

محاسبه ظرفیت کانال انتشار ارتباطات بی سیم در محیط‌های شهری با استفاده از روش تئوری یکنواخت پراش

علی تجویدی^۱، استادیار، محمدعلی پورمینا^۲، دانشیار و افروز حق‌بین^۳، استادیار

۱- گروه مهندسی برق - واحد بندرعباس، دانشگاه آزاد اسلامی - بندرعباس - ایران tajvidy@iauba.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - واحد علوم و تحقیقات، دانشگاه آزاد اسلامی - تهران - ایران pourmina@srbiau.ac.ir

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - واحد علوم و تحقیقات، دانشگاه آزاد اسلامی - تهران - ایران a.haghibin@srbiau.ac.ir

چکیده: امروزه به علت مزایای بسیار سیستم‌های MIMO^۱ استفاده از آن در بسیاری از سیستم‌های مخابراتی افزایش یافته است. در سیستم‌های مخابرات سیار نسل چهارم کیفیت خدمات باید بسیار بالا باشد تا بتواند ارتباطات ویدئویی در هرکجا و هرزمان که لازم باشد برقرار سازد. برای اینکه این سیستم‌ها بتوانند به این نیاز پاسخ دهند، از فناوری MIMO استفاده می‌کنند. عملکرد سیستم‌های مخابراتی سیار، بسیار به کانال رادیویی آن وابسته است، در نتیجه پیش‌بینی مشخصات انتشار بین دو آنتن اهمیت زیادی در طراحی شبکه‌های مخابراتی دارد. در این مقاله، با استفاده از روش معین تئوری یکنواخت پراش UTD^۲ ابتدا کانال رادیویی بین فرستنده و گیرنده را به‌طور دقیق پیش‌بینی و ماتریس کانال MIMO با استفاده از آن استخراج می‌شود. روش معین UTD این امکان را می‌دهد که بدون نیاز به اندازه‌گیری‌های وقت‌گیر و پرهزینه، عملکرد سیستم‌های مختلف MIMO را در محیط شهری بررسی شود. همچنین در این مقاله با استفاده از ماتریس کانال انتشار، ظرفیت کانال انتشار محاسبه شده و با مقایسه با نتایج اندازه‌گیری، صحت کار تئوری تأیید می‌شود.

واژه‌های کلیدی: انتشار امواج، تئوری یکنواخت پراش، سیستم‌های چندرودی و چندخروجی، ظرفیت کانال، محیط شهری

Calculation of Propagation Channel Capacity for Wireless Communications Using Uniform Theory of Diffraction in Urban Areas

Ali Tajvidy, Assistant Professor¹, Mohammad Ali Pourmina, Associate Professor², Afroz Haghibin, Assistant Professor³

1- Faculty of Electrical Engineering, Bandar Abbas Branch, Islamic Azad University, Bandar Abbas, Iran, Email: tajvidy@iauba.ac.ir

2- Faculty of Electrical Engineering, Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran, Email: pourmina@srbiau.ac.ir

3- Faculty of Electrical Engineering, Science and Research Branch, Islamic Azad University, Tehran, Iran, Email: a.haghibin@srbiau.ac.ir

Abstract: In recent years, the use of MIMO systems has been increased dramatically in telecommunication systems, because of their important advantages. In the 4GPP systems, the quality of service should be very high to provide video communications everywhere and every time. The MIMO technology can answer to this requirement. The performance of mobile communication systems is much related to the radio channel. Hence, the prediction of propagation characteristics between both antennas is important in wireless networks. In this paper, the radio channel is predicted between the transmitter and receiver by the use of Uniform Theory of Diffraction (UTD) and extract MIMO channel matrix. The UTD method helps that without the need for expensive measurements, the performance of MIMO systems are investigated. Moreover, the channel capacity is calculated using the channel matrix. To validate our proposed model, the simulation results are compared with the experimental data. There are good agreements between the measurements and the result obtained from the proposed model which justifies the theoretical work.

Keywords: Channel capacity, multiple input multiple output, propagation, urban areas, uniform theory of diffraction.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۵/۰۲

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۰۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۹/۱۳

نام نویسنده مسئول: علی تجویدی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - بندرعباس - بلوار دانشگاه - دانشگاه آزاد اسلامی، واحد بندرعباس - گروه مهندسی برق

۱- مقدمه

طراحی بهینه سیستم‌های مخابرات سیار بدون داشتن تخمین دقیقی از خصوصیات انتشار امواج میسر نیست. امروزه مهم‌ترین و گسترده‌ترین سیستم‌های ارتباطی در جهان مخابرات سیار است. به‌طوری‌که با پیدایش نسل‌های جدید همانند نسل‌های سوم و چهارم موضوع انتشار امواج از جمله اثر افت انتشار، تأخیر گروهی، اعوجاج دامنه، اعوجاج فاز، اثر انتشار چندمسیره، اثر انعکاس، اثر اختلاف فاز و اثر پراکندگی موج ایجاد شده بر اثر موانع موجود در مسیر انتشار، خصوصاً سیستم‌های دیجیتال که حساسیت بیشتر نسبت به اعوجاج محیط از خود نشان می‌دهند، نمایانگر خواهد شد.

بنابراین به دست آوردن تخمین مناسبی از چگونگی انتشار امواج در محیط‌های شهری نیاز اصلی طراحان این سیستم‌ها است، به بیان دیگر، یک طراح برای تعیین مناسب‌ترین مکان برای هر ایستگاه پایه، توان ارسالی بهینه ایستگاه‌های پایه، مناسب‌ترین آرایش برای سلول‌های پوشیده محیط و عرض باند سیستم باید بداند که برای موقعیت‌های مختلف هر آنتن، شدت میدان دریافتی در نقاط مختلف محیط چه خصوصیات آماری و مقادیر مطلقی می‌تواند داشته باشد. با توجه به فرکانس سیستم‌های مخابراتی سیار و پیچیدگی زیاد هندسی محیط‌های شهری به دلیل وجود موانع ثابت و متحرک مختلف، پیش‌بینی انتشار امواج در این‌گونه محیط‌ها با استفاده از روش‌های دقیق مانند حل مستقیم معادله موج، روش‌های عددی مثل $FDTD^2$ روش ممان و روش تفاضل محدود ممکن نیست، از این‌رو استفاده از روش‌های مجانبی مانند تئوری یکنواخت پراش UTD که خود نگارش بهبودیافته‌ای از تئوری هندسی پراش GTD^4 است، بهترین راه‌حل برای پیش‌بینی انتشار امواج در محیط‌های شهری است. در گذشته برای مدل نمودن افت انتشار امواج در محیط‌های شهری از روش‌های تجربی استفاده می‌کردند. در این روش‌ها، از داده‌های اندازه‌گیری شده در یک محیط و به دست آوردن پارامترهای محیط انتشار استفاده می‌گردید. روش‌های تجربی اگرچه ساده بوده و از معادلات نسبتاً ساده‌ای پیروی می‌کنند، چون در محاسبه ضرایب موانع موجود در محیط به درستی عمل نمی‌کردند، عموماً در سلول‌های کوچک دارای خطا بودند. بنابراین در چند سال اخیر محققان سعی در یافتن روش‌های جدیدی در سلول‌های کوچک بوده‌اند که حاصل تلاش آن‌ها پیدایش روش نور هندسی و ضرایب پراش بوده است. به‌طوری‌که در چند سال اخیر اغلب آن‌ها سعی در به‌کارگیری این روش‌ها برای مدل نمودن داشته‌اند.

