهش داده و الگوریتم‌های مبتنی بر بازیابی سیگنال تنک را ناکارآمد می‌سازد [۱]. بنابراین، **ضرورت** انجام این پژوهش، تنها ارائه یک مدل جدید نیست، بلکه طراحی یک الگوریتم مشخص (یعنی PD-OMP) است که از این پدیده مخرب آگاه بوده و می‌تواند تأثیر آن را شناسایی و حذف کند. این گام برای دستیابی به تخمین کانال قابل اعتماد در سیستم‌های عملی ضروری است.

۵-۲-۱ جمع‌بندی: اهمیت کاربردی و دستاوردها

با توجه به موارد فوق، این تحقیق از اهمیت بالایی برخوردار است زیرا:

- با ارائه راه‌حلی برای یکی از چالش‌های کلیدی (تخمین کانال در میدان ترکیبی)، به تحقق چشم‌انداز 6G کمک می‌کند.
- عملکرد یکی از فناوری‌های اصلی نسل آینده (سطوح هوشمند و هولوگرافیک) را بهبود می‌بخشد.
- یک مشکل فنی مهم و جدید (اثر پراکنش توان) را حل می‌کند که لازمه پیاده‌سازی عملی این سیستم‌ها است.

دستاوردهای این پژوهش، ارائه روشی است که منجر به **افزایش دقت تخمین کانال**، **بهبود نرخ انتقال داده**^{۲۲} و **افزایش بهره‌وری طیفی** در سیستم‌های ارتباطی مبتنی بر سطوح هوشمند می‌شود

²²Sum Rate

[۱، ۴]. این امر به نوبه خود، راه را برای ارتباطات بی‌سیم کارآمدتر، ارزان‌تر و با قابلیت اطمینان بالاتر هموار می‌سازد.

فصل دوم

مدل سیستم و روش پیشنهادی

۱-۲ توصیف سناریو و مدل سیستم

در این فصل، چارچوب نظری و مدل‌های ریاضی حاکم بر سناریوی ارتباطی مورد بررسی، به تفصیل ارائه می‌گردد. این مدل‌ها پایه‌ای برای فرمول‌بندی مسئله و طراحی الگوریتم پیشنهادی در بخش‌های آتی خواهند بود.

۱-۱-۲ تصویر کلی سناریو

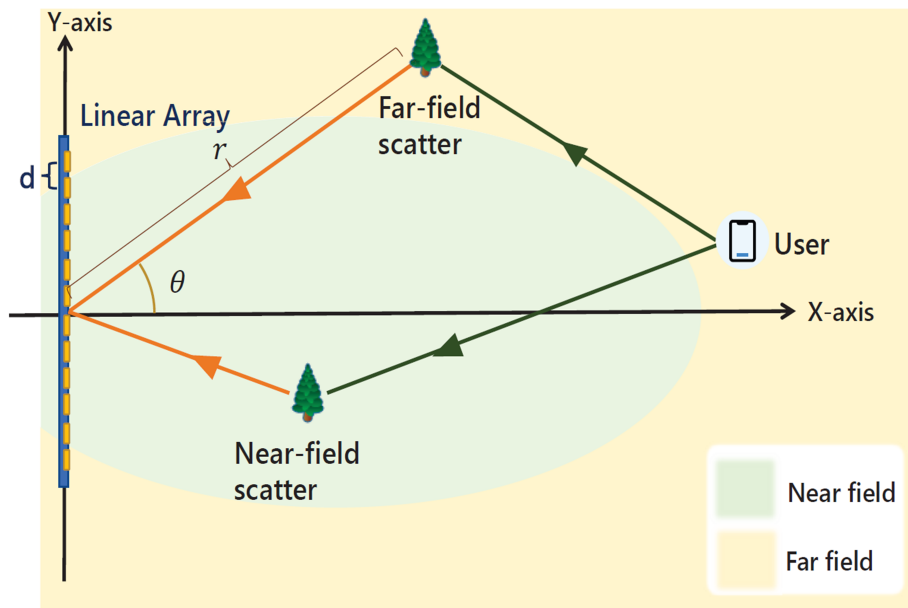
سناریوی مورد نظر، یک لینک ارتباطی پایین‌سو^۱ در یک شبکه بی‌سیم نسل آینده (6G) است. در این سناریو، یک ایستگاه پایه (BS)^۲ مجهز به یک آرایه آنتنی بسیار بزرگ^۳، با چندین کاربر تک‌آنتنی^۴ ارتباط برقرار می‌کند [۱]. آرایه‌ی آنتنی می‌تواند از نوع آرایه‌ی خطی یکنواخت (ULA) یا آرایه‌ی صفحه‌ای یکنواخت (UPA) باشد. به دلیل ابعاد بسیار بزرگ دهانه‌ی آنتن در BS، کاربران ممکن است در هر دو ناحیه‌ی میدان نزدیک و میدان دور قرار گیرند، که این امر منجر به ایجاد یک کانال ارتباطی میدان ترکیبی (هیبریدی) می‌شود. محیط انتشار، یک کانال چندمسیره با پراکندگی تنک در نظر گرفته می‌شود که مشخصه‌ی اصلی کانال‌های موج میلی‌متری است [۱۱]. فرکانس حامل سیستم در باند موج میلی‌متری، به عنوان مثال $f_c = 30 \text{ GHz}$ فرض می‌شود.

¹Downlink

²Base Station

³Extremely Large-Scale Antenna Array (ELAA)

⁴User Equipment (UE)



شکل ۲-۱: هندسه ی سناریوی ارتباطی میدان ترکیبی. BS مجهز به آرایه ی صفحه‌ای بزرگ در مبدأ مختصات قرار دارد و کاربران در فواصل و زوایای مختلف در میدان نزدیک و دور واقع شده‌اند.

۲-۲ مدل سازی کانال میدان ترکیبی

در نسل‌های آینده ی ارتباطات بی سیم، به ویژه در شبکه‌های 6G، بهره‌گیری از فناوری‌هایی مانند MIMO هولوگرافیک [۱۴، ۴] و آرایه‌های آنتنی بسیار بزرگ^۵، امری اجتناب‌ناپذیر است [۲]. یکی از پیامدهای اصلی این فناوری‌ها، افزایش چشمگیر دهانه‌ی^۶ فیزیکی آرایه آنتن است. این افزایش ابعاد باعث گسترش قابل توجه ناحیه‌ی میدان نزدیک یا ناحیه‌ی فرِنل می‌شود؛ تا جایی که دیگر نمی‌توان مانند سیستم‌های قدیمی فرض کرد که تمام کاربران و پراکنده‌کننده‌ها در میدان دور قرار دارند [۱، ۵].

در چنین شرایطی، یک سناریوی ارتباطی جدید به نام **میدان ترکیبی** یا **هیبریدی**^۷ پدید می‌آید که در آن، بخشی از مسیرهای ارتباطی از میدان نزدیک و بخشی دیگر از میدان دور سرچشمه می‌گیرند [۱، ۶، ۱۳]. بنابراین، برای تحلیل و طراحی دقیق سیستم‌های XL-MIMO، نیاز به یک مدل کانال جامع داریم که بتواند این ماهیت دوگانه را به درستی توصیف کند. در این بخش، ما به تشریح ریاضی این مدل کانال ترکیبی می‌پردازیم.

⁵XL-arrays

⁶aperture

⁷hybrid near-far field

۱-۲-۲ مدل سازی مسیر میدان دور

هنگامی که یک کاربر یا پراکنده کننده در فاصله‌ی زیادی از آرایه آنتن قرار دارد (بیشتر از فاصله‌ی ریلی^۸ که با $2D^2/\lambda$ تعریف می‌شود [۷، ۱۹])، در ناحیه‌ی میدان دور واقع می‌شود. در این ناحیه، جبهه‌ی موج الکترومغناطیسی که به آرایه می‌رسد را می‌توان با تقریب بسیار خوبی به صورت یک موج تخت یکنواخت^۹ در نظر گرفت [۱، ۱۸]. در این مدل، کانال مربوط به مسیر l -ام که در مجموعه‌ی مسیرهای میدان دور \mathbb{L}_F قرار دارد، به صورت زیر مدل می‌شود [۱]:

$$\mathbf{h}_{F,l} = g_l \mathbf{a}(\theta_l) \quad (1-2)$$

در این رابطه، g_l یک عدد مختلط است که بهره‌ی مختلط (complex gain) مسیر نامیده می‌شود. این ضریب، اثرات تضعیف دامنه و چرخش فاز سیگنال را در طول مسیر مدل می‌کند. همانطور که در [۱] اشاره شده، معنای فیزیکی g_l بسته به نوع مسیر متفاوت است:

- برای مسیر دید مستقیم^{۱۰}، ضریب g_l صرفاً بیانگر محوشوندگی کانال^{۱۱} است [۱].
- برای مسیرهای غیرمستقیم^{۱۲} که سیگنال از یک پراکنده کننده منعکس می‌شود، g_l بیانگر تأثیر مشترک پراکندگی و محوشوندگی کانال است و به صورت یک عامل تصادفی مدل می‌شود [۱].

