

تأثیر عدم توازن IQ بر نرخ خطای بیت مدولاسیون تطبیقی در سیستم‌های MIMO

محمد رضا کشاورزی^{۱*} عباس محمدی^{۲*} عبدالعلی عبدی پور^{۳*}

* آزمایشگاه تحقیقاتی میکروویو/ موج میلیمتری و مخابرات بدون سیم،

دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

چکیده

در این مقاله تاثیر عدم توازن IQ^۲ بر مدولاسیون تطبیقی MQAM در سیستم‌های MIMO با گیرنده تبدیل مستقیم^۳، بررسی می‌شود. مدولاسیون تطبیقی توان-پیوسته نرخ-گسسته در سیستم‌های MIMO به همراه اطلاعات کامل کانال^۴ در فرستنده و گیرنده، در نظر گرفته می‌شود. مکانیزم تطبیق انتخاب شده به این صورت است که توان ارسالی و منظومه^۵ ارسالی تحت محدودیت‌های توان ارسالی متوسط و احتمال خطای بیت^۶ (BER) لحظه‌ای، تغییر داده می‌شود تا بازده طیفی متوسط^۷ ماکزیمم شود. در ابتدا رابطه بسته‌ای برای احتمال خطای بیت مدولاسیون MQAM تحت تاثیر عدم توازن IQ معرفی می‌شود سپس تاثیر عدم توازن IQ، بر اساس روابط تحلیلی، بر نرخ خطای بیت مدولاسیون تطبیقی در MIMO بررسی می‌شود. همچنین میزان این تاثیر به ازاء تعداد مختلف آنتن فرستنده و گیرنده مشاهده خواهد شد. نتایج روابط تحلیلی حاصل از این مقاله با نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو نیز مقایسه می‌شوند تا میزان صحت این روابط بررسی شود.

کلیدواژگان: مدولاسیون تطبیقی، نرخ خطای بیت، عدم توازن

MIMO, IQ

۱- مقدمه

مدولاسیون تطبیقی یک روش نیرومند برای رسیدن به نرخ داده زیاد می‌باشد که در مراجع [۱-۳] به آن اشاره شده است. روش مدولاسیون تطبیقی به این صورت است که از طریق تطبیق چند پارامتر در فرستنده مانند منظومه مدولاسیون^۱، توان ارسالی و پارامترهای کدینگ، بازده طیفی متوسط را ماکزیمم می‌کند. این تطبیق بر اساس اطلاعات حالت کانال که از گیرنده به فرستنده فیدبک می‌شود، پایه ریزی شده است. بنابراین مدولاسیون تطبیقی به تخمین دقیق کانال در گیرنده و یک مسیر فیدبک مطمئن بین گیرنده و فرستنده نیاز دارد. تأثیرات خطای تخمین و تأخیر فیدبک بر مدولاسیون تطبیقی در [۴-۵] مطالعه شده‌اند.

طراحان سیستم‌های بدون سیم، ترکیب مدولاسیون تطبیقی با روشهای چند-ورودی چند-خروجی^۲ را پیشنهاد نموده‌اند. زیرا اضافه کردن بعد فضایی به سیستم‌های مدولاسیون تطبیقی، بازده طیفی را به مقدار بسیار زیادی می‌افزاید و در نتیجه سیستم‌های مخابراتی بدون سیم با سرعت زیاد قابل حصول می‌باشند. از طرف دیگر، سادگی ساختار گیرنده تبدیل مستقیم^۳ و امکان پیاده سازی یکپارچه، باعث جذابیت آن در مخابرات بدون سیم می‌شود. اگرچه این ساختار متحمل مشکلات زیادی از ناحیه بعضی از معایب RF می‌شود. یکی از معایب گیرنده‌های تبدیل مستقیم عدم توازن بین مسیره‌های I و Q می‌باشد [۶]. عدم توازن IQ^۴ در عرض باندهای کوچک (مانند

۱. نویسنده عهده‌دار مکاتبات (mrkeshavarzi@aut.ac.ai)

