

تخمین کانال MIMO با استفاده از QRD و الگوریتم وقتی LMS

احسان دشتیان¹، کارشناسی ارشد؛ مجید اخوت²، دانشیار؛ حمید آرزومند³، دانشجوی دکتری

- دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه امام
 (السلام) - تهران - ایران - ehssan@chmail.ir
 - دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه امام
 (السلام) - تهران - ایران - mokhovvat@ihu.ac.ir
 - دانشکده فناوری اطلاعات و ارتباطات - دانشگاه امام
 (السلام) - تهران - ایران - arezumand.h@gmail.com

چکیده: تخمین کانال MIMO از عواملی است که در MIMO یکننده‌ای در ارزش عملکرد دارد، روشی متفاوت برای MIMO وجود دارد که روشی از جمله روشی در آن روشی وقتی الگوریتم LMS دارای ویژگی‌های اشتراکی از جمله ساده‌سازی و پیچیدگی کم‌تر را دارد. از آشکارسازهای MIMO از تجزیه QR برای استخراج سگنال ارسال استفاده می‌کنند که دارای در محاسبات می‌باشد. روش جدیدی برای QR کانال مخابراتی MIMO ارائه شده است و به جای آنکه مشخصه کانال H تخمین زده شود و بعد در آشکارسازی QR صورت گیرد از همان ابتدا و هم‌اکنون با الگوریتم LMS تخمین زده می‌شود. در واقع تخمین کانال با تخمین R و Q به دست آید. نشان می‌دهد استفاده از الگوریتم LMS و تجزیه QR در کانال تعداد تکرارهای بالا و افزایش SNR، کاهش خطا را در پی خواهد داشت.

واژه‌های کلیدی: MIMO، کانال، وقتی LMS، QRD.

MIMO Channel Estimation by QR Decomposition and LMS Adaptive Filter

Ehsan Dashtian¹, Master of Science; Majid Okhovat², Associate Professor; Hamid Arezomand³, PhD student

1- Faculty of Technology of Information & Communication, University of Imam Hossein, Tehran, Iran, Email: ehssan@chmail.ir
 2- Faculty of Technology of Information & Communication, University of Imam Hossein, Tehran, Iran, Email: mokhovvat@ihu.ac.ir
 3- Faculty of Technology of Information & Communication, University of Imam Hossein, Tehran, Iran, Email: arezumand.h@gmail.com

Abstract: Channel estimation is one of the most decisive factors in evaluating performance of the MIMO systems. There are different methods for estimation of MIMO systems, that, adaptive algorithm is which. Among adaptive algorithms, Least Mean Square (LMS) algorithm is the most popular because it has the features of a proper filter including simplicity in applying and no complexity in using. In the other hand, some of important detectors in MIMO systems use QR decomposition for signal extraction, which is of a higher level of complexity. In this paper, a new method for MIMO channel QR estimation is proposed and instead of estimating the channel matrix H and them decomposing QR in detector, from the beginning, Q and R estimated directly actually, channel matrix is detained through the estimation of Q and R. according to MATLAB simulation applying LMS algorithm and QR decomposition in channel estimation with iteratively and/or SNR increment will result in the error reduction.

Keywords: MIMO, channel estimation, adaptive filter, LMS, QR decomposition.

