

# مدل سازی هندسی کانال انتشار چندورودی چندخروجی با وجود توزیعی از پراکنده کننده ها بین ایستگاه پایه و ایستگاه کاربر

فاطمه زاده پاریزی، مهری مهرجو و جواد احمدی شکوه

دو حلقه<sup>۵</sup> به صورت تک جهشی [۴] و دوجهشی [۵]، مدل بیضوی<sup>۶</sup> [۶]، مدل های سه بعدی (به عنوان مثال به صورت توزیع پراکنده کننده ها بر روی سطح دو کره [۷] و بر روی سطح دو استوانه [۸]) و ترکیبی [۹] تقسیم می شود. از این میان، مدل های هندسی پر کاربرد کانال تک حلقه و دو حلقه مناسب برای محیط فضای باز می باشند که در آن پراکنده کننده ها به ترتیب بر روی یک حلقه یا بر روی دو حلقه پیرامون کاربر و ایستگاه پایه توزیع شده اند.

به منظور افزایش کارایی مدل هندسی در سیستم های باند وسیع، پراکنده کننده ها به جای توزیع روی یک حلقه، روی یک دیسک قرار می گیرند [۱۰]. در این مقاله به ارائه یک مدل دقیق کانال های MIMO پهن باند برای کاربردهایی که ارتباط بین فضای باز به فضای بسته وجود دارد، می پردازیم. در این مدل، اثر توزیعی از پراکنده کننده های موجود در فضای باز نیز در نظر گرفته می شود، به عبارتی سیگنال خروجی از ایستگاه پایه، ابتدا به گروهی از پراکنده کننده های موجود در فضای باز و سپس به پراکنده کننده های موجود بر روی دیسک حول ایستگاه کاربر برخورد می کند و با این فرض، ساختار کانال انتشار هر چه بیشتر به واقعیت نزدیک شده است. تحلیل هندسی این ساختار منجر به ارائه یک تابع همبستگی متقابل می گردد که در آن تأثیر این گروه پراکنده کننده ها نیز لحاظ گردیده است. به علت این که بازده طیفی بالا و در نتیجه مقادیر تابع همبستگی در سیستم های MIMO از اهمیت ویژه ای برخوردار است، تابع همبستگی ساختار هندسی ارائه شده را به دست می آوریم. به دست آوردن اندازه این تابع بر حسب فاصله المان های آنتن گیرنده نشان می دهد در نظر گرفتن توزیع پراکنده کننده های موجود در فضای باز بر روی مقادیر تابع همبستگی و متعاقباً ظرفیت کانال تأثیر گذار می باشد. به منظور بررسی ساختار ارائه شده، لازم است به مقایسه مدل بر روی یک محیط واقعی (با مدل سازی در فضای یک نرم افزار شبیه ساز عددی کانال انتشار) پرداخته شود، کاری که تاکنون در ادبیات این تحقیق انجام نشده است. در این تحقیق از نرم افزار RPS<sup>۷</sup> استفاده می نماییم و نتایج شبیه سازی با RPS نشان می دهد مقادیر به دست آمده با خطای ناچیزی با نتایج مدل ریاضی ارائه شده سازگار است.

در بخش دوم مقاله سیستم آنتن MIMO و کانال انتشار پهن باند معرفی شده و روند به دست آوردن تابع همبستگی متقابل برای ساختار پیشنهاد شده توضیح داده می شود. نتایج شبیه سازی در بخش سوم و خلاصه دستاوردهای مقاله در بخش چهارم آورده می شود.

## ۲- سیستم آنتن MIMO و کانال انتشار پهن باند

یکرندگی سیستم آنتن چندالمانی نشان داده شده در شکل ۱ را در

چکیده: در این مقاله به ارائه یک مدل هندسی دقیق کانال های چندورودی چندخروجی پهن باند برای کاربردهایی که ارتباط بین فضای باز به فضای بسته وجود دارد، می پردازیم. در این مدل، اثر توزیعی از پراکنده کننده های موجود در فضای باز در نظر گرفته می شود و همچنین پراکنده کننده های موجود در فضای بسته حول ایستگاه کاربر بر روی یک دیسک توخالی توزیع شده اند. برای این ساختار یک تابع همبستگی متقابل به شکل بسته ریاضی به دست می آوریم که تابع همبستگی متقابل به پارامترهای مختلفی همچون فاصله بین ایستگاه پایه و کاربر، فاصله المان های آنتن در ایستگاه پایه و کاربر و سمت گیری آنتن وابسته است. مقادیر عددی تابع همبستگی با استفاده از نرم افزار RPS برای کانال انتشار دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه سیستان و بلوچستان به دست می آید. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که در نظر گرفتن توزیع پراکنده کننده ها در فضای باز، منجر به نتایج واقعی تری برای تابع همبستگی و متعاقباً ظرفیت کانال انتشار می شود.

کلید واژه: تابع همبستگی متقابل، توزیع پراکنده کننده ها بین ایستگاه پایه و کاربر، کانال های MIMO، مدل دیسک توخالی.

