بررسی تأثیر فاصله‌ی بین آنتن‌ها در فرستنده و گیرنده بر روی ظرفیت کانال MIMO

جواد زراعتکارمقدم[۱] حمید فرخی[۲] ناصر ندا[۳]

۱- دانشجوی دکتری- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران
javad.zeraatkar.m@birjand.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران
hfarrokhi@birjand.ac.ir

۳- استادیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه بیرجند- بیرجند- ایران
nneda@birjand.ac.ir

چکیده: در این مقاله، ابتدا مدل کانال فضایی در سیستم‌های مبتنی بر چند ورودی-چند خروجی معرفی گردیده و با مطالعه‌ی پارامترهای مورد استفاده در این مدل، ضرایب کانال بین فرستنده و گیرنده، و ظرفیت سیستم محاسبه شده‌اند. در ادامه، الگوی آرایه‌ی آنتنی فرستنده و گیرنده تجزیه و تحلیل شده است. همچنین، تاثیر فاصله‌ی بین آنتن‌ها، طول آرایه‌ی آنتنی و زاویه‌ی گسترش بر روی الگوی آنتن و ظرفیت سیستم بررسی شده است. در نهایت، مدل کانال فضایی پیاده‌سازی شده و ظرفیت سیستم به ازای فاصله‌های متغیر بین آنتن‌های آرایه‌ی فرستنده و گیرنده محاسبه و با همدیگر مقایسه شده‌اند. نتایج پژوهش نشان می‌دهند که در مدل مذکور با افزایش فاصله‌ی بین آنتن‌های آرایه‌ی فرستنده، ظرفیت افزایش می‌یابد و همچنین تطابق خوبی با مباحث تئوری دارد.

کلمات کلیدی: آرایه‌ی آنتنی، چندگانگی، درجه‌ی آزادی، سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی، مدل کانال فضایی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۳/۰۱
تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۴/۱۰/۱۲
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۴/۱۱/۲۳
نام نویسنده‌ی مسئول: جواد زراعتکارمقدم
نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – بیرجند – انتهای بلوار دانشگاه – دانشگاه بیرجند – دانشکده‌ی برق و کامپیوتر – گروه مهندسی مخابرات

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol13 No.2 Summer 2016

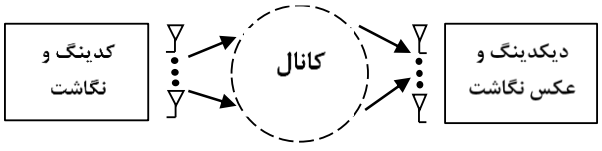
۱- مقدمه

افت سیگنال از جمله مشکلات مطرح در مخابرات سیار امروزی است و باعث کاهش ظرفیت سیستم می‌شود که به دلیل محدودیت پهنای باند سبب کاهش تعداد مشترکین خواهد شد. یکی از مهم‌ترین روش‌هایی که برای کاهش اثرات ناشی از افت سیگنال استفاده می‌شود، چندگانگی[۱] نام دارد؛ که چندگانگی مکانی یکی از انواع آن می‌باشد. استفاده از آنتن‌های چندگانه نمونه‌ای از این نوع چندگانگی است که کانال چند ورودی-چند خروجی[۲] (MIMO) نام گرفته است و باعث ایجاد چندین مسیر بین فرستنده و گیرنده می‌شود که در سمت گیرنده، سیگنال از کانال‌های مختلف دریافت خواهد شد. بنابراین، احتمال اینکه سیگنال‌های دریافتی از مسیرهای مختلف بطور همزمان محو شوند کم است؛ از این رو می‌توان سیگنال مطلوب را استخراج کرد. اگر شرایط محیط و سایر پارامترهای وابسته به کانال طوری باشند که بین فرستنده و گیرنده چندین کانال مستقل بوجود آید، در این صورت فرستنده قادر است به تعداد کانال‌های مستقل بطور همزمان سیگنال ارسال نماید و درجه‌ی آزادی[۳] سیستم افزایش می‌یابد. درجه‌ی آزادی برابر تعداد بیت‌هایی است که گیرنده می‌تواند بطور همزمان آشکار نماید. افزایش درجه‌ی آزادی سبب افزایش ظرفیت سیستم خواهد شد [۱، ۲].

سیستم‌های MIMO برای اولین بار توسط Telatar در سال ۱۹۹۵ مطرح شد و مشخص شد که با استفاده از این سیستم‌ها می‌توان بدون افزایش توان ارسالی و همچنین افزایش پهنای باند، ظرفیت سیستم را به طور قابل توجهی افزایش داد؛ این افزایش ظرفیت به دلیل دریافت سیگنال از مسیرهایی با محوشدگی متفاوت می‌باشد. Wittenhen اولین کسی بود که نظریه توأم کدینگ و چندگانگی مکانی را مطرح کرد. در سال ۱۹۹۸، اولین طرح ساده‌ی کدهای فضا-زمان توسط Alamouti برای بدست آوردن چندگانگی از درجه‌ی ۲ مطرح شد. در ابتدا، از آنتن‌های چندگانه در سمت گیرنده و به منظور کاهش نویز و افزایش ظرفیت کانال استفاده می‌شد، تا اینکه Alamouti طرح قرار دادن چند آنتن در فرستنده و استفاده از کدهای عمود بر هم و یا با همبستگی کم به منظور ایجاد مسیرهای مستقل ارسال، جهت افزایش ظرفیت را مطرح نمود [۳،۴].