تاریخ ارسال: // /

تاریخ اصلاح مقاله: // / و // /

تاریخ پذیرش مقاله: // /

نام نویسنده مسئول: د. اخوت

سندیده مسئول: تهران - بزرگراه شه - دانشگاه امام (ع) - دانشکده فناوری و ارتباطات

۱- مقدمه

در طراحی یک کد STBC لحاظ گردد. با در نظر گرفتن سه مورد، تلاش می‌شود تا از ابعاد بزرگ‌تر از دو آنتن فرستنده صورت گرفته است که هر یک بده بستان به سه و برقرار می‌کند. رغم تلاش می‌شود در سال‌های اخیر منظور طراحی کدها کمتر برداری ساده، نرخ بالا و استفاده از حداکثر چندگانگی برای تعداد آنتن می‌شود. از دوتا، کدهای QOSTBC ارائه شده توسط حمید [] همچنان جایگاه ویژه خود را حفظ کرده است. در واقع کارآمدتر کدها که در تعداد بزرگ از دو آنتن مورد استفاده قرار می‌گیرد کدهای شبه متعامد هستند و از آنجاکه کدها طور کامل در آن ساده کدهای متعامد نخواهد بود. از راهکارها برای کاهش پیچیدگی و ساده نمودن تخمین در کدهای QOSTBC، استفاده از QR در کانال است []. در واقع اگر بخواهیم تعداد آنتن از دو تا باشد و خاصیت و نرخ کارآمدی را داشته باشیم از کدهای متعامد استفاده می‌کنیم و از طرف دیگر در حالتی که متعامد نیست را با استفاده از QRD کم می‌کنیم. طوریکه روش تجزیه QR در MIMO برای کاهش حجم محاسبات استفاده می‌شود [-]. از دیدگاه آشکارسازی در سیستم MIMO از تجزیه QR برای استخراج سیگنال ارسال استفاده می‌کنند که از جمله آن می‌توان کدهای QOSTBC ذکر کرده در بالا اشاره کرد و آشکارسازی حذف تداخل می‌تواند (SIC) که از QR استفاده می‌کنند [-] و همچنین تعدادی از آشکارسازیهای MIMO-OFDM که محاسبات پیچیده‌ای دارند برای کم کردن پیچیدگی از تجزیه QR استفاده می‌کنند [-]. در این مقاله با استفاده از الگوریتم روشی برای کانال مخابراتی MIMO با استفاده از QR ارائه شده است که برای کاربردی و مفید است. در واقع در این روش این که H کانال نژده شود و بعد در بلوک آشکارسازی H و Q بعد R شود صورت می‌گیرد بدون دخالت H، ابتدا Q و بعد R با استفاده از الگوریتم LMS نژده شود و هم‌اکنون H ندارد. منظور از عملکرد روش پیشنهادی میان خطای MSE آن تعداد تکرار و SNR محاسبه گردیده و همچنین همگرا می‌شود آن مورد بررسی قرار گرفته است. نتایج سازی نشان می‌دهد که افزایش SNR و تعداد تکرار الگوریتم LMS میان خطای کاهش می‌دهد. با توجه به موارد فوق، در بخش MIMO، به همراه روش QR و روش LMS نتیجه داده شده است. روش پیشنهادی در این مقاله صورت می‌گیرد و نشان خواهد شد که در بخش سازی می‌تواند انجام‌شده و نتیجه مشاهده شود.

نرخ داده بالا و استفاده بهینه از پهنای باند در دسترس، نیاز اساسی در مخابرات بی‌سیم است. سیستم MIMO با توجه به ویژگی‌های متنوع و تسهیل مناسب برای مخابرات بی‌سیم محسوب می‌شوند. اما اینها بدون صرف توان می‌تواند ترافیک افزایش نرخ ارسال داده و کاهش خطای ارسال و برای کاهش چشمگیر احتمال خطا و افزایش میانگین نرخ کدهای -زمان STC استفاده کنند []. در واقع عملکرد سیستم MIMO میان اطلاعات از وضعیت کانال، وابستگی زیادی دارد و دست‌یابی به مزایای فوق، مشروط به داشتن تخمین از کانال مخابراتی است. اما تداخل بین کاربران، بازمان بودن و تغییرات سریع کانال، تخمین کامل و دقیق کانال را غیرممکن می‌سازد. در چند دهه اخیر مطالعات زیادی بر روی روش‌های تخمین کانال MIMO انجام شده است که می‌تواند تخمین کانال با استفاده از روشی فوق‌العاده را عنوان کند که از روش کارآمد در این زمینه نام برد [-]. البته موضوع تخمین و موارد مرتبط با آن طور کلی در سیستم مخابراتی روزبه‌روز آمده می‌شود که به خود [-] در روشی فوق‌العاده، انتخاب فرکانس، کم‌تر، ساده سازی، سرعت همگرا، طول گام، بارگذاری و... دارد که در این مقاله روشی فوق‌العاده LMS می‌دارند و شرایطی که در آن از جمله ساده سازی و پیچیدگی کم‌تر را دارا می‌باشند [-]. سیستم MIMO در استفاده از کدهای -زمان برای تخمین کانال دارای استفاده از تنوع فضا - زمان موجود در آنتن می‌شود ارائه داد که عنوان کدهای -زمان ای STBC مطرح شدند []. کدها علاوه بر استفاده از حداکثر ظرفیت تنوع فضا - زمان موجود (نرخ واحد)، دارای ویژگی‌های متمایزانه نشان داده شده است که در فضای -زمان ای (OSTBC) مختلط با نرخ واحد، تنها برای دو آنتن فرستنده موجود است و در صورت افزایش آنتن فرستنده به سه کدی وجود نخواهد داشت []. البته برای تعداد سه و چهار آنتن فرستنده کدهای OSTBC وجود دارند که نرخ آن‌ها کوچک‌تر از واحد است برای تعداد آنتن می‌تواند از دو، در کدهای OSTBC، نرخ آن - است []. بنابراین در صورت استفاده از OSTBC در تعداد از دو، بهره‌مندی از کانال MIMO و سرعت ارسال داده تا حدودی کاهش خواهد یافت []. بر اساس کدهای متعامد با نرخ یک در [] و [] تحت عنوان کدهای -زمان ای (QOSTBC) ارائه شده‌اند. در چند کدها با اینکه متعامد وجود ندارد، عملیات کد برداری درگیرند و نسبت به کدهای OSTBC انجام می‌دهد. علاوه بر نرخ بالا و ساده کد برداری موضوع استفاده حداکثری کد از