امروزه در سیستم‌های مخابراتی استفاده از $MIMO$ با توجه به مزایای آن یک امر بدیهی است. استفاده از سیستم $MIMO$ این امکان را به ما می‌دهد که ظرفیت سیستم را بدون افزایش پهنای باند بهبود بخشیم و سرعت ارسال داده را افزایش دهیم. اما کیفیت سیستم به کانال انتشار آن به شدت وابسته است و اجرای الگوریتم‌های پردازش سیگنال و روش‌های کدینگ در سیستم‌های $MIMO$ به ظرفیت کانال وابسته است.

از این‌رو برای دستیابی به مزایا و مشکلات این الگوریتم‌ها به یک مدل مناسب از کانال انتشار نیاز است. بنابراین پیدا کردن چنین مدلی کمک می‌کند که مدولای سیون و کدینگ مناسبی برای سیستم مورد نظر انتخاب شود.

اولین تحقیقات بر روی ظرفیت کانال $MIMO$ بر این اساس بود که هم در گیرنده و هم در فرستنده محیط پراکنش است و فرض می‌شود ماتریس کانال H به‌خوبی توسط ضرایب h_{ij} مدل می‌شود و این زیرکانال‌ها متغیرهای تصادفی گوسی هستند که به‌طور مستقل و مساوی توزیع شده بودند. به‌طور تجربی اثبات شده است که در اغلب محیط‌های روستایی، درون شهری و درون ساختمانی با پیکربندی آنتن بافاصله مناسب همبستگی بین کانال‌ها همچنان وجود دارد و موجب کاهش زیاد ظرفیت سیستم $MIMO$ می‌شود [۱-۳] و بر رفتار کدهای فضا زمان تأثیر می‌گذارد [۴]. این امر منجر به توسعه مدل‌های متفاوت زمان مکانی شد که اثر همبستگی را در نظر می‌گرفتند. در [۳] همبستگی بین المان‌های آرایه‌های فرستنده و گیرنده به‌واسطه یک بسط از مدل حلقه‌ای که در ابتدا به‌وسیله جیکر [۵] بنا نهاده شد، مدل گردید. این مدل برای موقعیت‌های بیرون ساختمانی زمانی که آنتن فرستنده در مکانی قرار دارد که پراکنده‌گرهای فراوانی در اطرافش وجود ندارند، معتبر است. این مدل باز هم بهبود یافت [۶] و موقعیت دید مستقیم نیز در آن لحاظ گردید. مدل‌های ارائه شده در [۳، ۶] بر اساس ملاحظات هندسی بنا نهاده شده و برای مدل‌های آماری نیز یک مرجع مناسب بود، اما پیش‌فرض آن‌ها بر توزیع آماری پراکنده‌گرها در اطراف آرایه‌ها بود. از دید ایجاد مدل‌های آماری، مدل کرونگر [۷] می‌بایست به‌عنوان یکی از مهم‌ترین مدل‌ها در تحلیل اثرات همبستگی کانال، در نظر گرفته شود. در محیط‌های درون ساختمانی آنتن گیرنده در محیطی پراکنش احاطه شده است. معمولاً فرض بر این است که در هر دو طرف فرستنده و گیرنده مسیرهای امواج دریافتی به‌طور یکنواخت توزیع شده است و در نتیجه همبستگی بین زیرکانال‌ها پایین است [۸]. هرچند که در چندین تحقیق با استفاده از اندازه‌گیری نشان داده شده است که در بعضی از موقعیت‌ها همبستگی بالاست [۹]. برای محیط‌های شهری [۱۰-۱۲] با استفاده از روش‌های ردیابی پرتو کانال را مدل‌سازی کرده و سپس بر حسب زوایای ورود امواج به آنتن‌ها و زمان رسیدن آن‌ها ظرفیت کانال را مشخص کرده‌اند.

مدل‌های جدیدی که برای تحلیل سیستم‌های $MIMO$ ارائه شده‌اند، اغلب مدل‌های آماری هستند که خود به دو دسته تقسیم می‌شوند. دسته اول مدل‌های آماری هستند که روابط آن‌ها بر اساس داده‌های اندازه‌گیری به دست می‌آیند و دقت مناسبی دارند. اما به دلیل اینکه روابط مدل از داده‌های اندازه‌گیری در یک محیط خاص به دست آمده‌اند در محیط‌های دیگر دقت مناسب را ندارند. دسته دوم مدل‌های آماری هستند که در آن‌ها فرض می‌شود که ماتریس کانال انتشار توسط زیرکانال‌هایی که متغیرهای تصادفی هستند و به‌طور مستقل و مساوی توزیع شده‌اند مدل می‌شوند. مشکل این مدل‌ها این است که

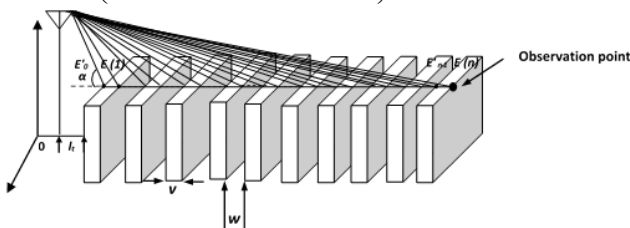
می شوند. شکل ۱ تمام پرتوهایی را که می توانند در میدان دریافتی در نقطه مشاهده سهمیم باشند، نمایش می دهد.

به علت اینکه فاصله فرستنده و گیرنده در میکروسلولها نزدیک است، در این مدل امواج به صورت کروی در نظر گرفته می شوند. تفاوت تقریب کروی با صفحه ای در مقادیر پارامتر فاصله و فاکتور واگرایی است که در معادلات ذیل لحاظ شده است. همچنین زاویه برخوردی α برای تمامی پرتوها محاسبه گردیده است. از این رو، اگر تنها یک ساختمان میان فرستنده و گیرنده وجود داشته باشد، میدان دریافتی در نقطه مشاهده برابر است با:

$$E(1) = E'_0 \left[\frac{r' e^{-jk(r-r')}}{r} + \sqrt{\frac{r'}{v(r'+v)}} D_x e^{-jkv} \right] \quad (2)$$

رابطه فوق از دو مؤلفه تشکیل شده است که مؤلفه اول ناشی از میدان مسیر مستقیم است و مؤلفه دوم میدان پراش یافته است. پارامتر r فاصله بین لبه دوم ساختمان و آنتن فرستنده است. در این رابطه D_x ضریب پراش به صورت زیر تعریف می شود:

$$D_x = D \left(\phi = \frac{3\pi}{2}, \phi' = \frac{\pi}{2} + \alpha, L = \frac{r' \cdot v}{r' + v} \right) \quad (3)$$



شکل ۱: مدل ارائه شده برای پراش چندگانه در یک میکروسلول. $D(\phi, \phi', L)$ ضریب پراش برای یک گوه دی الکتریک محدود است [۱۵]. برای تعداد ساختمانها $n \geq 2$ طبق ذیل مشخص می شود [۱۲]:

$$E(n) = \frac{1}{2n-1} \left\{ \sum_{m=0}^{n-1} E'_m \left[\frac{r'_m e^{-jk(r-r'_m)}}{r_n} + \sqrt{\frac{s'_y}{s_y(s_y+s'_y)}} D_y e^{-jks_y} \right] + \sum_{p=1}^{n-1} E(p) \left[\frac{r'_p e^{-jk(r-r'_p)}}{r_n} + \sqrt{\frac{s'_z}{s_z(s_z+s'_z)}} D_z e^{-jks_z} \right] \right\} \quad (4)$$