## ۱- مقدمه

فناوری MIMO<sup>۱</sup> در مخابرات بی سیم به علت امکان افزایش انتقال داده بدون نیاز به افزایش پهنای باند یا توان فرستنده در سال های اخیر بسیار مورد توجه قرار گرفته است [۱]. بنابراین مدل سازی کانال های انتشار MIMO به گونه ای که به صورت دقیق و مناسبی مشخصات کانال انتشار را بیان کند از اهمیت ویژه ای برخوردار است. روش هندسی یکی از روش های مدل سازی کانال MIMO است که در آن توزیع آماری زوایای ورود/انحراف<sup>۲</sup> (AOA/AOD) پرتوها و توزیع هندسی پراکنده کننده ها<sup>۳</sup> در محیط انتشار لحاظ می شود. برای کانال های MIMO مدل های هندسی گوناگونی ارائه شده است [۲].

مدل های طراحی شده را می توان در دو گروه مدل های هندسی دارای شکل های هندسی منظم و دارای شکل های هندسی نامنظم قرار داد. مدل های هندسی منظم خود به چهار دسته مدل تک حلقه<sup>۴</sup> [۳]، مدل

این مقاله در تاریخ ۱۵ آذر ماه ۱۳۹۱ دریافت و در تاریخ ۳۰ شهریور ماه ۱۳۹۲ بازنگری شد.

فاطمه زاده پاریزی، دانشکده برق و الکترونیک، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، (email: zadehparizi@pgs.usb.ac.ir)

مهری مهرجو، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سیستان و بلوچستان، زاهدان، (email: mehrjoo@ece.usb.ac.ir)

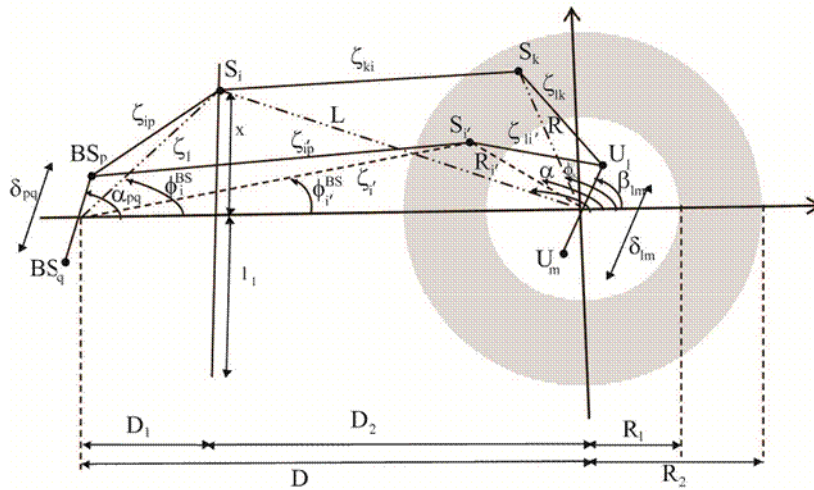
جواد احمدی شکوه، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سیستان و بلوچستان، زاهدان، (email: shokouh@ece.usb.ac.ir)

1. Multiple Input Multiple Output
2. Angle of Arrival/Departure
3. Scatterers
4. One-Ring

5. Two-Ring

6. Elliptical

7. Radio Propagation Simulator



شکل ۱: ساختار هندسی پیشنهاد شده.

در مدل هندسی معرفی شده فرض می شود که  $\{g_{i'}\}_{i'=1}^{\infty}$  و  $\{g_{ki}\}_{i,k=1}^{\infty}$  متغیرهای تصادفی با توزیع یکسان و مستقل (i.i.d) با  $E[g_{ki}^2]=1$  و همچنین فرض شده  $\{\psi_{i'}\}_{i'=1}^{\infty}$  و  $\{\psi_{ki}\}_{k,i=1}^{\infty}$  باشند و متغیرهای تصادفی با توزیع یکنواخت و مستقل در بازه  $[0, 2\pi]$  باشند [۱۰]. توان نرمالیزه فرستاده شده بین لینک  $BS_p - U_i$ ،  $\Omega_{lp}$  است که می توان نشان داد  $\Omega_{lp} = E[|h_{lp}(\tau)|^2]$

$$\Omega_{lp} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NK} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K E[g_{ki}^2] (\zeta_i \zeta_{ki} R_k)^{-n} + \quad (2)$$

$$\lim_{N' \rightarrow \infty} \frac{1}{N'} \sum_{i'=1}^{N'} E[g_{i'}^2] (\zeta_{i'} R_{i'})^{-n}$$

که  $E[\cdot]$  امید ریاضی است.

### ۲-۱ تابع همبستگی متقابل فرکانسی

پاسخ فرکانسی نامتغیر با زمان کانال  $T(f) = \mathfrak{F}\{h(\tau)\}$  برای لینک ارتباطی پهن باند  $BS_p - U_i$  به صورت (۳) تعریف می شود و تابع همبستگی متقابل نرمالیزه شده بین پاسخ های فرکانسی دو لینک مخابراتی  $T_{lp}(f)$  و  $T_{mq}(f)$  از (۴) به دست می آید [۱۰]

$$\rho_{lp,mq}(\Delta f) = \frac{E[T_{lp}(f) T_{mq}^*(f + \Delta f)]}{\sqrt{\Omega_{lp} \Omega_{mq}}} \quad (4)$$