۲- معرفی مدل سیستم

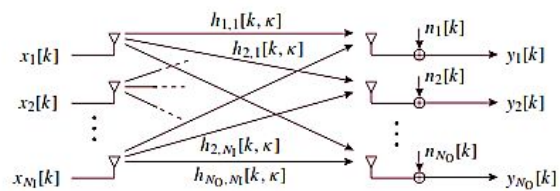
۲-۱- مدل کانال MIMO

گننال باند پایه در در گرنده، یک سیستم مخابراتی بدون س را م توان صورت:

$$y = Hx + n \quad (1)$$

نشان داد؛ که x گننال ارسال H ، تصادف گاوس مختلط کانال صفر و n ز است.

در شکل N_T آنتن فرستنده و N_R آنتن گرنده، با فرض تخت بودن کانال MIMO نشان داده شود.



شکل ۱: مدل عمومی یک سیستم MIMO [۳۳]

که رابطه (۱) را برای یک MIMO توان صورت ز نمود، س گننال ارسال صورت:

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T \quad (2)$$

که دارای N_T آنتن و y گننال در صورت:

$$y = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T \quad (3)$$

که دارای N_R آنتن و بردار س گننال نو شونده توسط رابطه ز ر نشان داده شود.

$$n = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T \quad (4)$$

س مشخصه کانال مخابراتی ستم را در یک زمان مشخص توان صورت ک ماتر $N_R \times N_T$ ش داد.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{NR1} & h_{NR2} & \dots & h_{NRN_T} \end{bmatrix} \quad (5)$$

فرآ H کانال ک از است که در باند ه صورت رد و ط آن وضعیت کانال ارتباط نده ن زده شود.

منظور ن کانال، نخست فرستنده س گننال ی را با عنوان پالموت در المان ی قرار دهد. رنده با مشاهده س گننال در شده از آن محلی مشخص و مقاسه آن با گننال ی اصل ، قادر به تخ ن شرایط کانال در بازه ی از زمان و فرکانس است.

۲-۲- تجزیه QR

س به دو Q و R شود که ماتر س اول متعامد و ماتر س دوم بالا مثلث . اگر ماتر $A_{m \times n}$ مفروض باشد، روابط ر ه را توان به فرم ز :

$$A_{m \times n} = Q_{m \times n} R_{n \times n} \quad (6)$$

که $QQ^T = I$ و R ک ماتر $(r_{ii} > 0)$.

در ساده سازی حل معادلات کمک بساری کند. ان روش ب ش از پنجاه سال پیش ابداع شده است و تا به حال توسط دانشمندان مختلف، الگوری برای آن معرفی شده است [۱].

درواقع با استفاده از QRD کانال را به فرم دو ماتر

مجزای Q و R صورت ز و د ازی

که ابتدا H را تخم م و بعد در آشکارسازی H را به Q و R

کند . از راهکارها در کاهش تعداد جستجو در کدهای STBC استفاده از تجز QR س کانال است.