تعریف پارامترهای استفاده شده در رابطه فوق به شرح ذیل است [۱۲]:

$$r_n = \sqrt{(n(v+w) - w + l_t)^2 + h_{tb}^2} \quad (5)$$

$$r'_m = \sqrt{(m(v+w) + l_t)^2 + h_{tb}^2} \quad (6)$$

$$r'_p = \sqrt{(p(v+w) - w + l_t)^2 + h_{tb}^2} \quad (7)$$

$$s_y = (n-m)(v+w) - w \quad (8)$$

$$s'_y = (m(v+w) + l_t) / \cos \alpha_m \quad (9)$$

$$\alpha_m = \text{Arc tan}(h_{tb} / (m(v+w) + l_t)) \quad (10)$$

$$s_z = (n-p)(v+w) \quad (11)$$

$$s'_z = (v + (p-1)(v+w) + l_t) / \cos \alpha_p \quad (12)$$

مختصات منحصر به فرد هر محیط انتشار را نمی توانند لحاظ کنند. برای مثال تأثیر جنس ساختمانها در این مدلها قابل بررسی نیست. این یک مشکل اساسی است چون که در یک خط ارتباطی ساختمانها قسمت موثری از کانال انتشار هستند و تأثیر بسیاری در سیگنال دریافتی دارند.

اکثر مطالعاتی که پیش تر در زمینه روش های کد گذاری سیستم های MIMO انجام شده است، محیط انتشار را با فرض های ساده مدل کرده اند. برای مثال تأثیر ساختمانها مورد غفلت قرار گرفته است و کلاً کانال به صورت یک پدیده آماری در نظر گرفته شده است. مدل پیشنهادی یک مدل معین است که با استفاده از داده های محیط انتشار و روش الکترومغناطیسی UTD می تواند پیش بینی دقیقی از کانال انتشار داشته باشد. با توجه به دقت و سرعت اجرای بالای مدل های مبتنی بر روش تئوری یکنواخت پراش، این روش می تواند جایگزینی مناسب برای روش های آماری و تجربی باشد.

۲- مدل سازی کانال انتشار

۲-۱-۲ مدل SISO

همان طور که گفته شد هدف این است که در یک سیستم MIMO کانال انتشار مدل سازی شود. بنابراین در قدم اول نشان داده می شود که چگونه کانال انتشار در یک سیستم SISO با استفاده از روش های تئوری یکنواخت پراش پیش بینی می شود، سپس معادلات برای یک سیستم MIMO بسط داده می شود. با توجه به اینکه مدل پیشنهادی یک مدل میکروسلولی است برخلاف مدل های ماکروسلولی، بجای تقریب موج صفحه ای از فرض دقیق موج کروی در معادلات UTD استفاده می شود [۱۲، ۱۳]. همچنین در این مدل تنها پرتوهای یکبار پراش یافته در نظر گرفته شده اند.

افت ناشی از پراش های چندگانه از ساختمانها با رابطه زیر تعریف می شود [۱۴]:

$$L = 20 \log_{10} \left(\frac{E(n)}{E'_0} \right) \quad (1)$$

که E'_0 برابر با E_0/r است، E_0 میدان ار سال شده توسط فرستنده و $E(n)$ میدان دریافتی در نقطه مشاهده و در حضور n ردیف ساختمان است. همچنین در این رابطه r فاصله بین آنتن فرستنده و لبه اول اولین ساختمان است. همان گونه که در شکل ۱ نشان داده شده است، آخرین لبه ای که در مسیر انتشار قرار گرفته به عنوان نقطه مشاهده تعریف می شود.

برای پیش بینی افت ناشی از پراش های چندگانه از ساختمانها، باید میدان دریافتی در نقطه مشاهده محاسبه شود. به این منظور، تمام پرتوهایی که فرستنده و نقطه مشاهده را به هم متصل می کنند، تعیین می شوند. سپس سهم هر پرتو در میدان دریافتی محاسبه گشته و تمام مؤلفه ها به صورت برداری مختلط باهم جمع

$$h_{nm} = \sum_{i=1}^L \alpha_i e^{j\theta_i} = \alpha \cdot e^{j\beta} \quad (29)$$

در اینجا L تعداد مسیرهایی است که بین m امین فرستنده و n امین گیرنده توزیع شده است. α_i و θ_i به ترتیب ضریب تضعیف و تغییر فاز در طول هر مسیر است. برخلاف مدل های آماری، در مدل پیشنهادی مقدار دقیق α_i و θ_i را برای تک تک پرتوهای ارسالی از فرستنده با استفاده از روش معین UTD به دقت محاسبه می شود و از هیچ فرض آماری استفاده نمی گردد و پرتوهای ارسالی به صورت متغیرهای تصادفی و یا گوسی در نظر گرفته نمی شوند. در هر محیط کانال منحصربه فرد است، بنابراین برخلاف مدل های قبلی نیازی به انجام اندازه گیری برای اصلاح مدل نیست. در مدل پیشنهادی، ضرایب کانال به طور دقیق محاسبه شده و خصوصیات آماری آن استخراج می شود. همچنین به دلیل اینکه از روش UTD برای محاسبه میدان پرتوهای پراش یافته استفاده می شود، برخلاف مدل های ردیابی پرتو دیگر که از معادلات انتگرالی و FDTD استفاده می کنند، سرعت پردازش و محاسبات آن بسیار بالاتر است.

به علت تأثیر مهم آمار مرتبه دوم بر روی ظرفیت و بهره کانال، آگاهی داشتن از آن بسیار مهم است [۴]. همبستگی بین زیرکانال های مختلف را می توان با امید ریاضی از ماتریس کانال H به دست آورد. ماتریس همبستگی G نامیده می شود [۸]:

$$G = E[\text{vec}(H) \cdot \text{vec}(H)^H] \quad (30)$$

در این رابطه اپراتور vec ستون های ماتریس H را در یک ماتریس قرار می دهد. بنابراین ماتریس کانال H یک سیستم $MIMO_{2 \times 2}$ به صورت زیر نوشته می شود [۸]:

$$G = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{11} & \rho_{11}^{12} & \rho_{11}^{21} & \rho_{11}^{22} \\ \rho_{12}^{11} & \rho_{12}^{12} & \rho_{12}^{21} & \rho_{12}^{22} \\ \rho_{21}^{11} & \rho_{21}^{12} & \rho_{21}^{21} & \rho_{21}^{22} \\ \rho_{22}^{11} & \rho_{22}^{12} & \rho_{22}^{21} & \rho_{22}^{22} \end{bmatrix} \quad (31)$$

در اینجا ضریب همبستگی ρ_{ij}^{kf} بین ضرایب h_{ij} و h_{kf} را نشان می دهد و طبق رابطه زیر به دست می آید [۸]:

$$\rho_{ij}^{kf} = E\{h_{ij} \cdot h_{kf}^*\} \quad (32)$$

به عبارت دیگر این ماتریس همبستگی بین مسیرهای انتشار

در یک سیستم MIMO را نشان می دهد. ضرایب همبستگی می توانند به سه دسته تقسیم شوند:

۱- ضریب همبستگی مکانی در گیرنده که همبستگی بین ضرایب h_{1x} و h_{2x} را نشان می دهد که فرستنده مشترک دارند.

۲- ضریب همبستگی مکانی در فرستنده که همبستگی بین ضرایب h_{x1} و h_{x2} را نشان می دهد که گیرنده مشترک دارند.

