

سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد برای سیستم FSO- 2×2 تحت کانال های اتمسفری متلاطم با خطای نشانه روی

امید مولوی^۱ سیدمحمدسجاد صدوق^۲

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه شهید بهشتی- تهران- ایران

o.movlavi@mail.sbu.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه شهید بهشتی- تهران- ایران

s_sadough@sbu.ac.ir

چکیده: در این مقاله روش سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد (DSSFB) برای یک سیستم FSO- 2×2 که در معرض تلاطم های اتمسفری و خطاهای نشانه روی قرار دارد، پیشنهاد شده است. رابطه متوسط نرخ خطای بیت را برای طرح پیشنهادی با استفاده از سری های توانی تابع چگالی احتمال کانال به دست آورده ایم و آن را با طرح سیگنالینگ تفاضلی (DSS) و سیستم تک ورودی- دو خروجی (SIMO) و کدینگ تکراری (RC) مقایسه کرده ایم. علاوه بر این رابطه احتمال خطای تقریبی را برای طرح پیشنهادی به دست آورده ایم. نتایج شبیه سازی در این مقاله نشان می دهد که طرح پیشنهادی برخلاف روش سیگنالینگ تفاضلی به بهره دایورسیتی کامل می رسد و از لحاظ بهره کدینگ نیز بهتر از طرح کدینگ تکراری عمل می کند. همچنین اثر خطا در لینک بازخورد را بررسی کرده ایم و نشان داده ایم با وجود خطا در لینک بازخورد، طرح پیشنهادی از لحاظ بهره کدینگ بهتر از طرح سیگنالینگ تفاضلی عمل می کند.

واژه های کلیدی: مخابرات نوری فضای آزاد، سیگنالینگ تفاضلی، انتخاب دهانه ارسال، تلاطم اتمسفری، خطای نشانه روی

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.29252/jiaeee.18.3.753

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۹/۲۲

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۹/۰۱/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۹/۲۲

نام نویسنده ی مسئول: دکتر سیدمحمدسجاد صدوق

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران- تهران- اوین- بلوار دانشجو- دانشگاه شهید بهشتی- دانشکده مهندسی برق- ۱۹۸۳۹۶۹۴۱۱

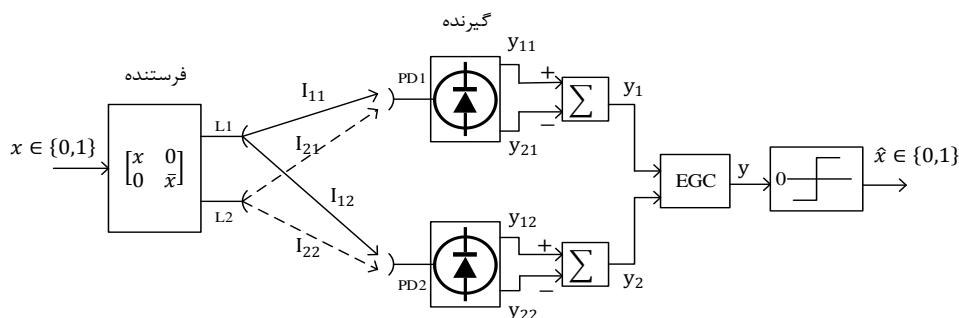
۱- مقدمه

به انتقال داده در محیط انتشار غیر هدایتی مانند فضای آزاد یا زیر آب، با استفاده از حامل‌های نوری در باندهای مرئی، مادون قرمز یا ماوراء بنفش، مخابرات بی‌سیم نوری اطلاق می‌شود [۲، ۱]. با توجه به مزیت‌های مهمی از جمله عدم نیاز به اخذ مجوز برای استفاده از پهنای باند، پهنای باند بسیار بالا، امنیت بالا به دلیل ارتباط نقطه به نقطه، واگرایی خیلی کم پرتو و هزینه پایین و سادگی استقرار، روز به روز توجه به سیستم‌های مخابرات نوری فضای آزاد (FSO)^۱ افزایش می‌یابد [۴، ۳]. با توجه به این مزیت‌ها می‌توان از این لینک‌ها در کاربردهای مختلفی از قبیل لینک موقت در زمان‌های اضطراری، زیرساخت برای سیستم‌های سلولی، پشتیبان برای شبکه فیبر نوری، پخش چندرسانه‌ای و بسیاری از دیگر کاربردها استفاده کرد [۶، ۵].

با این حال، عملکرد لینک‌های مخابراتی FSO به شدت نسبت به پارامترهای اتمسفری حساس است. به طور دقیق‌تر وجود ذرات مه، دود، باران، تابش پس‌زمینه و تلاطم‌های اتمسفری می‌تواند منجر به تضعیف توان و اعوجاج فاز سیگنال شود. وزش باد و تابش‌های خورشیدی باعث می‌شود که بسته‌های هوایی مختلف با دما و فشار متفاوت شکل گیرند و به دلیل اختلاف در ضریب تغییرات این بسته‌ها، پرتو نور هنگام عبور از این بسته‌ها دچار شکست‌های پی در پی می‌شود که منجر به نوساناتی در شدت و فاز پرتو نور دریافتی یا به اصطلاح سوسوزدن می‌شود که عامل مخربی مشابه محوشدگی در کانال‌های مخابرات فرکانس رادیویی به حساب می‌آید [۷]. در اکثر پژوهش‌های اخیر، توزیع گاما-گاما^۲ برای مطالعه ویژگی‌های لینک FSO روی بازه‌ای وسیع از تلاطم‌های اتمسفری (ضعیف تا قوی) استفاده شده است [۹، ۸]. علاوه بر اثرات سوسوزدن، عملکرد لینک FSO می‌تواند تحت تاثیر لرزش ساختمان و انبساط حرارتی قرار گیرد که منجر به خطاهای نشانه روی^۳ بین فرستنده و گیرنده می‌شود؛ این پدیده یک مشکل مهم در بکارگیری مخابرات نوری فضای آزاد در نواحی شهری به حساب می‌آید و به همین دلیل تجهیزات FSO در اکثر موارد روی ساختمان‌های مرتفع نصب می‌شوند. بنابراین برای مطالعه‌ی واقع گرایانه‌تر سیستم‌های FSO باید در کنار نوسانات اتمسفری، خطاهای نشانه روی را هم در نظر گرفت [۱۱، ۱۰]. برای کاهش اثر تلاطم‌های اتمسفری، روش‌های مختلفی از جمله میانگین‌گیری دهانه^۴، سیستم‌های ترکیبی RF/FSO، دایورسیتی فضایی و زمانی، انتقال وفقی و شکل‌دهی پرتو^۵ پیشنهاد شده است [۱۵-۱۲].

اخیراً استفاده از چند دهانه ورودی و چند دهانه خروجی^۶ در سیستم‌های FSO مطرح شده است. عملکرد نرخ خطای بیت یک سیستم MIMO-FSO^۷ تحت کانال گاما-گاما همراه با خطاهای نشانه روی در مرجع [۱۰] مطالعه شده است. در [۱۱] نویسندگان یک طرح توزیع فضایی را برای افزایش نرخ داده تحت کانال لاگ-نرمال^۸ همراه با خطاهای نشانه روی پیشنهاد داده‌اند. از آنجایی که کانال اتمسفری یک کانال شبه ایستگاه^۹ است و زمان همدوسی^{۱۰} آن بین حدوداً ۰.۱ تا

۱۰ میلی ثانیه است، پارامترهای کانال برای میلیون‌ها بیت متوالی ثابت است. نشان داده شده است که داشتن یک لینک بازخورد حاوی اطلاعات حالت کانال می‌تواند عملکرد نرخ خطای بیت را به طور محسوسی بهبود بخشد. از این رو، فرستنده می‌تواند در سیستم‌های چند ورودی، بهترین دهانه ارسال را برای تخصیص توان بهینه انتخاب کند. در [۱۶] یک طرح انتخاب دهانه ارسال تحت کانال تلاطمی شدید با استفاده از مدولاسیون OOK^{۱۱} پیشنهاد شده است که نیاز به اطلاعات دقیق کانال دارد تا بهترین دهانه ارسال را انتخاب کند و روابط نرخ خطای بیت این طرح برای سیستم 2×1 به دست آمده است. با این حال، در عمل، لینک بازخورد نمی‌تواند بدون خطا باشد. در [۱۷] نویسندگان یک طرح شکل‌دهی پرتو را در حضور لینک خطادار که در آن یک بیت اطلاعات کانال CSI^{۱۲} برای فرستنده ارسال می‌شود تحت سیستم MISO-FSO^{۱۳} پیشنهاد داده‌اند. اثر خطاهای بازخورد و خطاهای نشانه‌روی در یک سیستم MISO-FSO تحت کانال گاما-گاما در [۱۸] بررسی شده و در آنجا یک طرح شکل‌دهی پرتوی مقاوم در برابر خطای بازخورد پیشنهاد شده است. در [۱۹]، طرح شکل‌دهی پرتو مقاوم در برابر خطای بازخورد برای یک سیستم MIMO-FSO که در معرض تلاطم شدید اتمسفری قرار دارد، پیشنهاد شده است. با توجه به سادگی، مدولاسیون شدت و آشکارسازی مستقیم (IM/DD)^{۱۴} مبتنی بر طرح مدولاسیونی روشن/خاموش (OOK) در اکثر سیستم‌های تجاری FSO به کار گرفته شده است. با این حال با توجه به تلاطم‌های اتمسفری، در گیرنده به یک آستانه تصمیم‌گیری پویا برای آشکارسازی نیاز است. برای داشتن این آستانه پویا باید اطلاعات دقیق کانال در اختیار گیرنده باشد که این اطلاعات توسط سمبل‌های پایلوت قابل دست‌یابی است. اما ردیابی لحظه‌ای تلاطم‌های اتمسفری منجر به طراحی پیچیده گیرنده و اتلاف پهنای باند به دلیل ارسال سمبل‌های پایلوت می‌شود. در [۲۰]، استفاده از دو طول موج لیزر برای حذف اثر تشعشع پس‌زمینه در سیستم‌های مخابرات نوری فضای آزاد مطرح شده است که به طرح سیگنالینگ تفاضلی (DSS)^{۱۵} مشهور است. در این طرح، سیگنال OOK و مکمل آن با استفاده از دو طول موج نزدیک به هم ارسال می‌شوند و در گیرنده با استفاده از اختلاف دو سیگنال دریافتی آشکارسازی انجام می‌شود. استفاده از سیگنالینگ تفاضلی باعث می‌شود که آستانه تصمیم‌گیری برای مدولاسیون OOK ثابت باشد، بنابراین به آستانه تصمیم‌گیری پویا و CSI در گیرنده نیاز نیست و به این ترتیب از اتلاف پهنای باند نیز جلوگیری می‌شود. اعمال یک لینک بازخورد به طرح DSS که حاوی اطلاعات بهترین مسیر است برای یک سیستم 2×1 تحت کانال گاما-گاما در مرجع [۲۱] پیشنهاد شده است به طوری که طرح پیشنهادی عملکرد BER^{۱۶} را نسبت به طرح DSS بهبود می‌بخشد. در [۲۱]، برای جلوگیری از پیچیدگی محاسباتی خطاهای نشانه روی لحاظ نشده و فقط یک گیرنده در نظر گرفته شده است. افزایش تعداد گیرنده‌ها در سیستم FSO می‌تواند عملکرد BER را بهبود بخشد [۲۲].