۲-۳- الگوریتم وقتی LMS

الگوریتم LMS صورت گسترده در الگوریتم وقتی مفروضه مورد استفاده قرار رد که ان کاربردهای ار زاد را م توان ادگ و پاداری LMS برای گننال ی تصادف نسبت داد. پژوهش ی صورت بر روی LMS سازی ا الگوریتم شده است. در ان مقاله ضرا وس الگوریتم LMS شود که روابط ان الگوریتم در ز ر آورده شده است.

اگر ورودی $x(n)$ و $d(n)$ را خروج مطلوب بنام م خروجی لمر به فرم ز ر خواهد بود:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (7)$$

که $w_i(n)$ ضراب وزن $\{w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)\}$ و طوری انتخاب شده اند که مقدار مجذور $e(n)$ به حداقل

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (8)$$

در ف ی وقتی صورت ضراب وزن با زمان م و صورت وقتی مداوم در حال تطبیق دادن م باشند تا در صورت تغ در گننال ی تصادف ، ا ر را بتوانند تشخیص . رات (ق دادن) الگوریتم LMS در ضراب وزن ای است که

ن مجذور $e(n)$ در معار MSE حداقل باشد. روزرسان برای ضراب وزن درنبا $W(n+1)$ و صورت (۹) دست آ .

$$W(n+1) = W(n) + 2e(n)x(n) \quad (9)$$

که پارامتر طول گام برای الگوریتم معادله ی (۱۰) و (۱۱) سه معادله مورد نیاز برای تکمیل تکرار در الگوریتم LMS . معادله (۱۲) معادله عمل ف لمر کردن ده شود که برای به دست آوردن خروجی لمر استفاده ود.

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^T \\ \mathbf{r}_2^T \\ \mathbf{r}_3^T \\ \vdots \\ \mathbf{r}_M^T \end{bmatrix}, \mathbf{r}_i = [0 \ 0 \ \dots \ r_{ii} \ r_{ii+1} \ r_{ii+2} \ \dots \ r_{iM}]^T \quad ()$$

بر اساس رابطه () اگر s گننال ارسال و y گننال در رابطه سه گننال در در گرنده را توان صورت ز :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad ()$$

در ابتدا \mathbf{Q} را معلوم در نظر م و آن را در رابطه گننال در () ضرب م کن .

$$\mathbf{Q}^H \mathbf{y} = \mathbf{Q}^H \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{Q}^H \mathbf{z} \quad ()$$

به دا داشتن خاصه کاذ در ماتر \mathbf{Q} و حذف \mathbf{Q} از $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ رابطه ز شود. بر اساس مدل اصل LMS بردارهای $d(n)$ و صورت ز مشخص شده‌اند:

$$\mathbf{y}' = \mathbf{R} \mathbf{s} + \mathbf{z}' \quad ()$$

$d(n) \quad x(n)$

توان روابط LMS را برای \mathbf{R} صورت ز ان نمود.

$$\hat{\mathbf{r}}_i^+(k) = \hat{\mathbf{r}}_i(k) + \gamma_1 e(k) \mathbf{s}(k) \quad ()$$

$$e(k) = \mathbf{y}'_i(k) - \hat{\mathbf{r}}_i(k)^H \mathbf{s}(k) \quad ()$$

که در انجا انجام شده، بدون در نظر گرفتن محدود بودن ماتر \mathbf{R} انجام شده است. در ادامه ان محدودت را روی جبه مسئله فوق اعمال کنم. محدود دن را توان صورت رابطه خط ز ان نمود.

اعمال محدود :

$$\mathbf{A}_i \mathbf{r}_i = 0 \quad ()$$

که ماتر \mathbf{A}_i صورت ز :

$$\mathbf{A}_i = \text{diag}[\underbrace{1 \ 1 \ \dots \ 1}_{i-1} \ 100 \ \dots \ 0] \quad ()$$

بر اساس محدود دست‌آمده و با استفاده از ضراب لاگرانژ [] توان ضرا نه را با محدود فوق صورت ز به دست آورد.

$$\hat{\mathbf{r}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{r}}_i^+(k) + \mathbf{v}_{1i}(k) \quad ()$$