تکنولوژی MIMO در استانداردهای بی‌سیم جدید از قبیل 3GPP LTE[۴] و WIMAX[۵] استفاده شده است. LTE قدم بعدی در سیر تکاملی سیستم‌های نسل دوم و سوم می‌باشد. ایستگاه پایه[۶] (BS) در LTE پیچیده‌تر از ایستگاه پایه‌ی موجود در شبکه‌های WCDMA/HSPA[۷] می‌باشد که eNB[۸] نامیده شده است. OFDM[۹]، HARQ[۱۰] و توربو کدینگ از دیگر تکنولوژی‌های مهم استفاده شده در LTE می‌باشند. در LTE UL[۱۱] از SC-FDMA[۱۲] همراه با باند محافظ[۱۳] (CP) و در LTE DL[۱۴] از OFDMA همراه با باند محافظ استفاده می‌شود. سه مدولاسیون QPSK[۱۵]، 16QAM[۱۶] و 64QAM نیز در LTE به صورت تطبیقی استفاده می‌شوند. از خصوصیات ذاتی LTE این است که علاوه بر باندهای فرکانسی تعریف شده برای UMTS[۱۷]، باندهای فرکانسی بیشتری نیز به آن اضافه شده است و از هر دو مورد داپلکس تقسیم فرکانسی[۱۸] (FDD) و داپلکس تقسیم زمانی[۱۹] (TDD) برای مجزا ساختن ترافیک در UL و DL استفاده می‌شود. در LTE DL از یک، دو و یا چهار آنتن ارسالی در eNB و یک، دو و یا چهار آنتن دریافتی در دستگاه موبایل استفاده می‌شود؛ و در LTE UL، از یک، دو و یا چهار آنتن گیرنده در eNB و فقط یک آنتن ارسالی در دستگاه موبایل استفاده می‌شود. ترکیب تکنولوژی‌های MIMO و OFDM (MIMO-OFDM) به عنوان روشی برای افزایش بهره‌وری طیفی در سیستم‌های باند پهن معرفی شده است [۵-۹].

سیستم‌های MIMO به صورت یک لینک مخابراتی که در دو انتهای فرستنده و گیرنده با آنتن‌های چندگانه تجهیز شده‌اند، تعریف می‌شوند. این ساختار در شکل (۱) مشخص شده است. این سیستم‌ها به طور مؤثری از فواید محوشدگی[۲۰] تصادفی و گسترش تأخیر چندمسیره[۲۱]، برای چند برابر کردن نرخ ارسال استفاده می‌کند. با توجه به شکل (۱)، رشته اطلاعات دودویی به یک بلوک ساده‌ی انتقال، شامل کدینگ کنترل خطا و نگاشت به سمبل‌های مدوله‌شده‌ی مختلط، اعمال می‌شود. خروجی این بلوک، چندین رشته‌ی سمبل جداگانه است که هر یک روی یکی از آنتن‌های چندگانه‌ی فرستنده نگاشت می‌شوند. نگاشت می‌تواند شامل وزن‌دهی فضایی یا پیش‌کدینگ فضا-زمان[۲۲] باشد. بعد از تبدیل فرکانسی، فیلترینگ و تقویت، سیگنال‌ها وارد کانال می‌شوند. در گیرنده هم سیگنال‌ها توسط آنتن‌های گیرنده دریافت شده و بعد از انجام عکس عملیات فرستنده، پیام بازسازی می‌شود.



شکل (۱): سیستم انتقال بی‌سیم MIMO

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]

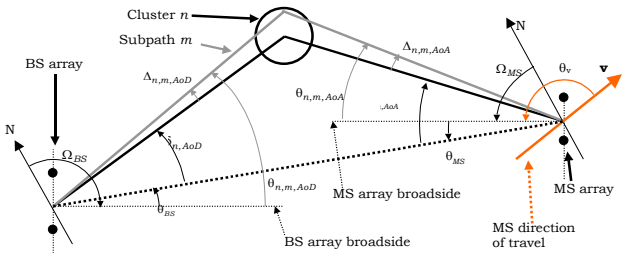
مدل‌سازی صحیح کانال‌های MIMO، مبحثی مهم در طراحی، شبیه‌سازی و توسعه‌ی این سیستم‌ها است. از آنجایی که رفتار آماری چند بعدی کانال MIMO، در عملکرد سیستم بسیار مؤثر است، طراح سیستم مخابراتی بایستی یک مدل شبیه‌سازی شده از کانال را در دسترس داشته باشد. سه روش عمومی برای مدل‌سازی کانال MIMO بیان شده است که مدل ردیابی اشعه[۲۳]، مدل همبستگی[۲۴] و مدل پراکندگی[۲۵] نام دارند. در مدل ردیابی اشعه، موقعیت دقیق پراکنده‌سازها، انعکاس، انکسار و پراکندگی به هر یک از مسیرهای انتشار در کانال مدل می‌شود؛ بنابراین خیلی پیچیده و برای شبیه‌سازی سیستم‌ها، غیر عملی است. در مدل همبستگی، تغییرات زمانی کانال در نظر گرفته نمی‌شود؛ در نتیجه، از لحاظ مشخصات آماری، بین حوزه‌های زمانی و فضایی هیچ‌گونه همبستگی وجود ندارد. در مدل پراکندگی که به مدل کانال فضایی[۲۶] (SCM) نیز معروف است، توزیعی از پراکنده‌سازها فرض می‌شود و کانال براساس اثر متقابل پراکنده‌سازها و جبهه‌های موج سطحی در نظر گرفته می‌شود. بنابراین ویژگی آماری کانال‌ها، وابسته به نحوه‌ی توزیع پراکنده‌سازها می‌باشد. این توزیع‌ها می‌توانند به شکلی انتخاب شوند که محیط‌های متنوعی از کانال MIMO را نشان دهند [۱۰].

۲- معرفی مدل کانال فضایی

در مدل SCM، چون محیط انتشار به طور واضح مدل نشده است، پیچیدگی آن به طور قابل توجهی کمتر از دو مدل دیگر است؛ اما پیچیدگی در پارامتربندی، تولید توزیع‌های پراکندگی برای محیط‌های متنوع و تعیین تعداد زیادی از پارامترها، از معایب این روش می‌باشند. مدل در نظر گرفته شده در این مقاله نیز همین مدل است. در این مدل، بین هر آنتن فرستنده و هر آنتن گیرنده، N مسیر اصلی وجود دارد. برای مدل کردن این مسیرها، هر مسیر اصلی را به صورت برآیند M زیرمسیر در نظر گرفته که با یک توزیع زاویه‌ای خاص حول مسیر اصلی قرار گرفته‌اند؛ این زیرمسیرها یک مجموعه از پراکنده‌سازها را تشکیل می‌دهند.