پارامتر $\mathbf{a}(\theta_l)$ در معادله (۱-۲)، بردار هدایتی میدان دور^{۱۳} نام دارد و اثر هندسی رسیدن موج تخت از زاویه‌ی θ_l به کل آرایه‌ی آنتن را توصیف می‌کند. برای یک آرایه‌ی آنتن خطی یکنواخت (ULA) با N المان و فاصله‌ی d بین المان‌ها، این بردار به صورت زیر تعریف می‌شود [۱]:

$$\mathbf{a}(\theta_l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[1, e^{j\frac{\gamma\pi d}{\lambda} \sin(\theta_l)}, \dots, e^{j(N-1)\frac{\gamma\pi d}{\lambda} \sin(\theta_l)} \right]^T \quad (2-2)$$

⁸Rayleigh Distance

⁹uniform plane wave

¹⁰Line-of-Sight - LoS

¹¹channel fading

¹²Non-Line-of-Sight - NLoS

¹³far-field steering vector

در این بردار، ضریب $\frac{1}{\sqrt{N}}$ برای **نرمال‌سازی** به کار می‌رود تا بردار انرژی واحد داشته باشد. هر مولفه‌ی نمایی $e^{j\phi}$ نشان‌دهنده‌ی اختلاف فاز موج دریافتی در آنتن مربوطه نسبت به آنتن مرجع (آنتن اول) است. این اختلاف فاز به دلیل اختلاف مسیر $nd \sin(\theta_l)$ برای آنتن n -ام به وجود می‌آید و مشخصه‌ی اصلی مدل موج تخت است.

۲-۲-۲ مدل‌سازی مسیر میدان نزدیک

هنگامی که کاربر یا پراکنده‌کننده در فاصله‌ی کمی از آرایه آنتن قرار دارد (کمتر از فاصله‌ی ریلی)، در ناحیه‌ی میدان نزدیک واقع می‌شود. در این حالت، تقریب موج تخت دیگر دقیق نیست و باید از مدل دقیق‌تر **موج کروی**^{۱۴} استفاده کرد [۱، ۵، ۸]. انحنای جبهه‌ی موج کروی به **فاصله** از منبع بستگی دارد؛ بنابراین، مدل کانال در میدان نزدیک باید علاوه بر زاویه، فاصله را نیز در نظر بگیرد. کانال مربوط به مسیر l -ام که در مجموعه‌ی مسیرهای میدان نزدیک \mathbb{L}_N قرار دارد، به این صورت مدل می‌شود [۱]:

$$\mathbf{h}_{N,l} = g_l \mathbf{b}(\theta_l, r_l) \quad (۳-۲)$$

در اینجا، $\mathbf{b}(\theta_l, r_l)$ بردار هدایتی میدان نزدیک^{۱۵} است که هم به زاویه θ_l و هم به فاصله r_l (فاصله از پراکنده‌کننده تا مرکز آرایه) وابسته است. این بردار به صورت زیر تعریف می‌شود [۱]:

$$\mathbf{b}(\theta_l, r_l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j\frac{\gamma\pi}{\lambda}(r_{N,l}-r_l)}, \dots, e^{-j\frac{\gamma\pi}{\lambda}(r_{N,l}-r_l)} \right]^T \quad (۴-۲)$$

در این فرمول، $r_{n,l}$ فاصله دقیق و اقلیدسی بین پراکنده‌کننده‌ی l -ام و المان آنتن n -ام است. همانطور که در [۱] نشان داده شده، این فاصله خود تابعی از پارامترهای مرجع θ_l و r_l است:

$$r_{n,l} = \sqrt{(r_l \cos \theta_l)^2 + (t_n d - r_l \sin \theta_l)^2} \quad (۵-۲)$$

این وابستگی $r_{n,l}$ به θ_l و r_l دلیل اصلی است که بردار راهبری میدان نزدیک تابعی از هر دو پارامتر زاویه و فاصله است.

^{۱۴}spherical wave

^{۱۵}near-field steering vector

۳-۲-۲ مدل کلی کانال میدان ترکیبی

با توجه به اینکه در یک سناریوی XL-MIMO هر دو نوع مسیر می‌توانند همزمان وجود داشته باشند، کانال کلی میدان ترکیبی (\mathbf{h}_H) از برهم‌نهی خطی تمام مسیرهای میدان دور و میدان نزدیک به دست می‌آید [۱]:

$$\mathbf{h}_H = \sum_{l \in \mathcal{L}_F} \mathbf{h}_{F,l} + \sum_{l \in \mathcal{L}_N} \mathbf{h}_{N,l} \quad (۶-۲)$$

این مدل جامع، چالش اصلی در تخمین کانال سیستم‌های نسل آینده را به خوبی نشان می‌دهد: یک الگوریتم کارآمد باید قادر باشد این دو نوع مولفه‌ی کانال با مشخصات فیزیکی و ریاضی متفاوت را به طور همزمان و با دقت بالا از یکدیگر تفکیک و تخمین بزند.

۳-۲ مدل سیگنال

در این بخش، مدل سیگنال مورد استفاده برای فرآیند تخمین کانال در یک سیستم XL-MIMO را تشریح می‌کنیم. این مدل، پایه‌ی ریاضیاتی را برای درک چالش‌های موجود و طراحی الگوریتم‌های کارآمد فراهم می‌آورد.

۱-۳-۲ فرآیند تخمین کانال فراسو

فرآیند تخمین کانال، هسته‌ی اصلی دستیابی به اطلاعات حالت کانال^{۱۶} است [۱]. CSI مجموعه‌ای کامل از پارامترهایی است که اثرات فیزیکی محیط (مانند محوشوندگی، تغییر فاز و تأخیر) بر سیگنال ارسالی را توصیف می‌کند و در این پژوهش با بردار کانال \mathbf{h}_H نمایش داده می‌شود. در سناریوی ارتباطی فراسو^{۱۷}، جهت ارتباط از سمت کاربر به ایستگاه پایه (BS) است و در نتیجه، این ایستگاه پایه است که وظیفه‌ی تخمین کانال را بر عهده دارد [۱].

برای اینکه ایستگاه پایه بتواند کانال را تخمین بزند، کاربر باید سیگنال‌هایی را ارسال کند که برای ایستگاه پایه از قبل شناخته شده باشند. این سیگنال‌ها، **نمادهای پایلوت**^{۱۸} نامیده می‌شوند. طبق مدل

¹⁶Channel State Information - CSI

¹⁷uplink

¹⁸pilot symbols

ارائه شده در [۱]، کاربر این پایلوت‌ها را به صورت پیوسته در یک بازه‌ی زمانی مشخص ارسال می‌کند. این بازه‌ی زمانی به واحدهای کوچکتری به نام **تایم اسلات**^{۱۹} تقسیم می‌شود و کل فرآیند تخمین در طول Q تایم اسلات متوالی انجام می‌پذیرد.

یک فرض بنیادی و کلیدی در این فرآیند، ثابت بودن کانال در طول دوره‌ی تخمین است. این موضوع با عبارت «زمان هم‌دوسی کانال از Q تایم اسلات بلندتر است» بیان می‌شود [۱]. **زمان هم‌دوسی**^{۲۰} حداکثر بازه‌ی زمانی است که طی آن، مشخصات کانال به دلیل حرکت کاربر یا تغییرات محیط، تقریباً ثابت باقی می‌ماند. این فرض تضمین می‌کند که CSI در طول فرآیند اندازه‌گیری، **ایستا یا استاتیک**^{۲۱} باقی می‌ماند؛ به عبارت دیگر، بردار کانال \mathbf{h}_H در طول این Q تایم اسلات تغییر نمی‌کند. این امر برای به دست آوردن یک تخمین دقیق و بدون اعوجاج از کانال ضروری است.