که $\mathbf{v}_{1i}(k)$ را با صورت () :

$$\mathbf{v}_{1i} = \text{argmin} \{ \mathbf{v}_{1i}^H(k) \mathbf{v}_{1i}(k) + \frac{H}{i}(k) \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{r}}_i(k+1) \} \quad ()$$

حال $\hat{\mathbf{r}}_i(k+1)$ را از () در () قرار م ده .

$$\mathbf{v}_{1i} = \text{argmin} \{ \mathbf{v}_{1i}^H(k) \mathbf{v}_{1i}(k) + \frac{H}{i}(k) \mathbf{A}_i (\hat{\mathbf{r}}_i(k) + \mathbf{v}_{1i}(k)) \} \quad ()$$

حال با توجه به معادلات ضراب لاگرانژ م توان با استفاده از $\mathbf{v}_{1i}(k)$ مقدار را به دست آورد.

$$\frac{\Delta}{\mathbf{v}_{1i}}(G) = \mathbf{v}_{1i}(k) + \mathbf{A}_i \mathbf{v}_{1i}(k) = 0 \quad ()$$

$$\Rightarrow \mathbf{v}_{1i}(k) = -\mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{v}_{1i}(k)$$

معادله () برای ن خطا استفاده شود و معادله () برای به دست آوردن بازگشت ق ضراب وزن و روزرسان مورد استفاده قرار رد [] .

۴-۲- اعمال محدودیت خطی الگوریتم LMS

اعمال محدود به الگور کمتر کمک کند تا شرا ورد از خود در مسئله را به ف کنم و درنها ضرا وزن بر اساس ان محدود شود. درواقع خواه بردار ضراب وزن را به دست آور طوری که خطا در معار م حداقل باشد، مشروط بر انکه محدودت ز ر اعمال شود.

$$\mathbf{C}^T \mathbf{W} = \mathbf{r} \quad ()$$

که در ا \mathbf{r} ک مقدار اسکالر و \mathbf{C} ک بردار ستون . ان مسئله با استفاده از روش ضراب لاگرانژ قابل حل م که برای روش پیشنهادی انجام خواهد شد اما روزرسان در مرحله صورت () .

$$\mathbf{W}(n+1) = \mathbf{W}^+(n) + \frac{\mathbf{r} - \mathbf{C}^T \mathbf{W}^+(n)}{\mathbf{C}^T \mathbf{C}} \mathbf{C} \quad ()$$

که در ا $\mathbf{W}^+(n)$ روزرسان قبل از اعمال محدودت و $\mathbf{W}(n+1)$ خواهد بود. تا انجا روابط صورت ان شد که تمام روابط در حالت موهوم برقرار باشد و تخم صورت انجام خواهد شد.

۳- تخمین به روش پیشنهادی

همان‌طور که در ی ن شد قصد دار از طر \mathbf{Q} و \mathbf{R} کانال را تخم که \mathbf{Q} ک ماتر کاذ و \mathbf{R} ک ما است. درواقع در ان روش برای ن کانال از ی ست که \mathbf{H} را به دست آور . در ابتدا تعدادی داده ی آموزش با مدولاسون 16-QAM ارسال م م و با استفاده از ان داده ی \mathbf{Q} و \mathbf{R} را تخم زنم. مدل کانال مخبرات را با تخت و نوز کانال گوس را فرض م کن .

برای انکه بتوانم مقدار خطای MSE هرکدام ک از دو \mathbf{Q} و \mathbf{R} را محاسبه بنما م، دو محدودت ز ر را برای مسئله در :

$$\mathbf{Q} \quad () \text{ زده شده کاذ است.}$$

$\mathbf{R} \quad ()$ زده شده بالا (و) .
و برای بررس درست زان کاذ بودن و بالا بودن پاسخ را چک م کن . شرط بالا بودن \mathbf{R} و کاذ بودن \mathbf{Q} صورت ز ان شده است:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1^T \\ \mathbf{q}_2^T \\ \mathbf{q}_3^T \\ \vdots \\ \mathbf{q}_M^T \end{bmatrix}, (\mathbf{q}_i \cdot \mathbf{q}_j^H = 0) \quad ()$$

$$\hat{\mathbf{q}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{q}}_i^+(k) + \mathbf{v}_{2i}(k) \quad ()$$