۳- ضریب همبستگی مکانی تقاطعی که همبستگی بین مسیرهایی را نشان می دهد که فرستنده و گیرنده مشترک ندارند ($\rho_{11}^{22}, \rho_{21}^{12}$).

همچنین با استفاده از کانال انتشار H می توان ظرفیت کانال را طبق رابطه زیر به دست آورد [۱۶]:

$$\alpha_p = \text{Arc tan}(h_{tb}/(v + (p-1)(v+w) + l_t)) \quad (13)$$

$$D_y = D\left(\phi = \frac{3\pi}{2}, \phi' = \frac{\pi}{2} + \alpha_m, L = \frac{s_y s'_y}{s_y + s'_y}\right) \quad (14)$$

$$D_z = D\left(\phi = \pi, \phi' = \alpha_p, L = \frac{s_z s'_z}{s_z + s'_z}\right) \quad (15)$$

E_m میدان مشخص شده در شکل ۱ است که در اولین گوشه سقفها (سمت چپ گوه در ساختمان های مستطیلی شکل) دریافت می شود. از این رو برای $m \geq 1$ را می توان به صورت زیر نشان داد [۱۲]:

$$E'_m = \frac{1}{2m} \left\{ \sum_{q=0}^{m-1} E_q \left[\frac{r'_q e^{-jk(r_m - r'_q)}}{r_m} + \sqrt{\frac{s'_w}{s_w(s_w + s'_w)}} D_w e^{-jks_w} \right] + \sum_{r=1}^m E(r) \left[\frac{r'_r e^{-jk(r_m - r'_r)}}{r_m} + \sqrt{\frac{s'_v}{s_v(s_v + s'_v)}} D_v e^{-jks_v} \right] \right\} \quad (16)$$

تعریف پارامترهای استفاده شده در رابطه فوق به شرح ذیل است:

$$r_m = \sqrt{(m(v+w) + l_t)^2 + h_{tb}^2} \quad (17)$$

$$r'_q = \sqrt{(q(v+w) + l_t)^2 + h_{tb}^2} \quad (18)$$

$$r'_r = \sqrt{(r(v+w) - w + l_t)^2 + h_{tb}^2} \quad (19)$$

$$s_w = (m-q)(v+w) \quad (20)$$

$$s'_w = (q(v+w) + l_t)/\cos \alpha_q \quad (21)$$

$$\alpha_q = \text{Arc tan}(h_{tb}/(q(v+w) + l_t)) \quad (22)$$

$$s_v = (m-r)(v+w) + w \quad (23)$$

$$s'_v = (v + (r-1)(v+w) + l_t)/\cos \alpha_r \quad (24)$$

$$\alpha_r = \text{Arc tan}(h_{tb}/(v + (r-1)(v+w) + l_t)) \quad (25)$$

$$D_w = D\left(\phi = \frac{3\pi}{2}, \phi' = \frac{\pi}{2} + \alpha_q, L = \frac{s_w s'_w}{s_w + s'_w}\right) \quad (26)$$

$$D_v = D\left(\phi = \pi, \phi' = \alpha_r, L = \frac{s_v s'_v}{s_v + s'_v}\right) \quad (27)$$

با جایگذاری معادله (۱۶) در معادله (۴) میدان دریافتی در

نقطه مشاهده محاسبه می شود.

۲-۲- سیستم MIMO

فرض می کنیم یک سیستم MIMO با M آنتن فرستنده و N آنتن گیرنده داریم. هرکدام از زیرکانال ها مرتبط با اجزای گیرنده و فرستنده هستند و با h_{nm} نشان داده می شود. بنابراین کانال MIMO را با ماتریس کانال انتقال H نشان داده و به صورت زیر تعریف می کنیم.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (28)$$

در مواردی که کانال باند باریک باشد h_{nm} به صورت زیر تعریف می شود:

۲-۵- مدل MISO^v

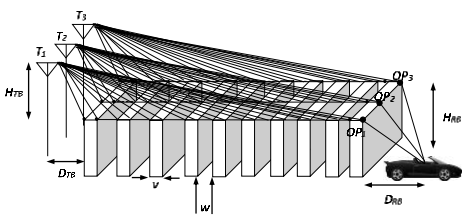
در این بخش اثر تحرک گیرنده بر ماتریس‌های کانال و همبستگی و ظرفیت کانال بررسی می‌شود. در اینجا، دو ساختار برای مدل و آنتن برای گیرنده در نظر گرفته شده است. تفاوت ساختارها در این است که در یکی از آن‌ها گیرنده به سمت مانع حرکت می‌کند و پرتوهای انعکاس یافته نیز در مکانیسم پراش لحاظ شده‌اند.

معادلات این قسمت مشابه بخش ۲-۴ است، با این تفاوت که تعداد آنتن‌های گیرنده N ، یک در نظر گرفته شده است. همچنین ظرفیت کانال طبق رابطه زیر به دست می‌آید [۱۶]:

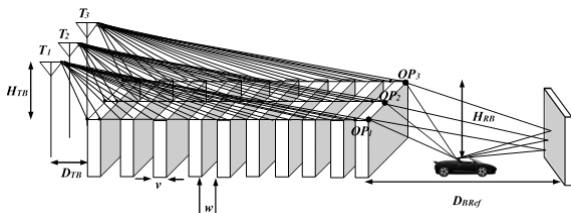
$$C_{M \times 1} = \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{M} \sum_{i=1}^M |h_{1i}|^2 \right) \quad (35)$$

۲-۶- ساختار مدل پیشنهادی کانال MISO

همان‌طور که ذکر شد، برای کانال MISO دو ساختار در نظر گرفته شده است. هر دو ساختار مشابه کانال MIMO است با این تفاوت که تعداد گیرنده‌ها یک است و در ساختار دوم گیرنده به سمت دیوار منعکس‌کننده حرکت می‌کند. فاصله بین این دیوار و نزدیک‌ترین ساختمان به آن را DB_{Ref} نامیده می‌شود. همچنین علاوه بر پرتوهای پراش یافته، پرتوهای پراش یافته-انعکاس یافته نیز در مکانیسم انتشار امواج این ساختار لحاظ خواهد شد. در ادامه از این دو ساختار به عنوان ساختارهای اول و دوم MISO نام برده می‌شود و هر دو وضعیت همگن و غیرهمگن بررسی خواهد شد.



شکل ۳: مدل پیشنهادی MISO 3x1 در حالت همگن.



شکل ۴: مدل پیشنهادی MISO 3x1 در حالت همگن با دیوار منعکس‌کننده.

۲-۷- محاسبه میدان دریافتی و ضرایب کانال تحت سیستم MISO

محاسبه میدان دریافتی در گیرنده برای ساختار اول MISO مانند سیستم MIMO در سه مرحله انجام می‌پذیرد. در مرحله اول میدان دریافتی در هر سه نقطه مشاهده محاسبه می‌شود. در مرحله دوم میدان پراش یافته از هر نقطه مشاهده برای گیرنده محاسبه می‌شود.

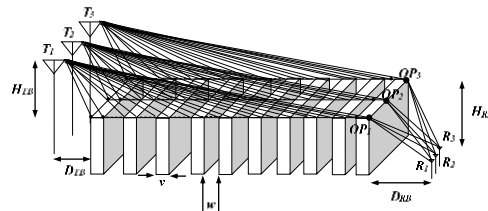
$$C_{M \times N} = \log_2 \left(\det \left[I + \frac{SNR}{M} HH^H \right] \right) \quad (33)$$

در این رابطه I ماتریس کانال یکه است و HH^H هرمتین^۶ ماتریس کانال انتشار H است.