۲-۳-۲ مدل ریاضی سیگنال دریافتی

پس از عبور سیگنال پایلوت از کانال و رسیدن آن به آرایه‌ی آنتن ایستگاه پایه، سیگنال توسط مدارات آنالوگ پردازش می‌شود. در معماری هیبریدی که در سیستم‌های XL-MIMO رایج است [۱۱]، این پردازش اولیه به صورت **شکل‌دهی پرتو آنالوگ**^{۲۲} انجام می‌شود. این عملیات در بخش فرکانس رادیویی (RF) گیرنده (ایستگاه پایه) و قبل از تبدیل سیگنال به دیجیتال رخ می‌دهد. سیگنال معادل دریافت شده در ایستگاه پایه در تایم اسلات q -ام، که آن را با \mathbf{y}_q نمایش می‌دهیم، با رابطه‌ی زیر مدل می‌شود [۱]:

$$\mathbf{y}_q = \mathbf{W}_q \mathbf{h}_H x_q + \mathbf{W}_q \mathbf{n}_q \quad (7-2)$$

اجزای این مدل به شرح زیر هستند:

- x_q : نماد پایلوت ارسال شده توسط کاربر در تایم اسلات q . این مقدار برای ایستگاه پایه معلوم است.
- $\mathbf{h}_H \in \mathbb{C}^{N \times 1}$: بردار کانال میدان ترکیبی با N مجهول که هدف اصلی، تخمین آن است.

¹⁹time slot

²⁰Coherence Time

²¹static

²²analog beamforming

• $\mathbf{W}_q \in \mathbb{C}^{N_{RF} \times N}$: ماتریس شکل‌دهی پرتو در تایم‌اسلات q . این ماتریس یکتا دارای N_{RF} سطر و N ستون است. این ابعاد به این دلیل است که این ماتریس سیگنال‌های دریافتی از N آنتن را به عنوان ورودی گرفته و آن‌ها را ترکیب می‌کند تا N_{RF} خروجی برای N_{RF} زنجیره‌ی RF موجود در ایستگاه پایه تولید کند.

• $\mathbf{n}_q \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 I_{N \times 1})$: نویز جمع‌شونده‌ی سفید گوسی (AWGN). این نویز، برخلاف محوشوندگی کانال (که در g_l مدل می‌شود و اثری ضربی است)، یک سیگنال ناخواسته است که در مدارات الکترونیکی گیرنده (ایستگاه پایه) تولید شده و با سیگنال دریافتی جمع می‌شود [۱].

• $\mathbf{y}_q \in \mathbb{C}^{N_{RF}}$: بردار سیگنال پایلوت معادل که در خروجی زنجیره‌های RF و در بخش باندپایه‌ی ^{۲۳} ایستگاه پایه مشاهده می‌شود. بعد N_{RF} این بردار نشان می‌دهد که به دلیل محدودیت سخت‌افزاری، ایستگاه پایه در هر لحظه تنها N_{RF} مشاهده‌ی مستقل از کانال N -بعدی به دست می‌آورد.

در مرحله‌ی تخمین کانال، هیچ اطلاعات اولیه‌ای از CSI در دسترس نیست. بنابراین، ایستگاه پایه نمی‌داند که پرتو خود را به کدام جهت متمرکز کند. برای حل این مشکل، شکل‌دهی پرتو با شیفت فازهای تصادفی ^{۲۴} پیکربندی می‌شود [۱]. این بدان معناست که در هر تایم‌اسلات q ، مقادیر ماتریس \mathbf{W}_q به صورت تصادفی انتخاب می‌شوند تا ایستگاه پایه بتواند در طول Q تایم‌اسلات، کل فضای زاویه‌ای را به صورت تصادفی پوشش کرده و اطلاعات کافی برای تخمین کانال را از تمام جهات ممکن جمع‌آوری نماید.

۳-۳-۲ چالش تخمین در سیستم‌های XL-MIMO

با تجمیع سیگنال‌های دریافتی در طول تمام Q تایم‌اسلات، مدل سیگنال کلی به صورت یک دستگاه معادلات خطی بزرگ درمی‌آید. هدف نهایی، یافتن بردار مجهول \mathbf{h}_H با N مؤلفه است. در طرف دیگر، تعداد کل مشاهدات یا معادلاتی که در اختیار داریم برابر با $Q \times N_{RF}$ است (در هر یک از Q تایم‌اسلات، یک بردار N_{RF} -بعدی دریافت می‌کنیم).

²³baseband

²⁴random phase shifts

در سیستم‌های XL-MIMO به دلیل تعداد بسیار زیاد آنتن‌ها، تقریباً همیشه نابرابری زیر برقرار است [۱]:

$$N > QN_{RF} \quad (۸-۲)$$

این نابرابری به این معناست که تعداد مجهولات (N) از تعداد معادلات ($Q \times N_{RF}$) بیشتر است. چنین دستگاهی در جبر خطی یک دستگاه زیرمعین^{۲۵} نامیده می‌شود و دارای بی‌نهایت جواب است. تلاش برای حل مستقیم این دستگاه با روش‌های کلاسیک مانند کمترین مربعات^{۲۶} منجر به «دقت تخمین کانال ضعیف» می‌شود [۱]. این چالش، نیاز به بهره‌گیری از ویژگی‌های ساختاری کانال، به‌ویژه خلوتی یا اسپارسیتی^{۲۷} آن را برای کاهش فضای جواب‌های ممکن و دستیابی به تخمین دقیق، ضروری می‌سازد [۲۰].

۴-۲ مشخصه‌های کانال میدان ترکیبی

با توجه به ابعاد بزرگ آرایه‌ی آنتن در سیستم‌های XL-MIMO، تخمین کانال با روش‌های سنتی که نیازمند تعداد پایلوت متناسب با تعداد آنتن‌ها هستند، عملاً غیرممکن است. خوشبختانه، کانال‌های بی‌سیم، به‌ویژه در باندهای فرکانسی موج میلی‌متری (mmWave)، دارای ویژگی ذاتی تنگی هستند [۱، ۲۰]. این ویژگی از آنجا ناشی می‌شود که در فرکانس‌های بالا، امواج به شدت توسط موانع مسدود می‌شوند و تنها تعداد محدودی مسیر قوی و قابل تفکیک بین فرستنده و گیرنده وجود دارد [۶]. برای بهره‌برداری از این ویژگی، به جای تخمین مستقیم بردار کانال در دامنه‌ی مکانی، آن را به یک دامنه‌ی دیگر تبدیل می‌کنیم که در آن، این ماهیت تنگ به وضوح قابل مشاهده باشد. این فرآیند، مسئله‌ی تخمین کانال را به یک مسئله‌ی بازبازی سیگنال تنگ^{۲۸} تبدیل می‌کند که با الگوریتم‌های حسگری فشرده^{۲۹} و با تعداد پایلوت بسیار کمتر قابل حل است [۲۱]. با این حال، همانطور که در ادامه نشان داده می‌شود، در کانال‌های میدان ترکیبی، یک پدیده‌ی جدید به نام پراکنش توان رخ می‌دهد

²⁵underdetermined system

²⁶Least Squares

²⁷sparsity

²⁸Sparse Signal Recovery

²⁹Compressed Sensing

که استفاده‌ی مستقیم از این تبدیل‌ها را با چالش مواجه می‌کند [۱].

۲-۴-۱ آشنایی با اثر پراکنش توان

برای درک این پدیده، ابتدا باید با ابزارهای ریاضی که برای نمایش تنک کانال‌های میدان دور و میدان نزدیک به کار می‌روند، یعنی تبدیل به دامنه‌ی زاویه‌ای و دامنه‌ی قطبی، آشنا شویم.

تبدیل به دامنه‌ی زاویه‌ای

برای کانال‌های میدان دور که در آن‌ها موج به صورت تخت مدل می‌شود، از تبدیل به دامنه‌ی زاویه‌ای^{۳۰} استفاده می‌شود. این تبدیل، بردار کانال مکانی (h) را به یک نمایش جدید (h_A) می‌نگارد که هر درایه‌ی آن، بیانگر قدرت کانال در یک زاویه‌ی خاص است. این تبدیل با استفاده از یک ماتریس دیکشنری F_A انجام می‌شود [۱]:

$$\mathbf{h} = \mathbf{F}_A \mathbf{h}_A \quad (۹-۲)$$

ماتریس F_A از کنار هم قرار گرفتن بردارهای هدایتی میدان دور برای مجموعه‌ای از زوایای گسسته ساخته می‌شود:

$$\mathbf{F}_A = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_N)] \quad (۱۰-۲)$$

شبکه‌ی نمونه‌برداری زاویه، $\theta_n = \arcsin\left(\frac{2n-1-N}{N}\right)$ ، به گونه‌ای هوشمندانه انتخاب شده است که فرکانس‌های مکانی را به صورت یکنواخت نمونه‌برداری کند. این انتخاب، در حالتی که فاصله‌ی آنتن‌ها نصف طول موج ($d = \lambda/2$) باشد، باعث می‌شود ماتریس F_A به یک ماتریس تبدیل فوریه‌ی گسسته (DFT) تبدیل شود که ستون‌های آن بر هم متعامد هستند و محاسبات آن با الگوریتم سریع FFT امکان‌پذیر است [۱].