اعمال محدود :

$$\hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{q}}_i(k+1) = 0, \hat{\mathbf{Q}}_i(k) = [\hat{\mathbf{q}}_1 \hat{\mathbf{q}}_2 \dots \hat{\mathbf{q}}_{i-1}] \quad ()$$

رابطه $\mathbf{v}_{2i}(k)$ در لاگرانژ صورت ز شود:

$$\mathbf{v}_{2i} = \arg \min \left\{ \mathbf{v}_{2i}^H(k) \mathbf{v}_{2i}(k) + \hat{\mathbf{Q}}_i^H(k) \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{q}}_i(k+1) \right\} \quad ()$$

گذاری رابطه () در () رابطه \mathbf{v}_{2i} صورت ز ر نوشته خواهد

$$\mathbf{v}_{2i} = \arg \min \left\{ \mathbf{v}_{2i}^H(k) \mathbf{v}_{2i}(k) + \hat{\mathbf{Q}}_i^H(k) \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H (\hat{\mathbf{q}}_i^+(k) + \mathbf{v}_{2i}(k)) \right\} \quad ()$$

R روابط لاگرانژ را

$$\frac{\Delta}{\mathbf{v}_{2i}}(G) = \mathbf{v}_{2i}(k) + \hat{\mathbf{Q}}_i(k) \mathbf{v}_{2i}(k) = 0$$

$$\Rightarrow \mathbf{v}_{2i}(k) = -\hat{\mathbf{Q}}_i(k) \mathbf{v}_{2i}(k) \quad ()$$

و

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{v}_{2i}}(G) = \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H (\hat{\mathbf{q}}_i^+(k) + \mathbf{v}_{2i}(k)) = 0$$

$$\Rightarrow \hat{\mathbf{q}}_i^+(k) = -\mathbf{v}_{2i}(k) \quad ()$$

حال در () ی $\mathbf{v}_{2i}(k)$ مقدار دست آمده از () را قرار م ده $\mathbf{v}_{2i}(k)$ به دست آ .

$$\hat{\mathbf{q}}_i^+(k) = \hat{\mathbf{Q}}_i(k) \mathbf{v}_{2i}(k)$$

$$\Rightarrow \mathbf{v}_{2i}(k) = (\hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{Q}}_i(k))^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{q}}_i^+(k) \quad ()$$

حال مقدار $\mathbf{v}_{2i}(k)$ را در () قرار م ده م تا مقدار $\mathbf{v}_{2i}(k)$ دست م د و در نها آن را در رابطه () قرار م ده م تا بتوان $\hat{\mathbf{q}}_i(k)$ را به دست آورد.

$$\mathbf{v}_{2i}(k) = -\hat{\mathbf{Q}}_i(k) (\hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{Q}}_i(k))^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{q}}_i^+(k) \quad ()$$

$$\hat{\mathbf{q}}_i(k) = \hat{\mathbf{q}}_i^+(k-1) + \mathbf{v}_{2i}(k)$$

$$= (\mathbf{I} - \hat{\mathbf{Q}}_i(k) (\hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{Q}}_i(k))^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H) [\hat{\mathbf{q}}_i(k) + \mathbf{v}_{2i}(k)]$$

$$\Rightarrow \hat{\mathbf{q}}_i(k) = \hat{\mathbf{Q}}_i(k) (\hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{Q}}_i(k))^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_i(k)^H \hat{\mathbf{q}}_i^+(k) \quad ()$$

که در انجا مقدار $\hat{\mathbf{q}}_i(k)$ به دست آمد.

۴- شبیه سازی ها

در شب سازی ی انجام شده مقدار نسبت توان سگنال به توان نویز از رابطه ز دست آمده است.

$$SNR = \frac{E[|\mathbf{H}\mathbf{s}(k)|^2]}{E[|\mathbf{n}(k)|^2]} \quad ()$$

و

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{v}_{1i}}(G) = \mathbf{A}_i (\hat{\mathbf{r}}_i^+(k) + \mathbf{v}_{1i}(k)) = 0$$

$$\Rightarrow \mathbf{A}_i \mathbf{v}_{1i}(k) = -\mathbf{A}_i \hat{\mathbf{r}}_i^+(k) \quad ()$$

$$\mathbf{A}_i^H = \mathbf{A}_i$$

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{v}_{1i}} (\mathbf{A}_i \mathbf{A}_i^H \mathbf{v}_{1i}(k)) = \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{r}}_i^+(k)$$

$$\Rightarrow \mathbf{v}_{1i}(k) = -\mathbf{A}_i \hat{\mathbf{r}}_i^+(k) \quad ()$$