که \* عملگر مزدوج مختلط را بیان می کند. با قراردادن پاسخ فرکانسی لینک ها در (۴) و فرض  $\Omega_{lp} = \Omega_{mq} = \Omega$ ، تابع همبستگی متقابل طبق (۵) به دست می آید و برای  $N$ ،  $K$ ،  $N'$  بزرگ (۶) را داریم. روابط (۷) را با برقراری قوانین کسینوس ها در مثلث های مربوط در شکل ۱ به دست می آوریم

$$h_{lp}(\tau) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ K \rightarrow \infty}} \frac{1}{\sqrt{NK}} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K g_{ki} (\zeta_i \zeta_{ki} R_k)^{-\frac{n}{2}} \exp(j\psi_{ki} - j2\pi\lambda^{-1}(\zeta_{ip} + \zeta_{ki} + \zeta_{lk})) \delta(\tau - \tau_i) + \quad (1)$$

$$\lim_{N' \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{i'=1}^{N'} g_{i'} (\zeta_{i'} R_{i'})^{-\frac{n}{2}} \exp(j\psi_{i'} - j2\pi\lambda^{-1}(\zeta_{ip} + \zeta_{i'})) \delta(\tau - \tau_{i'})$$

$$T_{lp}(f) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ K \rightarrow \infty}} \frac{1}{\sqrt{NK}} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K g_{ki} (\zeta_i \zeta_{ki} R_k)^{-\frac{n}{2}} \exp(j\psi_{ki} - j2\pi\lambda^{-1}(\zeta_{ip} + \zeta_{ki} + \zeta_{lk}) - j2\pi f \tau_i) + \quad (3)$$

$$\lim_{N' \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{i'=1}^{N'} g_{i'} (\zeta_{i'} R_{i'})^{-\frac{n}{2}} \exp(j\psi_{i'} - j2\pi\lambda^{-1}(\zeta_{ip} + \zeta_{i'}) - j2\pi f \tau_{i'})$$

نظر بگیرید. ایستگاه پایه و کاربر به ترتیب  $n_{BS}$  و  $n_U$  المان آنتن omni directional در افق دارند و در اینجا  $n_{BS} = n_U = 2$  (یک کانال  $2 \times 2$  MIMO) در نظر گرفته شده است. در کانال انتشار شکل ۱ پراکنده کننده های  $i$ ام،  $k$ ام و  $i'$ ام به ترتیب با  $S_i$ ،  $S_k$  و  $S_{i'}$  نمایش داده می شوند و  $R_k$  و  $R_{i'}$  به ترتیب فواصل بین پراکنده کننده های  $k$ ام و  $i'$ ام از کاربر را نمایش می دهند. پراکنده کننده ها بر روی دیسک توخالی در بازه های  $R_1 \leq R_k \leq R_2$  و  $R_1 \leq R_{i'} \leq R_2$  قرار گرفته اند و فاصله بین ایستگاه پایه و کاربر با  $D$  نشان داده می شود. مطابق این مدل انتشار، امواج صفحه ای از  $BS_p$  ارسال شده و در طول مسیر بعد از یک بار انعکاس تنها توسط پراکنده کننده های محلی دور کاربر و یا دو بار انعکاس، توسط پراکنده کننده های موجود در فضای باز و بعد از آن برخورد به پراکنده کننده های محلی دور کاربر، توسط گیرنده دریافت می شوند. با در نظر گرفتن کانال محوشدگی رایلی، مؤلفه راستای دید (LOS) وجود ندارد. نمایش ریاضی پاسخ کانال معادل بین  $BS_p$  و  $U_i$ ،  $h_{lp}(\tau)$  به فرم (۱) بیان می شود [۱۱] که  $\zeta_{ki} = \sqrt{L^2 + R_k^2 - 2LR_k \cos(\alpha - \phi_k^U)}$ ،  $\alpha = \pi - \tan^{-1}(x/D_1)$ ،  $\phi = \tan^{-1}(x/D_2)$ ،  $\zeta_i = \sqrt{x^2 + D_1^2}$  و  $L = \sqrt{x^2 + D_2^2}$  مستقل  $S_i$ ،  $S_k$  و  $S_{i'}$  و همچنین  $n$  ضریب اتلاف مسیر می باشد.  $g_{ki}$  دامنه موج پراکنده شده توسط پراکنده کننده های  $k$ ام و  $i$ ام به طرف کاربر و  $g_{i'}$  دامنه موج پراکنده شده توسط پراکنده کننده  $i'$ ام به طرف کاربر است.  $\psi_{ki}$  شیفت فاز ایجاد شده توسط پراکنده کننده های  $i$ ام و  $k$ ام و  $\psi_{i'}$  شیفت فاز ایجاد شده توسط پراکنده کننده  $i'$ ام را مشخص می کند.  $\zeta_{ip}$ ،  $\zeta_{ki}$ ،  $\zeta_{lk}$  و  $\zeta_{i'}$  فواصل نشان داده شده بر روی شکل ۱ می باشند که توابعی از پارامترهای  $\alpha$ ،  $\phi_i^U$ ،  $\phi_k^U$ ،  $R_k$  و  $R_{i'}$  هستند و  $\delta_{lm}$  و  $\delta_{pq}$  به ترتیب فاصله بین المان های آنتن فرستنده و گیرنده می باشند.