شکل (۱): بلوک دیاگرام طرح سیگنالینگ تفاضلی

e_{ij} نویز سفید گوسی با میانگین صفر و واریانس σ^2 بین فرستنده i ام و گیرنده j ام است. در شکل (۱) برای سادگی، بلوک دیاگرام طرح سیگنالینگ تفاضلی را با استفاده از دو بعد فضایی نشان داده‌ایم. با توجه به خاصیت تفاضلی سیگنال‌های ارسالی در هر کدام از گیرنده‌ها، پس از ترکیب سیگنال دریافتی دو گیرنده با استفاده از روش EGC^۲، سیگنال دریافتی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$y = (y_{11} + y_{12}) - (y_{21} + y_{22}) \quad (2)$$

با توجه به این که از سیگنالینگ OOK استفاده کرده‌ایم، تصمیم‌گیری در گیرنده برای تخمین سیگنال ارسالی، بدون اطلاع از ضرایب کانال و با استفاده از سیگنالینگ تفاضلی بر اساس سنجۀ $y \geq 0$ انجام می‌شود [۲۳].

۳- مدل کانال

ضریب کانال I ، نوسانات تصادفی ضریب کانال انتشار را مدل می‌کند. در مدل مورد نظر، I را به صورت ضرب دو پارامتر در نظر می‌گیریم: تلاطم اتمسفری I_a و خطای نشانه روی I_p . بنابراین ضریب کانال به صورت $I = I_a I_p$ نوشته می‌شود. زمانی که اثر تلاطم اتمسفری و خطای نشانه روی بصورت توأمان در نظر گرفته شوند، توزیع I به این صورت مدل می‌شود [۱۰]:

$$f_I(z) = \frac{\alpha \beta \xi^2 G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha \beta z}{A_0} \middle| \xi^2 - 1, \alpha - 1, \beta - 1 \right)}{A_0 \Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \quad (3)$$

که در آن $G_{p,q}^{m,n}(\dots)$ تابع میجر-جی^{۲۱} است. با فرض این که تشعشع نوری یک موج صفحه‌ای باشد، دو پارامتر α و β که نوسانات تابشی تلاطم اتمسفری را مشخص می‌کنند بر اساس روابط زیر نوشته می‌شوند [۱۰]:

$$\alpha = \left[\exp \left(0.49 \sigma_R^2 / \left(1 + 1.11 \sigma_R^5 \right)^{\frac{7}{6}} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (4)$$

در این پژوهش قصد داریم طرح سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد (DSSFB^{۲۲}) را برای سیستمی که از ۲ دهانه گیرنده FSO 2×2 تشکیل شده تحت کانال اتمسفری گاما-گاما همراه با خطاهای نشانه روی بررسی کنیم. با توجه به اینکه تابع چگالی احتمال توزیع گاما-گاما دارای تابع بسل نوع دوم است و روابط انتگرالی آن پیچیدگی‌هایی دارد، این‌جا از سری‌های توانی برای تحلیل توزیع کانال استفاده می‌کنیم. در روشی که پیشنهاد شده است، برای درک بهتر عملکرد سیستم به جای استفاده از دو طول موج مختلف، از دو فرستنده که فقط یکی از آن‌ها پالس ارسال می‌کند و دیگری خاموش است، استفاده شده است. فرض می‌کنیم که گیرنده می‌تواند ضریب کانال مربوط به دو فرستنده را با هم مقایسه و آن را توسط یک بیت برای فرستنده ارسال کند. بنابراین با توجه به این بازخورد، پالس سیگنال از فرستنده‌ای ارسال می‌شود که مسیر آن دارای ضریب کانال بهتری است. ابتدا رابطه BER را برای طرح DSS تحت کانال گاما-گاما همراه با خطاهای نشانه روی به دست می‌آوریم. سپس رابطه BER را برای طرح DSSFB بررسی می‌کنیم و نشان خواهیم داد با استفاده از این طرح داپورسیتی کامل برای سیستم 2×2 -FSO حاصل می‌شود. علاوه بر این، اثر وجود خطا را در لینک بازخورد بررسی می‌کنیم و نشان خواهیم داد حتی با وجود خطا در بازخورد، طرح پیشنهادی از لحاظ بهره کدینگ^{۱۸} عملکرد بهتری نسبت به طرح DSS از خود نشان می‌دهد.

۲- مدل سیگنال

همانطور که شکل (۱) نشان می‌دهد، در این مقاله یک سیستم 2×2 -FSO را در نظر می‌گیریم. فرض می‌کنیم که دو فرستنده از دو بازه زمانی/ طول موج متمایز برای ارسال سیگنال OOK استفاده می‌کنند. بنابراین رابطه ارسال و دریافت سمبل OOK که با $x \in \{0,1\}$ نشان داده می‌شود، به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} I_{11} & I_{21} \\ I_{21} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & 0 \\ 0 & \bar{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} \\ e_{21} & e_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

که در آن y_{ij} و I_{ij} به ترتیب سیگنال دریافتی و ضریب کانال بین فرستنده i ام و گیرنده j ام، ρ پاسخ‌دهی آشکارساز^{۱۹}، $\bar{x} = 1 - x$

آوریم [۱۸]. اگر داشته باشیم $I^{(2)} = I_1 + I_2$ ، پس از محاسبات ریاضی برای مجموع دو متغیر تصادفی با توزیع گاما-گاما همراه با خطای نشانه روی تابع چگالی احتمال زیر به دست می‌آید:

$$f_{I^{(2)}}(z) = \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & \tilde{A}_1 z^{2\xi^2-1} + \sum_{n=0}^{\infty} [\tilde{A}_{n,2} z^{n+2\alpha-1} + \tilde{A}_{n,3} z^{n+2\beta-1} \\ & + \tilde{A}_{n,4} z^{n+\alpha+\xi^2-1} + \tilde{A}_{n,5} z^{n+\beta+\xi^2-1} + \tilde{A}_{n,6} z^{n+\alpha+\beta-1}] \\ & \text{که در آن } \tilde{A}_1 = \frac{(\Gamma(\xi^2)X_0)^2}{\Gamma(2\xi^2)} \end{aligned}$$

$$\tilde{A}_{n,2} = \frac{(\Gamma(n+\alpha)Y_n) * (\Gamma(n+\alpha)Y_n)}{\Gamma(n+2\alpha)},$$

$$\tilde{A}_{n,3} = \frac{(\Gamma(n+\beta)Z_n) * (\Gamma(n+\beta)Z_n)}{\Gamma(n+2\beta)},$$

$$\tilde{A}_{n,4} = \frac{2\Gamma(\xi^2)\Gamma(n+\alpha)X_0Y_n}{\Gamma(n+\alpha+\xi^2)},$$

$$\tilde{A}_{n,5} = \frac{2\Gamma(\xi^2)\Gamma(n+\beta)X_0Z_n}{\Gamma(n+\beta+\xi^2)},$$

$$\tilde{A}_{n,6} = \frac{2(\Gamma(n+\alpha)Y_n) * (\Gamma(n+\beta)Z_n)}{\Gamma(n+\alpha+\beta)}.$$

علاوه بر این، با توجه به رابطه تابع توزیع تجمعی $F_{I^{(2)}}(z) = \int_{-\infty}^z f_{I^{(2)}}(t)dt$ می‌توان $F_{I^{(2)}}(z)$ مجموع دو متغیر تصادفی را به صورت زیر به دست آورد:

$$\begin{aligned} F_{I^{(2)}}(z) = & \frac{\tilde{A}_1 z^{2\xi^2}}{2\xi^2} + \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\tilde{A}_{n,2} z^{n+2\alpha}}{n+2\alpha} + \frac{\tilde{A}_{n,3} z^{n+2\beta}}{n+2\beta} \right. \\ & \left. + \frac{\tilde{A}_{n,4} z^{n+\alpha+\xi^2}}{n+\alpha+\xi^2} + \frac{\tilde{A}_{n,5} z^{n+\beta+\xi^2}}{n+\beta+\xi^2} + \frac{\tilde{A}_{n,6} z^{n+\alpha+\beta}}{n+\alpha+\beta} \right] \quad (11) \end{aligned}$$

۴- طرح سیگنالینگ تفاضلی

در این بخش به تحلیل عملکرد طرح DSS در نظر گرفته شده می‌پردازیم. هدف از این تحلیل‌ها به دست آوردن رابطه BER برای طرح DSS و فراهم نمودن مقدمات ارائه طرح DSS مبتنی بر بازخورد (DSSFB) است. با توجه به روابط (۱) و (۲) می‌توان متغیر تصمیم‌گیری برای گیرنده را به صورت زیر نوشت:

$$y = \rho x (I_{11} + I_{12}) - \rho \bar{x} (I_{21} + I_{22}) + E_1 - E_2 \quad (12)$$

که در آن E_1 و E_2 نویز سفید گوسی با میانگین صفر و واریانس $2\sigma^2$ هستند. در رابطه (۱۲) فرض می‌کنیم: $I_1^{(2)} = I_{11} + I_{12}$ و $I_2^{(2)} = I_{21} + I_{22}$. با توجه به (۱۲) دو رخداد محتمل برای خطا وجود دارد: زمانی که $x = 1$ و $y < 0$ یا $x = 0$ و $y > 0$. با توجه به این مشاهدات، احتمال خطای لحظه‌ای به صورت زیر است:

$$\beta = \left[\exp \left(0.51 \sigma_R^2 / \left(1 + 0.69 \sigma_R^{\frac{12}{5}} \right)^{\frac{5}{6}} \right) - 1 \right]^{-1} \quad (5)$$