دست آمده از مسئله لاگرانژ را در رابطه اصا

() قرار م ده م و بعد از ساده سازی و استفاده از روابط LMS $\hat{\mathbf{r}}_i(k+1)$ را م توان صورت ز

$$\hat{\mathbf{r}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{r}}_i^+(k) + \mathbf{v}_{1i}(k)$$

$$= (\mathbf{I} - \mathbf{A}_i) [\hat{\mathbf{r}}_i(k) + \mathbf{v}_{1i}(k)]$$

$$= (\mathbf{I} - \mathbf{A}_i) [\hat{\mathbf{r}}_i(k) + \mathbf{v}_{1i}(k) + \mathbf{v}_{1i}(k)] \quad ()$$

مراحل ذکر شده د برای ی R انجام پذیرد.

ی زده شده از ماتر R $\hat{\mathbf{R}}$ را تشک ده .

$$\hat{\mathbf{R}}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1^T(k+1) \\ \mathbf{r}_2^T(k+1) \\ \mathbf{r}_3^T(k+1) \\ \vdots \\ \mathbf{r}_M^T(k+1) \end{bmatrix}^T \quad ()$$

حال برای تکم H Q را ن برای این منظور به دا انکه R در مرحله قبل شده است

R دست آمده را در بردار s ضرب م کنم که ماتر t گردد. در ا t را عنوان داده ی آموزش در نظر م .

$$\mathbf{y} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{s} + \mathbf{z}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Q} \mathbf{R} \mathbf{s} + \mathbf{z}, \mathbf{t} = \mathbf{R}\mathbf{s} \quad ()$$

توان گنگال در صورت () ی $\mathbf{y} = \mathbf{Q}\mathbf{t} + \mathbf{z}$ ()

که در ا t در $k+1$ را بر اساس تخم دست آمده $\hat{\mathbf{R}}$ توان صورت ز :

$$\mathbf{t}(k+1) = \hat{\mathbf{R}}(k+1)\mathbf{s}(k) \quad ()$$

روابط LMS را برای ی Q به شکل ز

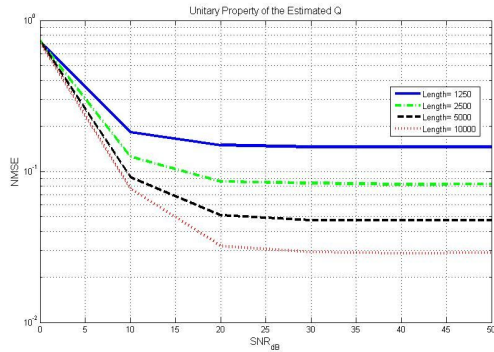
$$\hat{\mathbf{q}}_i(k+1) = \hat{\mathbf{q}}_i(k) + \mathbf{v}_{2i}(k) \mathbf{t}(k+1) \quad ()$$

و

$$e(k) = \mathbf{y}_i(k) - \hat{\mathbf{q}}_i(k)^H \mathbf{t}(k+1) \quad ()$$

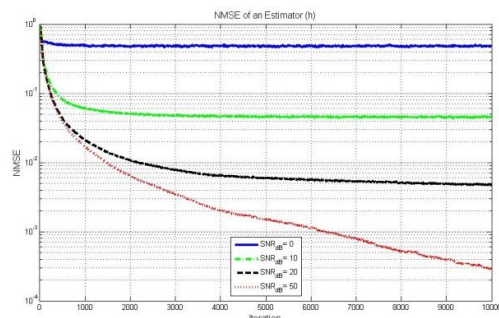
در انجا محدود کاز بودن ماتر Q اعمال نشده است. نکته جالب توجه ان است که اگر ماتر R را بالا به دست آورد

Q کاز شود و ناز برای اعمال محدود کاز بودن ندارد. حت در شب سازی ها محدود کاز بودن () اعمال شده است.