$$f(x, R_k, \phi_k^U) = f(x)f(R_k)f(\phi_k^U) \tag{۹}$$

$$f(R_i, \phi_i^U) = f(R_i)f(\phi_i^U)$$

با ساده کردن (۷) با استفاده از قوانین سینوس‌ها و جایگذاری در (۵)، (۱۰) را خواهیم داشت که در آن  $A = \sqrt{L^2 + R_k^2 - 2LR_k \cos(\alpha - \phi_k^U)}$  ما در اینجا برای AOA از تابع چگالی احتمال Von Mises استفاده می‌نماییم [۱۲]

$$f(\phi_k^U) = \frac{\exp(k \cos(\phi_k^U - \mu))}{\sqrt{2\pi} I_0(k)}, \quad \phi_k^U \in [-\pi, \pi]$$

$$f(\phi_i^U) = \frac{\exp(k' \cos(\phi_i^U - \mu))}{\sqrt{2\pi} I_0(k')}, \quad \phi_i^U \in [-\pi, \pi]$$

که در آن  $\mu \in [-\pi, \pi]$  برای جهت میانگین AOA دیده‌شده توسط کاربر به کار می‌رود و  $k \geq 0$  و  $k' \geq 0$  پهنای AOA را کنترل می‌نمایند. وقتی  $L \gg R_k$  تابع همبستگی متقابل به شکل بسته ریاضی به دست خواهد آمد. مطابق روابط داده‌شده در منبع [۱۳] که به صورت زیر می‌باشد

$$\int_{-\pi}^{\pi} \cos z \exp(x \sin z + y \cos z) dz = \frac{\sqrt{2\pi} I_0(\sqrt{x^2 + y^2})}{\sqrt{x^2 + y^2}}$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \sin z \exp(x \sin z + y \cos z) dz = \frac{\sqrt{2\pi} I_1(\sqrt{x^2 + y^2})}{\sqrt{x^2 + y^2}} \tag{۱۲}$$

$$\lim_{x \rightarrow \infty} (1+x)^{-n} \approx 1 - nx$$

تابع همبستگی (۱۰) به شکل (۱۳) ساده می‌شود که در آن

$$\rho_{lp,mq}(\Delta f) = \frac{1}{\Omega} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{NK} \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^K E[g_{ki}^*](\zeta_i \zeta_{ki} R_k)^{-n} \exp(-j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}(\zeta_{ip} - \zeta_{iq} + \zeta_{lk} - \zeta_{mk}) + j\sqrt{2}\pi\Delta f \tau_i) +$$

$$\frac{1}{\Omega} \lim_{N' \rightarrow \infty} \frac{1}{N'} \sum_{i'=1}^{N'} E[g_{i'}^*](\zeta_{i'} R_{i'})^{-n} \exp(-j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}(\zeta_{i'p} - \zeta_{i'q} + \zeta_{i'l'} - \zeta_{i'm'}) + j\sqrt{2}\pi\Delta f \tau_{i'}) \tag{۵}$$

$$\frac{E[g_{ki}^*](\zeta_i \zeta_{ki} R_k)^{-n}}{KN} = (\zeta_i(\phi, x) \zeta_{ki}(x, R_k, \phi_k^U) R_k)^{-n} f(x, R_k, \phi_k^U) dx dR_k d\phi_k^U$$

$$\frac{E[g_{i'}^*](\zeta_{i'} R_{i'})^{-n}}{N'} = (\zeta_{i'}(\phi_{i'}^U, R_{i'}) R_{i'})^{-n} f(\phi_{i'}^U, R_{i'}) dR_{i'} d\phi_{i'}^U \tag{۶}$$

$$\rho_{lp,mq}(\Delta f) = \frac{1}{\Omega} \int_{-l}^{l} \int_{R_1}^{R_2} \int_{-\pi}^{\pi} (\zeta_i A_i R_k)^{-n} \exp(j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}(\delta_{pq} \cos(\alpha - \phi_i^{BS}) + \delta_{lm} \cos(\phi_k^U - \beta_{lm}))) \times$$

$$\exp(j\sqrt{2}\pi\Delta f c^{-1}(\zeta_i + A_i + R_k)) f(x) f(R_k) f(\phi_k^U) dx dR_k d\phi_k^U +$$

$$\frac{1}{\Omega} \int_{R_1}^{R_2} \int_{-\pi}^{\pi} (DR_{i'})^{-n} \exp(j\sqrt{2}\pi \frac{\delta_{pq}}{\lambda} \cos \alpha_{pq} + j\sqrt{2}\pi\Delta f c^{-1}(R_{i'} + D)) \times$$

$$\exp(j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}(\delta_{pq} \frac{R_{i'}}{D} \sin \alpha_{pq} \sin \phi_{i'}^U + \delta_{lm} \cos(\phi_{i'}^U - \beta_{lm}) + R_{i'} \Delta f c^{-1} \cos \phi_{i'}^U)) f(R_{i'}) f(\phi_{i'}^U) dR_{i'} d\phi_{i'}^U \tag{۱۰}$$

$$\rho_{lp,mq}(\Delta f) = \frac{1}{\Omega I_0(k)} \int_{-l}^{l} \int_{R_1}^{R_2} (A_i)^{-n} FI(S) f(x) f(R_k) dx dR_k +$$

$$\frac{1}{\Omega I_0(k)} \int_{-l}^{l} \int_{R_1}^{R_2} (A_i)^{-n} (\sqrt{2} \frac{R_k}{L} \cos \alpha) F(x, R_k + y_\delta) \frac{I_1(S)}{S} f(x) f(R_k) dx dR_k +$$