که در آن $\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 k^{\frac{7}{6}} L^{\frac{11}{6}}$ واریانس ریتو^{۲۳}، $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ عدد موج، λ بیانگر طول موج، L طول مسیر انتشار و C_n^2 پارامتر ساختار ضریب شکست است. خطای نشانه‌روی، جایجایی کلی بین مرکز وزن پرتوی نوری و مرکز دهانه گیرنده است. اثر این خطا را می‌توان توسط این پارامترها مشخص کرد: $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$ ، $v = \sqrt{\pi/2} R / \omega_b$ ، $\omega_b^2 = 4\sigma_s^2 / \omega_e^2$ که در آن R شعاع دهانه گیرنده، ω_b اندازه پرتو دریافتی، $\omega_e = [\sqrt{\pi} \text{erf}(v) \omega_b^2 / (2ve^{-v^2})]^{1/2}$ عرض پرتو معادل^{۲۴}، σ_s^2 واریانس توزیع گوسی دو لرزش افقی و عمودی ساختمان و $\text{erf}(\cdot)$ تابع خطا است. با توجه به حضور تابع میجر-جی در رابطه (۳) کار کردن با PDF^{۲۵} توزیع گاما-گاما همراه با خطای نشانه‌روی نسبتاً پیچیده است. به خصوص برای سیستم‌های MIMO-FSO به دست آوردن نتایج تحلیلی با استفاده از PDF داده شده در (۳) کار آسانی نیست. بنابراین ما از یک شیوه دیگر برای نمایش PDF کانال گاما-گاما همراه با خطای نشانه‌روی استفاده می‌کنیم تا محاسبات ساده‌تر شوند. علاوه بر این، فرم جایگزین به ما اجازه می‌دهد که برخی از ویژگی‌های سیستم مانند بهره داپورسیتی^{۲۶} و بهره‌ی کدینگ را به دست آوریم. با استفاده از تئوری اسلاتر^{۲۷} [۲۴]، می‌توانیم تابع میجر-جی را به صورت سری‌های توانی بنویسیم. پس از ساده‌سازی‌های جبری، تابع چگالی احتمال I به این صورت نوشته می‌شود [۱۰]:

$$f_I(z) = X_0 z^{\xi^2-1} + \sum_{n=0}^{\infty} Y_n z^{n+\alpha-1} + \sum_{n=0}^{\infty} Z_n z^{n+\beta-1} \quad (6)$$

که در آن

$$X_0 = \frac{\xi^2}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \Gamma(\alpha-\xi^2)\Gamma(\beta-\xi^2) \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{\xi^2} \quad (7)$$

$$Y_n = \frac{\xi^2}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \frac{\Gamma(\xi^2-\alpha)\Gamma(\beta-\alpha)}{\Gamma(1+\xi^2-\alpha)} \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{n+\alpha} \times \frac{(\alpha-\xi^2)_n}{(1+\alpha-\xi^2)_n (1+\alpha-\beta)_n n!} \quad (8)$$

$$Z_n = \frac{\xi^2}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \frac{\Gamma(\xi^2-\beta)\Gamma(\alpha-\beta)}{\Gamma(1+\xi^2-\beta)} \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{n+\beta} \times \frac{(\beta-\xi^2)_n}{(1+\beta-\xi^2)_n (1+\beta-\alpha)_n n!} \quad (9)$$

با استفاده از آزمون نسبت می‌توان نشان داد که هر کدام از سری‌های توانی در رابطه (۶) مطلقاً همگرا هستند.

در ادامه ما نیاز داریم که توزیع مجموع دو متغیر تصادفی با توزیع (۶) را به دست آوریم. از آن‌جا که همه‌ی ضرایب کانال مورد نظر ما دارای توزیع یکسان و مستقلی هستند می‌توانیم توزیع مجموع دو متغیر تصادفی را با استفاده از تابع تولید ممان (MGF^{۲۸}) به دست

SIMO که از مدولاسیون OOK استفاده می‌کنند و در گیرنده روش ترکیب با وزن برابر (EGC) را به کار می‌گیرند، به ترتیب به صورت زیر است:

$$\bar{P}_{e-SISO} = \int_0^{\infty} Q\left(z\sqrt{4\bar{\gamma}}\right) f_I(z) dz \quad (\text{الف}-۲۰)$$

$$\bar{P}_{e-SIMO} = \int_0^{\infty} Q\left(z\sqrt{\bar{\gamma}/2}\right) f_{I(2)}(z) dz \quad (\text{ب}-۲۰)$$

با جاگذاری رابطه (۶) در (الف-۲۰) و استفاده از (۱۶)، می‌توان دریافت که مرتبه دایورسیتی سیستم SISO برابر با $\delta/2$ است. همچنین با مقایسه‌ی روابط (۱۵) و (ب-۲۰) می‌توان نتیجه گرفت که مرتبه دایورسیتی در حالت SIMO برابر با مرتبه دایورسیتی طرح DSS یعنی δ است. به ازای $\bar{\gamma}$ های بالا، خواهیم داشت:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \bar{P}_{e-SIMO} = 2^{\delta} \lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \bar{P}_{e-DSS} \quad (۲۱)$$

لذا برتری بهره کدینگ طرح DSS نسبت به طرح SIMO را می‌توان به کمک رابطه (۱۸) به صورت زیر به دست آورد:

$$\Delta C_g = \frac{C_g^{DSS}}{C_g^{SIMO}} = 3dB \quad (۲۲)$$

در بخش بعدی با اعمال یک بیت بازخورد به طرح DSS که حاوی بهترین مسیر ارسال است، مرتبه دایورسیتی سیستم در نظر گرفته شده را به 2δ می‌رسانیم.

۵- طرح سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد

همان‌طور که در بخش ۴ بررسی شد، سیستم 2×2 مبتنی بر سیگنالینگ DSS به بالاترین بهره دایورسیتی ممکن و قابل دست‌یابی نمی‌رسد. بنابراین، در این بخش طرح سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد (DSSFB) را پیشنهاد می‌دهیم که دایورسیتی بالاتری را فراهم می‌کند. فرض می‌کنیم که گیرنده بدون نیاز به تخمین می‌تواند دو مقس‌دار $I_1^{(2)} = (I_{11} + I_{12})$ و $I_2^{(2)} = (I_{21} + I_{22})$ را با هم مقایسه کند و با استفاده از اختلاف مشاهده شده در سیگنال‌های دریافتی، $I_i^{(2)} > I_j^{(2)}$ را مرتب می‌کند که در آن $i, j = 1, 2$ و $i \neq j$. بر اساس این مقایسه، گیرنده یک بیت تصمیم‌گیری را انتخاب می‌کند به طوری که ۱ و ۰ به ترتیب بیانگر $I_1^{(2)} > I_2^{(2)}$ و $I_2^{(2)} > I_1^{(2)}$ هستند. مطابق شکل (۲) گیرنده تک بیت انتخاب شده را از طریق لینک بازخورد برای فرستنده ارسال می‌کند و فرستنده بر اساس این بیت، یکی از ماتریس‌های موجود را انتخاب می‌کند. فرایند ارسال و دریافت در شکل (۲) نشان داده شده است.

$$P_e\left(I_i^{(2)}\right) = \frac{1}{2}\left(Pr(y < 0|x=1) + Pr(y > 0|x=0)\right) \quad (۱۳)$$

پس از جایگذاری رابطه (۱۲) در رابطه (۱۳) خواهیم داشت:

$$P_e\left(I_i^{(2)}\right) = \frac{1}{2}\left[Q\left(\frac{\rho I_1^{(2)}}{2\sigma}\right) + Q\left(\frac{\rho I_2^{(2)}}{2\sigma}\right)\right] \quad (۱۴)$$

از آن‌جا که $I_1^{(2)}$ و $I_2^{(2)}$ دارای توزیع یکسان و مستقل هستند، BER متوسط برای طرح DSS به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\bar{P}_{e-DSS} = \int_0^{\infty} Q\left(z\sqrt{\bar{\gamma}}\right) f_{I(2)}(z) dz \quad (۱۵)$$

که در آن $\bar{\gamma} = \frac{\rho^2}{4\sigma^2}$. پس از جایگذاری (۱۰) در (۱۵)، با توجه به این‌که $Q(z) = (1/2)\text{erfc}(z/\sqrt{2})$ و با استفاده از رابطه‌ی

$$\int_0^{\infty} z^{a-1} \text{erfc}(cz) dz = \frac{1}{ac^a \sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{a+1}{2}\right) \quad (۱۶)$$

BER متوسط برای طرح DSS به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e-DSS} = & \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \tilde{A}_1 \frac{\Gamma(\xi^2 + 0.5)}{(2\xi^2)(\sqrt{\bar{\gamma}/2})^{2\xi^2}} + \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\tilde{A}_{n,2} \Gamma(0.5n + \alpha + 0.5)}{(n+2\alpha)(\sqrt{\bar{\gamma}/2})^{n+2\alpha}} + \frac{\tilde{A}_{n,3} \Gamma(0.5n + \beta + 0.5)}{(n+2\beta)(\sqrt{\bar{\gamma}/2})^{n+2\beta}} + \right. \\ & \frac{\tilde{A}_{n,4} \Gamma(0.5(n + \alpha + \xi^2 + 1))}{(n + \alpha + \xi^2)(\sqrt{\bar{\gamma}/2})^{n + \alpha + \xi^2}} + \frac{\tilde{A}_{n,5} \Gamma(0.5(n + \beta + \xi^2 + 1))}{(n + \beta + \xi^2)(\sqrt{\bar{\gamma}/2})^{n + \beta + \xi^2}} \\ & \left. + \tilde{A}_{n,6} \frac{\Gamma(0.5(n + \alpha + \beta + 1))}{(n + \alpha + \beta)(\sqrt{\bar{\gamma}/2})^{n + \alpha + \beta}} \right] \quad (۱۷) \end{aligned}$$

در SNR^{۲۹} های بالا، BER توسط دو پارامتر مشخص می‌شود [۲۱]:

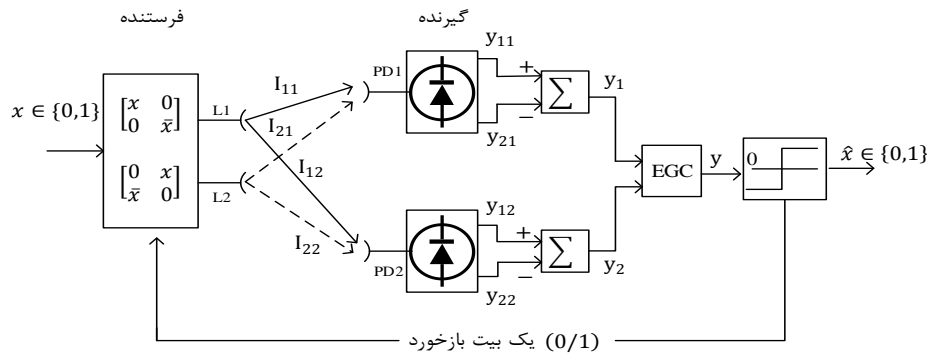
$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} P_e(\bar{\gamma}) = (C_g \bar{\gamma})^{-\delta} \quad (۱۸)$$

که در آن C_g بهره کدینگ و نشان‌دهنده انتقال افقی نسبی نرخ خطا بر حسب SNR در مقیاس لگاریتمی است. از سوی دیگر، δ بهره دایورسیتی و شیب نزولی منحنی‌ها را در SNR های بالا نشان می‌دهد. برای سیستم مورد نظر در این مقاله، به ازای مقادیر بالای SNR جملات مربوط به کوچک‌ترین توان $\bar{\gamma}$ در رابطه (۱۷) بر سایر جملات غالب می‌شوند. بنابراین، با جایگذاری $n=0$ در (۱۷) و فرض مقادیر بالا برای $\bar{\gamma}$ ، خطای تقریبی به این صورت به دست می‌آید:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \bar{P}_{e-DSS}(\bar{\gamma}) = \frac{2^{\delta} \Gamma(\delta + 0.5)}{4\delta \sqrt{\pi} (\sqrt{\bar{\gamma}})^{2\delta}} \times \quad (۱۹)$$

$$\left[\frac{\Gamma(\delta) \xi^2}{\Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{\xi^2} \frac{\Gamma(|\delta - \alpha|) \Gamma(|\delta - \beta|) \Gamma(|\delta - \xi^2|)}{\sqrt{\Gamma(2\delta) \Gamma(1 + \xi^2 - \delta)}} \right]^2$$

که در آن $\delta = \min(\alpha, \beta, \xi^2)$ و می‌توان نتیجه گرفت که مرتبه دایورسیتی برابر با δ است. لازم به ذکر است که بر اساس [۲۵]، نرخ خطای بیت برای لینک SISO (سیستم 1×1) و سیستم 1×2



شکل (۲): بلوک دیاگرام طرح سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد

$$P_e(I_i^{(2)}) = \frac{1}{2} \left[P_r(E_1 - E_2 < -\rho I_1^{(2)} | I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x=1) \right. \\ + P_r(E_2 - E_1 > \rho I_1^{(2)} | I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x=0) \\ + P_r(E_2 - E_1 < -\rho I_2^{(2)} | I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x=1) \\ \left. + P_r(E_1 - E_2 < -\rho I_2^{(2)} | I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x=0) \right] \quad (28)$$

با استفاده از آمارگان مرتبه بالا می‌توان نرخ خطای بیت متوسط برای طرح DSSFB را به این صورت به دست آورد:

$$\bar{P}_{e-DSSFB}(\bar{\gamma}) \\ = 2 \int_0^\infty \int_0^\infty Q(z\sqrt{\bar{\gamma}}) f_{I_2^{(2)}}(w) f_{I_1^{(2)}}(z) dw dz \\ = \int_0^\infty \text{erfc}(z\sqrt{\bar{\gamma}/2}) F_{I_2^{(2)}}(z) f_{I_1^{(2)}}(z) dz \quad (29)$$

با جایگذاری روابط (۱۰) و (۱۱) در (۲۹) و حل انتگرال‌های لازم، نرخ خطای بیت متوسط طرح DSSFB بر حسب سری‌های توانی به دست می‌آید:

$$\bar{P}_{e-DSSFB}(\bar{\gamma}) = B_1 + B_2 + B_3 + B_4 \quad (30)$$

که برای رعایت اختصار در متن مقاله، رابطه دقیق عبارات B_1 تا B_4 در ضمیمه آورده شده است. بنابراین با جایگذاری $n=0$ در رابطه (۳۰) و در نظر گرفتن بزرگ‌ترین جمله، رفتار خطا در SNRهای بالا به این صورت به دست می‌آید:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \bar{P}_{e-DSSFB}(\bar{\gamma}) = \frac{2^{2\delta} \Gamma(2\delta + 0.5)}{8\delta^2 \sqrt{\pi} (\sqrt{\bar{\gamma}})^{4\delta}} \times \quad (31)$$

$$\left[\frac{\Gamma(\delta) \xi^2 \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{\xi^2} \Gamma(|\delta-\alpha|) \Gamma(|\delta-\beta|) \Gamma(|\delta-\xi^2|)}{\Gamma(\alpha) \Gamma(\beta) \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{\xi^2} \sqrt{\Gamma(2\delta) \Gamma(1+\xi^2-\delta)}} \right]^4$$

با توجه به (۳۱) می‌توان دید که کم‌ترین توان $\bar{\gamma}$ برابر با 2δ است که $\delta = \min(\alpha, \beta, \xi^2)$ است. بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که در طرح DSSFB سیستم به حداکثر دایورسیتی ممکن می‌رسد، در حالی که

در این بخش فرض می‌کنیم که فرستنده از $I_i^{(2)} > I_j^{(2)}$ اطلاع دقیق دارد و بیت بازخورد بدون خطا دریافت می‌شود. در فرستنده بر اساس بیت بازخورد، چهار حالت برای انتقال وجود دارد:

حالت اول: $(I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x=1)$ و حالت دوم $(I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x=0)$. در این دو حالت سیگنال‌های دریافتی به این صورت نوشته می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} \\ y_{12} & y_{22} \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} I_{11} & I_{21} \\ I_{12} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & 0 \\ 0 & \bar{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} \\ e_{12} & e_{22} \end{bmatrix} \quad (23)$$

به عبارت دیگر، در دو حالت فوق فرستنده‌ی اولی و دومی به ترتیب سیگنال‌های x و \bar{x} را ارسال می‌کنند و با توجه به رابطه (۲) متغیر تصمیم‌گیری به این صورت نوشته می‌شود:

$$y = \rho x I_1^{(2)} - \rho \bar{x} I_2^{(2)} + E_1 - E_2 \quad (24)$$

حالت سوم: $(I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x=0)$ و حالت چهارم:

$(I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x=1)$. سیگنال‌های دریافتی در این دو حالت به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} \\ y_{12} & y_{22} \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} I_{11} & I_{21} \\ I_{12} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \bar{x} \\ x & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} \\ e_{12} & e_{22} \end{bmatrix} \quad (25)$$

به عبارت دیگر، سیگنال‌های x و \bar{x} به ترتیب توسط فرستنده‌ی اولی و دومی ارسال می‌شوند و متغیر تصمیم‌گیری به صورت زیر است:

$$y = \rho x I_2^{(2)} - \rho \bar{x} I_1^{(2)} + E_2 - E_1 \quad (26)$$

از آن‌جا که تمام رخدادهای خطا نسبت به هم مستقل هستند، احتمال خطای لحظه‌ای برای طرح DSSFB بر اساس چهار حالت فوق به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_e(I_i^{(2)}) = \frac{1}{2} \times \left[P_r(y < 0 | I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x=1) \right. \\ + P_r(y > 0 | I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x=0) \\ + P_r(y < 0 | I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x=1) \\ \left. + P_r(y > 0 | I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x=0) \right]. \quad (27)$$

با جایگذاری روابط (۲۴) و (۲۶) در (۲۷) خواهیم داشت:

DSSFB بررسی می‌کنیم که نام این حالت را بازخورد خطادار (E^{FF}) می‌نامیم. زمانی که بازخورد همراه با خطا دریافت شود به ازای حالت‌های $(I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x = 0)$ و $(I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x = 1)$ سیگنال‌های دریافتی به صورت زیر هستند:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} \\ y_{12} & y_{22} \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} I_{11} & I_{21} \\ I_{12} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \bar{x} \\ x & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} \\ e_{12} & e_{22} \end{bmatrix} \quad (35)$$

و به ازای حالت‌های $(I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x = 0)$ و $(I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x = 1)$ سیگنال‌های دریافتی به صورت زیر قابل نوشتن هستند:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{21} \\ y_{12} & y_{22} \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} I_{11} & I_{21} \\ I_{12} & I_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & 0 \\ 0 & \bar{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{11} & e_{21} \\ e_{12} & e_{22} \end{bmatrix} \quad (36)$$

از آن‌جا که فرستنده با توجه به اطلاعات اشتباه در مورد CSI توان انتقالی را به صورت نادرست وفق می‌دهد، بنابراین روابط (35) و (36) با روابط (23) و (25) فرق می‌کنند. با توجه به این مشاهدات، احتمال خطای لحظه‌ای تحت شرایطی که سیگنال بازخورد اشتباه دریافت شود با استاندارد رابطه (2) به این صورت نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} P_e(I_i^{(2)}) &= \frac{1}{2} \left[P_r(E_2 - E_1 < -RI_2^{(2)} | I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x = 1) \right. \\ &\quad + P_r(E_1 - E_2 > RI_2^{(2)} | I_1^{(2)} > I_2^{(2)}, x = 0) \\ &\quad + P_r(E_1 - E_2 < -RI_1^{(2)} | I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x = 1) \\ &\quad \left. + P_r(E_2 - E_1 > RI_1^{(2)} | I_2^{(2)} > I_1^{(2)}, x = 0) \right] \quad (37) \end{aligned}$$

هر چهار عبارت رابطه‌ی (37) دارای مقادیر مشابهی هستند، بنابراین با استفاده از آمارگان مرتبه بالا، می‌توان BER متوسط برای بازخورد اشتباه (E^{FF}) را به صورت زیر به دست آورد:

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e-FF} &= 2 \int_0^\infty \int_0^\infty Q(z \sqrt{\gamma}) f_{I_2^{(2)}}(w) f_{I_1^{(2)}}(z) dw dz \\ &= \int_0^\infty \text{erfc}(z \sqrt{\gamma}/2) (1 - F_{I_2^{(2)}}(z)) f_{I_1^{(2)}}(z) dz \quad (38) \end{aligned}$$