۲-۳- ساختار مدل پیشنهادی کانال MIMO

ساختار مدل پیشنهادی MIMO مشابه مدل SISO است، با این تفاوت که ۳ آنتن برای فرستنده و گیرنده در نظر گرفته شده است. همچنین این ساختار به دو صورت همگن و غیرهمگن تعریف می‌شود. ساختار همگن در شکل ۲ نشان داده شده است، همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود، در این ساختار یک ردیف ساختمان با ابعاد و فاصله‌های یکسان است. در ساختار غیر همگن سه ردیف ساختمان وجود دارد که کلیه مشخصات هر ردیف ساختمانی همگن با ردیف همگن دیگر تفاوت دارد. پارامترهای این مدل به صورت زیر تعریف می‌شوند.

D_{TB} فاصله بین فرستنده و اولین ساختمان، DB_{RB} فاصله بین گیرنده و آخرین ساختمان، H_{TB} اختلاف ارتفاع بین فرستنده و اولین ساختمان و H_{RB} اختلاف ارتفاع بین گیرنده و آخرین ساختمان هستند.



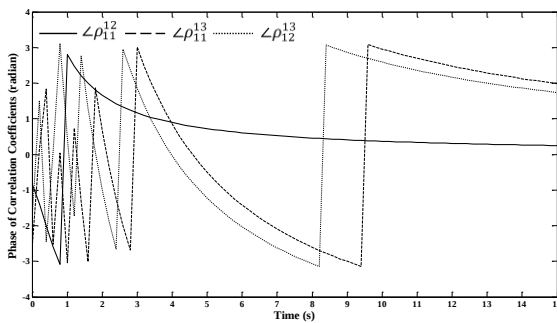
شکل ۲: مدل پیشنهادی MIMO در حالت همگن.

۲-۴- محاسبه میدان دریافتی و ضرایب کانال تحت سیستم MIMO

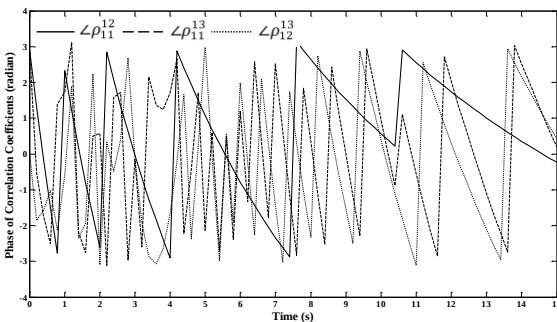
محاسبه میدان دریافتی در گیرنده‌ها در سه مرحله انجام می‌پذیرد. در مرحله اول میدان دریافتی در هر سه نقطه مشاهده محاسبه می‌شود. نقاط مشاهده در راستای انتشار امواج از آنتن‌های فرستنده و بر روی لبه دوم آخرین ساختمان تعریف می‌شود و تعداد نقاط مشاهده برابر با تعداد آنتن‌های فرستنده است. در مرحله دوم میدان پراش یافته از هر نقطه مشاهده برای تک‌تک گیرنده‌ها محاسبه می‌شود. در مرحله آخر میدان دریافتی ناشی از هر نقطه مشاهده در هر گیرنده با یکدیگر جمع می‌شوند و دامنه و فاز میدان دریافتی به دست می‌آید. بنابراین میدان دریافتی در هر گیرنده به صورت زیر به دست می‌آید.

$$E_{Rj} = \sum_{i=1}^M \frac{E(n)_i}{N} \sqrt{\frac{s_i}{s_j^i(s_i + s_j^i)}} D_j^i e^{-jks_j^i} \quad (34)$$

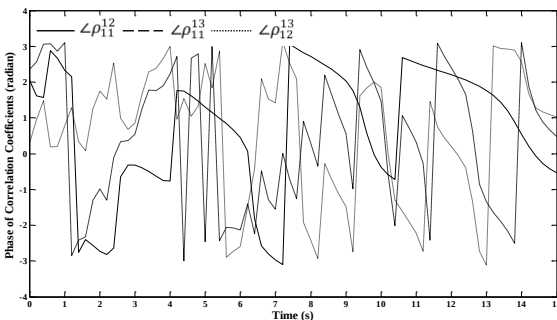
E_{Rj} میدان دریافتی در j امین گیرنده، $E(n)_i$ میدان دریافتی در نقطه مشاهده i ام، N تعداد نقاط مشاهده، D_j^i ضریب پراش مرتبط با مسیر بین i امین نقطه مشاهده و j امین گیرنده، s_i فاصله بین i امین آنتن فرستنده و i امین نقطه مشاهده و s_j^i فاصله بین i امین نقطه مشاهده و j امین آنتن گیرنده است.



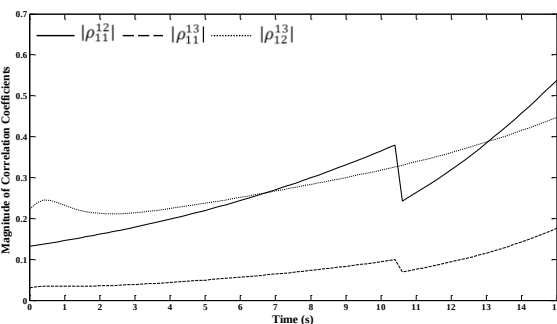
شکل ۶: مقایسه فاز ضرایب ماتریس همبستگی برای ساختار اول همگن.



شکل ۷: مقایسه فاز ضرایب ماتریس همبستگی برای ساختار اول غیرهمگن.



شکل ۸: مقایسه فاز ضرایب ماتریس همبستگی برای ساختار دوم غیرهمگن.



شکل ۹: مقایسه اندازه ضرایب ماتریس همبستگی برای ساختار اول غیرهمگن.

هر دو کانال همگن و غیرهمگن برای هر دو ساختار معرفی شده در بخش ۲-۵ در حضور هفت ساختمان شبیه سازی شد. همان طور که در شکل های ۳ و ۴ مشاهده می شود، سه مسیر بین نقاط مشاهده و گیرنده در ساختار اول و شش مسیر بین نقاط مشاهده و انعکاس گیرنده در ساختار دوم وجود دارد. دامنه و فاز امواج منتشر شده در این مسیرها به ترتیب با استفاده از روابط ۳۶ و ۴۱ هر دو ساختار به دست می آید. در این محاسبات فرض شده است که ساختمان ها دارای مشخصات الکتریکی و مغناطیسی $\epsilon_r = 5.5$ و $\sigma = 0.023$ S/m هستند که شبیه به ساختمان های از جنس بتون است. مقادیر پارامترهای به کاررفته در این شبیه سازی در جدول ۱ داده شده است.