³⁰Angular Domain

تبدیل به دامنه قطبی

برای کانال‌های میدان نزدیک که در آن‌ها موج به صورت کروی مدل می‌شود، کانال هم به زاویه و هم به فاصله وابسته است. بنابراین، از تبدیل به **دامنه قطبی**^{۳۱} استفاده می‌شود که یک فضای دوبعدی را پوشش می‌دهد. ماتریس دیکشنری متناظر آن، F_P ، از بردارهای هدایتی میدان نزدیک برای شبکه‌ای از نقاط در فضای زاویه-فاصله تشکیل شده است [۹، ۱]:

$$h = F_P h_P \quad (۱۱-۲)$$

ساخت این دیکشنری چالش برانگیزتر است. برای پایین نگه داشتن همبستگی بین ستون‌ها، نمونه‌برداری زاویه معمولاً یکنواخت و نمونه‌برداری فاصله به صورت **غیریکنواخت** انجام می‌شود؛ به طوری که گام‌ها برای فواصل نزدیک، کوچک‌تر و برای فواصل دور، بزرگ‌تر هستند [۹]. لازم به ذکر است که بردار هدایتی میدان نزدیک $b(\theta, r)$ در [۱]، تنها شامل اطلاعات فاز موج کروی است و تغییرات دامنه $(1/r)$ در ضریب بهره‌ی مختلط g_l لحاظ می‌شود. این کار مدل را ساده‌تر کرده و ستون‌های دیکشنری را نرمالیزه نگه می‌دارد، هرچند یک تقریب محسوب می‌شود [۱].

پدیده‌ی پراکنش توان

در یک کانال میدان ترکیبی، مشکل از آنجا آغاز می‌شود که ما با هر دو نوع مسیر (میدان دور و نزدیک) به طور همزمان مواجه هستیم. پدیده‌ای که در این حالت رخ می‌دهد، **پراکنش توان** نام دارد [۱].

شهود فیزیکی: این پدیده ناشی از **عدم تطابق شکل جبهه‌ی موج** با بردارهای پایه‌ی دیکشنری است. یک موج کروی (از مسیر میدان نزدیک) دارای تغییرات فاز **مربعی** در طول آرایه است، در حالی که بردارهای پایه‌ی دیکشنری میدان دور (F_A) همگی دارای تغییرات فاز **خطی** هستند. از نظر ریاضی، برای تقریب زدن یک تابع مربعی، به ترکیب خطی از تعداد زیادی تابع خطی نیاز است. در نتیجه، انرژی یک مسیر میدان نزدیک، به جای تمرکز روی یک درایه‌ی خاص در دامنه‌ی زاویه‌ای، روی تعداد زیادی از درایه‌های همسایه «پخش» یا «نشت» می‌کند. این پراکندگی باعث می‌شود که یک مسیر واقعی، مانند چندین **مسیر جعلی** ضعیف به نظر برسد [۱].

شکل ۲-۲ این پدیده را به صورت گرافیکی نمایش می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، یک مسیر

³¹Polar Domain

میدان نزدیک (خط قرمز) در دامنه‌ی زاویه‌ای (شکل ۲-۲) به صورت یک قله‌ی تیز ظاهر نشده، بلکه انرژی آن روی یک بازه‌ی مشخص پراکنده شده است. به طور مشابه، یک مسیر میدان دور (خط آبی) نیز در دامنه‌ی قطبی (شکل ۲-۲ب) دچار پراکنش توان می‌شود.

این پراکنش توان باعث می‌شود که نمایش تنگ کانال که پایه‌ی اصلی الگوریتم‌های حسگری فشرده است، از بین برود [۱]. یک نمایش تنگ، برداری است که بیشتر درایه‌های آن صفر بوده و تنها چند قله‌ی تیز و مشخص دارد. پراکنش توان این قله‌ها را به لکه‌هایی پخش‌شده تبدیل کرده و بردار را «چگال» می‌کند، که این امر کارایی الگوریتم‌های تخمین تنگ را به شدت کاهش می‌دهد.

همبستگی و بازه‌ی پراکنش توان

برای کمی‌سازی این پدیده، از معیار همبستگی بین بردارهای هدایتی استفاده می‌شود. همبستگی، میزان شباهت بین دو بردار را اندازه‌گیری می‌کند. به طور خاص، $\mu_{r,q} = |\mathbf{a}(\theta_r)^H \mathbf{b}(\theta_q, r_q)|$ شباهت (و در نتیجه میزان نشت انرژی) بین یک مسیر میدان نزدیک در نقطه (θ_q, r_q) و یک جهت میدان دور در زاویه‌ی θ_r را می‌سنجد [۱].

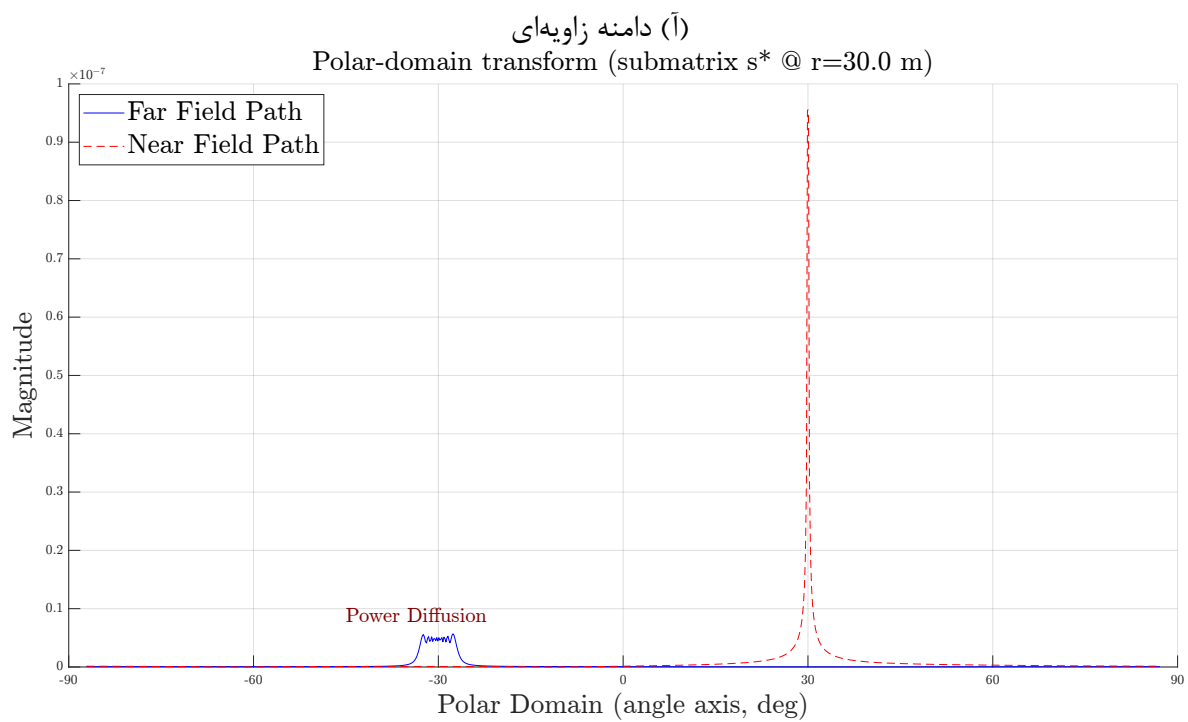
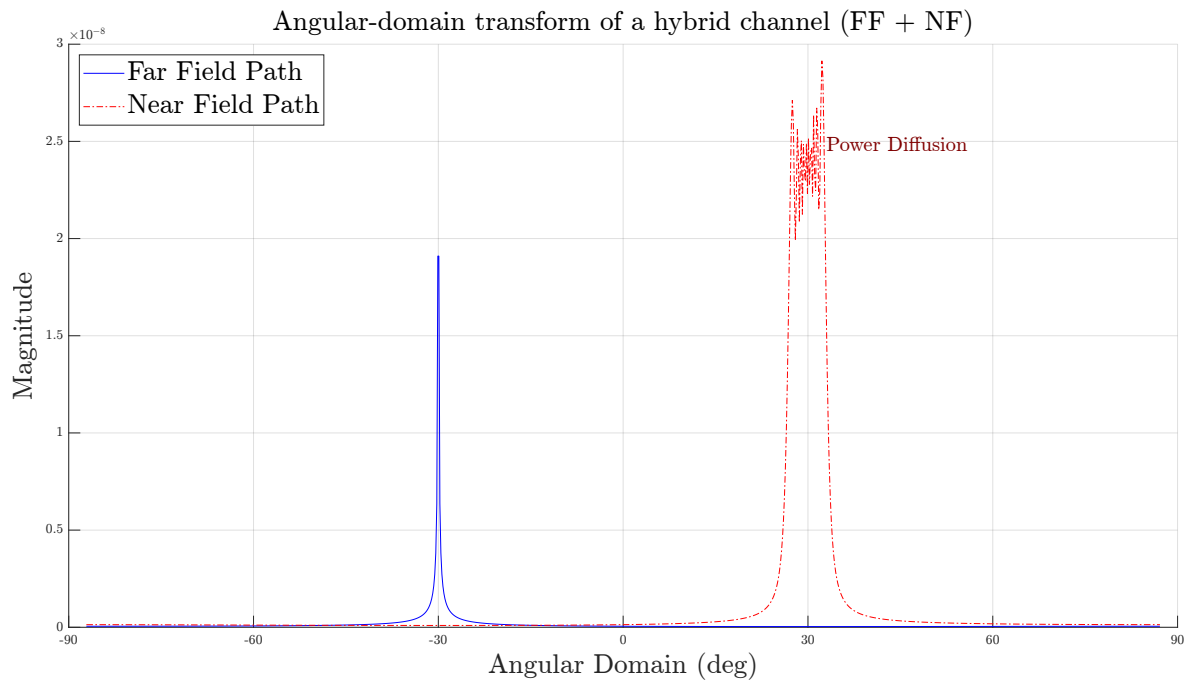
بازه‌ی پراکنش توان برای یک مسیر واقعی، به عنوان مجموعه‌ای از تمام بردارهای هدایتی در دیکشنری تعریف می‌شود که همبستگی آن‌ها با بردار هدایتی آن مسیر واقعی، از یک آستانه‌ی مشخص α بیشتر باشد ($\mu > \alpha$) [۱]. این بازه هم در راستای زاویه و هم فاصله گسترش دارد. اندازه‌ی این بازه به پارامترهای فیزیکی مانند دهانه‌ی آنتن (D)، طول موج (λ) و فاصله (r) بستگی دارد.