فرض می‌کنیم که احتمال وقوع خطا در بازخورد به صورت ϵ_{FF} است، بنابراین می‌توان BER متوسط سیستم مبتنی بر بازخورد خطا دار (E^{FB}) را به صورت زیر نوشت:

$$\bar{P}_{e-EFB} = \epsilon_{FF} \bar{P}_{e-FF} + (1 - \epsilon_{FF}) \bar{P}_{e-DSSFB} \quad (39)$$

با توجه به روابط (15)، (29) و (38) می‌توان (39) را به صورت زیر ساده کرد:

$$\bar{P}_{e-EFB} = 2\epsilon_{FF} \bar{P}_{e-DSS} + (1 - 2\epsilon_{FF}) \bar{P}_{e-DSSFB} \quad (40)$$

برای طرح DSS دایورسیتی برابر با δ به دست آمد (رجوع کنید به بخش 4 رابطه (19)). برای مقایسه کارایی طرح DSSFB، نرخ خطای بیت را برای یک سیستم 2×2 که از طرح کدینگ تکراری (RC) استفاده می‌کند، در نظر می‌گیریم. در طرح RC توان به طور مساوی بین دهانه‌ها تقسیم می‌شود و سیگنال یکسانی از همه آن‌ها ارسال می‌شود. رابطه‌ی BER برای طرح RC در سیستم 2×2 را می‌توان با توجه به [26] پس از کمی تغییرات به این صورت به دست آورد:

$$\bar{P}_{e-RC} = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc}\left(z \sqrt{\frac{\gamma}{16}}\right) f_{I^{(4)}}(z) dz \quad (32)$$

تابع چگالی احتمال $f_{I^{(4)}}(z)$ در (32) را می‌توان با استفاده از تابع تولید گشتاور به دست آورد و در (32) جایگذاری و انتگرال را حل کرد که در این‌جا به دلیل حجم بالای محاسبات از نوشتن آن خودداری می‌کنیم. با این حال رفتار BER در طرح RC برای $\bar{\gamma}$ ‌های بالا به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \bar{P}_{e-RC} = \frac{16^{2\delta} \Gamma(2\delta + 0.5)}{8\delta \sqrt{\pi} \Gamma(4\delta) (\sqrt{\gamma})^{4\delta}} \times \quad (33)$$

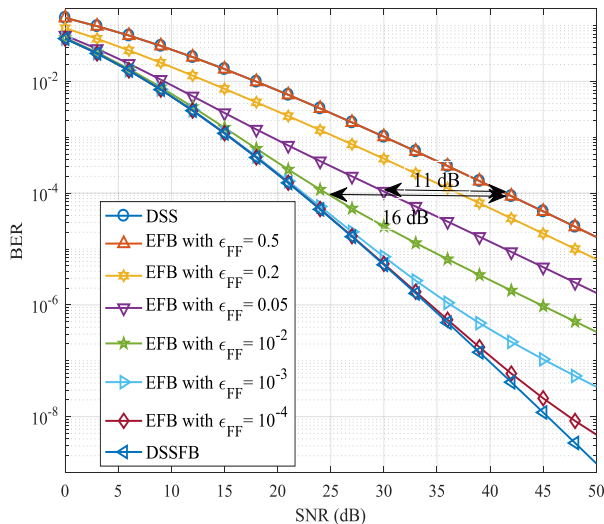
$$\left[\frac{\Gamma(\delta) \xi^2}{\Gamma(\alpha) \Gamma(\beta)} \left(\frac{\alpha\beta}{A_0} \right)^{\xi^2} \frac{\Gamma(|\delta - \alpha|) \Gamma(|\delta - \beta|) \Gamma(|\delta - \xi^2|)}{\Gamma(1 + \xi^2 - \delta)} \right]^4$$

با توجه به رابطه (33) می‌توان دید که توان $\bar{\gamma}$ برابر با 2δ است. بنابراین هر دو طرح RC و DSSFB بهره دایورسیتی کامل را فراهم می‌کنند. برتری بهره کدینگ طرح DSSFB نسبت به طرح RC را می‌توان توسط رابطه زیر بیان کرد:

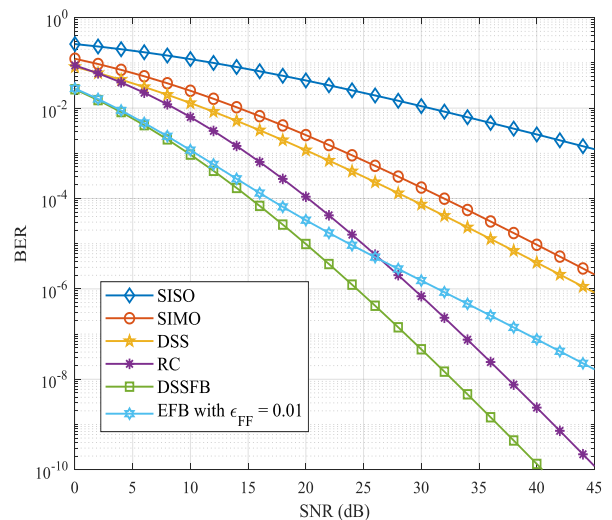
$$\Delta C_g = \frac{C_g^{DSSFB}}{C_g^{RC}} = \left(\frac{\Gamma(4\delta)}{8^{2\delta} \delta (\Gamma(2\delta))^2} \right)^{\frac{1}{2\delta}} \quad (34)$$

۶- DSSFB تحت بازخورد خطادار

همان‌طور که در بخش ۵ دیدیم، بازخورد در طرح DSSFB توسط دو سمبل ۱ و ۰ تولید می‌شود. در حضور نویز سفید گوسی جمع‌شونده، بازخورد با خطا دریافت می‌شود. علاوه بر این، همان‌طور که در شکل (۲) می‌بینیم بیت بازخورد که از طریق یک لینک FSO برای فرستنده ارسال می‌شود، ممکن است تحت تاثیر تلاطم اتمسفری قرار گیرد. بنابراین، سیستم مخابراتی FSO در نظر گرفته شده باید در مقابل خطاهایی در سطح ϵ_{FF} (نرخ خطای لینک بازخورد) مقاوم باشد. در این بخش، ما اثر ϵ_{FF} را روی عملکرد BER طرح پیشنهادی



شکل (۴): BER بر حسب SNR تحت ϵ_{FE} های مختلف به ازای $\beta = 1.4$ و $\alpha = 4.2$ و $\xi^2 = 0.95$.



شکل (۳): BER بر حسب SNR به ازای $\beta = 1.4$ ، $\alpha = 4.2$ و $\xi^2 = 1.9$.

برای تعیین P_{out} لازم است که از (۴۴) نسبت به $I_i^{(2)}$ متوسط‌گیری شود. با استفاده از آمارگان مرتبه بالا برای طرح DSSFB احتمال قطع به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_{out-DSSFB} = 2 \int_0^{\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}}} F_{I_i^{(2)}}(z) f_{I_i^{(2)}}(z) dz \quad (45)$$

محدودیت در طول مقاله، از نوشتن آن خودداری می‌کنیم. فرم بسته احتمال قطع طرح DSSFB را به دست آورد که در اینجا به

$$P_{out-DSS} = \int_0^{\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}}} f_{I_i^{(2)}}(z) dz \quad (46)$$

با جاگذاری (۱۰) در (۴۶) خواهیم داشت:

$$P_{out-DSS} = \frac{\tilde{A}_1}{(2\xi^2)(\sqrt{\bar{\gamma}/\gamma_{th}})^{2\xi^2}} + \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\tilde{A}_{n,2}}{(n+2\alpha)(\sqrt{\bar{\gamma}/\gamma_{th}})^{n+2\alpha}} + \frac{\tilde{A}_{n,3}}{(n+2\beta)(\sqrt{\bar{\gamma}/\gamma_{th}})^{n+2\beta}} + \frac{\tilde{A}_{n,4}}{(n+\alpha+\xi^2)(\sqrt{\bar{\gamma}/\gamma_{th}})^{n+\alpha+\xi^2}} + \frac{\tilde{A}_{n,5}}{(n+\beta+\xi^2)(\sqrt{\bar{\gamma}/\gamma_{th}})^{n+\beta+\xi^2}} + \frac{\tilde{A}_{n,6}}{(n+\alpha+\beta)(\sqrt{\bar{\gamma}/\gamma_{th}})^{n+\alpha+\beta}} \right] \quad (47)$$

با قراردادن $n=0$ در (۴۵) و (۴۷)، می‌توان دریافت که بهره دایورسیتی طرح DSSFB برابر با 2δ و برای طرح DSS برابر با δ

برای مطالعه رفتار BER در SNRهای بالا، لازم است ابتدا جملات غالب را پیدا کنیم. همان‌طور که دیدیم بهره دایورسیتی در طرح‌های DSS و DSSFB به ترتیب از مرتبه 2δ و δ هستند. بنابراین بزرگ‌ترین جمله \bar{P}_{e-DSS} جمله غالب رابطه (۴۰) است و تقریبی طرح EFB به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\bar{P}_{e-EFB}(\bar{\gamma}) = \frac{2^\delta \epsilon_{FF} \Gamma(\delta + 0.5)}{2\delta \sqrt{\pi} (\sqrt{\bar{\gamma}})^{2\delta}} \times \quad (41)$$

با توجه به (۴۱) می‌توان فهمید که دایورسیتی طرح EFB از مرتبه δ است. علاوه بر این، برتری بهره کدینگ طرح EFB نسبت به طرح DSS به صورت زیر قابل بیان است:

$$\Delta C_g = \frac{C_g^{EFB}}{C_g^{DSS}} = (2\epsilon_{FF})^{-\frac{1}{\delta}} \quad (42)$$