۲. IQ imbalance

۳. Direct conversion receiver

۴. Perfect channel state information

۵. Constellation

۶. Bit error rate

۷. Average spectral efficiency

۱. Modulation constellation

۲. Multiple-input multiple-output (MIMO)

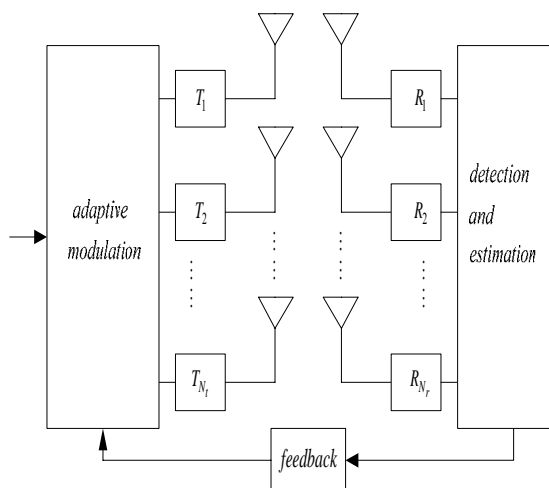
۳. Direct conversion receiver

۴. IQ imbalance

MIMO نیز بدست خواهد آمد. نتایج احتمال خطای بیت ناشی از محاسبات و شبیه‌سازی با هم مقایسه خواهند شد. ساختار این مقاله به شرح ذیل است: در قسمت ۲ شمای کلی سیستم توصیف می‌شود. مدل تطبیق در سیستمهای MIMO در قسمت ۳ بررسی می‌شود. مدل عدم توازن IQ و تأثیر آن بر سیگنال M-QAM در ۴ مطالعه می‌شود. در قسمت ۵ احتمال خطای بیت مدولاسیون تطبیقی MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ استخراج می‌شود. نتایج عددی در ۶ نشان داده می‌شوند. همچنین احتمال خطای بیت مدولاسیون تطبیقی M-QAM در MIMO بر حسب پارامترهای عدم توازن IQ و بازده طیفی‌های مختلف در این قسمت نشان داده می‌شود. در قسمت آخر نیز خلاصه نتایج بررسی می‌شود.

۲- شمای کلی سیستم

سیستم تحت توصیف در شکل ۱ نشان داده شده است. همان طوری که مشاهده می‌شود در فرستنده و گیرنده چندین آنتن وجود دارد و قسمت‌های RF فرستنده و گیرنده نیز نشان داده شده‌اند. کانال در گیرنده تخمین زده می‌شود و به فرستنده فیدبک می‌شود. فرستنده سیگنال ارسالی را بر حسب اطلاعات فیدبک تطبیق می‌کند و در نتیجه بازده طیفی ماکزیمم می‌شود. تمام مسیرهای دریافت تحت تأثیر عدم توازن IQ می‌باشند که این امر باعث تخریب BER نسبت به حالت ایده آل می‌شود. آشکارسازی فاز، همدوس و ایده آل فرض می‌شود و همچنین فرض می‌شود که مسیر فیدبک بدون خطا می‌باشد. تأثیرات خطای تخمین و تأخیر صرف‌نظر می‌شوند. وجود اطلاعات کانال



شکل ۱: ساختار مدولاسیون تطبیقی در MIMO

سیستم‌های سلولار واقعی) غالباً مستقل از فرکانس می‌باشد. روشهای دیجیتالی برای جبران سازی عدم توازن IQ وجود دارند که البته باعث حذف کامل آن نمی‌شوند [۷] و [۸]. تأثیرات عدم توازن IQ بر آشکارسازی OFDM-QAM در [۹] مورد مطالعه قرار گرفته است اگرچه در این مقاله رابطه BER تحت تأثیر عدم توازن IQ فقط برای QPSK محاسبه شده است. بعضی از مقالات عدم توازن IQ را به عنوان تداخل فرض کرده‌اند و سپس در این حالت SNR تنزل یافته را محاسبه نموده‌اند و برای این محاسبه، تداخل را با AWGN^۱ تقریب زده‌اند [۱۰]. تأثیر عدم توازن IQ بر بازده سیستم M-QAM در [۱۱] نشان داده شده است. این مرجع احتمال خطای سمبل را در سیستم OFDM تحت تأثیر عدم توازن IQ محاسبه نموده است. ما در [۱۲] به روش دیگری احتمال خطای بیت M-QAM را تحت تأثیر عدم توازن IQ محاسبه نموده ایم. عدم توازن IQ در سیستم‌های MIMO نیز در بعضی از مقالات مطالعه شده است [۱۳-۱۵]. در این سه مقاله راجع به تخمین و جبران سازی و نحوه مدل کردن سیگنال بحث شده است ولی هیچ نوع رابطه دقیقی برای BER استخراج نشده است و فقط به شبیه‌سازی اکتفا شده است.

چندین روش نیز برای کاهش عدم توازن IQ پیشنهاد شده است که در این مقاله موضوع مورد نظر ما نیست. تا کنون تأثیر عدم توازن IQ بر مدولاسیون تطبیقی در سیستم MIMO بررسی نشده است. در این مقاله، تأثیر عدم توازن IQ بر مدولاسیون تطبیقی M-QAM در سیستم MIMO استخراج می‌شود. برای بررسی بازده مدولاسیون تطبیقی در MIMO، یک رابطه BER برای M-QAM تحت تأثیر عدم توازن IQ لازم است که ما از رابطه BER ای که در [۱۲] استخراج نموده‌ایم، استفاده می‌کنیم.

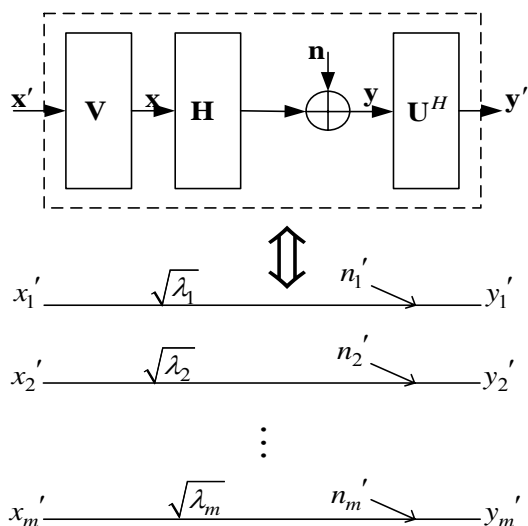
در اینجا یک سیستم MIMO که دارای گیرنده‌هایی با ساختار تبدیل مستقیم است، در نظر گرفته می‌شود. تمام گیرنده‌ها تحت تأثیر عدم توازن IQ می‌باشند. سپس تکنیک مدولاسیون تطبیقی در MIMO^۲ انجام می‌شود. این تکنیک نرخ و توان ارسالی را طوری بهینه می‌کند تا بازده طیفی^۳ تحت محدودیت های BER و متوسط توان^۴، ماکزیمم شود [۲]. به علاوه احتمال خطای بیت مدولاسیون M-QAM تطبیقی در