همبستگی بین بعضی از پارامترهای کانال از قبیل گسترش تأخیر[۲۷] (DS)، زاویه‌ی گسترش[۲۸] (AS) و محوشدگی سایه[۲۹] (SF)، از نکات مهمی است که در این مدل در نظر گرفته شده است. آزمایشات و مباحث تئوری نشان داده‌اند که این پارامترها توزیع log-normal داشته و معمولاً بین آن‌ها نوعی همبستگی وجود دارد. همبستگی بین DS و SF منفی است به طوریکه با افزایش SF، DS کاهش می‌یابد و با کاهش SF، DS افزایش خواهد یافت. همبستگی بین AS و SF نیز منفی است؛ ولی، همبستگی بین AS و DS مثبت است. چون همبستگی بین این پارامترها نسبتاً بالاست، بنابراین بایستی این ویژگی در مدل کانال فضایی در نظر گرفته شود [۱۱،۱۲،۱۳].

مدل SCM در شکل (۲) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که تعداد پارامترهای استفاده شده در مدل، زیاد است؛ که به عنوان یکی از معایب مدل مذکور بیان شد.



شکل (۲): مدل SCM [۹،۱۱]

پارامترهای زاویه‌ای استفاده شده در مدل SCM به صورت زیر تعریف می‌شوند:

θ_{BS}: زاویه‌ی بین مسیر مستقیم BS به MS[۳۰] و محور آرایه‌ی BS

$\delta_{n,AoD}$: زاویه‌ی انحراف n امین مسیر ($n = 1 \dots N$) از BS

$\Delta_{n,m,AoD}$: زاویه‌ی انحراف m امین ($m = 1 \dots M$) زیرمسیر از n امین مسیر BS

$\theta_{n,m,AoD}$: زاویه‌ی انحراف m امین زیرمسیر از n امین مسیر BS

θ_{MS}: زاویه‌ی بین مسیر مستقیم BS به MS و محور آرایه‌ی MS

$\delta_{n,AoA}$: زاویه‌ی ورود n امین مسیر به MS

$\Delta_{n,m,AoA}$: زاویه‌ی انحراف m امین زیرمسیر از n امین مسیر MS

$\theta_{n,m,AoA}$: زاویه‌ی ورود m امین زیرمسیر از n امین مسیر MS

$\mathbf{v}$: بردار سرعت MS

θ_v: زاویه‌ی بردار سرعت MS

۳- محاسبه‌ی ماتریس کانال

فرآیند محاسبه‌ی ماتریس کانال بین فرستنده و گیرنده سه مرحله دارد. در مرحله‌ی اول، بایستی نوع محیط مورد استفاده در شبیه‌سازی را مشخص کرد؛ چون محیط‌های مختلف ویژگی‌های متفاوتی دارند و بعضی از پارامترهای کانال، وابسته به نوع محیط است. در مرحله‌ی دوم، پارامترهای لازم برای استفاده

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol13 No.2 Summer 2016

در شبیه‌سازی محاسبه می‌شوند؛ که این پارامترها وابسته به محیط نیز می‌باشند. در نهایت، ضرایب کانال بین فرستنده و گیرنده با استفاده از پارامترهای مذکور محاسبه می‌شوند.

اگر تعداد آنتن‌های فرستنده برابر U و تعداد آنتن‌های گیرنده برابر S باشد، آنگاه ماتریس کانال برای n امین مسیر اصلی با $\mathbf{H}_n(t)$ نشان داده می‌شود که تابعی از زمان است و (u,s) امین عنصر آن در معادله (۱) محاسبه شده است [۹،۱۱،۱۴].

$$h_{u,s,n}(t)=\sqrt{\frac{P_n\sigma_{\mathrm{SF}}}{M}}\times \sum_{m=1}^{M}\begin{pmatrix}\sqrt{G_{\mathrm{BS}}\left(\theta_{n,m,\mathrm{AoD}}\right)}\times\\ \exp\left(j\begin{pmatrix}kd_s\sin\left(\theta_{n,m,\mathrm{AoD}}\right)+\\ \Phi_{n,m}\end{pmatrix}\right)\times\\ \sqrt{G_{\mathrm{MS}}\left(\theta_{n,m,\mathrm{AoA}}\right)}\times\\ \exp\left(jkd_u\sin\left(\theta_{n,m,\mathrm{AoA}}\right)\right)\times\\ \exp\left(jk|\mathbf{v}|\cos\left(\theta_{n,m,\mathrm{AoA}}-\theta_v\right)t\right)\end{pmatrix} \quad (۱)$$

پارامترهای موجود در معادله (۱) عبارتند از:

P_n: توان n امین مسیر

σ_{SF}: محوشدگی سایه با توزیع log-normal

M: تعداد زیرمسیرهای هر مسیر اصلی

$G_{\mathrm{BS}}(\theta_{n,m,\mathrm{AoD}})$: بهره‌ی آنتن BS برای هر عنصر آرایه

$G_{\mathrm{MS}}(\theta_{n,m,\mathrm{AoA}})$: بهره‌ی آنتن MS برای هر عنصر آرایه

k : عدد موج

d_s: فاصله‌ی s امین عنصر آنتن BS از آنتن مرجع بر حسب متر است. آنتن شماره $s=1$ را آنتن مرجع در نظر گرفته و برای آن $d_1=0$ است.

d_u: فاصله u امین عنصر آنتن MS از آنتن مرجع بر حسب متر است. آنتن شماره $u=1$ را آنتن مرجع در نظر گرفته و برای آن $d_1=0$ است.