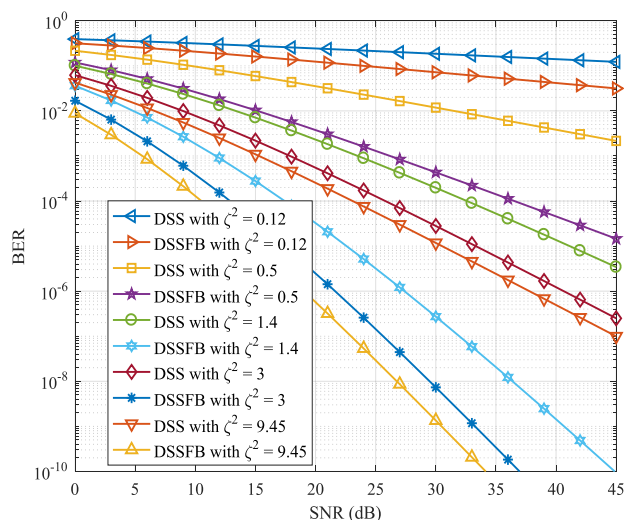
۷- تحلیل احتمال قطع

احتمال قطع یک سیستم مخابراتی به این صورت تعریف می‌شود:

$$P_{out} = P_r(SNR < \gamma_{th}) \quad (43)$$

که در آن γ_{th} مقدار SNR آستانه است. برای چهار حالت بیان شده در روابط (۲۳) و (۲۵) احتمال قطع لحظه‌ای P_{out} بر حسب SNR لحظه‌ای $\bar{\gamma}$ به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$P_{out}(I_i^{(2)} | I_i^{(2)} > I_j^{(2)}) = \Pr\left(I_i^{(2)} < \sqrt{\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}}\right) \quad (44)$$

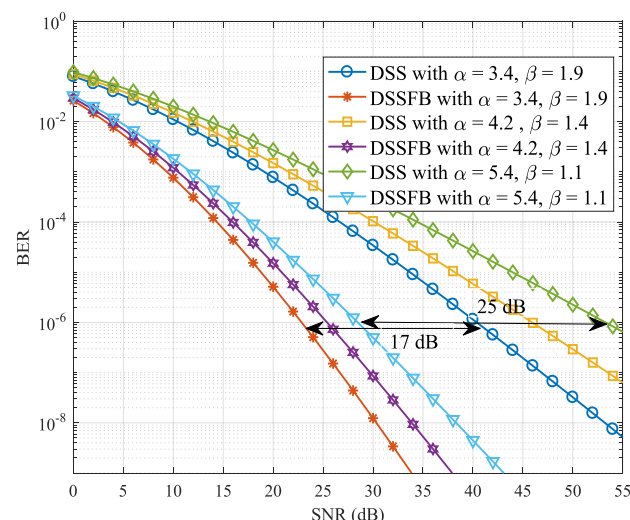


شکل (۶): BER بر حسب SNR به ازای $\alpha = 4.2$, $\beta = 1.4$ و خطاهای نشان‌رویی مختلف.

DSSFB حدود ۴٫۸ دسی‌بل بهتر از طرح RC عمل می‌کند. لازم به ذکر است که اگرچه طرح EFB دارای بهره‌ی دایورسیتی کم‌تری نسبت به طرح RC است، اما در بازه‌ی وسیعی از SNR (در این جا تا ۲۶ دسی‌بل) بهتر از طرح RC عمل می‌کند و این بازه با کاهش نرخ خطای بازخورد بیش‌تر هم می‌شود.

شکل (۴)، ارزیابی اثر ϵ_{FF} را روی عملکرد BER در روش DSSFB به ازای $\alpha = 4.2$, $\beta = 1.4$ و $\zeta^2 = 0.95$ به تصویر می‌کشد. با توجه به این شکل می‌توان دید که با افزایش ϵ_{FF} ، احتمال خطای روش EFB کاهش می‌یابد به طوری که به عنوان مثال به ازای $\epsilon_{FF} = 0.5$ مشابه روش DSS عمل می‌کند و در این حالت منحنی‌های این دو طرح بر هم منطبق می‌شوند. با این حال، خطای ۵۰ درصدی نشان‌دهنده‌ی بدترین حالت برای کانال بازخورد است. بنابراین به ازای $\epsilon_{FF} < 0.5$ روش EFB بهتر از روش DSS عمل می‌کند. به عنوان مثال در نرخ خطای بیت مطلوب 10^{-4} ، به ازای $\epsilon_{FF} = 0.05$ روش EFB حدود ۱۱ دسی‌بل بهتر از روش DSS عمل می‌کند و به ازای $\epsilon_{FE} = 0.01$ این بهبودی حدود ۱۶ دسی‌بل است. علاوه بر این، با توجه به شکل می‌توان دید که به ازای $\epsilon_{FF} = 10^{-4}$ یا مواردی که در آن $\epsilon_{FE} \leq 10^{-2}$ و $SNR < 20dB$ است، اثر ϵ_{FF} قابل چشم‌پوشی است.

در شکل (۵) عملکرد BER روش DSS و DSSFB را بر حسب SNR تحت شرایط اتمسفری مختلف به ازای $\zeta^2 = 1.7$ نشان داده‌ایم. می‌توان دید که تحت شرایط اتمسفری مختلف، روش DSSFB از لحاظ بهره‌ی دایورسیتی و بهره‌ی کدینگ به طور قابل ملاحظه‌ای بهتر از روش DSS عمل می‌کند که ناشی از آگاهی فرستنده از کانال با شرایط مطلوب‌تر است. به عنوان مثال به ازای نرخ خطای مطلوب 10^{-6} ، طرح DSSFB در شرایط اتمسفری متوسط (



شکل (۵): BER بر حسب SNR به ازای $\zeta^2 = 1.7$ و شرایط اتمسفری مختلف.

است. لازم به ذکر است رابطه احتمال قطع برای طرح‌های SISO، SIMO و RC به ترتیب به صورت زیر فرمول بندی می‌شوند:

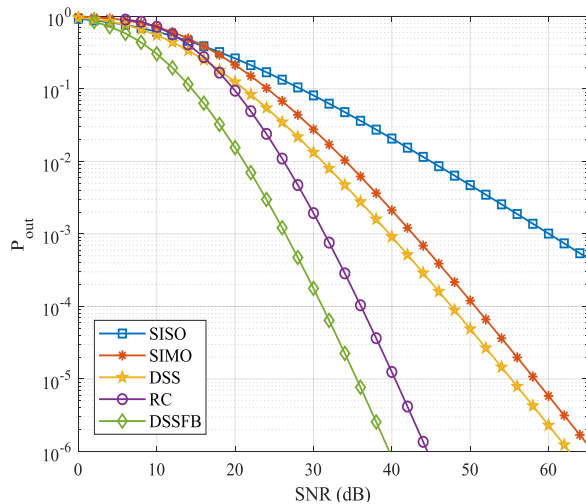
$$P_{out-SISO} = \int_0^{\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{4\bar{\gamma}}}} f_I(z) dz \quad (48-الف)$$

$$P_{out-SIMO} = \int_0^{\sqrt{\frac{2\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}}} f_{I(2)}(z) dz \quad (48-ب)$$

$$P_{out-RC} = \int_0^{\sqrt{\frac{8\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}}} f_{I(4)}(z) dz \quad (48-پ)$$

۸- نتایج شبیه‌سازی عددی

در این بخش، عملکرد طرح‌های در نظر گرفته شده را از لحاظ بهره‌ی دایورسیتی و بهره‌ی کدینگ با هم مقایسه می‌کنیم. در تمامی شکل‌ها پارامتر $A_0 = 1$ را در نظر گرفته‌ایم. در شکل (۳) BER بر حسب SNR برای طرح‌های ارائه شده را به ازای $\alpha = 4.2$, $\beta = 1.4$ و $\zeta^2 = 1.9$ رسم کرده‌ایم. به منظور مقایسه، حالت تک آنتن یا SISO نیز در نظر گرفته شده است. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده، مرتبه‌ی دایورسیتی طرح‌های SIMO، DSS و EFB یکسان و برابر با ۱٫۴ است و برای سیستم SISO برابر ۰٫۷ است که به این دلیل، سیستم SISO نازل‌ترین عملکرد را نسبت به سایر طرح‌ها از خود نشان می‌دهد. از لحاظ بهره‌ی کدینگ، با وجود نرخ خطای ۰٫۱ در بازخورد، طرح EFB به ترتیب حدود ۱۲ و ۱۵ دسی‌بل بهتر از طرح‌های DSS و SIMO عمل می‌کند. علاوه بر این، می‌توان مشاهده کرد که بهره‌ی دایورسیتی طرح‌های RC و DSSFB نیز با هم برابر بوده و به میزان ۲٫۸ افزایش یافته‌اند. همچنین در SNRهای بالا، طرح



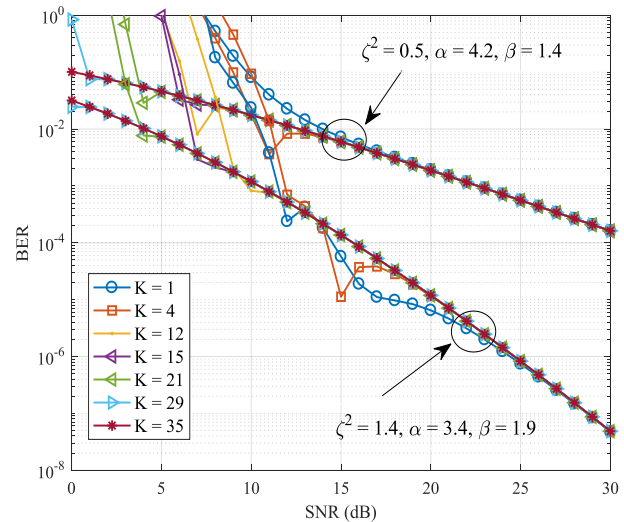
شکل (۸): احتمال قطع بر حسب SNR به ازای $\alpha = 4.2$

$\gamma_{th} = 11dB$ و $\zeta^2 = 1.9$ ، $\beta = 1.4$

در شکل (۷) و قوی ($\zeta^2 = 1.4$) و قوی ($\zeta^2 = 0.5$ و $\beta = 1.4$ ، $\alpha = 4.2$) در شکل (۷) نشان داده شده است. برای به دست آوردن منحنی‌های خطی، سری‌های توانی را به تعداد جملات $K = 1, 4, 12, 15, 21, 29, 35$ محدود کرده‌ایم. با توجه به این شکل می‌توان دید که به ازای $K = 35$ عبارت کوتاه شده BER، تحت هر دو رژیم در نظر گرفته شده به مقدار نهایی همگرا می‌شود. با این حال، به طور کلی سرعت همگرایی تحت رژیم متوسط آهسته و تحت رژیم قوی سریع‌تر است. به عنوان مثال، به ازای $SNR > 17dB$ حتی $K = 1$ همگرایی کامل را برای رژیم قوی فراهم می‌کند در حالی که اگر $K = 1$ باشد، برای رژیم متوسط به ازای $SNR > 25dB$ همگرایی حاصل می‌شود.