۱. Additive white Gaussian noise

۲. MIMO adaptive modulation technique

۳. Spectral efficiency

۴. BER and average power constraints



شکل ۲: تبدیل کانال MIMO به m زیرکانال مستقل SISO

این تبدیل بدان معنی است که با استفاده از روش تجزیه SVD، کانال MIMO به m زیرکانال موازی و مستقل SISO تبدیل شد. درایه‌های \mathbf{H} متغیرهای تصادفی هستند بنابراین λ (گین توان هر زیر کانال) یک فرآیند تصادفی می‌باشد. تابع چگالی احتمال کناری^۳ هر مقدار ویژه نامرتب^۴ عبارتست از [۱۶]

$$Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1) = \frac{1}{m} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+d)!} \left[L_k^d(\lambda_1) \right]^2 \lambda_1^d e^{-\lambda_1} \quad (5)$$

که $L_k^d(\lambda_1)$ چند جمله‌ای اشتراکی لاگر^۵ مرتبه kام می‌باشد یعنی

$$L_k^d(\lambda_1) = \sum_{l=0}^k (-1)^l \frac{(k+d)!}{(k-l)!(d+l)!l!} \lambda_1^l \quad (6)$$

۳- مدولاسیون تطبیقی نرخ گسسته در سیستمهای MIMO

مدولاسیون تطبیقی در سیستم MIMO یک مسأله بسیار پیچیده است اما استفاده از توزیع مقدار ویژه نامرتب، آن را به مسأله مدولاسیون تطبیقی در یک زیرکانال SISO تبدیل می‌کند [۱۷].

بنابراین مسأله زیر باید حل شود

در فرستنده این قابلیت را به فرستنده می‌دهد که نرخ و توان ارسالی خود را با توجه به تغییرات کانال تطبیق دهد [۲].

در اینجا یک کانال تخت^۱ MIMO (با N_r آنتن فرستنده و N_t آنتن گیرنده) در نظر گرفته می‌شود. کانال با ماتریس \mathbf{H} $N_r \times N_t$ نمایش داده می‌شود که شامل ضرایب کانال $h_{\mu\nu}$ می‌باشد $h_{\mu\nu}$ ضریب کانال بین μ امین آنتن فرستنده و ν امین آنتن گیرنده می‌باشد. ضرایب کانال $\{h_{\mu\nu}\}_{\mu=1, \nu=1}^{N_r, N_t}$ از هم مستقلند و دارای توزیع یکسان گوسی مختلط $CN(0,1)$ می‌باشند. سیگنال ورودی \mathbf{x} $1 \times N_t$ (و سیگنال خروجی \mathbf{y} $N_r \times 1$) می‌باشد و رابطه بین آنها عبارتست از:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

که \mathbf{n} $1 \times N_r$ نویز سفید گوسی جمع شونده می‌باشد و المانهای آن مستقل و دارای توزیع $n_i \sim CN(0, \sigma_n^2)$ می‌باشند. با در نظر گرفتن تعاریف زیر:

$$\Delta m = \min(N_t, N_r), \quad \Delta n = \max(N_t, N_r), \quad \Delta d = n - m \quad (2)$$

چنانچه روش تجزیه به مقادیر تکین^۲ به \mathbf{H} اعمال شود، رابطه (۱) به رابطه زیر تبدیل می‌شود.

$$\mathbf{y}' = \mathbf{D}\mathbf{x}' + \mathbf{n}' \quad (3)$$

که

$$\mathbf{y}' = \mathbf{U}^H \mathbf{y}, \quad \mathbf{x}' = \mathbf{V}^H \mathbf{x}, \quad \mathbf{n}' = \mathbf{U}^H \mathbf{n} \quad (4)$$

و \mathbf{U} ، \mathbf{V} و \mathbf{D} اجزاء تجزیه \mathbf{H} می‌باشند یعنی $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$. ماتریس‌های یکه^۱ می‌باشند بنابراین توانهای \mathbf{x} و \mathbf{x}' یکسان هستند به همین صورت \mathbf{y} و \mathbf{y}' و $(\mathbf{n}$ و $\mathbf{n}')$ نیز دارای توانهای یکسان می‌باشند. \mathbf{D} یک ماتریس قطری^۲ است و المانهای قطر اصلی آن مقادیر تکین \mathbf{H} $\{\sqrt{\lambda_i}\}_{i=1}^m$ می‌باشند. ساختار معادل تبدیل رابطه (۱) به رابطه (۳) در شکل ۲ نشان داده شده است.