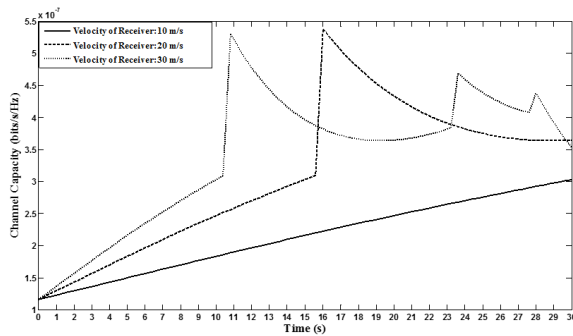
جدول ۱: جزئیات داده های شبیه سازی

جدول ۱	D_{TB}	D_{RB}	H_{TB}	H_{RB}	V	W
کانال همگن	30m	5m	10m	5m	10m	10m
کانال غیر همگن	$\begin{bmatrix} 30 \\ 60 \\ 90 \end{bmatrix} m$	$\begin{bmatrix} 205 \\ 105 \\ 5 \end{bmatrix} m$	$\begin{bmatrix} 10 \\ 20 \\ 30 \end{bmatrix} m$	$\begin{bmatrix} 5 \\ 15 \\ 25 \end{bmatrix} m$	$\begin{bmatrix} 10 \\ 20 \\ 30 \end{bmatrix} m$	$\begin{bmatrix} 10 \\ 20 \\ 30 \end{bmatrix} m$

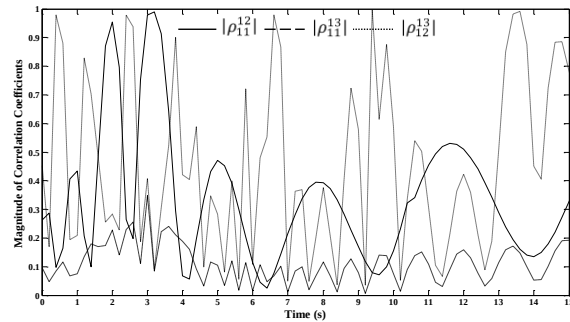
۳-۱- محاسبه ماتریس کانال های انتشار و همبستگی

شکل های ۶ تا ۸ فاز ضرایب همبستگی برای تمامی ساختارها زمانی که سرعت گیرنده 30 m/s است و در حالتی که در ساختار دوم $DBRef$ 50 m است را نشان می دهند. شکل ۶ فاز ضرایب همبستگی ساختار اول همگن را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود، فاز ضریب ρ_{11}^{12} بعد از ثانیه یکم ثابت باقی می ماند. همچنین فاز ضرایب ρ_{11}^{13} و ρ_{12}^{13} تا ثانیه سوم تغییرات سریعی دارند که بعداً تغییراتشان نرم تر می شود، هر چند که دو تغییر عمده در مقادیرشان به وجود می آید. شکل ۷ فاز ضرایب همبستگی ساختار اول غیرهمگن را نشان می دهد. فاز ضرایب ρ_{11}^{12} و ρ_{11}^{13} تغییرات سریعی دارند و نیز فاز ضریب ρ_{12}^{13} تا ثانیه هفتم تغییرات سریعی دارد که بعداً تغییراتش نرم تر می شود. شکل ۸ فاز ضرایب همبستگی در ساختار دوم غیرهمگن را نشان می دهد. برخلاف موارد قبل، تمامی ضرایب تغییرات سریعی دارند هر چند که فاز ضریب ρ_{11}^{12} در مقایسه با سایر ضرایب تغییرات کندتری دارد. مقایسه بین شکل های ۶ الی ۸ نشان می دهد که زمانی که گیرنده حرکت می کند، دیوار منعکس کننده و ابعاد ساختمان ها تأثیر قابل ملاحظه ای بر همبستگی بین مسیرها دارند.

شکل های ۹ و ۱۰ به ترتیب اندازه ضرایب همبستگی را برای هر دو ساختار غیرهمگن نشان می دهند. مقایسه بین دو ساختار نشان می دهد که مقدار این ضرایب در ساختار دوم تغییرات بسیار سریع تر و بیشتری دارد. این تفاوت به مکانیسم انتشار امواج در این دو ساختار برمی گردد، این تفاوت در بخش بعد به طور کامل بررسی خواهد شد. در ساختار اول همگن مقدار تمامی ضرایب به یک نزدیک است، زیرا عامل اصلی تغییرات دامنه پرتوها ابعاد ساختمان ها و فاصله بین نقاط مشاهده و گیرنده است که اغلب برای هر سه مسیر در این ساختار یکسان است.



شکل ۱۱: تأثیر سرعت گیرنده بر ظرفیت کانال در ساختار اول همگن زمانی که زمانی که $DB_{Ref} = 1000m$ است.

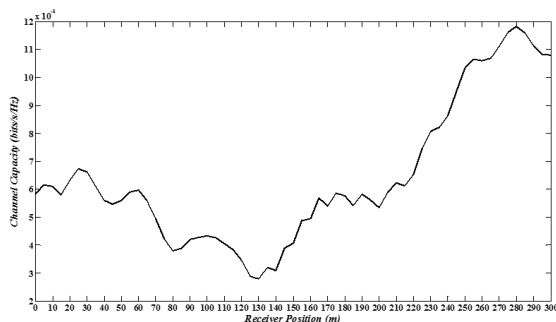


شکل ۱۰: مقایسه اندازه ضرایب ماتریس همبستگی برای ساختار دوم غیرهمگن.

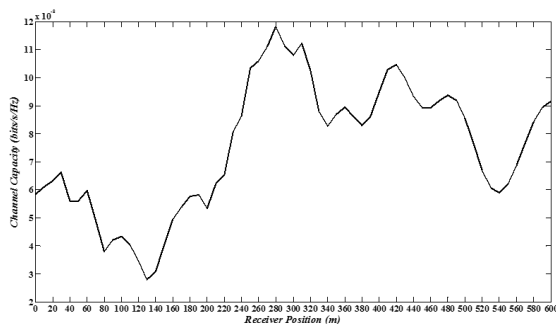
۳-۲- محاسبه ظرفیت کانال

ظرفیت کانال طبق رابطه ۳۵ به ازای $SNR = 4.7 \text{ dB}$ برای ساختارهای مختلف محاسبه شده است. شکل ۱۱ تأثیر سرعت گیرنده بر ظرفیت کانال در ساختار اول غیرهمگن را نشان می‌دهد. نکته قابل توجه این است که زمانی که گیرنده به سمت جلو حرکت می‌کند، ظرفیت کانال برخلاف انتظار در سرعت 10 m/s افزایش می‌یابد و به طور مشابه، این رفتار را در سرعت 20 m/s تا ثانیه پنزدهم و در سرعت 30 m/s تا ثانیه دهم وجود دارد. چون در ابتدا گیرنده به ساختمان‌ها خیلی نزدیک است، در نواحی سایه قرار می‌گیرد و میدان مغناطیسی قابل توجهی را دریافت نمی‌کند. زمانی که گیرنده از نواحی سایه دور می‌شود، ظرفیت کانال رو به بهبود می‌رود. افزایش ظرفیت کانال موقتی است و زمانی که گیرنده خیلی از نقاط مشاهده دور می‌شود، ظرفیت کانال کاهش می‌یابد. این رفتار بیشتر در سرعت‌های 20 m/s و 30 m/s مشهود است.