در شکل (۸) احتمال قطع طرح‌های مختلف به ازای مقادیر $\alpha = 4.2$ ، $\beta = 1.4$ ، $\zeta^2 = 1.9$ و $\gamma_{th} = 11dB$ با هم مقایسه شده است. با توجه به نتایج بدست آمده، می‌توان دریافت که کم‌ترین بهره دایورسیتی متعلق به طرح SISO است که برابر با ۰٫۷ است. این بهره برای دو طرح SIMO و DSS یکسان و برابر با ۱٫۴ و برای طرح‌های RC و DSSFB برابر با ۲٫۸ است. از لحاظ بهره کدینگ نیز می‌توان ملاحظه کرد که طرح DSSFB در مقایسه با سایر طرح‌ها بهبود عملکرد قابل ملاحظه‌ای را نشان می‌دهد و به ازای مقادیر پایین SNR، می‌تواند احتمال قطع‌های پایینی را تضمین کند. به عنوان مثال به ازای احتمال قطع مطلوب 10^{-3} ، بهره SNR طرح DSSFB در مقایسه با طرح‌های RC، DSS، SIMO و SISO به ترتیب برابر با ۵، ۱۳، ۱۶ و ۳۴ دسی بل است.

در شکل (۹) عملکرد احتمال قطع بر حسب SNR برای طرح پیشنهادی DSSFB و طرح DSS، تحت مقادیر مختلف γ_{th} در دو شرایط تلاطمی قوی و متوسط کانال، نشان داده شده است. با توجه به این شکل می‌توان دریافت که به ازای مقادیر مشخص γ_{th} و SNR، طرح DSSFB احتمال قطع پایین‌تری را نسبت به طرح DSS فراهم می‌کند. علاوه بر این، به ازای یک γ_{th} مشخص و رژیم تلاطمی



شکل (۷): همگرایی BER طرح DSSFB به ازای تعداد

جملات مختلف.

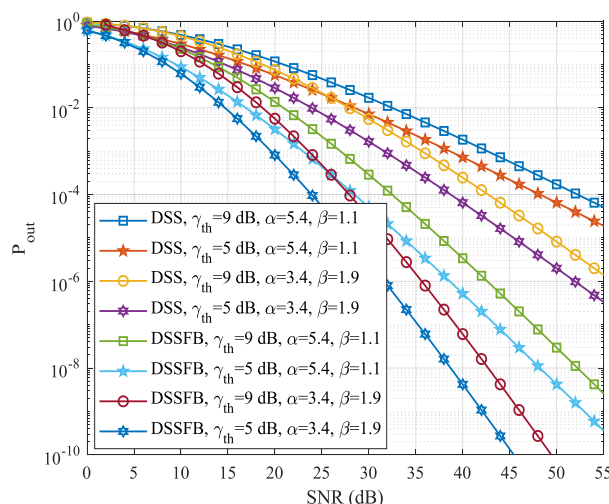
و قوی ($\beta = 1.9$ ، $\alpha = 3.4$) و قوی ($\beta = 1.1$ ، $\alpha = 5.4$) به ترتیب حدود ۱۷ و ۲۵ دسی بل بهتر از روش DSS عمل می‌کند. علاوه بر این، می‌توان نتیجه گرفت استفاده از روش DSSFB در شرایط اتمسفری قوی، بهبودی بیش‌تری را نسبت به شرایط اتمسفری ضعیف فراهم می‌کند.

در شکل (۶)، عملکرد BER روش‌های DSS و DSSFB را به ازای $\alpha = 4.2$ ، $\beta = 1.4$ و خطاهای نشان‌دهنده مختلف ($\zeta^2 = 0.12, 0.5, 1.4, 3, 9.45$) نمایش داده‌ایم. با توجه به این شکل می‌توان اثر خطای نشان‌دهنده را مشاهده کرد. کاهش مقدار ζ^2 بیانگر افزایش شدت خطای نشان‌دهنده است. اگر مثلاً آستانه خطای قابل قبول برای سیستم 2×2 فرض شده را 10^{-2} در نظر بگیریم، برای مقادیر زیاد خطای نشان‌دهنده یعنی $\zeta^2 = 0.12$ ، هم روش DSS و هم روش DSSFB غیر قابل استفاده هستند زیرا خطا در این دو روش به ازای همه SNRها بالای 10^{-2} باقی می‌ماند. با توجه به شکل، به ازای شرایط اتمسفری در نظر گرفته شده، روش DSS به ازای $\zeta^2 > 1.4$ می‌تواند خطای پایین‌تر از 10^{-2} را در محدوده وسیعی از SNR تضمین کند. در حالی که طرح DSSFB خطاهای نشان‌دهنده روی شدیدتری را تحمل می‌کند به طوری که به ازای $\zeta^2 > 0.5$ ، در بازه وسیعی از SNR خطای پایین‌تر از 10^{-2} را فراهم می‌کند. علاوه بر این، با توجه به شکل می‌توان دید که برای تغییرات گسترده خطاهای نشان‌دهنده از $\zeta^2 = 9.45$ تا $\zeta^2 = 3$ ، کاهش قابل ملاحظه‌ای در عملکرد BER در دو طرح مشاهده نمی‌شود. به عنوان مثال در طرح DSSFB به ازای احتمال خطای 10^{-6} ، فقط ۳ دسی بل اتلاف SNR در $\zeta^2 = 3$ نسبت به $\zeta^2 = 9.45$ مشاهده می‌شود.

همگرایی BER مبتنی بر سری‌های توانی برای طرح DSSFB تحت دو رژیم تلاطم اتمسفری متوسط ($\alpha = 3.4$ ، $\beta = 1.9$) و

۹- نتیجه گیری

در این مقاله طرح سیگنالینگ تفاضلی مبتنی بر بازخورد را برای یک سیستم مخابراتی چند ورودی-چند خروجی 2×2 که تحت کانال اتمسفری گاما-گاما و خطاهای نشانه روی قرار دارد، پیشنهاد دادیم. نتایج تحلیلی نشان دادند که روش DSS دارای بهره دایورسیتی δ است که برابر با بهره دایورسیتی سیستم SIMO با تعداد دهانه‌های برابر گیرنده است. برای افزایش بهره دایورسیتی روش DSSFB را پیشنهاد دادیم که منجر به بهره دایورسیتی کامل 2δ شد. علاوه بر این، از آنجایی که لینک بازخورد در عمل خطادار است، روش EFB را برای پوشش خطای بازخورد بررسی کردیم. نشان دادیم که اگرچه طرح EFB دارای بهره دایورسیتی روش DSS است، اما از لحاظ بهره کدینگ به مراتب عملکرد بهتری دارد. همچنین نشان دادیم روش DSSFB در مقابل خطاهای نشانه‌روی مقاوم‌تر است، به طوری که روش‌های DSS و DSSFB به ترتیب به ازای $\xi^2 > 0.5$ و $\xi^2 > 1.4$ خطاهای پایین‌تر از 10^{-2} را تضمین می‌کنند. به کمک تحلیل احتمال قطع، معلوم گردید که طرح DSSFB نسبت به سایر طرح‌ها عملکرد احتمال قطع خیلی بهتری دارد و می‌تواند بهره دایورسیتی کامل 2δ را فراهم کند و قادر است در SNRهای پایین، احتمال قطع مطلوب و قابل قبولی فراهم نماید.



شکل (۹): احتمال قطع بر حسب SNR به ازای $\xi^2 = 1.7$ و شرایط اتمسفری مختلف.

خاص، طرح DSSFB به ازای SNRهای خیلی پایین‌تر نسبت به طرح DSS به احتمال قطع مطلوب می‌رسد. به عنوان مثال به ازای $\gamma_{th} = 9 \text{ dB}$ ، $P_{out} = 10^{-3}$ و در شرایط تلاطمی قوی ($\alpha = 5.4$) و $\beta = 1.1$ ، بهره SNR برای طرح DSSFB نسبت به DSS برابر ۱۵ دسی‌بل است. همچنین، از این شکل می‌توان دریافت که مرتبه دایورسیتی طرح DSSFB در هر دو شرایط تلاطمی قوی و متوسط دو برابر مرتبه دایورسیتی طرح DSS است.

ضمیمه

روابط B_1 تا B_4 به این صورت به دست آمده‌اند:

$$B_1 = \frac{\tilde{A}_1^2 \Gamma(2\xi^2 + 0.5)}{8\sqrt{\pi}\xi^4 (\sqrt{\gamma}/2)^{4\xi^2}} + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,2}}{n+2\alpha} \right) * \tilde{A}_{n,2} \right) \frac{\Gamma(0.5n+2\alpha+0.5)}{(n+4\alpha)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+4\alpha}} + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,3}}{n+2\beta} \right) * \tilde{A}_{n,3} \right) \frac{\Gamma(0.5n+2\beta+0.5)}{(n+4\beta)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+4\beta}} \right]$$

$$B_2 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,4}}{n+\alpha+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,4} + \tilde{A}_1 \tilde{A}_{n,2} \left(\frac{1}{2\xi^2} + \frac{1}{n+2\alpha} \right) \right) \frac{\Gamma(0.5n+\alpha+\xi^2+0.5)}{(n+2\alpha+2\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+2\alpha+2\xi^2}} \right. \\ \left. + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,5}}{n+\beta+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,5} + \tilde{A}_1 \tilde{A}_{n,3} \left(\frac{1}{2\xi^2} + \frac{1}{n+2\beta} \right) \right) \frac{\Gamma(0.5n+\beta+\xi^2+0.5)}{(n+2\beta+2\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+2\beta+2\xi^2}} \right. \\ \left. + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,6}}{n+\alpha+\beta} \right) * \tilde{A}_{n,6} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,2}}{n+2\alpha} \right) * \tilde{A}_{n,3} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,3}}{n+2\beta} \right) * \tilde{A}_{n,2} \right) \frac{\Gamma(0.5n+\alpha+\beta+0.5)}{(n+2\alpha+2\beta)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+2\alpha+2\beta}} \right]$$