۱. Unitary matrices

۲. Diagonal matrix

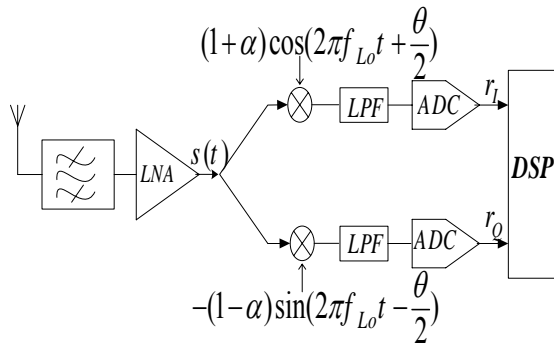
۳. Marginal probability density function(pdf)

۴. Unordered eigenvalue

۵. associated Laguerre polynomial

۱. Flat

۲. Singular value decomposition (SVD)



شکل ۳: عدم توازن IQ در گیرنده هموداین

۴- بررسی تأثیر عدم توازن IQ

از گیرنده تبدیل مستقیم به عنوان ساختار RF سیستم MIMO استفاده می‌نماییم. لذا قسمت RF مسیرهای مختلف گیرنده MIMO، تحت تأثیر عدم توازن IQ می‌باشد که بازده مدولاسیون تطبیقی در سیستم MIMO را تخریب می‌نماید.

شمای عدم توازن IQ در یک گیرنده هموداین، در شکل ۳ نشان داده شده است. عدم توازن IQ توسط آخرین بخش قسمت آنالوگ گیرنده بوجود می‌آید. عدم توازن به صورت یک میکسر تربیعی^۱ دارای سیگنال اسپلاتور محلی نامتوازن که با رابطه (۱۳) بیان شده است، مدل می‌شود.

$$x_{LO}(t) = (1 + \alpha) \cos(2\pi f_{Lo}t + \frac{\theta}{2}) - j(1 - \alpha) \sin(2\pi f_{Lo}t - \frac{\theta}{2}) \quad (13)$$

که θ و α به ترتیب عدم توازن فاز و دامنه بین شاخه‌های I و Q می‌باشند و همچنین $f_{Lo} = f_c$. عدم توازن فاز، هرگونه انحراف فاز از فاز ایده آل 90° بین شاخه‌های I و Q می‌باشد. بنابراین سیگنال دریافتی $s(t)$ با $x_{LO}(t)$ میکس تربیعی می‌شود و سیگنال منتجه پس از فیلتر پایین گذر و A/D به سیگنال باند پایه $r_I(k), r_Q(k)$ تبدیل می‌شود [۱۲].

$$\begin{aligned} r_I(k) &= (\alpha + 1) \cos(\frac{\theta}{2}) s_I(k) - (\alpha - 1) \sin(\frac{\theta}{2}) s_Q(k) \\ r_Q(k) &= -(1 - \alpha) \sin(\frac{\theta}{2}) s_I(k) + (1 + \alpha) \cos(\frac{\theta}{2}) s_Q(k) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} & \text{maximize } ASE = m \varepsilon_{\lambda_1} [k_1(\lambda_1)] \\ & P_1, k_1 \\ \varepsilon_{\lambda_1} [P_1(\lambda_1)] &= P/m \\ BER_1(\lambda_1) &= BER_{tgt} \end{aligned} \quad (7)$$

که λ_1 گین توان اولین زیرکانال نامرتب می‌باشد. k_1, P_1 و BER_1 به ترتیب توان، نرخ و BER لحظه ای اولین زیرکانال نامرتب می‌باشند. ما فقط از ساختار مدولاسیون QAM مربعی استفاده می‌کنیم. بنابراین نرخ های موجود عبارتند از

$$\begin{aligned} k_1(\lambda_1) &\in \{r_0, r_1, \dots, r_N\} \\ r_i &= 2^i \quad i = 0, 1, \dots, N \end{aligned} \quad (8)$$

حل مسأله (۷) در مقاله [۲] ارائه شده است. بنابراین روش بهینه تطبیق نرخ و توان عبارتست از

$$\begin{cases} k_1(\lambda_1) = r_i, & v_i \leq \lambda_1 < v_{i+1} \\ P_1(\lambda_1) = \frac{M_i - 1}{\lambda_1} \frac{\sigma_n^2}{K}, & v_i \leq \lambda_1 < v_{i+1} \end{cases} \quad (9)$$

که $M_i = 2^{r_i}$ و $K = \frac{-1.5}{\ln(5BER_{tgt})}$ مشخص کننده مرز گین توان است و برابر است با

$$v_i = \frac{M_i - M_{i-1}}{r_i - r_{i-1}} \frac{\mu}{K} \quad (10)$$

که $\mu > 0$ ضریب لاگرانژ^۱ است و از معادله محدودیت متوسط توان^۲ بدست می‌آید.

$$\sum_{i=1}^N \frac{M_i - 1}{K} \left[\int_{v_i}^{\infty} \frac{Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1)}{\lambda_1} d\lambda_1 - \int_{v_{i+1}}^{\infty} \frac{Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1)}{\lambda_1} d\lambda_1 \right] = \frac{P}{m\sigma_n^2} \quad (11)$$

بعد از بدست آوردن μ ، بازده طیفی متوسط را می‌توان از رابطه زیر محاسبه کرد.

$$R = m \sum_{i=1}^N r_i \left[\int_{v_i}^{\infty} Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 - \int_{v_{i+1}}^{\infty} Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 \right] \quad (12)$$

۱. Lagrangian multiplier
۲. average power constraint

۱. Quadrature

$$P(v_j \leq \lambda_1 < v_{j+1}) = \int_{v_j}^{v_{j+1}} Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 \quad (17)$$

عدم توازن IQ باعث می‌شود که متوسط نرخ خطای بیت از BER_{tgt} بزرگتر باشد. با توجه به رابطه (۹) می‌توان بیان نمود که