$$\frac{1}{\Omega I_0(k)} \int_{-l}^{l} \int_{R_1}^{R_2} (A_i)^{-n} (\sqrt{2} \frac{R_k}{L} \sin \alpha) F(x, R_k + y_\delta) \frac{I_{-1}(S)}{S} f(x) f(R_k) dx dR_k +$$

$$\frac{1}{\Omega} \int_{R_1}^{R_2} \frac{(DR_{i'})^{-n}}{I_0(k')} \exp(j\sqrt{2}\pi \delta_{pq} \lambda^{-1} \cos \alpha_{pq} + j\sqrt{2}\pi\Delta f c^{-1}(D + R_{i'})) I_0(\sqrt{(x, R_{i'} + y_\tau)^2 + (x_\tau R_{i'} + y_\tau)^2}) f(R_{i'}) dR_{i'} \tag{۱۳}$$

$$\zeta_{ip}^r = (\frac{\delta_{pq}}{\lambda})^r + \zeta_i^r - \sqrt{2} \frac{\delta_{pq}}{\lambda} \zeta_i \cos(\alpha_{pq} - \phi_i^{BS})$$

$$\zeta_{iq}^r = (\frac{\delta_{pq}}{\lambda})^r + \zeta_i^r + \sqrt{2} \frac{\delta_{pq}}{\lambda} \zeta_i \cos(\alpha_{pq} - \phi_i^{BS})$$

$$\zeta_{lk}^r = (\frac{\delta_{lm}}{\lambda})^r + R_k^r - \sqrt{2} R_k \frac{\delta_{lm}}{\lambda} \cos(\phi_k^U - \beta_{lm})$$

$$\zeta_{mk}^r = (\frac{\delta_{lm}}{\lambda})^r + R_k^r + \sqrt{2} R_k \frac{\delta_{lm}}{\lambda} \cos(\phi_k^U - \beta_{lm}) \tag{۷}$$

$$\zeta_{i'p}^r = (\frac{\delta_{pq}}{\lambda})^r + \zeta_{i'}^r - \sqrt{2} \frac{\delta_{pq}}{\lambda} \zeta_{i'} \cos(\alpha_{pq} - \phi_{i'}^{BS})$$

$$\zeta_{i'q}^r = (\frac{\delta_{pq}}{\lambda})^r + \zeta_{i'}^r + \sqrt{2} \frac{\delta_{pq}}{\lambda} \zeta_{i'} \cos(\alpha_{pq} - \phi_{i'}^{BS})$$

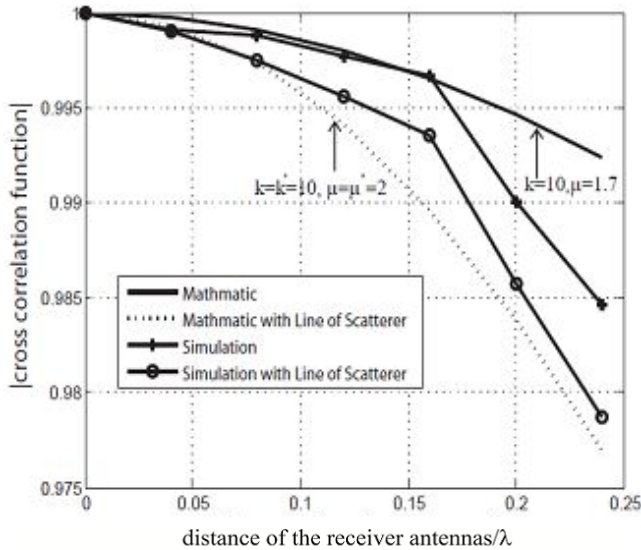
$$\zeta_{i'l'}^r = (\frac{\delta_{lm}}{\lambda})^r + R_{i'}^r - \sqrt{2} R_{i'} \frac{\delta_{lm}}{\lambda} \cos(\phi_{i'}^{BS} - \beta_{lm})$$

$$\zeta_{i'm'}^r = (\frac{\delta_{lm}}{\lambda})^r + R_{i'}^r + \sqrt{2} R_{i'} \frac{\delta_{lm}}{\lambda} \cos(\phi_{i'}^{BS} - \beta_{lm})$$

با استفاده از قانون سینوس‌ها در مثلث  $OS_iO'$  خواهیم داشت

$$\frac{\sin(\phi_{i'}^U - \phi_{i'}^{BS})}{D} = \frac{\sin(\phi_{i'}^{BS})}{R_{i'}} = \frac{\sin(\phi_{i'}^U)}{\zeta_{i'}} \tag{۸}$$

با فرض  $D \gg R_p \gg R_l \gg \delta_{lm}$  استفاده از روابط تقریبی  $\cos(X) \approx 1$  و  $\sin(X) \approx X$ ،  $\sqrt{1+X} \approx 1+X/2$  کوچک است، می‌توان معادلات را ساده نمود. با استفاده از (۸)،  $\phi_{i'}^{BS} = (R_{i'}/D) \sin \phi_{i'}^{BS}$  به دست می‌آید. با توجه به استقلال توزیع پراکنده‌کننده‌ها در راستای  $R$ ،  $\phi^U$  را داریم



شکل ۳: تابع همبستگی متقابل در فواصل مختلف المان های آنتن در گیرنده.