$$B_3 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\Gamma(0.5(n+\alpha+\beta+1)+\xi^2)}{(n+\alpha+\beta+2\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+\alpha+\beta+2\xi^2}} \right. \\ \times \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,4}}{n+\alpha+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,5} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,5}}{n+\beta+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,4} + \tilde{A}_{n,4} \tilde{A}_{n,6} \left(\frac{1}{2\xi^2} + \frac{1}{n+\alpha+\beta} \right) \right) \\ + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,2}}{n+2\alpha} \right) * \tilde{A}_{n,5} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,5}}{n+\beta+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,2} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,4}}{n+\alpha+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,6} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,6}}{n+\alpha+\beta} \right) * \tilde{A}_{n,4} \right) \\ \times \frac{\Gamma(0.5(n+\beta+\xi^2+1)+\alpha)}{(n+2\alpha+\beta+\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+2\alpha+\beta+\xi^2}} + \frac{\Gamma(0.5(n+\alpha+\xi^2+1)+\beta)}{(n+\alpha+2\beta+\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+\alpha+2\beta+\xi^2}} \\ \left. \times \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,3}}{n+2\beta} \right) * \tilde{A}_{n,4} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,4}}{n+\alpha+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,3} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,5}}{n+\beta+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,6} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,6}}{n+\alpha+\beta} \right) * \tilde{A}_{n,5} \right) \right] \\ B_4 = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,3}}{n+2\beta} \right) * \tilde{A}_{n,6} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,6}}{n+\alpha+\beta} \right) * \tilde{A}_{n,3} \right) \times \frac{\Gamma(0.5(n+\alpha+3\beta+1))}{(n+\alpha+3\beta)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+\alpha+3\beta}} \right. \\ + \frac{\tilde{A}_1 \tilde{A}_{n,4} \Gamma(0.5(n+\alpha+3\xi^2+1))}{2\xi^2(n+\alpha+\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+\alpha+3\xi^2}} + \frac{\tilde{A}_1 \tilde{A}_{n,5} \Gamma(0.5(n+\beta+3\xi^2+1))}{2\xi^2(n+\beta+\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+\beta+3\xi^2}} \\ + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,2}}{n+2\alpha} \right) * \tilde{A}_{n,4} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,4}}{n+\alpha+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,2} \right) \times \frac{\Gamma(0.5(n+3\alpha+\xi^2+1))}{(n+3\alpha+\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+3\alpha+\xi^2}} \\ + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,2}}{n+2\alpha} \right) * \tilde{A}_{n,6} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,6}}{n+\alpha+\beta} \right) * \tilde{A}_{n,2} \right) \times \frac{\Gamma(0.5(n+3\alpha+\beta+1))}{(n+3\alpha+\beta)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+3\alpha+\beta}} \\ + \left(\left(\frac{\tilde{A}_{n,3}}{n+2\beta} \right) * \tilde{A}_{n,5} + \left(\frac{\tilde{A}_{n,5}}{n+\beta+\xi^2} \right) * \tilde{A}_{n,3} \right) \times \frac{\Gamma(0.5(n+3\beta+\xi^2+1))}{(n+3\beta+\xi^2)(\sqrt{\gamma}/2)^{n+3\beta+\xi^2}} \right]$$

- [6] D. Schulz, V. Jungnickel, C. Alexakis, M. Schlosser, J. Hilt, A. Paraskevopoulos, L. Grobe, P. Farkas, and R. Freund, "Robust optical wireless link for the backhaul and fronthaul of small radio cells," *J. Lightwave Technol.*, vol. 34, no. 6, pp. 1523–1532, 2016.
- [7] L. C. Andrews, R. L. Phillips, C. Y. Hopen, and M. A. Al-Habash, "Theory of optical scintillation," *J. Opt. Soc. Amer. A, Opt. Image Sci.*, vol. 16, no. 6, pp. 1417–1429, Jun. 1999.
- [8] E. Bayaki, R. Schober, and R. K. Mallik, "Performance analysis of MIMO free-space optical systems in Gamma-Gamma fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 11, pp. 3415–3424, Nov. 2009.
- [9] A. Jaiswal, M. R. Bhatnagar, and V. K. Jain, "Performance evaluation of space shift keying in free-space optical communication," *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 9, no. 2, pp. 149–160, Feb. 2017.
- [10] M. R. Bhatnagar and Z. Ghassemloooy, "Performance analysis of Gamma-Gamma fading FSO MIMO links with pointing errors," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 9, pp. 2158–2169, 2016.
- [11] M. T. Dabiri, M. J. Saber, and S. M. S. Sadough, "On the performance of multiplexing FSO MIMO links in log-normal fading with pointing errors," *J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 9, pp. 974–983, 2017.

مراجع

- [1] ولی زهرا، غلامی اصغر، عالی محمودی خدیجه، "شیوه‌های مدل‌سازی کانال مخابرات نوری بی‌سیم زیر آب"، *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، دوره ۱۷، شماره ۱، صفحات ۱۳۹–۱۵۴، ۱۳۹۹.
- [2] Z. Ghassemloooy, W. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2013.
- [3] M. A. Khalighi and M. Uysal, "Survey on Free Space Optical Communication: A Communication Theory Perspective," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*, vol. 16, no. 4, pp. 2231–2258, fourth quarter 2014.
- [4] M. T. Dabiri, M. J. Saber, and S. M. S. Sadough, "BER Performance of OFDM-based Wireless Services over Radio-on-FSO Links in the Presence of Turbulence and Pointing Errors," in 8th International Symposium on Telecommunications (IST), IEEE, 2016.
- [5] H. Dahrouj, A. Douik, F. Rayal, T. Y. Al-Naffouri, and M.-S. Alouini, "Cost-effective hybrid RF/FSO backhaul solution for next generation wireless systems," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 98–104, 2015.

- spatial diversity,” *IEEE transactions on Wireless Communications*, vol.6, no.8, 2007.
- [26] N. Odabasioglu, S. H. Hariq, and Y. Celik, “A comparison of relay selection and repetition coding for free-space optical communication,” in *2015 Science and Information Conference (SAI)*, pp.1408–1411, July 2015.

زیر نویس ها

- ¹ Free Space Optical
- ² Gamma-Gamma
- ³ Pointing Error
- ⁴ Aperture Averaging
- ⁵ Beamforming
- ⁶ Multiple-Input and Multiple-Output
- ⁷ Multiple-Input and Multiple-Output
- ⁸ Log-Normal
- ⁹ Quasi Static
- ¹⁰ Coherence Time
- ¹¹ On-Off Keying
- ¹² Channel State Information
- ¹³ Multiple-Input and Single-Output
- ¹⁴ Intensity Modulation/Direct Detection
- ¹⁵ Differential Signaling Scheme
- ¹⁶ Bit Error Rate
- ¹⁷ Differential Signaling Scheme Feedback-Based
- ¹⁸ Coding Gain
- ¹⁹ Photodetector Responsivity
- ²⁰ Equal Gain Combining
- ²¹ Meijer G-Function
- ²² Rytov Variance
- ²³ Equivalent Beamwaist
- ²⁴ Power Density Function
- ²⁵ Diversity Gain
- ²⁶ Slater's theorem
- ²⁷ Moment Generate Function
- ²⁸ Cumulative Distribution Function
- ²⁹ Signal to Noise Ratio
- ³⁰ Equal Gain Combining
- ³¹ Repetition Coding
- ³² Erroneous Feedback-Based
- ³³ False Feedback

- [12] M. T. Dabiri, M. J. Saber, and S. M. S. Sadough, “Power Control and Adaptive Digital Pulse Interval Modulation for Free Space Optical Links,” in 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), IEEE, 2016, pp. 184-187.
- [13] M. Torabi and R. Effatpanahi, “Performance analysis of hybrid RF-FSO systems with amplify-and-forward selection relaying,” *Optics Communications*, vol.434, pp.80–90, 2019.
- [14] T. V. Pham, T. C. Thang, and A. T. Pham, “Average achievable rate of spatial diversity MIMO-FSO over correlated Gamma-Gamma fading channels,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol.10, pp.662–674, August 2018.
- [۱۵] زراعتکار مقدم جواد، فرخی حمید، ندا ناصر، “بررسی تاثیر فاصله بین آنتن ها در فرستنده و گیرنده بر روی ظرفیت کانال MIMO”، *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*، دوره ۱۳، شماره ۲، صفحات ۱۱-۱۸، ۱۳۹۵
- [16] A. Garcia-Zambrana, C. Castillo-Vazquez, B. Castillo-Vazquez, and A. Hiniesta-Gomez, “Selection transmit diversity for FSO links over strong atmospheric turbulence channels,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 14, pp. 1017–1019, July 2009.
- [17] M. R. Bhatnagar, “A one bit feedback based beamforming scheme for FSO MISO system over Gamma-Gamma fading,” *IEEE Transactions on Communications*, vol.63, pp.1306–1318, April 2015.
- [18] A. Garg, M. R. Bhatnagar, O. Berder, and B. Vrigneau, “Imperfect quantized-feedback-based beamforming for an FSO MISO system over Gamma-Gamma fading with pointing errors,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 9, no. 11, pp. 1005–1018, Nov 2017.
- [19] O. Mowlavi, M. Karimi, and S. M. Sajad Sadough, “A beamforming scheme for MIMO and MISO FSO links over atmospheric turbulence channels with imperfect feedback,” in *1st West Asian Colloquium on Optical Wireless Communications (WACOWC)*, 2018.
- [20] M. Khalighi, F. Xu, Y. Jaafar, and S. Bourennane, “Double laser differential signaling for reducing the effect of background radiation in free-space optical systems,” *IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol.3, pp.145-154, February 2011.
- [21] M. R. Bhatnagar, Z. Ghassemlooy, S. Zvanovec, M. A. Khalighi, and M. M. Abadi, “Quantized feedback-based differential signaling for free-space optical communication system,” *IEEE Transactions on Communications*, vol.64, pp.5176–5188, Dec 2016.
- [22] M. A. Khalighi, N. Schwartz, N. Aitamer, and S. Bourennane, “Fading reduction by aperture averaging and spatial diversity in optical wireless systems,” *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 1, no. 6, pp. 580–593, Nov. 2009.
- [23] M. M. Abadi, Z. Ghassemlooy, M.-A. Khalighi, S. Zvanovec, and M. R. Bhatnagar, “FSO detection using differential signaling in outdoor correlated-channels condition,” *IEEE Photonics Technology Letters*, vol.28, no.1, pp.55–58, 2016.
- [24] K. Roach, “Meijer g function representations,” in *Proceedings of the 1997 International Symposium on Symbolic and Algebraic Computation*, pp.205–211, ACM, 1997.
- [25] S. M. Navidpour, M. Uysal, and M. Kavehrad, “BER performance of free-space optical transmission with