= توان سیگنال دریافتی

$$\lambda_1 P_1(\lambda_1) = \frac{-2 \ln(5BER_{tgt}) \sigma_n^2}{3} (M_i - 1) \quad (18)$$

بنابراین با توجه به رابطه (۱۵)، $P_e(M_j)$ تحت تأثیر عدم توازن IQ در حالت مدولاسیون تطبیقی را به صورت زیر بدست می‌آوریم.

$$P_e, IQ_Im(M_j) \cong$$

$$\frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_j}} \right) \sum_{i=1}^{\sqrt{M_j}-1} \sum_{j=1-\sqrt{M_j}}^{\sqrt{M_j}-1} \left\{ \begin{array}{l} Q \left((1+\alpha) \left(i \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2} \right) - (i-1) \right) \sqrt{\frac{-2 \ln(5BER_{tgt})}{(1+\alpha^2)}} \\ Q \left((1-\alpha) \left(i \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2} \right) - (i-1) \right) \sqrt{\frac{-2 \ln(5BER_{tgt})}{(1+\alpha^2)}} \end{array} \right.}{M_j \log_2 \sqrt{M_j}} \quad (19)$$

در نهایت بر اساس این محاسبات نرخ خطای بیت کل مدولاسیون تطبیقی در MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ را به صورت رابطه بسته زیر بیان می‌نماییم.

$$BER_{IQim} =$$

$$\frac{\sum_{j=1}^N \left[P_{e, IQ_Im}(M_j) \times \log_2(M_j) \times \int_{v_j}^{v_{j+1}} Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 \right]}{\sum_{j=1}^N \left[\log_2(M_j) \times \int_{v_j}^{v_{j+1}} Pdf_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 \right]} \quad (20)$$

۶- نتایج عددی

در این قسمت میزان تخریب BER مدولاسیون تطبیقی در سیستم‌های MIMO، تحت تأثیر عدم توازن IQ نشان داده می‌شوند این نتایج به ازاء ۶ ترکیب مختلف آنتن فرستنده-گیرنده نمایش داده می‌شوند. فرض می‌شود که نرخ‌های موجود عبارتند از

در حالت ایسده آل $\alpha = 0, \theta = 0$ و $r_I = s_I$ و اگر یک سیستم SISO در گیرنده خود دارای عدم توازن IQ باشد و یک سیگنال MQAM از فرستنده ارسال شود آنگاه پس از انجام محاسبات، BER را بصورت زیر محاسبه نمودیم [۱۲].

$$P_e, IQ_Im(M_j) \cong$$

$$\frac{2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M_j}} \right) \sum_{i=1}^{\sqrt{M_j}-1} \sum_{j=1-\sqrt{M_j}}^{\sqrt{M_j}-1} \left\{ \begin{array}{l} Q \left((1+\alpha) \left(i \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2} \right) - (i-1) \right) \sqrt{\frac{3\gamma_s}{(M_j-1)(1+\alpha^2)}} \\ Q \left((1-\alpha) \left(i \cos \frac{\theta}{2} + j \sin \frac{\theta}{2} \right) - (i-1) \right) \sqrt{\frac{3\gamma_s}{(M_j-1)(1+\alpha^2)}} \end{array} \right.}{M_j \log_2 \sqrt{M_j}} \quad (15)$$

که γ_s مشخص کننده نسبت توان سیگنال دریافتی به σ_n^2 (سیگنال به نویز دریافتی سمبل) می‌باشد و i و j اعداد فرد می‌باشند.

۵- بررسی بازده BER مدولاسیون تطبیقی در

MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ

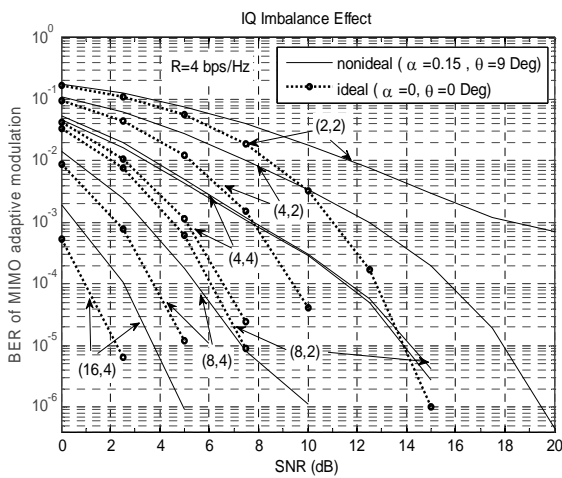
هدف این قسمت استخراج تأثیر عدم توازن IQ بر مدولاسیون تطبیقی در سیستم‌های MIMO می‌باشد. فرض می‌شود که پارامترهای عدم توازن فاز و دامنه (α و θ)، در همه زیرکانالها یکسان می‌باشند بنابراین احتمال خطای بیت کل برابر است با میانگین BER در هر زیرکانال. میانگین BER در هر زیرکانال را به صورت زیر محاسبه می‌نماییم.