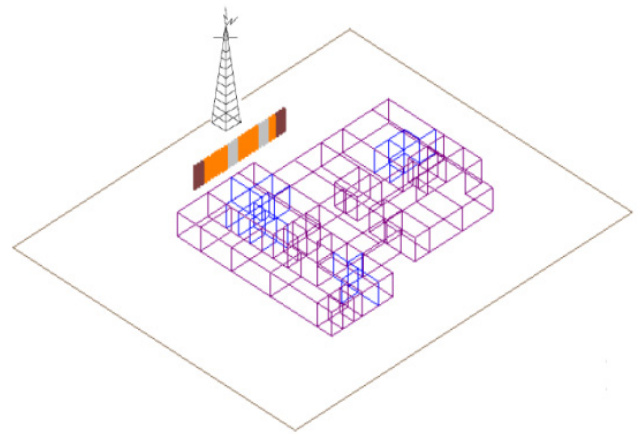
شبیه سازی ها با فرض  $\alpha_{pq} = \beta_{lm} = \pi/2$ ،  $n = 1/8$ ،  $f = 700$  MHz، ارتفاع آنتن های فرستنده ۵ متر و ارتفاع آنتن های گیرنده ۱/۵ متر انجام شده است. همچنین با در نظر گرفتن  $D = 93\lambda$  و با توجه به این که  $D \gg R_1 \gg R_2 \gg \delta_{lm}$ ، تقریب های  $R_1 \approx 9.3\lambda$  و  $R_2 \approx 2.3\lambda$  را خواهیم داشت.

با مقایسه مقادیر تابع همبستگی مدل ریاضی ارائه شده در بخش ۲ مقاله و مقادیر به دست آمده از شبیه سازی به تنظیم پارامترهای  $k$ ،  $k'$ ،  $\mu$  و  $\mu'$  می پردازیم به طوری که مقادیر همبستگی در دو حالت هر چه بیشتر به هم نزدیک شوند. با در نظر گرفتن توزیع پراکنده کننده های فضای باز به دلیل تغییر در مکان برخورد پرتوی ارسالی از فرستنده به پراکنده کننده های در نظر گرفته شده بر روی دیسک توخالی لازم است پارامترهای  $k'$  و  $\mu'$  دوباره تنظیم شوند.

همان طور که شکل ۳ نشان می دهد با مقایسه مقادیر همبستگی با وجود پراکنده کننده های فضای باز و بدون آن می توان گفت با در نظر گرفتن پراکنده کننده های فضای باز، مقادیر همبستگی در هر دو مدل ریاضی و مدل شبیه سازی شده کاهش یافته و بنابراین پدیده چندمسیره بهتر توصیف می شود که این مسأله در محاسبات ظرفیت کانال های MIMO از اهمیت خاصی برخوردار است (در ادامه به بررسی این موضوع می پردازیم).

با استفاده از مقادیر پارامترهای حاصل شده در شکل ۳ به محاسبه مقادیر ظرفیت بر حسب فاصله المان های آنتن گیرنده و SNR می پردازیم. شکل ۴ که مربوط به مقادیر ظرفیت بر حسب فاصله المان های آنتن گیرنده است، نشان می دهد که با در نظر گرفتن توزیع پراکنده کننده ها در محیط فضای باز ظرفیت افزایش یافته است. این شکل همچنین نزدیکی مقادیر ظرفیت به دست آمده برای ساختار هندسی ارائه شده به مقادیر حاصل شده از شبیه سازی در RPS را نشان می دهد.

شکل ۵ افزایش ظرفیت بر حسب SNR و نزدیکی نمودارهای حاصل از ساختار هندسی ارائه شده و نتایج شبیه سازی در نرم افزار RPS را با در نظر گرفتن توزیع پراکنده کننده ها در فضای باز نشان می دهد.



شکل ۴: نقشه دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه سیستان و بلوچستان با ایستگاه پایه و توزیعی از پراکنده کننده ها در بیرون ساختمان.

$$\begin{aligned}
 F &= \exp(j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}\delta_{pq}(\sin\alpha_{pq}\sin\phi_t^{BS} + \cos\alpha_{pq}\cos\phi_t^{BS}) + \\
 &\quad j\sqrt{2}\pi\Delta f c^{-1}(\zeta + L + R_k)) \\
 x_\nu &= j\sqrt{2}\pi\frac{\delta_{pq}\sin\alpha_{pq}}{\lambda D} \\
 y_\nu &= j\sqrt{2}\pi\frac{\delta_{lm}\sin\beta_{lm}}{\lambda} + k'\sin\mu \\
 x_\nu &= j\sqrt{2}\pi\frac{\Delta f}{c} \\
 y_\nu &= j\sqrt{2}\pi\frac{\delta_{lm}\cos\beta_{lm}}{\lambda} + k'\cos\mu \\
 x_\delta &= -j\sqrt{2}\pi\Delta f c^{-1}\cos\alpha \\
 y_\delta &= j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}\delta_{lm}\cos\beta_{lm} + k'\cos\mu \\
 x_\epsilon &= -j\sqrt{2}\pi\Delta f c^{-1}\sin\alpha \\
 y_\epsilon &= j\sqrt{2}\pi\lambda^{-1}\delta_{lm}\sin\beta_{lm} + k'\sin\mu \\
 S &= \sqrt{(x_\delta R_k + y_\delta)^2 + (x_\epsilon R_k + y_\epsilon)^2}
 \end{aligned} \tag{14}$$

با توجه به رابطه به دست آمده، این تابع به پارامترهای مختلفی همچون جهت گیری آنتن های ایستگاه پایه و کاربر، فاصله المان های آنتن، فاصله ایستگاه پایه از کاربر،  $\Delta f$  (اختلاف فرکانس) و همچنین  $R_1$ ،  $R_2$ ،  $\alpha$ ،  $L$  و  $k$  پارامترهای مشخص شده در شکل ۱ وابسته است.