$\Phi_{n,m}$: زاویه‌ی m امین زیرمسیر از n امین مسیر اصلی

$|\mathbf{v}|$: اندازه‌ی بردار سرعت MS

چون در سمت گیرنده، سیگنال‌های دریافتی از مسیرهای مختلف با همدیگر ترکیب می‌شوند، پس بهره‌ی مسیر بین u امین آنتن گیرنده و s امین آنتن فرستنده ($h_{u,s}(t)$) از حاصل جمع بهره‌ی تمام N مسیر اصلی بدست می‌آید. بنابراین، ماتریس کانال بین فرستنده و گیرنده با $\mathbf{H}(t)$ نشان داده شده و مطابق معادله (۲) محاسبه می‌شود.

$$\mathbf{H}(t)=\begin{bmatrix}h_{1,1}(t) & \cdots & h_{1,S}(t)\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ h_{U,1}(t) & \cdots & h_{U,S}(t)\end{bmatrix}_{U\times S} \quad (۲)$$

$$h_{u,s}(t)=\sum_{n=1}^{N}h_{u,s,n}(t)$$

۴- ظرفیت کانال MIMO

کانال MIMO با رابطه‌ی ورودی-خروجی نشان داده شده در معادله (۳) توصیف می‌شود؛ که $\mathbf{x}$ و $\mathbf{y}$ به ترتیب بردارهای ارسالی و دریافتی با ابعاد n_t و n_r و $\mathbf{w}$ نویز گوسی با میانگین صفر و واریانس N_0 است. برای سادگی، از تغییرات زمانی کانال صرف‌نظر شده است.

$$\mathbf{y}=\mathbf{H}\mathbf{x}+\mathbf{w} \quad (۳)$$

ابعاد ماتریس کانال برابر $n_r\times n_t$ و h_{ij} بهره‌ی کانال بین j امین آنتن فرستنده و i امین آنتن گیرنده است. در این بخش، ظرفیت بوسیله‌ی تجزیه‌ی ماتریس کانال به گروهی از زیر کانال‌های موازی و مستقل محاسبه می‌شود. با استفاده از مقادیر ویژه[۳۱] (SVD)، ماتریس کانال مطابق معادله (۴) تجزیه می‌شود که $\mathbf{U}$، $\mathbf{V}$ و $\mathbf{\Lambda}$ به ترتیب ماتریس‌هایی با ابعاد $n_r\times n_r$، $n_t\times n_t$ و $n_r\times n_t$ هستند. همچنین، $\mathbf{\Lambda}$ ماتریسی مستطیلی است که عناصر قطر اصلی آن مقادیر ویژه‌ی ماتریس $\mathbf{H}$ است که به صورت $\lambda_1\geq\lambda_2\geq\cdots\geq\lambda_{n_{\min}}$, $n_{\min}:=\min(n_t,n_r)$ مرتب می‌شوند و بقیه عناصر آن برابر صفر می‌باشند.

$$\mathbf{H}=\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^{*} \quad (۴)$$

تبدیل SVD، کانال MIMO را به $n_{\min}$ کانال موازی و مستقل تجزیه می‌کند؛ بنابراین، ظرفیت کانال از جمع ظرفیت کانال‌های مستقل بدست می‌آید. تعداد کانال‌های موازی برابر تعداد مقادیر ویژه‌ی غیر صفر ماتریس $\mathbf{H}$ است که کمتر یا مساوی $n_{\min}$ می‌باشد.

طبق معادله (۵)، ظرفیت کانال MIMO با استفاده از مقادیر ویژه‌ی بدست آمده، محاسبه می‌شود [۲].

$$C=\sum_{i=1}^{n_{\min}}\log\left(1+\frac{P_i^{*}\lambda_i^2}{N_0}\right)\quad \text{bits/s/Hz} \quad (۵)$$

$$P_i^{*}=\left(\mu-\frac{N_0}{\lambda_i^2}\right)^{+}$$

در معادله ۵، مقادیر $P_1^{*},\ldots,P_{n_{\min}}^{*}$ توان‌های واترفیلینگ[۳۲] هستند. توان‌ها، طوری انتخاب می‌شوند که ماکزیمم ظرفیت را

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]

بوجود آورند؛ از μ برای مشخص کردن مجموع توان ارسالی بر روی آنتن‌های فرستنده ($\sum_i P_i^* = P$) استفاده می‌شود. هر λ_i، متناظر با یک حالت ویژه از کانال است؛ به طوریکه هر حالت ویژه‌ی مخالف صفر کانال، یک رشته از اطلاعات را پشتیبانی می‌نماید.

۵- بررسی فاصله‌ی بین آنتن‌ها

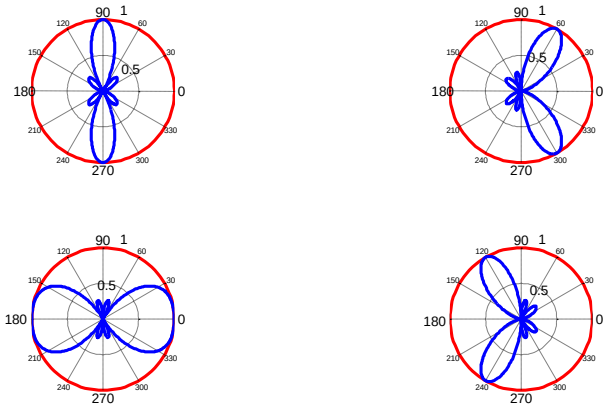
طبق مرجع [۲]، سیگنال دریافتی از زاویه‌ی φ_r، بردار مشخصه‌ای برابر $\mathbf{e_r}(\Omega)$ دارد که در معادله (۶) بیان شده است.

$$\mathbf{e_r}(\Omega) := \frac{1}{\sqrt{n_r}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi\Delta_r\Omega) \\ \exp(-j2\pi 2\Delta_r\Omega) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(n_r-1)\Delta_r\Omega) \end{bmatrix} \qquad (۶)$$