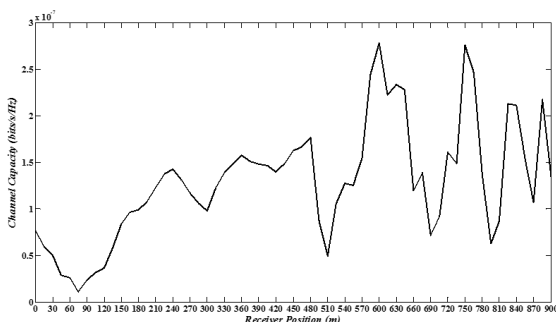
شکل‌های ۱۲ تا ۱۴ ظرفیت کانال را زمانی که گیرنده به سمت دیوار حرکت می‌کند، برای ساختار دوم غیرهمگن در یک بازه سی ثانیه‌ای نشان می‌دهد. در مقایسه با ساختار اول که ظرفیت کانال تقریباً یکنواخت است، در ساختار دوم به شدت نوسانی است. این تفاوت به ماهیت پدیده‌های پراش و انعکاس برمی‌گردد. در ساختار دوم پرتوهای پراش‌یافته - انعکاس‌یافته در مکانیسم انتشار امواج لحاظ می‌شوند. همان‌طور که قبلاً ذکر شد، نقاط انعکاس ثابت نیستند و به موقعیت گیرنده وابسته‌اند. همچنین در این شکل مشاهده می‌کنیم که در چندین نقطه، تغییر عمده در ظرفیت کانال به وجود می‌آید که در سرعت 30 m/s این نقاط بیشتر می‌شوند. به طور کلی با افزایش سرعت گیرنده و نزدیک‌تر شدن گیرنده به دیوار منعکس‌کننده نوسان ظرفیت کانال به شدت افزایش می‌یابد. همچنین مشاهده می‌شود که میدان‌های پراش‌یافته - انعکاس‌یافته در مقایسه با شکل ۱۱ ظرفیت کانال را کاهش می‌دهند. شکل ۱۵ تأثیر فاصله بین دیوار منعکس‌کننده و آخرین ساختمان DB_{Ref} بر ظرفیت کانال در سرعت 30 m/s نشان می‌دهد. همان‌طور که دیده می‌شود زمانی که $DB_{Ref} = 500 \text{ m}$ است، نوسان کمتری در مقایسه با دیگر مقادیر در ظرفیت کانال وجود دارد.



شکل ۱۲: تأثیر تغییر مکان گیرنده بر ظرفیت کانال در ساختار دوم غیرهمگن زمانی که $DB_{Ref} = 1000m$ و سرعت 10 m/s است.

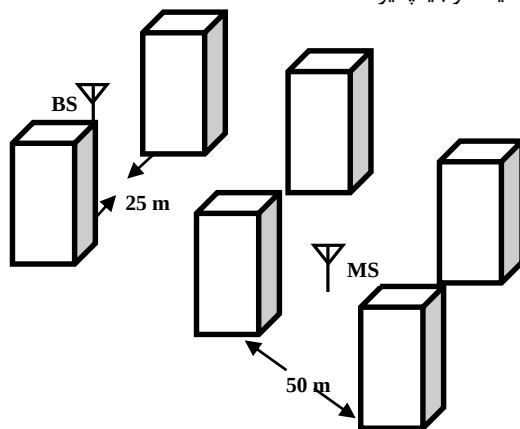


شکل ۱۳: تأثیر تغییر مکان گیرنده بر ظرفیت کانال در ساختار دوم غیرهمگن زمانی که $DB_{Ref} = 1000m$ و سرعت 20 m/s است.

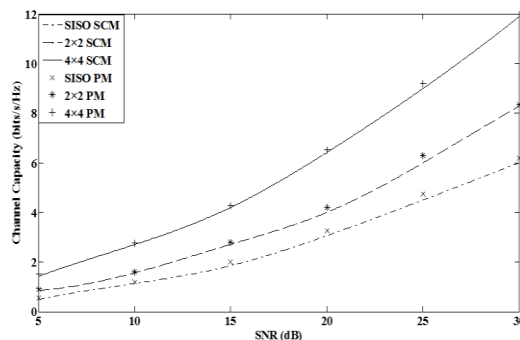


شکل ۱۴: تأثیر تغییر مکان گیرنده بر ظرفیت کانال در ساختار دوم غیرهمگن زمانی که $DB_{Ref} = 1000m$ و سرعت 30 m/s است.

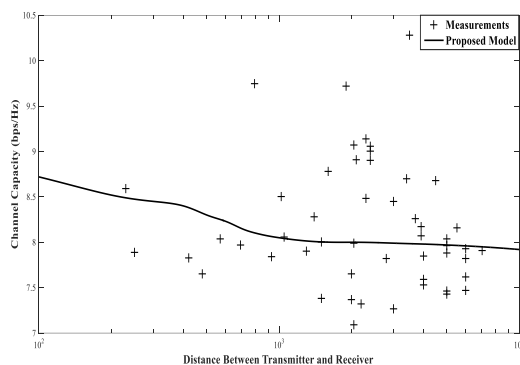
توجه به این که با دور شدن گیرنده از فرستنده و تبدیل امواج از حالت کروی به صفحه‌ای، افت مسیر انتشار برای مسافت‌های دور از فرستنده تقریباً یکسان است [۱۲]. بنابراین عدم تغییر نسبی ظرفیت کانال در این وضعیت توجیه‌پذیر است.



شکل ۱۶: سناریوی محیط شهری میکروسلولی در SCM.



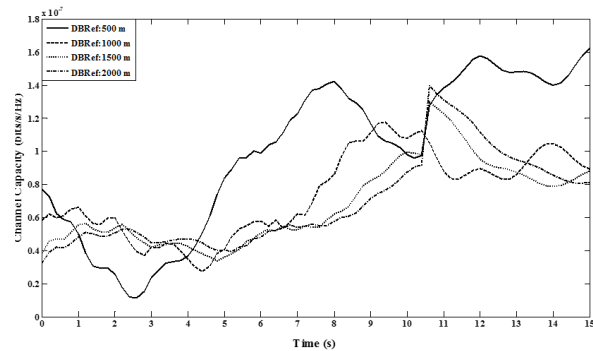
شکل ۱۷: مقایسه مدل پیشنهادی و SCM.



شکل ۱۸: مقایسه مدل پیشنهادی و نتایج اندازه‌گیری.

۴- نتیجه

در این مقاله اثر تحرک گیرنده بر ظرفیت کانال و همبستگی بین ضرایب کانال انتشار بررسی شد. بررسی‌ها نشان داد که در ساختار همگن و زمانی که گیرنده در زمان حرکت مانعی پیش رو ندارد، تغییرات تقریباً یکنواخت است. اما در ساختار غیرهمگن همبستگی بین مسیرها کمتر می‌شود و زمانی که گیرنده به سمت یک مانع حرکت می‌کند، مکانیسم پراش پیچیده‌تر می‌شود و پرتوهای پراش‌یافته -



شکل ۱۵: تأثیر فاصله بین دیوار منعکس‌کننده و آخرین ساختمان DB_{Ref} بر ظرفیت کانال در ساختار دوم غیرهمگن.

۳-۳- مقایسه نتایج مدل پیشنهادی با نتایج اندازه‌گیری

به منظور اعتبار سنجی مدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی با نتایج آماری بر پایه اندازه‌گیری در [۲۰] و نتایج اندازه‌گیری در [۲۱] مقایسه شد، هرچند که اعتبار این مدل برای کانال SISO قبلاً تأیید شده بود [۱۴، ۱۲].