### ۳- شبیه سازی کانال انتشار

در این قسمت تابع همبستگی متقابل و ظرفیت برای مدل دانشکده برق و کامپیوتر دانشگاه سیستان و بلوچستان (نشان داده شده در شکل ۲) با استفاده از نرم افزار RPS و (۱۰) به دست آمده و مقایسه می شوند.

از رابطه  $C = E\{\log_2 \det[I_\nu + (SNR/n)HH^H]\}$  برای محاسبه مقادیر ظرفیت استفاده می کنیم که  $\det(\cdot)$  دترمینان،  $I_\nu$  ماتریس همانی  $2 \times 2$ ، SNR نسبت سیگنال به نویز و  $H^H$  ترانپوز مزدوج مختلط را تعیین می کند [۱۴].

برای ایجاد یک MIMO  $2 \times 2$ ، دو فرستنده در بیرون ساختمان و دو گیرنده در داخل ساختمان (شکل ۲) قرار می دهیم. فاصله المان های آنتن فرستنده را مقدار ثابت  $\delta_{pq} = \lambda$  در نظر گرفته مقادیر اندازه تابع همبستگی با وجود توزیع یکنواخت پراکنده کننده ها در فضای باز و بدون در نظر گرفتن این پراکنده کننده ها محاسبه می شوند. پراکنده کننده های موجود بر روی خط راست در فضای نرم افزار به صورت لایه هایی از جنس آج، چوب و شیشه مدل سازی می شوند.

[2] J. Chen, et al., "A novel channel model for relay MIMO cooperative communication based on the geometrical two-ring," in *Proc. of IEEE Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT'10*, pp. 1428-1431, Chengdu, China, 8-11 May 2010.

[3] M. Patzold and B. O. Hogstad, "A space-time channel simulator for MIMO channels based on the geometrical one-ring scattering model," in *Proc. IEEE 60th Conf. on Vehicular Technology, VTC'04-Fall*, vol. 1, pp. 144-149, 26-29 Sep. 2004.

[4] G. Bakhshi, R. Saadat, and K. Shahtalebi, "A modified two-ring reference model for MIMO mobile-to-mobile communication channels," in *Proc. Int. Symp. on Telecommunications, IST 2008*, pp. 409-413, Tehran, Iran, 27-28 Aug. 2008.

[5] Z. Tang and A. S. Mohan, "Evaluation of the performance of indoor MIMO systems," in *Proc. IEEE Symp. on Antennas, Propagation, and EM Theory*, pp. 553-555, Beijing, China, 28 Oct.-1 Nov. 2003.

[6] O. Norklit and J. B. Andersen, "Diffuse channel model and experimental results for array antennas in mobile environments," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 6, pp. 834-840, Jun. 1998.

[7] G. Bakhshi, K. Shahtalebi, and H. Saligheh Rad, "A novel full-three-dimensional MIMO mobile-to-mobile channel reference model," in *Proc. IEEE 3rd Int. Conf. on Signal Processing and Communication Systems, ICSPCS'09*, 6 pp., Omaha, NE, US, 28-30 Sep. 2009.

[8] A. G. Zajic and G. L. Stuber, "3-D MIMO mobile-to-mobile channel simulation," in *Proc. 16th Mobile and Wireless Communications Summit*, 5 pp., Budapest, Hungary, 1-5 Jul. 2007.

[9] X. Cheng, C. X. Wang, Y. Yuan, D. I. Laurenson, and G. Xiaohu, "A novel 3D regular-shaped geometry-based stochastic model for non-isotropic MIMO mobile-to-mobile channels," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., VTC'10-Fall*, 5 pp., Ottawa, Canada, 6-9 Sept. 2010.

[10] M. Patzold and B. O. Hogstad, "A wideband space-time MIMO channel simulator based on the geometrical one-ring model," in *Proc. of 64th IEEE Vehicular Technology, VTC'06-Fall*, 6 pp., Montreal, Canada, 25-28 Sept. 2006.

[11] A. Abdi, J. A. Barger, and M. Kaveh, "A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 51, no. 3, pp. 425-434, May 2002.

[12] J. Fuhl, A. F. Molisch, and E. Boneck, "Unified channel model for mobile radio systems with smart antennas," *IEE Proceedings Radar, Sonar, and Navigation*, vol. 145, no. 1, pp. 32-41, 1998.