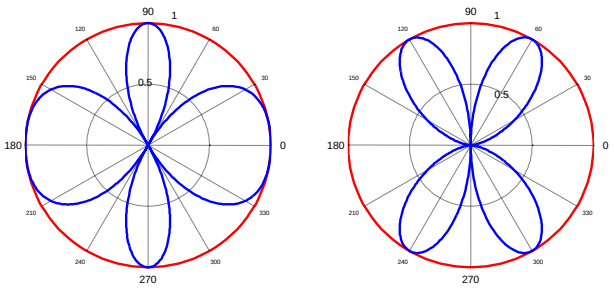
در معادله (۶)، n_r تعداد آنتن‌های گیرنده، Δ_r فاصله‌ی نرمالیزه‌ی بین آنتن‌های گیرنده (نرمالیزه به طول موج حامل) و $\Omega := \cos\varphi$ است. در این صورت، فاصله‌ی بین آنتن‌های گیرنده برابر $\Delta_r\lambda_c$ می‌باشد. بردار مشخصه‌ی $\mathbf{e_r}(\Omega)$ شکلی قطبی دارد. در سمت گیرنده، سیگنال دریافتی از مسیرهایی که بردارهای مشخصه‌ی آنها بر هم عمود است، از همدیگر قابل تفکیک هستند و درجه‌ی آزادی سیستم را افزایش می‌دهند؛ ولی گیرنده نمی‌تواند سیگنال‌هایی که بردار مشخصه‌ی یکسانی دارند را از همدیگر تفکیک نماید. در گیرنده، تعداد n_r بردار پایه‌ی نرمال و متعامد مطابق با معادله (۷) تعریف می‌شود که این بردارها تمام زوایای اطراف گیرنده را تحت پوشش قرار می‌دهند [۴، ۱۵].

$$S_r := \left\{ \mathbf{e}_r(0), \mathbf{e}_r\left(\frac{1}{L_r}\right), \ldots, \mathbf{e}_r\left(\frac{n_r-1}{L_r}\right) \right\} \qquad (۷)$$

بردارهای پایه‌ی نشان داده شده در معادله (۷)، به ازای $L_r = 2$ و $n_r = 4$ در شکل (۳) نشان داده شده‌اند؛ که مطابق شکل (۳)، با ازای $\Delta_r = 0.5$ هر کدام از بردارهای پایه یک جفت لوب اصلی[۳۳] دارند. به عنوان مثال، دو سیگنال دریافتی از زوایای ۹۰ درجه و ۶۰ درجه بردارهای مشخصه‌ی متفاوتی دارند؛ پس این دو سیگنال بر همدیگر عمودند و گیرنده قادر به تفکیک آنها خواهد بود. در شکل (۴)، $L_r = 2$ و $n_r = 2$ است ($\Delta_r > 0.5$)؛ بعضی از بردارهای پایه، بیشتر از یک لوب اصلی دارند و بنابراین، دو سیگنال دریافتی از زوایای ۰ درجه و ۹۰ درجه بردار مشخصه‌ی یکسانی دارند؛ پس گیرنده قادر به تفکیک آنها نخواهد بود و این دو سیگنال هیچ درجه‌ی آزادی را برای سیستم فراهم نمی‌آورد. شکل (۵)، به ازای $L_r = 2$ و $n_r = 8$ رسم شده است ($\Delta_r < 0.5$) و همان‌طور که مشاهده می‌شود، بعضی از بردارهای پایه، لوب اصلی ندارند. از این رو، فقط در حالتی که فاصله بین آنتن‌ها برابر نصف طول موج است، یک تناظر یک به یک بین نواحی زاویه‌ای اطراف گیرنده و بردارهای پایه وجود دارد.

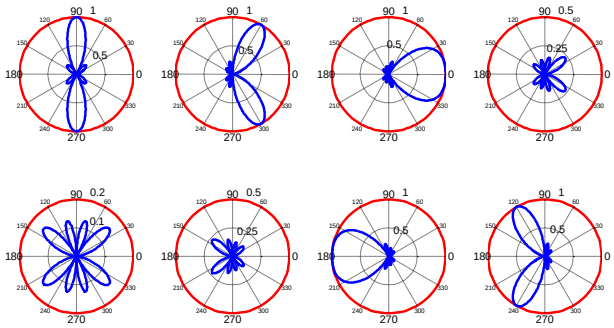


شکل (۳): الگوی آنتن گیرنده به ازای $L_r = 2, n_r = 4$



شکل (۴): الگوی آنتن گیرنده به ازای $L_r = 2, n_r = 2$

در الگوی آنتن‌ها، عرض لوب اصلی برابر $2/L_r$ است که پهنای پرتو نیز نامیده می‌شود. آرایه‌های با طول L_r بزرگتر، پرتوی باریکتر و دقت زاویه‌ای بیشتر دارند که این ویژگی را می‌توان به ازای $\Delta_r = 0.5$ و طول‌های $L_r = 2$ و $L_r = 4$ در شکل (۶) مشاهده نمود.



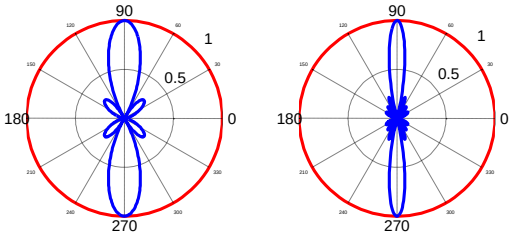
شکل (۵): الگوی آنتن گیرنده به ازای $L_r = 2, n_r = 8$

در ادامه، اثر تغییر فاصله‌ی بین آنتن‌ها بر روی درجه‌ی آزادی بررسی می‌شود. فاصله‌ی بین آرایه‌ها را برای دو حالت

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol13 No.2 Summer 2016

بررسی می‌کنیم؛ ابتدا طول آرایه‌های آنتنی L_t و L_r را ثابت در نظر گرفته و فاصله‌ی بین آنتن‌ها تغییر می‌کند (تعداد المان‌های آنتن تغییر می‌کند) و در مرحله‌ی بعد، تعداد آنتن‌ها را ثابت در نظر می‌گیریم و با افزایش و یا کاهش فاصله‌ی بین آنتن‌ها، به بررسی درجه‌ی آزادی برای طول‌های متفاوتی از آرایه‌های فرستنده و گیرنده می‌پردازیم.