= متوسط نرخ خطای بیت

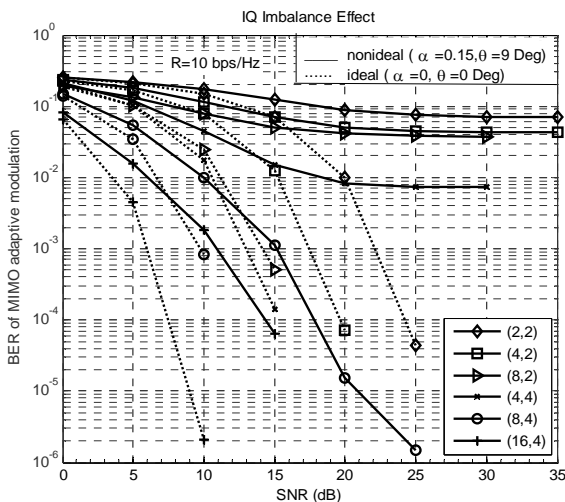
$$\frac{\sum_{j=1}^N P_e(M_j) \times \log_2(M_j) P(v_j \leq \lambda_1 < v_{j+1})}{\sum_{j=1}^N \log_2(M_j) P(v_j \leq \lambda_1 < v_{j+1})} \quad (16)$$

که $P_e(M_j)$ نرخ خطای بیت متناظر با M_j می‌باشد و $P(v_j \leq \lambda_1 < v_{j+1})$ احتمال آن است که λ_1 در j امین ناحیه قرار بگیرد بنابراین داریم:

مختلف حاصل شود). شکل‌های ۵ و ۶، BER_{IQim} را به ترتیب به ازاء $R = 4 \text{ bps/Hz}$ و $R = 10 \text{ bps/Hz}$ نشان می‌دهند. در این دو شکل احتمال خطای بیت حالت ایده آل (بدون عدم توازن IQ) نیز نشان داده شده است که می‌توان آن را با احتمال خطای بیت حالت غیر ایده آل مقایسه نمود. همچنین احتمال خطای بیت مدولاسیون تطبیقی در MIMO به ازاء $R = 10 \text{ bps/Hz}$ ، بر حسب θ و α های مختلف در شکل‌های ۷ و ۸ به ترتیب برای سیستم‌های (۲،۲) و (۴،۴) نشان داده شده است. همانطور که انتظار می‌رفت با افزایش θ و α ، BER مدولاسیون تطبیقی در MIMO، خرابتر می‌شود.



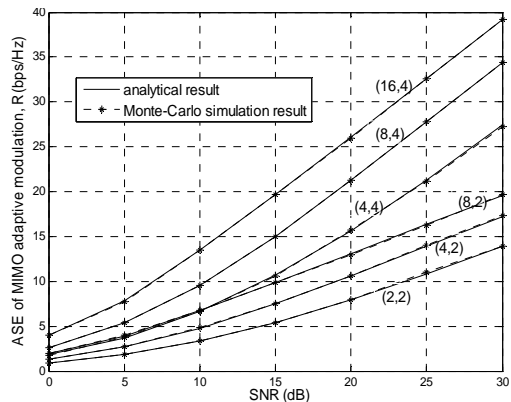
شکل ۵: احتمال خطای بیت متوسط مدولاسیون تطبیقی در سیستم‌های MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ. $R = 4 \text{ bps/Hz}$ و $\alpha = 0.15, \theta = 9^\circ$



شکل ۶: احتمال خطای بیت متوسط مدولاسیون تطبیقی در سیستم‌های MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ. $R = 10 \text{ bps/Hz}$ و $\alpha = 0.15, \theta = 9^\circ$

تخمین کانال بدون خطا و صحیح می‌باشد. بنابراین با توجه به توصیفات فوق الذکر، عدم توازن IQ بر میانگین بازده طیفی کل، R ، تأثیری ندارد. با توجه به این مفروضات تنها پارامتری که R به ازاء سیگنال به نویز ارسالی تعیین می‌کند، BER_{tgt} می‌باشد.

اگر مدولاسیون تطبیقی با فرض $BER_{tgt} = 10^{-3}$ در ۶ سیستم MIMO مختلف انجام گیرد، با توجه به روابط (۱۰)، (۱۱) و (۱۲) منحنی های بازده طیفی میانگین (شکل ۴) بدست می‌آیند، که شبیه به منحنی های متناظرشان در [۱۷] می‌باشند. همچنین این سیستم را به روش مونت کارلو شبیه‌سازی نمودیم که نتایج شبیه‌سازی نیز در شکل ۴ نشان داده شده‌اند. همانطور که دیده می‌شود نتایج تحلیلی و نتایج شبیه‌سازی تطابق خوبی دارند. احتمال خطای بیت مدولاسیون تطبیقی بالا با فرض گیرنده ایده آل از $BER_{tgt} = 10^{-3}$ کمتر است اما با فرض گیرنده معیوب از $BER_{tgt} = 10^{-3}$ بیشتر است.