پیامدهای پراکنش توان برای تخمین کانال

از بین رفتن تنگی کانال، یک چالش جدی برای الگوریتم‌های حریصانه^{۳۲} مانند OMP ایجاد می‌کند. فرض کنید کانال دارای L مسیر واقعی است. الگوریتم OMP استاندارد، L بار تکرار می‌شود و در هر مرحله، قوی‌ترین مؤلفه را انتخاب می‌کند.

در حضور پراکنش توان، ممکن است قدرت یک «پیک جعلی» که ناشی از پراکنش یک مسیر قوی میدان نزدیک است، از قدرت «پیک واقعی» یک مسیر ضعیف‌تر میدان دور، بیشتر باشد. در این حالت، OMP به اشتباه پیک جعلی را به عنوان یک مسیر انتخاب می‌کند. اگر این اتفاق تکرار شود، الگوریتم L انتخاب خود را انجام می‌دهد بدون اینکه هرگز فرصت پیدا کند مسیر واقعی میدان دور را شناسایی

³²Greedy algorithms



(ب) دامنه قطبی

شکل ۲-۲: نمایش اثر پراکنش توان در دامنه‌ی زاویه‌ای و قطبی برای یک کانال هیبریدی. یک مسیر میدان نزدیک (NF Path) انرژی خود را در دامنه‌ی زاویه‌ای پخش می‌کند و یک مسیر میدان دور (FF Path) نیز در دامنه‌ی قطبی دچار پراکنش می‌شود.

کند. به عبارت دیگر، مسیر واقعی میدان دور «جا می‌افتد»^{۳۳} [۱]. این دقیقاً همان مشکلی است که

³³missed

الگوریتم PD-OMP با شناسایی و حذف کل بازه‌ی پراکنش توان در هر مرحله، آن را حل می‌کند.

۲-۴-۲ ویژگی‌های کانال میدان ترکیبی و تبدیل مشترک زاویه-قطبی

همانطور که در بخش قبل بحث شد، نمایش کانال در دامنه‌های تبدیل صرفاً زاویه‌ای یا صرفاً قطبی، به دلیل عدم تطابق مدل موج تخت و کروی، منجر به پدیده‌ای مخرب به نام پراکنش توان می‌شود [۱]. این پدیده ناشی از عدم تعامد بردارهای راهبری میدان دور و میدان نزدیک است ($|\mathbf{a}(\theta_r)^H \mathbf{b}(\theta_q, r_q)| \neq 0$) و باعث می‌شود که انرژی یک مسیر در دامنه‌ی تبدیل نامناسب، روی چندین مؤلفه‌ی پایه «نشت» کرده و نمایش تنک کانال را از بین ببرد.

برای غلبه بر این مشکل، این بخش یک راهکار قدرتمند معرفی می‌کند: تبدیل مشترک زاویه-قطبی^{۳۴}. این تبدیل با ایجاد یک فضای نمایشی جامع، امکان تفکیک و استخراج صریح مؤلفه‌های FF و NF را فراهم کرده و اثر پراکنش توان را به شدت کاهش می‌دهد. این تبدیل، سنگ بنای الگوریتم تخمین کانال پیشنهادی در این پژوهش است و صرفاً یک ابزار نمایشی نیست [۱].

ساختار ماتریس تبدیل مشترک و ویژگی‌های آن

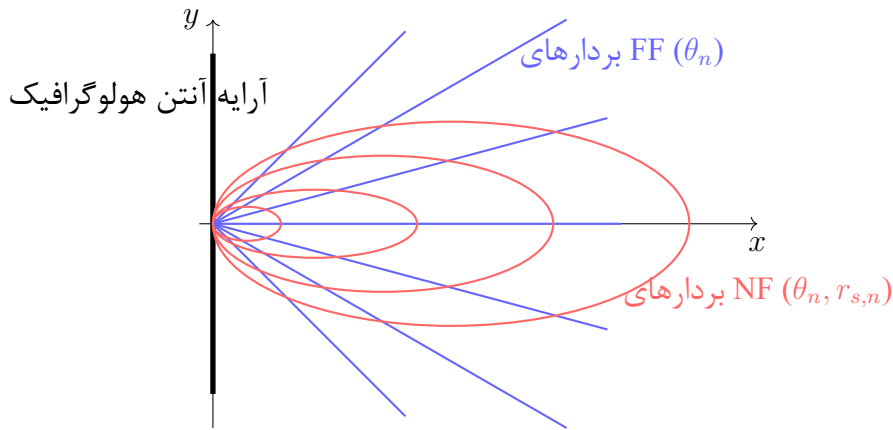
ماتریس تبدیل مشترک، که آن را با \mathbf{F}_J نمایش می‌دهیم، از الحاق افقی دیکشنری کامل میدان دور (\mathbf{F}_A) و S زیرماتریس از دیکشنری میدان نزدیک ($\mathbf{F}_{P,s}$) برای فواصل نمونه‌برداری شده‌ی مختلف تشکیل می‌شود [۱]:

$$\mathbf{F}_J = [\mathbf{F}_A, \mathbf{F}_{P,1}, \mathbf{F}_{P,2}, \dots, \mathbf{F}_{P,S}] \quad (۱۲-۲)$$

ابعاد این ماتریس‌ها به تعداد آنتن‌ها (N) و پارامترهای نمونه‌برداری بستگی دارد. به طور معمول، $\mathbf{F}_A \in \mathbb{C}^{N \times N}$ و هر $\mathbf{F}_{P,s} \in \mathbb{C}^{N \times N_s}$ است که در آن N_s تعداد زوایای نمونه‌برداری شده برای فاصله‌ی s است. در نتیجه، ابعاد کلی \mathbf{F}_J برابر با $N \times (N + \sum_{s=1}^S N_s)$ خواهد بود. از آنجایی که تعداد ستون‌ها بسیار بیشتر از N است، این دیکشنری فوق‌کامل^{۳۵} است. این ویژگی باعث می‌شود که همبستگی بین ستون‌های نزدیک به هم بالا باشد و الگوریتم‌های بازیابی تنک باید به گونه‌ای طراحی شوند که با این چالش مقابله کنند. شکل ۲-۳ ساختار این دیکشنری را به صورت مفهومی نمایش می‌دهد.