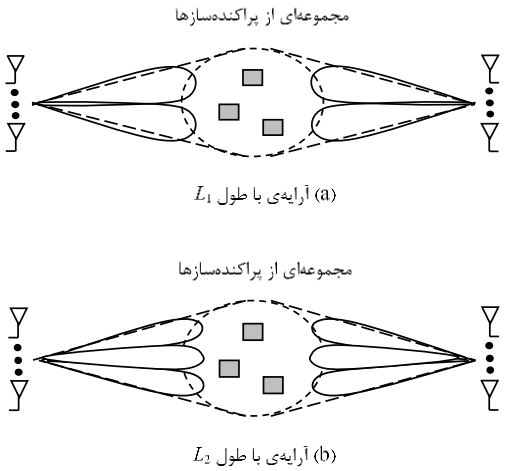
$L_r = 2, n_r = 4$ (a) $L_r = 4, n_r = 8$ (b)

شکل (۶): الگوی آنتن به ازای $\Delta_r = 0.5$ و طول متغیر

برای آرایه‌ی آنتنی با طول L_r، الگوهای شکل‌دهی پرتو[۳۴] (BF) متناظر با بردارهای پایه‌ی $\left\{\mathbf{e_r}\left(k/L_r\right)\right\}$، همگی پهنای پرتوی برابر با $2/L_r$ دارند، در نتیجه، سیگنال دریافتی از مسیرهای متناظر با یک بردار پایه، با افزایش المان‌های آنتن در یک طول ثابت، از همدیگر تفکیک نمی‌شوند. بنابراین در یک طول ثابت L_r، ماکزیمم قابلیت تفکیک‌پذیری سیگنال‌های دریافتی فقط به ازای $\Delta_r = 1/2$ حاصل می‌شود؛ چون تنها در این حالت است که هر کدام از بردارهای پایه یک لوب اصلی دارند. پس افزایش بیش از حد آنتن‌ها در یک طول ثابت به طوری‌که فاصله‌ی نرمالیزه شده‌ی بین آنتن‌ها از نصف طول موج بیشتر شود سبب افزایش قابلیت تفکیک‌پذیری سیگنال‌های دریافتی نخواهد شد.

افزایش فاصله‌ی بین آنتن‌ها، در حالی‌که تعداد المان‌های آرایه‌ی آنتنی ثابت بماند، راهی برای کاهش پهنای بیم الگوی BF بردارهای پایه می‌باشد. اگر محیط پراکندگی طوری باشد که سیگنال دریافتی از همه جهت به گیرنده برسد، آنگاه افزایش فاصله‌ی بین آنتن‌ها، مقدار درجه‌ی آزادی را افزایش نمی‌دهد؛ ولی اگر پراکندگی به صورت یک مجموعه در یک جهت مشخص قرار بگیرد، افزایش طول آرایه، امکان دریافت سیگنال پراکنده شده را در نواحی زاویه‌ای متناظر با بردارهای پایه‌ی متفاوت فراهم می‌سازد، بنابراین باعث افزایش درجه‌ی آزادی خواهد شد (شکل (۷)).

در یک BS که بر روی یک برج مرتفع قرار دارد، به طوری‌که تعداد پراکنده‌سازهای کمی در اطراف آن وجود داشته باشد، مقدار AS کم است و بنابراین برای افزایش درجه‌ی آزادی کانال، بایستی آنتن‌ها به فاصله‌ی زیادی از همدیگر قرار بگیرند تا طول آرایه افزایش یابد.



شکل (۷): افزایش طول آرایه وقتی که پراکنده‌سازها در یک جهت مشخص قرار دارند ($L_2 > L_1$).

در فرستنده نیز تعداد n_t بردار پایه‌ی نرمال و متعامد مطابق با معادله (۸) تعریف می‌شود که این بردارها تمام زوایای اطراف فرستنده را تحت پوشش قرار می‌دهند. تمام مطالب بیان شده برای بردارهای پایه‌ی سمت گیرنده، در مورد بردارهای پایه‌ی سمت فرستنده نیز برقرار است.

$$S_t := \left\{\mathbf{e}_t(0), \mathbf{e}_t\left(\frac{1}{L_t}\right), \ldots, \mathbf{e}_t\left(\frac{n_t - 1}{L_t}\right)\right\} \qquad (۸)$$

۶- پیاده‌سازی نرم‌افزاری

با استفاده از پارامترها و معادلات ذکر شده در بخش ۳، به پیاده‌سازی نرم‌افزاری مدل SCM می‌پردازیم و ظرفیت را با استفاده از معادله (۵) برای Δ_r و Δ_t متفاوت، محاسبه و با همدیگر مقایسه می‌کنیم. در نهایت، نتایج حاصل از شبیه‌سازی کانال را با نتایج تئوری مطرح شده در بخش ۴ و ۵ مقایسه خواهیم کرد. نوع محیط استفاده شده در این پیاده‌سازی، Suburban macrocell است. پارامترهای وابسته به این محیط عبارتند از: AS در BS، AS در MS، طیف توان سمت φ[۳۵] (PAS)، Ω_{BS}، Ω_{MS}، $\Phi_{n,m}$ و مدل تلفات مسیر که مقادیر آنها در جدول ۱ نشان داده شده است.