شکل ۴: بازده طیفی متوسط مدولاسیون تطبیقی در MIMO، به ازاء ۶ سیستم MIMO مختلف

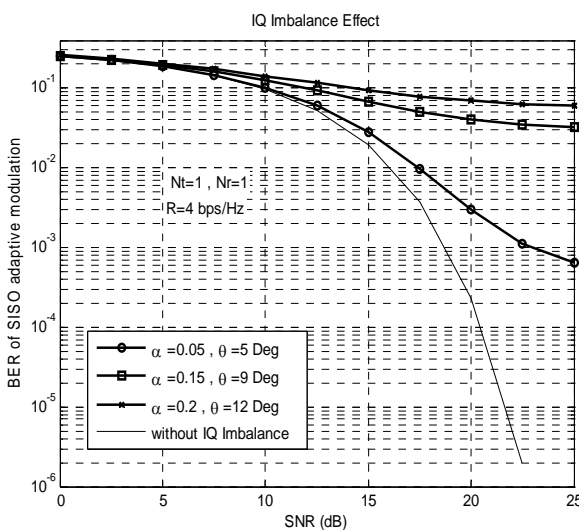
$$\left(\text{با فرض } BER_{tgt} = 10^{-3} \text{ و } SNR = \frac{P}{\sigma_n^2} \right)$$

به منظور بررسی تأثیر عدم توازن IQ بر BER، فرض می‌شود که پارامترهای عدم توازن IQ در تمام مسیرهای گیرنده یکسان می‌باشند و مقادیرشان عبارت است از: $\alpha = 0.15, \theta = 9^\circ$. منحنی BER_{IQim} برحسب $SNR = \frac{P}{\sigma_n^2}$ در میانگین بازده طیفی ثابت را می‌توان از (۲۰) بدست آورد. برای دستیابی به یک میانگین بازده طیفی ثابت، متناظر با هر مقدار SNR ، BER_{tgt} به روش عددی انتخاب شده است (BER_{tgt} در SNR های مختلف، مقادیری متفاوت انتخاب می‌شود تا میانگین بازده طیفی ثابت در SNR های

افزایش تعداد آنتنهای فرستنده و گیرنده در سیستم MIMO، BER مدولاسیون تطبیقی در MIMO کمتر خراب می شود. ساختار (۲و۲) بدترین بازده BER را دارد و ساختار (۴ و ۱۶) بهترین بازده BER را دارا می باشد. در شکل ۹، BER مدولاسیون تطبیقی در SISO تحت تأثیر عدم توازن IQ نشان داده می شود. مقایسه شکل ۵ و شکل ۹ نشان می دهد که تأثیر عدم توازن IQ بر مدولاسیون تطبیقی در SISO بسیار مخربتر از تأثیر عدم توازن IQ بر مدولاسیون تطبیقی در MIMO می باشد.

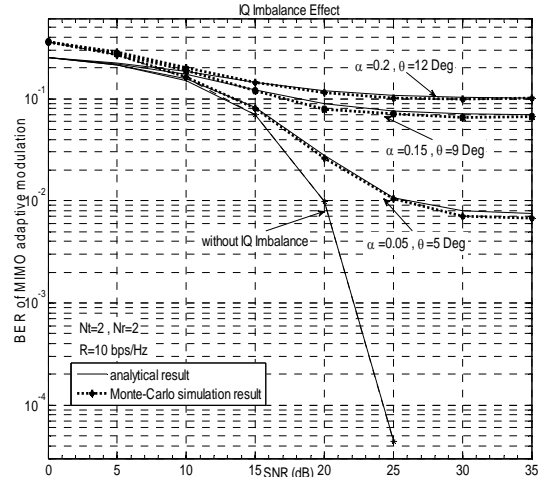
۷- نتیجه گیری

یکی از معایب اصلی که از طریق قسمت RF گیرنده تبدیل مستقیم ایجاد می شود، عدم توازن IQ می باشد. عدم توازن IQ بازده سیستم را به مقدار زیادی تحت تأثیر قرار می دهد. در این مقاله، روابط بسته ای برای احتمال خطای بیت M-QAM تحت تأثیر عدم توازن IQ بیان شده است و نیز اثر این نقصان بر مدولاسیون M-QAM تطبیقی در سیستم های MIMO آنالیز شده است. به علاوه روابط تحلیلی برای BER مدولاسیون M-QAM تطبیقی در سیستم های MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ، بدست آمده است. همانطور که انتظار می رفت، در نمودارها دیده شد که اگر مقدار پارامترهای عدم توازن IQ بزرگتر باشند، بازده BER خرابتر می شود. همچنین دیده شد که تأثیر تخریبی عدم توازن IQ بر سیستم SISO تطبیقی بیشتر از تأثیرش بر سیستم MIMO تطبیقی می باشد.



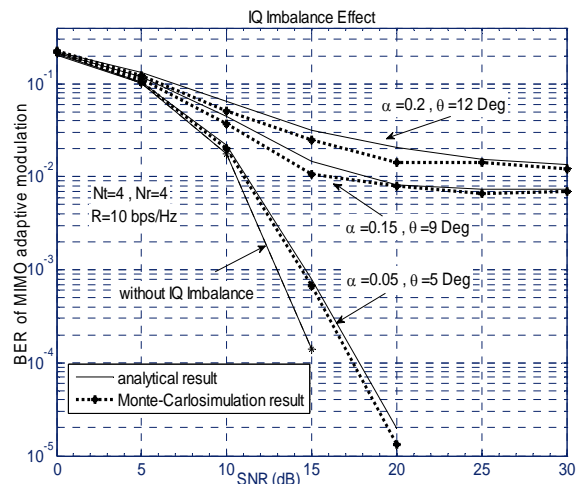
شکل ۹: احتمال خطای بیت متوسط مدولاسیون تطبیقی در سیستم SISO تحت تأثیر عدم توازن IQ به ازاء α و θ های مختلف.

$$R = 4 \text{ bps/Hz}$$



شکل ۷: احتمال خطای بیت متوسط مدولاسیون تطبیقی در سیستم های MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ به ازاء α و θ های مختلف. $N_t = 2, N_r = 2$ و $R = 10 \text{ bps/Hz}$.