³⁴Joint Angular-Polar Transform

³⁵Overcomplete



شکل ۲-۳: تصویرسازی مفهومی از دیکشنری مشترک. این دیکشنری فضا را با مجموعه‌ای از پرتوهای زاویه‌ای (خطوط آبی برای میدان دور) و کمان‌های فاصله (خطوط قرمز برای میدان نزدیک) پوشش می‌دهد.

نمایش کانال و مشاهدات کلیدی

با استفاده از ماتریس تبدیل مشترک، می‌توان هر کانال هیبریدی \mathbf{h}_H را از دامنه‌ی مکانی^{۳۶} به دامنه‌ی مشترک منتقل کرد. رابطه‌ی اصلی تبدیل به صورت زیر است:

$$\mathbf{h}_H = \mathbf{F}_J \mathbf{h}_{J,H} \quad (۱۳-۲)$$

که در آن $\mathbf{h}_{J,H}$ نمایش (بردار ضرایب) کانال در دامنه‌ی مشترک است. برای مصورسازی و تحلیل، معمولاً قدرمطلق این ضرایب محاسبه می‌شود [۱]:

$$|\mathbf{h}_{J,H}| = |\mathbf{F}_J^H \mathbf{h}_H| \quad (۱۴-۲)$$

تحلیل این نمایش منجر به دو مشاهده‌ی کلیدی می‌شود که اساس الگوریتم پیشنهادی [۱] را تشکیل می‌دهند:

- **مشاهده ۱:** برای هر یک از مسیرهای فیزیکی کانال (چه میدان دور و چه میدان نزدیک)، یک **بیک منظر و اصلی** در دامنه‌ی مشترک وجود دارد. این مشاهده ممکن است در حضور نویز بسیار شدید، هم‌پوشانی بالای مسیرها، یا شبکه‌ی نمونه‌برداری بسیار درشت (که باعث نشت انرژی می‌شود) نقض شود.

³⁶Spatial Domain: The signal representation across the N physical antenna elements.

• **مشاهده ۲:** اندازه‌ی پیک اصلی هر مسیر، به طور قابل توجهی از اندازه‌ی پیک‌های ناشی از پراکنش توان همان مسیر بزرگتر است. این موضوع را می‌توان با تحلیل همبستگی پایین بین بردار راهبری واقعی مسیر و بردارهای پایه‌ی دورتر در دیکشنری، به صورت رسمی‌تر بیان کرد.

ایده‌ی اصلی الگوریتم و غلبه بر پراکنش توان

بر اساس دو مشاهده‌ی کلیدی فوق، ایده‌ی اصلی الگوریتم تخمین شکل می‌گیرد. الگوریتم پیشنهادی در [۱] به صورت تکراری عمل می‌کند:

۱. **جستجوی پیک:** در هر تکرار، قوی‌ترین پیک موجود در کل دامنه‌ی مشترک را پیدا می‌کند.
۲. **استخراج پارامترها:** بر اساس موقعیت پیک، نوع مسیر (FF/NF)، زاویه و فاصله را استخراج می‌کند.
۳. **حذف تداخل:** بازه‌ی پراکنش توان متناظر با پیک شناسایی شده را تعیین کرده و اثر کل این بازه (شامل پیک اصلی و مسیرهای جعلی‌اش) را از سیگنال باقیمانده حذف می‌کند.

این فرآیند به تعداد مسیرهای کانال (L) تکرار می‌شود. این رویکرد مستقیماً مشکل الگوریتم OMP استاندارد را حل می‌کند. OMP استاندارد، به دلیل حریص بودن، ممکن است یک پیک جعلی ناشی از پراکنش را (اگر قوی باشد) به جای یک پیک واقعی (ولی ضعیف‌تر) انتخاب کند و در نتیجه مسیر واقعی را «جا بیندازد». اما الگوریتم پیشنهادی با شناسایی و حذف کل ناحیه‌ی پراکنش، از این خطا جلوگیری می‌کند.

۵-۲ الگوریتم تخمین کانال میدان-ترکیبی

در این بخش، یک الگوریتم کارآمد برای تخمین کانال میدان ترکیبی ارائه می‌شود که به طور خاص برای غلبه بر این چالش‌ها طراحی شده است. این الگوریتم که تعقیب تطبیقی متعامد آگاه از پراکنش توان^{۳۷} نام دارد، بر پایه‌ی الگوریتم کلاسیک OMP [۲۱] بنا شده، اما با معرفی گام‌های نوآورانه، قادر به شناسایی و حذف اثر پراکنش توان در هر مرحله از تخمین است.

³⁷Power Diffusion-aware Orthogonal Matching Pursuit (PD-OMP)

۲-۵-۱ طراحی الگوریتم

الگوریتم PD-OMP یک روش حریصانه و تکراری برای حل مسئله‌ی بازیابی تنک است. ایده‌ی اصلی آن، شناسایی متوالی مسیرهای کانال از قوی‌ترین به ضعیف‌ترین و حذف اثر آن‌ها از سیگنال دریافتی است. نوآوری کلیدی این الگوریتم، مدل‌سازی و حذف همزمان مسیر اصلی به همراه کل بازه‌ی پراکنش توان متناظر با آن است. فرآیند کلی الگوریتم در سه مرحله‌ی اصلی قابل توصیف است: مقداردهی اولیه، حلقه‌ی تکرار اصلی برای تشخیص مسیر، و بازسازی نهایی کانال.

مقداردهی اولیه و پیش‌پردازش سیگنال

پیش از شروع فرآیند تکراری، لازم است که سیگنال دریافتی و ماتریس‌های سیستم برای تخمین آماده شوند. این مرحله شامل ساخت دیکشنری، پیش‌سفیدسازی نویز، و تشکیل ماتریس اندازه‌گیری مؤثر است.

پیش‌سفیدسازی نویز (Noise Pre-whitening): در معماری هیبریدی، ماتریس پرتوده‌ی پایلوت (W) معمولاً متعامد نیست. این امر باعث می‌شود که نویز سفید گوسی (n) پس از عبور از این ماتریس، به یک نویز رنگی^{۳۸} تبدیل شود که دارای همبستگی آماری است. الگوریتم‌های مبتنی بر همبستگی مانند OMP به این همبستگی حساس هستند و ممکن است دچار بایاس شوند [۲۲]. برای حل این مشکل، از تکنیک **پیش‌سفیدسازی** استفاده می‌شود. ماتریس کوواریانس نویز تجمعی، C ، به صورت زیر محاسبه می‌گردد [۱]:

$$C = \sigma^2 \mathbb{B}(W_1 W_1^H, W_2 W_2^H, \dots, W_Q W_Q^H) \quad (15-2)$$

عملگر $\mathbb{B}(\cdot)$ یک ماتریس **قطری-بلوکی**^{۳۹} می‌سازد، زیرا نویز در تایم‌اسلات‌های مختلف مستقل است، اما در داخل هر تایم‌اسلات، بین زنجیره‌های RF همبستگی وجود دارد. سپس با استفاده از **تجزیه‌ی چولسکی**^{۴۰} که برای ماتریس‌های هرمیتی و مثبت-معین تعریف می‌شود، ماتریس سفیدکننده D به گونه‌ای یافت می‌شود که $C = \sigma^2 D D^H$ [۱].