چون با هر دفعه اجرای برنامه، محل پراکنده‌سازها و همچنین بعضی از پارامترهای کانال تغییر می‌کنند، برای محاسبه‌ی ظرفیت سیستم بایستی بر روی تعداد دفعات زیاد اجرای برنامه، میانگین گرفته شود. نتایج این بخش به ازای ۱۰۰

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]

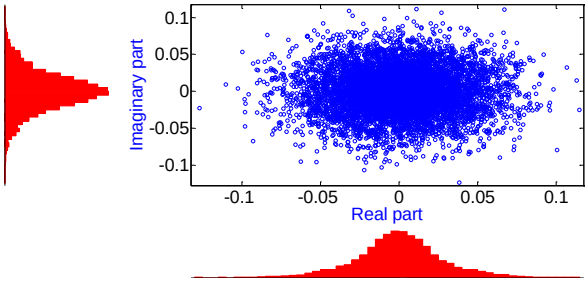
بار اجرای برنامه و میانگین‌گیری بر روی مقادیر، محاسبه شده است. مقادیر سایر پارامترهای استفاده شده در این پیاده‌سازی، در جدول ۱ بیان شده است.

جدول (۱): مقادیر پارامترهای استفاده شده در شبیه‌سازی

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
f_c	۱۹۰۰×۱۰^۶ Hz	M	۲۰
θ_v	U(۰،۳۶۰)	S	۴
AS در BS	۲ درجه	U	۴
AS در MS	۳۵ درجه	الگوی آنتن BS	۳ بخشی در هر سلول
PAS	توزیع لاپلاس	الگوی آنتن MS	همه جهته
Ω_{MS},Ω_{BS}	U(۰،۳۶۰)	بهره‌ی آنتن MS	۰ dB
$\Phi_{n,m}$	U(۰،۳۶۰)	بهره‌ی آنتن BS	[۶]
N	۶	مدل تلفات مسیر	$31.5+35\log_{10}(d)$ [۶]

هیستوگرام بخش حقیقی و موهومی ضرایب کانال، در شکل (۸) نشان داده شده است؛ همان‌طور که در شکل نیز مشاهده می‌شود، ضرایب کانال، توزیع گوسی حول مقدار صفر دارند.

در شکل (۹)، ظرفیت کانال MIMO 4×4 به ازای فاصله‌ی بین آنتن‌های گیرنده ($r_u = \Delta_r \lambda_c$) برابر 0.5λ و تغییر فاصله‌ی بین آنتن‌های فرستنده ($r_s = \Delta_t \lambda_c$) رسم شده است. مطابق با آنچه که در بخش ۴ بیان شد، چون مقدار AS در سمت BS کم است، انتظار می‌رود با افزایش r_s، ظرفیت افزایش یابد؛ که صحت آن را می‌توان در شکل (۹) مشاهده نمود. نمودار تابع توزیع تجمعی شکل (۹)، در شکل (۱۰) نشان داده شده است.

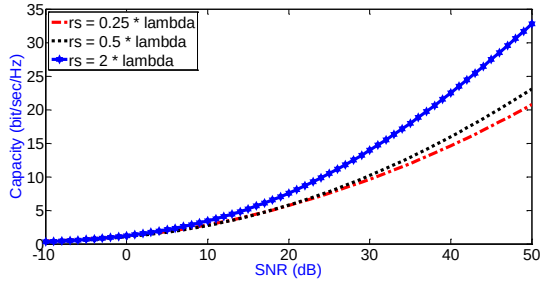


شکل (۸): هیستوگرام ضرایب کانال

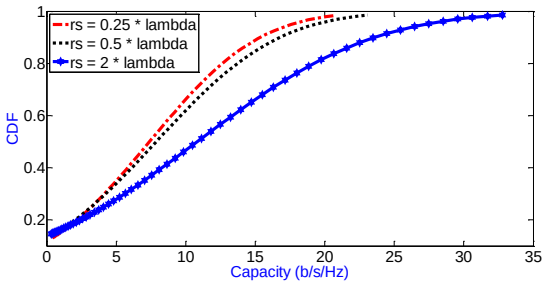
همچنین، مقدار AS در سمت MS زیاد است و طبق آنچه که در بخش ۴ بیان شد، بایستی با افزایش فاصله‌ی بین آنتن‌های گیرنده، در حالی که فاصله‌ی بین آنتن‌های فرستنده ثابت است، تغییر چندانی در ظرفیت ایجاد نشود؛ که صحت این مطلب، در شکل (۱۱) قابل مشاهده است. نمودار تابع توزیع تجمعی شکل (۱۱) در شکل (۱۲) نشان داده شده است.

۷- نتیجه‌گیری

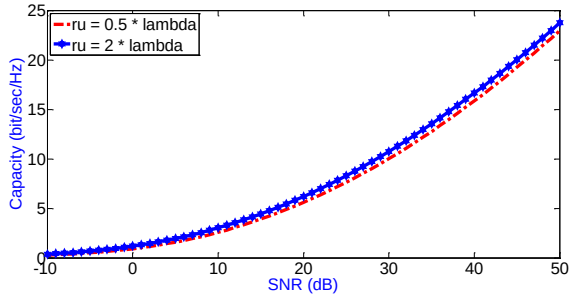
در مدل SCM به دلیل اینکه ارتفاع آنتن ایستگاه پایه زیاد است، پراکنده‌سازهای کمی در اطراف آن قرار دارند و در نتیجه مقدار AS در سمت BS کم است. اما پراکنده‌سازهای بسیاری اطراف کاربر موبایل را فراگرفته‌اند و در نتیجه مقدار AS در سمت MS زیاد است.