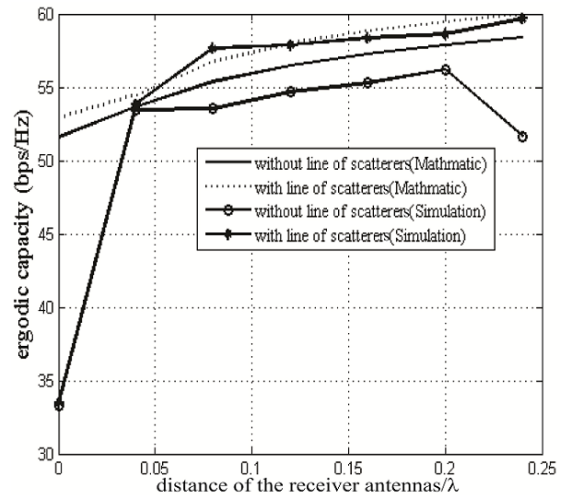
[13] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 7th Edition, Elsevier Inc, Feb. 2007.

[14] I. Sarris and A. R. Nix, "Design and performance assessment of high-capacity MIMO architectures in the presence of a line-of-sight component," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4, pp. 2194-2202, Jul. 2007.

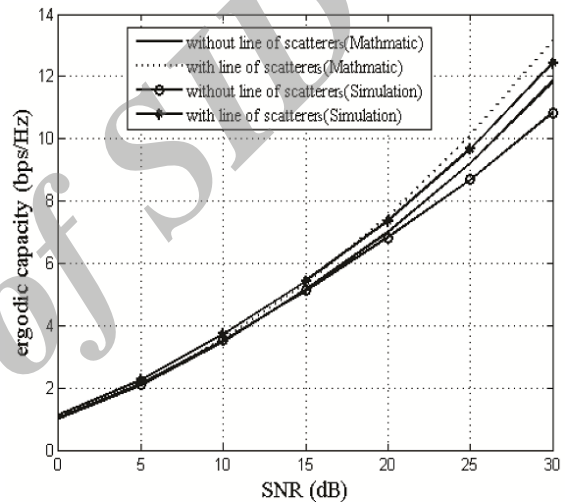
**فاطمه زاده پاریزی** در سال ۱۳۸۹ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید باهنر کرمان و در سال ۱۳۹۱ مدرک کارشناسی ارشد خود را از دانشگاه سیستان و بلوچستان دریافت نمود و هم‌اکنون دانشجوی دکتری مخابرات دانشگاه صنعتی شیراز می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: آنتن، مخابرات بی‌سیم و سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی، انتشار امواج الکترومغناطیسی.

**مهری مهرجو** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق بترتیب در سالهای ۱۳۷۲ و ۱۳۷۶ از دانشگاه فردوسی مشهد و دکتری مخابرات در سال ۱۳۸۸ از دانشگاه واترلو کانادا به پایان رسانده است و هم‌اکنون استاد دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه سیستان و بلوچستان می‌باشد. نامبرده در سالهای ۱۳۸۹ و ۱۳۹۱ دو دوره فرصت مطالعاتی در دانشگاه واترلو کانادا و دانشگاه وسترن انتاریو کانادا را سپری کرده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: شبکه‌های مخابراتی بی‌سیم، پروتکل‌های مخابرات باند پهن، اختصاص منابع در شبکه‌های مخابراتی.

**جواد احمدی شکوه** در سال ۱۳۷۲ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه فردوسی مشهد و در سال ۱۳۷۴ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران دریافت نمود و دکتری مخابرات در سال ۱۳۸۸ از دانشگاه واترلو کانادا به پایان رسانده است و هم‌اکنون استادیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر دانشگاه سیستان و بلوچستان می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: آنتن و میکروویو برای تمام کاربردها، انتشار امواج الکترومغناطیسی و سیستم‌های رادیویی.



شکل ۴: مقادیر ظرفیت در فواصل مختلف المان‌های آنتن گیرنده با وجود  $SNR = 10 \text{ dB}$ .



شکل ۵: مقادیر ظرفیت در  $SNR$  مختلف با  $\delta_{lm} = 0.2 \lambda$ .

#### ۴- نتیجه گیری

با در نظر گرفتن اثر توزیعی از پراکنده‌کننده‌های موجود در فضای باز بین ایستگاه پایه و کاربر یک مدل هندسی جدید برای کانال‌های انتشار MIMO پهن‌بند پیشنهاد شد. محاسبه تابع همبستگی متقابل کانال در ساختار در نظر گرفته شده برای کانال انتشار نشان داد با در نظر گرفتن توزیع پراکنده‌کننده‌ها در محیط فضای باز، پدیده چندمسیره بهتر توصیف می‌شود. از این رو استفاده از مدل هندسی پیشنهادی در محاسبات ظرفیت انتقال داده سیستم‌های MIMO منجر به نتایج دقیق‌تری خواهد گردید. همچنین به منظور بررسی و کالیبراسیون ساختار ارائه‌شده با یک محیط واقعی از نرم‌افزار شبیه‌ساز کانال انتشار (RPS) استفاده شد. با مقایسه مقادیر همبستگی مدل ریاضی و شبیه‌سازی به تنظیم پارامترهای مربوط به توزیع پراکنده‌کننده‌ها پرداختیم و با استفاده از پارامترهای حاصل شده مقادیر ظرفیت به دست آمد. نشان داده شد ظرفیت به دست آمده از ساختار پیشنهادی برای کانال انتشار و نرم‌افزار شبیه‌ساز با اختلاف بسیار ناچیزی به هم نزدیک است.

#### مراجع

[1] R. Verma, S. Mahajan, and V. Rohila, "Classification of MIMO channel models," in *Proc. of 16th IEEE Int. Conf. on Networks, ICON 2008*, 4 pp., 12-14 Dec. 2008.