³⁸ Colored Noise

³⁹ Block-Diagonal Matrix

⁴⁰ Cholesky Factorization

الگوریتم ۱: تخمین کانال میدان هیبریدی با PD-OMP

- ورودی:** سیگنال پایلوت دریافتی y ، آستانه‌ی تشخیص پراکنش توان α ، تعداد فواصل نمونه برداری S برای F_P ، تعداد مسیرها L ، ماتریس پرتودهی W .
- خروجی:** برآورد \hat{h}_H (CSI).
- ۱ گام ۱: ساخت ماتریس تبدیل مشترک F_J با S طبق (۱۲-۲).
 - ۲ گام ۲: محاسبه‌ی ماتریس پیش سفیدسازی D از فاکتورگیری چولسکی کوواریانس نویز طبق (۱۵-۲).
 - ۳ گام ۳: تعیین ماتریس اندازه‌گیری معادل $\Phi = D^{-1}WF_J$ طبق (۱۶-۲)، و مقداردهی $R = D^{-1}y$ ، $\Gamma = \{\emptyset\}$ برای $l = 1, 2, \dots, L$.
 - ۴ گام ۴: آشکارسازی مسیر: $i_l^* = \arg \max_i |\Phi(:, i)^H R|^2$ طبق (۱۷-۲)، و استخراج $\{\theta_{i_l^*}, r_{i_l^*}\}$.
 - ۵ گام ۵: تولید «بازه‌ی پراکنش توان» Γ_l برای مسیر l با الگوریتم ۲ (آستانه‌ی α).
 - ۶ گام ۶: به‌روزرسانی پشتیبان: $\Gamma = \Gamma \cup \Gamma_l$.
 - ۷ گام ۷: تخمین بردار تنک در دامنه‌ی مشترک: $\hat{h}_{J,H} = \{\Phi(:, \Gamma)\}^\dagger R$.
 - ۸ گام ۸: به‌روزرسانی باقیمانده طبق (۲۰-۲): $R = D^{-1}y - \Phi(:, \Gamma)\hat{h}_{J,H}$.
 - ۹ گام ۹: بازسازی CSI طبق (۲۱-۲): $\hat{h}_H = F_J \hat{h}_{J,H}$.

ماتریس اندازه‌گیری مؤثر (Equivalent Measurement Matrix): با اعمال ماتریس سفیدکننده‌ی D^{-1} به مدل سیگنال، به یک دستگاه معادل با نویز سفید می‌رسیم. در این حالت، ماتریس اندازه‌گیری مؤثر، Φ ، به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\Phi = D^{-1}WF_J \quad (۱۶-۲)$$

این ترتیب ضرب ضروری است تا اثر سفیدکننده به درستی هم بر روی سیگنال و هم بر روی نویز اعمال شود.

الگوریتم اصلی: PD-OMP

الگوریتم PD-OMP که در الگوریتم ۱ تشریح شده، فرآیند تکراری را برای شناسایی L مسیر کانال اجرا می‌کند. فرض بر این است که تعداد کل مسیرها (L) مشخص است، هرچند می‌توان از معیارهای توقف جایگزین مانند آستانه‌ی انرژی باقیمانده نیز استفاده کرد [۱].

مراحل کلیدی در هر تکرار $l = 1, \dots, L$ به شرح زیر است:

گام ۴: تشخیص مسیر (Path Detection): در این مرحله، ستونی از دیکشنری Φ که بیشترین همبستگی را با سیگنال باقیمانده‌ی فعلی (\mathbf{R}) دارد، شناسایی می‌شود:

$$i_l^* = \arg \max_i |\Phi(:, i)^H \mathbf{R}|^2 \quad (17-2)$$

این معیار که مبتنی بر بیشینه‌سازی انرژی تصویر شده‌ی باقیمانده روی اتم‌های دیکشنری است، یک روش حریمانه‌ی استاندارد در الگوریتم‌های Matching Pursuit است. اندیس یافت‌شده i_l^* متناظر با قوی‌ترین مسیر باقی‌مانده در کانال است.

گام ۵: شناسایی بازه‌ی پراکنش توان (Power Diffusion Range Identification): این گام، نوآوری اصلی الگوریتم است. پس از یافتن پیک اصلی i_l^* و قدرت نرمال‌شده‌ی آن ($\bar{m}_l = m_l/m_1$)^{۴۱}، الگوریتم ۲ فراخوانی می‌شود تا بازه‌ی پراکنش توان (Γ_l) را بر اساس معیار زیر تولید کند:

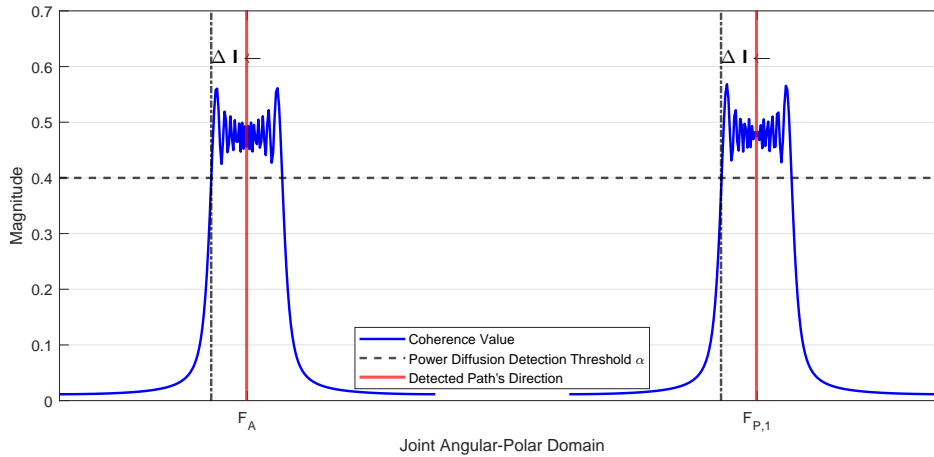
$$\mu_{i_l^*, i} \geq \alpha / \bar{m}_l \quad (18-2)$$

مقیاس‌دهی آستانه با \bar{m}_l باعث می‌شود که برای مسیرهای قوی، بازه‌ی پراکنش بزرگتری (آستانه‌ی مؤثر کمتر) و برای مسیرهای ضعیف، بازه‌ی کوچکتری (آستانه‌ی مؤثر بیشتر) در نظر گرفته شود که با ماهیت فیزیکی پدیده سازگار است.

شکل ۲-۴ این فرآیند را به صورت گرافیکی نمایش می‌دهد. در این شکل، منحنی آبی مقدار همدوسی بردار راهنمای متناظر با مسیر کشف‌شده (که جهت آن با خط عمودی قرمز مشخص شده) با سایر بردارهای راهنمای موجود در دیکشنری ترکیبی (\mathbf{F}_A و $\mathbf{F}_{P,1}$) را نشان می‌دهد. خط چین افقی، آستانه‌ی تشخیص (α) را مشخص می‌کند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، بازه‌ی پراکنش توان (Δi) شامل تمام بردارهای هدایتی است که مقدار همدوسی آن‌ها بالاتر از این آستانه قرار می‌گیرد. الگوریتم ۲ با شروع از جهت اصلی و پیمایش به طرفین، این بازه را شناسایی کرده و تمام اندیس‌های مربوطه را به مجموعه‌ی پشتیبان اضافه می‌کند. این کار تضمین می‌کند که نه تنها پیک اصلی، بلکه تمام مؤلفه‌های جعلی ناشی از اثر پراکنش توان نیز در تخمین کانال لحاظ شوند.

^{۴۱} از آنجا که الگوریتم حریمانه است و قوی‌ترین مؤلفه را در اولین گام پیدا می‌کند، m_1 همیشه بزرگترین مقدار را دارد

و بنابراین $\max_l m_l = m_1$



شکل ۲-۴: نمایش گرافیکی فرآیند تولید بازه‌ی پراکنش توان بر اساس الگوریتم ۲

الگوریتم ۲ یک جستجوی محلی بهینه در همسایگی i_l^* انجام می‌دهد. این جستجو با پیمایش شعاعی $(\pm \Delta i)$ در هر زیرماتریس از F_J صورت می‌گیرد و به محض خروج از بازه‌ی پراکنش متوقف می‌شود تا از محاسبات اضافی جلوگیری کند.