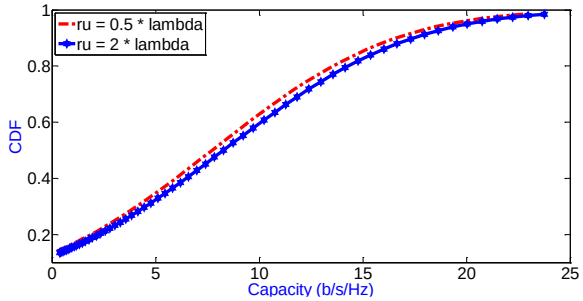
شکل (۹): ظرفیت کانال MIMO 4×4 برای فاصله‌ی بین آرایه‌ی آنتنی متغیر در سمت BS ($r_u = 0.5\lambda$)



شکل (۱۰): نمودار تابع توزیع تجمعی ظرفیت کانال MIMO 4×4 برای فاصله‌ی بین آرایه‌ی آنتنی متغیر در سمت BS ($r_u = 0.5\lambda$)



شکل (۱۱): ظرفیت کانال MIMO 4×4 برای فاصله‌ی بین آرایه‌ی آنتنی متغیر در سمت MS ($r_s = 0.5\lambda$)



شکل (۱۲): نمودار تابع توزیع تجمعی ظرفیت کانال MIMO 4×4 برای فاصله‌ی بین آرایه‌ی آنتنی متغیر در سمت MS ($r_s = 0.5\lambda$)

بنابراین، افزایش طول آرایه‌ی آنتن در سمت BS سبب افزایش درجه‌ی آزادی سیستم می‌شود؛ ولی افزایش طول آرایه‌ی آنتن در سمت MS تأثیری در افزایش درجه‌ی آزادی سیستم

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol13 No.2 Summer 2016

نخواهد داشت. نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل مذکور نیز نشان دادند که در مدل SCM به دلیل اینکه مقدار AS در سمت کاربر موبایل زیاد ولی در سمت ایستگاه پایه کم است، با افزایش فاصله‌ی بین آنتن‌های BS ظرفیت سیستم افزایش می‌یابد؛ ولی با تغییر فاصله‌ی بین آنتن‌های MS ظرفیت سیستم تقریباً ثابت است.

مراجع

[۱] زراعتکارمقدم. جواد، ندا. ناصر، قاضی‌زاده. رضا، "مدل‌سازی دو بعدی کانال‌های چند ورودی-چند خروجی با آرایه‌های قطبی‌شده"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال یازدهم، شماره دوم، پاییز و زمستان ۱۳۹۳.

[2] D. Tse, P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication, Cambridge University Press, 2005.

[3] H. Jafarkhani, "Space Time Coding: Theory and Practice", Cambridge Univercity Press, New York, 2005.

[4] V. Rivera-Alvarez, D. Torres-Roman, V. Kontorovitch, "on MIMO Space Time Coded Systems: Unleashing the Spatial Domain", 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), pp. 467-470, September, 2005.

[5] D. M. Sacristan, J. F. Monserrat, J. C. Penuelas, D. Calabuing, S. Garrigas, N. Cardona, "On the Way towards Fourth-Generation Mobile: 3GPP LTE and LTE-Advanced", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2009.

[6] Q. Li, G. Li, W. Lee, M. Lee, D. Mazzarese, B. Clerckx, Z. Li, "MIMO Techniques in WiMAX and LTE: A Fearture Overview", IEEE Communications Magazine, Vol. 48, No. 5, pp. 86-92, 2010.

[7] J. Lee, J. K. Han, J. Zhang, "MIMO Technologies in 3GPP LTE and LTE-Advanced", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2009.

[8] P. Greisen, S. Haene, A. Burg, "Simulation and Emulation of MIMO Wireless Baseband Transceivers", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2010.

[9] F. Khan, LTE for 4G Mobile Broadband, Cambridge University Press, pp. 448-466, 2009.

[10] Lucent. MIMO system level channel model. TSG_R WG1 document TSGR1(02)0326, Espoo Finland.

[11] SCM-132, Spatial Channel Model Text Description V6.0, Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2), April 22 2003.

[12] C. X. Wang, X. Hong, H. Wu, W. Xu, "Spatial-Temporal Correlation Properties of the 3GPP Spatial Channel Model and the Kronecker MIMO Channel Model", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, pp. 1-9, 2007.

[13] G. Calcev, D. Chizhik, B. Goransson, S. Howard, H. Huang, A. Kogiantis, A. F. Molisch, A. L. Moustakas, D. Reed, H. Xu, "A Wideband Spatial Channel Model for System-Wide Simulations", IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 5, No. 2, pp. 389-403, 2007.

[14] P.J. Smith, M. Shafi, "The Impact of Complexity in MIMO Channel Models", IEEE Conf. on Communications, New Zealand, Vol. 5, pp. 2924-2928, 2004.

[۱۵] راشد محصل. جلیل، محمدپور اقدم. کریم، فرجی دانا. رضا، "طراحی، شبیه‌سازی و ساخت آنتن مسطح سینوسی با پلاریزاسیون دوگانه در محدوده فرکانسی ۲-۱۸ GHz"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال اول، شماره سوم، زمستان ۱۳۸۳.

زیرنویس‌ها

[1] Diversity
[2] Multiple Input Multiple Output
[3] Degree of freedom
[4] Long Term Evolution
[5] Worldwide Interoperability for Microwave Access
[6] Base Station
[7] Wideband Code Division Multiple Access/ High-Speed Packet Access
[8] enhanced Node B
[9] Orthogonal Frequency Division Multiplexing
[10] Hybrid Automatic Repeat reQuest
[11] LTE Uplink
[12] Single Carrier Frequency Division Multiple Access
[13] Cyclic Prefix
[14] LTE Downlink
[15] Quadrature Phase Shift Keying
[16] Quadrature Amplitude Modulation
[17] Universal Mobile Telecommunications System
[18] Frequency Division Duplex
[19] Time Division Duplex
[20] Fading
[21] Multipath Delay Spread
[22] Space-Time Precoding
[23] Ray-tracing Model
[24] Correlation Model
[25] Scattering Model
[26] Spatial Channel Model
[27] Delay Spread
[28] Angle Spread
[29] Shadow Fading
[30] Mobile Station
[31] Singular Value Decomposition
[32] Waterfilling
[33] Main Lobe
[34] Beamforming
[35] Power Azimuth Spectrum

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-30]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1395.13.2.2.8]