همچنین در این دو شکل نتایج شبیه سازی مونت کارلو نیز نشان داده شده اند. همچنان که دیده می شود نتایج تحلیلی و شبیه سازی به مقدار زیادی نزدیک می باشند که این بیانگر صحت روابط بدست آمده برای احتمال خطای بیت مدولاسیون تطبیقی در سیستم MIMO می باشد.



شکل ۸: احتمال خطای بیت متوسط مدولاسیون تطبیقی در سیستم های MIMO تحت تأثیر عدم توازن IQ به ازاء α و θ های مختلف. $N_t = 4, N_r = 4$ و $R = 10 \text{ bps/Hz}$.

همچنین در این منحنی ها دیده می شود که با افزایش میانگین بازده طیفی، BER مدولاسیون تطبیقی در MIMO خرابتر می شود که همین را نیز انتظار داشتیم. همچنین با

سپاسگزاری

این مقاله تحت حمایت و پشتیبانی مرکز تحقیقات مخابرات ایران (ITRC) انجام گردیده است.

مراجع

- [۹] C. L. Liu, "Impacts of IQ imbalance on QPSK-OFDM-QAM detection," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. ۴۴, no. ۳, pp. ۹۸۴ – ۹۸۹, Aug. ۱۹۹۸.
- [۱۰] P. Baudian, F. Belveze, "Impact of RF impairments on a DS-CDMA receiver," *IEEE Trans. Commun.*, vol. ۵۲, no. ۱, pp. ۳۱ – ۳۶, Jan. ۲۰۰۴.
- [۱۱] M. Windisch, G. Fettweis, "Performance degradation due to I/Q imbalance in multi-carrier direct conversion receivers: a theoretical analysis," in *Proc. IEEE ICC ۲۰۰۶*, June ۲۰۰۶.
- [۱۲] M. R. Keshavarzi and A. Mohammadi, "Effect of IQ imbalance on bit error rate of M-QAM direct conversion receivers," ۱۴th International Conference on Telecommunications and ۸th Malaysia International Conference on Communications (ICT-MICC), ۲۴-۲۷ June, ۲۰۰۷.
- [۱۳] M. Valkama, Y. Zou, and M. Renfors, "On I/Q imbalance effects in MIMO space-time coded transmission systems," *Radio and Wireless Symposium ۲۰۰۶*, pp. ۲۲۳ – ۲۲۶.
- [۱۴] A. Tarighat, and A. H. Sayed, "MIMO OFDM receivers for systems with IQ imbalances," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. ۵۳, no. ۹, pp. ۳۵۸۳ – ۳۵۹۶, Sept. ۲۰۰۵.
- [۱۵] T. C. W. Schenk, P. F. M. Smulders, and E. R. Fledderus, "Estimation and compensation of frequency selective TX/RX IQ imbalance in MIMO OFDM systems," in *Proc. ICC*, Turkey, ۲۰۰۶.
- [۱۶] M. Dohler, "Virtual antenna arrays," Ph.D dissertation, King's College, London, U.K., ۲۰۰۳.
- [۱۷] Z. Zhou, B. Vucetic, M. Dohler, and Y. Li, "MIMO systems with adaptive modulation," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. ۵۴, no. ۵, pp. ۱۸۲۸ – ۱۸۴۲, Sept. ۲۰۰۵.
- [۱] A. Mohammadi, S. Kumar, "Characterization of adaptive modulators in fixed wireless ATM networks," *Journal of Communications and Networks*, vol. ۶, no. ۲, pp. ۱۲۳ – ۱۳۲, June. ۲۰۰۴.
- [۲] S. T. Chung, A.J. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view," *IEEE Trans. Commun.*, vol. ۴۹, no. ۹, pp. ۱۵۶۱ – ۱۵۷۱, Sep. ۲۰۰۱.
- [۳] C. Kose, D.L. Goeckel, "On power adaptation in adaptive signaling systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. ۴۸, pp. ۱۷۶۹ – ۱۷۷۳, Nov. ۲۰۰۰.
- [۴] D.L. Goeckel, "Adaptive coding for time-varying channels using out-dated fading estimates," *IEEE Trans. Commun.*, vol. ۴۷, pp. ۸۴۴ – ۸۵۵, June ۱۹۹۹.
- [۵] A.J. Goldsmith, S.-G. Chua, "Variable rate variable power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. ۴۵, no. ۱۰, pp. ۱۲۱۸ – ۱۲۳۰, Oct. ۱۹۹۷.
- [۶] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, ۱۹۹۸.
- [۷] A. Tarighat, R. Bagheri, and A. H. Sayed, "Compensation schemes and performance analysis of IQ imbalances in OFDM receivers," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. ۵۳, no. ۸, pp. ۳۲۵۷ – ۳۲۶۸, Aug. ۲۰۰۵.
- [۸] J. Tubbax, B. Come, L. Van der Perre, S. Donnay, M. Engels, M. Moonen, and H. De Man, "Joint compensation of IQ imbalance and frequency offset in OFDM systems," in *Proc. IEEE Radio Wireless Conf.*, Aug. ۲۰۰۳, pp. ۳۹-۴۲.