گام ۶ و ۷: به‌روزرسانی پشتیبان و تخمین ضرایب: به جای افزودن تنها یک اندیس، کل بازه‌ی پراکنش توان (Γ_l) به مجموعه‌ی پشتیبان کلی $(\Gamma = \Gamma \cup \Gamma_l)$ اضافه می‌شود. سپس، ضرایب مختلط کانال در دامنه‌ی مشترک $(\hat{h}_{J,H})$ با حل یک مسئله‌ی کمترین مربعات روی ستون‌های مشخص شده توسط Γ تخمین زده می‌شوند:

$$\hat{h}_{J,H} = \{\Phi(:, \Gamma)\}^\dagger y \quad (19-2)$$

گام ۸: به‌روزرسانی باقیمانده: در نهایت، اثر تمام مسیرهای شناسایی شده تا این مرحله (شامل پراکنش توان آن‌ها) از سیگنال دریافتی اولیه کسر شده و باقیمانده‌ی جدید محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{R} = \mathbf{y} - \Phi(:, \Gamma) \hat{h}_{J,H} \quad (20-2)$$

این باقیمانده‌ی «پاکسازی شده» به عنوان ورودی به تکرار بعدی الگوریتم داده می‌شود.

الگوریتم ۲: تولید بازه‌ی پراکنش توان برای مسیر l

ورودی: ماتریس تبدیل حوزه‌ی زاویه‌ای-قطبی \mathbf{F}_J ، اندازه‌ی نرمال شده و اندیس بردار

پیمایش مسیر l یعنی $\{\bar{m}_l, i_l^*\}$ ، و آستانه‌ی تشخیص پخش توان α

خروجی: بازه‌ی پخش توان Γ_l برای مسیر l

۱	ابتدا $\Gamma_l = \{\emptyset\}$ ؛	
۲	برای $s = 0, 1, \dots, S$	
۳	برای $\Delta i = 0, 1, \dots, \frac{N}{\gamma}$	
۴	$i_1 = sN + \text{mod}_N(i_l^*) + \Delta i$	
۵	$i_2 = sN + \text{mod}_N(i_l^*) - \Delta i$	
۶	اعتبار اندیس‌های i_1 و i_2 را بررسی کن؛	
۷	$\mu_2 \leftarrow \mathbf{f}_{i_2}^H \mathbf{f}_{i_l^*} $ ، $\mu_1 \leftarrow \mathbf{f}_{i_1}^H \mathbf{f}_{i_l^*} $	
۸	اگر $\mu_1 \geq \alpha / \bar{m}_l$ آنگاه	
۹	$\Gamma_l = \Gamma_l \cup \{i_1\}$ ┘	
۱۰	اگر $\mu_2 \geq \alpha / \bar{m}_l$ آنگاه	
۱۱	$\Gamma_l = \Gamma_l \cup \{i_2\}$ ┘	
۱۲	اگر $\mu_2 < \alpha / \bar{m}_l$ و $\mu_1 < \alpha / \bar{m}_l$ آنگاه	
۱۳	شکستن حلقه (Break)؛ ┘	

بازسازی نهایی کانال

پس از اتمام L تکرار، بردار تنک $\hat{\mathbf{h}}_{J,H}$ به دست آمده است. این بردار، نمایش کانال در دامنه‌ی مشترک است. برای به دست آوردن تخمین نهایی کانال در دامنه‌ی آنتن (مکانی)، $\hat{\mathbf{h}}_H$ کافی است تبدیل معکوس را اعمال کنیم:

$$\hat{\mathbf{h}}_H = \mathbf{F}_J \hat{\mathbf{h}}_{J,H} \quad (21-2)$$

این بردار N -بعدی و چگال، خروجی نهایی الگوریتم است و می‌تواند مستقیماً برای beamforming در مرحله‌ی انتقال داده به کار رود.

منابع و مراجع

- [1] Yue, Shaohua, Zeng, Shuhao, Liu, Liang, Eldar, Yonina C, and Di, Boya. Hybrid near-far field channel estimation for holographic mimo communications. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024.
- [2] Saad, Walid, Bennis, Mehdi, and Chen, Mingzhe. A vision of 6g wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems. *IEEE network*, 34(3):134–142, 2019.
- [3] Gong, Tierui, Gavriilidis, Panagiotis, Ji, Ran, Huang, Chongwen, Alexandropoulos, George C, Wei, Li, Zhang, Zhaoyang, Debbah, Mérouane, Poor, H Vincent, and Yuen, Chau. Holographic mimo communications: Theoretical foundations, enabling technologies, and future directions. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 26(1):196–257, 2023.
- [4] Deng, Ruoqi, Di, Boya, Zhang, Hongliang, and Song, Lingyang. Hdma: Holographic-pattern division multiple access. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 40(4):1317–1332, 2022.
- [5] Liu, Yuanwei, Wang, Zhaolin, Xu, Jiaqi, Ouyang, Chongjun, Mu, Xidong, and Schober, Robert. Near-field communications: A tutorial review. *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 4:1999–2049, 2023.

- [6] Wei, Xiuhong and Dai, Linglong. Channel estimation for extremely large-scale massive mimo: Far-field, near-field, or hybrid-field? *IEEE Communications Letters*, 26(1):177–181, 2021.
- [7] Renwang, Li, Shu, Sun, and Meixia, Tao. Applicable regions of spherical and plane wave models for extremely large-scale array communications. *China Communications*, 22(5):128–151, 2025.
- [8] Björnson, Emil, Demir, Özlem Tuğfe, and Sanguinetti, Luca. A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces. in 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, pp. 105–112. IEEE, 2021.
- [9] Cui, Mingyao and Dai, Linglong. Channel estimation for extremely large-scale mimo: Far-field or near-field? *IEEE transactions on communications*, 70(4):2663–2677, 2022.
- [10] Han, Yu, Jin, Shi, Wen, Chao-Kai, and Ma, Xiaoli. Channel estimation for extremely large-scale massive mimo systems. *IEEE Wireless Communications Letters*, 9(5):633–637, 2020.
- [11] Lee, Junho, Gil, Gye-Tae, and Lee, Yong H. Channel estimation via orthogonal matching pursuit for hybrid mimo systems in millimeter wave communications. *IEEE Transactions on Communications*, 64(6):2370–2386, 2016.
- [12] Zhang, Xing, Zhang, Haiyang, and Eldar, Yonina C. Near-field sparse channel representation and estimation in 6g wireless communications. *IEEE Transactions on Communications*, 72(1):450–464, 2023.
- [13] Hu, Zhentao, Chen, Chaoyu, Jin, Yong, Zhou, Lin, and Wei, Qian. Hybrid-field channel estimation for extremely large-scale massive mimo system. *IEEE Communications Letters*, 27(1):303–307, 2022.

- [14] Huang, Chongwen, Hu, Sha, Alexandropoulos, George C, Zappone, Alessio, Yuen, Chau, Zhang, Rui, Di Renzo, Marco, and Debbah, Merouane. Holographic mimo surfaces for 6g wireless networks: Opportunities, challenges, and trends. *IEEE wireless communications*, 27(5):118–125, 2020.
- [15] Di, Boya, Zhang, Hongliang, Song, Lingyang, Li, Yonghui, Han, Zhu, and Poor, H Vincent. Hybrid beamforming for reconfigurable intelligent surface based multi-user communications: Achievable rates with limited discrete phase shifts. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38(8):1809–1822, 2020.
- [16] Deng, Ruoqi, Di, Boya, Zhang, Hongliang, Tan, Yunhua, and Song, Lingyang. Reconfigurable holographic surface: Holographic beamforming for metasurface-aided wireless communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 70(6):6255–6259, 2021.
- [17] Dardari, Davide. Communicating with large intelligent surfaces: Fundamental limits and models. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 38(11):2526–2537, 2020.
- [18] Balanis, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. John wiley & sons, 2016.
- [19] Lu, Haiquan and Zeng, Yong. Communicating with extremely large-scale array/surface: Unified modeling and performance analysis. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 21(6):4039–4053, 2021.
- [20] He, Ruisi, Ai, Bo, Wang, Gongpu, Yang, Mi, Huang, Chen, and Zhong, Zhangdui. Wireless channel sparsity: Measurement, analysis, and exploitation in estimation. *IEEE Wireless Communications*, 28(4):113–119, 2021.

-
- [21] Eldar, Yonina C. Sampling theory: Beyond bandlimited systems. Cambridge University Press, 2015.
- [22] Rodríguez-Fernández, Javier, González-Prelcic, Nuria, Venugopal, Kiran, and Heath Jr, Robert W. Frequency-domain compressive channel estimation for frequency-selective hybrid mmwave mimo systems. arXiv preprint arXiv:1704.08572, 2017.
- [23] Ben-Haim, Zvika and Eldar, Yonina C. The cramer-rao bound for estimating a sparse parameter vector. IEEE Transactions on Signal Processing, 58(6):3384–3389, 2010.
- [24] Golub, Gene H and Van Loan, Charles F. Matrix computations. JHU press, 2013.