در ابتدا مدل پیشنهادی با اندازه‌گیری احتمالاتی بر اساس مدل کانال مکانی (SCM) مقایسه می‌شود [۲۰، ۲۲]. شبیه‌سازی بر اساس سناریوی شهری نشان داده شده در شکل ۱۶ است که همانند ساختار استفاده شده در SCM در وضعیت دید مستقیم است. در این ساختار ارتفاع آنتن فرستنده $12/5 m$ ، ارتفاع ساختمان‌ها $12 m$ ، فاصله بین ساختمان‌ها $50 m$ ، عرض خیابان $25 m$ ، ارتفاع آنتن گیرنده $1/5 m$ و زاویه ارسال پرتوها 30° درجه است. در شکل ۱۷ ظرفیت کانال با توجه به سناریوی فوق با استفاده از مدل پیشنهادی محاسبه شد و با داده‌های SCM مقایسه گردید که نشان می‌دهد، تطابق خوبی بین دو مدل وجود دارد. خطای مدل پیشنهادی در حدود $10/1 \text{ bits/s/Hz}$ است که قابل اغماض است و کار تئوری را تأیید می‌کند. لازم به ذکر است که مدل SCM چون بر پایه اندازه‌گیری است از دقت مناسبی برخوردار است، ولی این دقت تنها در محیطی که در آن اندازه‌گیری شده است قابل اعتنا است. با توجه به اینکه مدل پیشنهادی یک مدل معین است، به شرطی که اطلاعات کاملی از محیط انتشار در دسترس باشد، در هر محیطی قابل اجرا است و دقت آن مناسب است.

همچنین به منظور اینکه بر اساس تغییر فاصله گیرنده از فرستنده نتایج مدل پیشنهادی با نتایج اندازه‌گیری مقایسه شود، مدل پیشنهادی با نتایج اندازه‌گیری انجام شده در شهر سن خوزه ایالت کالیفرنیا آمریکا مقایسه شد. در این اندازه‌گیری آنتن فرستنده در ارتفاع $20 m$ متری بر بالای پشت بام یک ساختمان قرار دارد و آنتن گیرنده در ارتفاع $3 m$ متری از سطح زمین قرار گرفته است. سیستم $MIMO_{2 \times 2}$ ، فرکانس کار $2/45 \text{ GHz}$ و $SNR = 25 \text{ dB}$ است [۲۱].

همان‌طور که در شکل ۱۸ مشاهده می‌شود با افزایش فاصله گیرنده از فرستنده، ظرفیت کانال کاهش چشم‌گیری نمی‌یابد که با

- [8] L. Susana, A. Rodríguez-Alonso, and R. P. Torres, "Indoor MIMO channel modeling by rigorous GO/UTD-based ray tracing," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 2, pp. 680-692, 2008.
- [9] P. Kyristi, D. C. Cox, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment," *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol. 21, no. 5, pp. 713-720, Jun. 2003.
- [10] F. Tila, P. R. Shepherd, and S. R. Pennock, "Theoretical capacity evaluation of indoor micro- and macro-MIMO systems at 5 GHz using site specific ray tracing," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 5, pp. 471-472, Mar. 2003.
- [11] J. H. Jo, M. A. Ingram, and N. Jayant, "Angle clustering in indoor space-time channels based on ray-tracing," in *Proceedings of IEEE 54th Vehicular Technology Conference*, Atlantic City, NJ, vol. 4, pp. 2067-2071, 2001.
- [12] A. Tajvidy and A. Ghorbani, "A New uniform theory-of-diffraction- based model for the multiple building diffraction of spherical waves in microcell environments" *Electromagnetics*, vol. 28, no. 5, pp.375-387, July. 2008.
- [13] A. Tajvidy, M. A. Pourmina, M. Nasermoghadas and A. Haghbin, "An Improved UTD based model for the multiple building diffraction of plane waves in urban environments by using higher order diffraction coefficients," *Wireless Personal Communications*, vol. 72, pp.2577-2586, 2013.
- [14] E. Torabi, A. Ghorbani and A. Tajvidy, "A Modified diffraction coefficient for imperfect conducting wedges and buildings with finite dimensions," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 4, pp. 1197-1207, April. 2009.
- [15] R. J. Luebbers, "Propagation prediction for hilly terrain using GTD wedge diffraction," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, no. 9, pp. 951-95, 1984.
- [16] J. R. Saunders and A. A. Zavala, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, Second Edition, Ch. 18, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [17] M. F. Catedra and J. Perez-Arriaga, *Cell Planning For Wireless Communication*, Norwood MA: Artech House, 1999.
- [18] Balanis. C. A, *Advanced Engineering Electromagnetics*, Now York: John Wiley, 1989.
- [19] G. L. James, *Geometric Theory of Diffraction for Electromagnetic Waves*, 3rd ed., London: Peter Pergrinus Ltd., 1986.
- [20] 3GPP TR, 25.996, v11.0.0, Sep. 2012.
- [21] P. Soma, D. S. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy and A. J. Paulraj, "Analysis and modeling of multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5 GHz for fixed BWA applications," in *Communications, ICC 2002. IEEE International Conference on*, New York, USA, vol. 1, pp. 272-276, May, 2002.
- [22] A. Shirook, F. Kohandani, and G. Wen, "Analysis of a MIMO outdoor channel with hybrid EM-based modeling," *IEEE Antennas Wireless Propagation. Letters*, vol. 6, pp. 506-509, 2007.

انعکاس یافته بر کانال تأثیر چشم گیری می گذارند، به نحوی که نه تنها ظرفیت کانال نوسانی تر می شود، بلکه آن را کاهش نیز می دهد. در ادامه نتایج مدل را با داده های اندازه گیری مقایسه شد که تطابق خوبی داشتند که دقت بالای مدل را نشان می دهد. بنابراین می توان نتیجه گرفت که مدل پیشنهادی یک مدل مناسب برای پیش بینی ماتریس کانال انتشار در محیط های شهری است و می تواند در توسعه سیستم های MIMO نقش مناسبی را ایفا کند.

سپاسگزاری

نویسندگان این مقاله که مستخرج از طرح داخلی دانشگاه آزاد اسلامی واحد بندرعباس با عنوان معرفی یک مدل جامع برای پیش بینی افت پراش ناشی از ساختمان ها با استفاده از روش های تئوری یکنواخت پراش UTD و نور فیزیکی PO^۱ تحت سیستم های MIMO-MISO است، از معاونت پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی واحد بندرعباس به دلیل حمایتشان از این طرح تحقیقاتی تشکر می نمایند.

مراجع

- [1] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A Review of antennas and propagation for MIMO wireless communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2810-2824, 2004.
- [2] D. Mavares and R. P. Torres, "Channel estimation error effects on the performance of STB codes in flat frequency rayleigh channels," in *Proceedings of IEEE VTC—Fall*, Orlando, Florida, pp. 647-651, 2003.
- [3] D. S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 3, pp. 502-513, Mar. 2000.
- [4] M. J. Gans, N. Amitay, Y. S. Yeh, H. Xu, T. C. Damen, R. A. Valenzuela, T. Sizer, R. Storz, D. Taylor, W. M. MacDonald .C. Tran, and A. Adamiecki, "Outdoor BLAST measurement system at 2.44 GHz: calibration and initial results," *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 570-583, April. 2002.
- [5] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, New York: Wiley, pp. 60-65, 1974.
- [6] A. Abbi and M. Kaveh, "A Space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels," *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 550-560, Apr. 2002.
- [7] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE Journal of Selected Areas on Communications*, vol. 20, no. 6, pp. 1211-1226, Aug. 2002.

زیر نویس ها

- ^۱ Multiple Input Multiple Output
^۲ Uniform Theory of Diffraction
^۳ Finite Difference Time Domain
^۴ Geometrical Theory of Diffraction
^۵ Single Input Single Output
^۶ Hermitian

^v Multiple Input Single Output

[^] Geometrical Optic

[†] Physical Optic