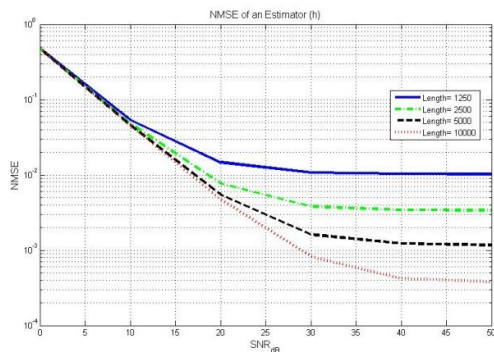
شکل ۳: بررسی خطای یکانی بودن ماتریس Q تخمین زده شده بر حسب SNR متغیر در تکرارهای ثابت و مختلف

وقتی R صورت باشد و Q ن زده شود، آنکه H زده شده است شکل ن مربعات ی زده شده برای H کانال را تعداد تکرار در SNR ی مختلف نشان دهد.



شکل ۴: میانگین مربعات خطای نرمالیزه شده برای تخمین H بر حسب تعداد تکرار و SNRهای ثابت در الگوریتم LMS

تکرار بار در تخم برای SNR نشان دهد که SNR کم ن خطا را دارد، در شکل ز ا زان خطا SNR نشان داده شده است. در ک تکرار ثابت افزا SNR مجدداً کاهش خطا را نشان دهد؛ که تکرار دارای کم



شکل ۵: میانگین مربعات خطای نرمالیزه شده تخمین H بر حسب SNR متغیر و تعداد تکرارهای ثابت و مختلف

برای زان خطای ن انجام شده، مقدار NMSE دست آمده الگور کارلو سازی شده و کد شده اند، طول کارلو فرض شده است. برای آنکه بتوان ن کانال با ابعاد مختلف را با کد م، از NMSE استفاده نموده. در واقع خطا را نرمال زه نموده.

$$NMSE = \frac{E \left[\left\| \hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H} \right\|_F^2 \right]}{E \left[\left\| \mathbf{H} \right\|_F^2 \right]} \quad ()$$

برای بررسی کاز بودن ماتر Q زده شده را در ن آن ضرب کرده و مقدار خطای MSE آن را با ماتر ی محاسبه نموده.

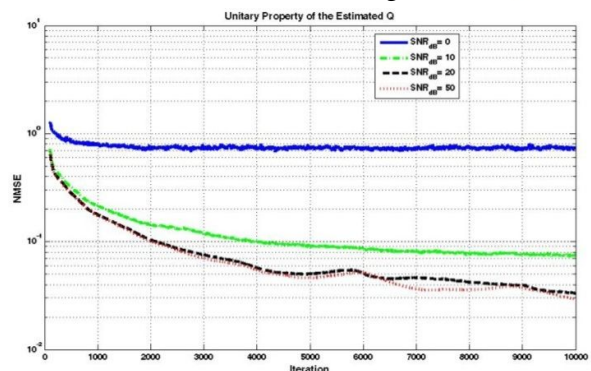
$$NMSE = \left\| (\mathbf{Q}^H \times \mathbf{Q}) - \text{Daig}([1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]) \right\|_F \quad ()$$

در شب سازی MIMO صورت \times رض شده است. اساس تخم ن انجام شده هم R که محاسبه شود است و فقط با کاز بودن ماتر Q و خطای $\mathbf{H}=\mathbf{Q}\mathbf{R}$ بررسی گردد. جدول مقاد ی که در شب سازی ها فرض شده است را نشان م دهد.

جدول ۱: مقادیر و فرضیات در شبیه سازی

MIMO	\times
Signal length	
Monte- Carlo length	
ILMS	/
Modulation	16-QAM
Channel Type	Flat Fading
Noise	AWGN

در شکل مقدار خطای NMSE تعداد تکرار LMS و در SNR ی ش داده شده است.



شکل ۲: بررسی یکانی بودن ماتریس Q تخمین زده شده با ۱۰۰۰۰ بار تکرار در SNRهای ثابت و مختلف

همان طور که دده شود با افزایش تکرار و SNR خطا کاهش آنکه در هر تکرار ماتر Q کاز بودن نزدیک شود. در شکل ن روال دده شود و م زان کاهش خطا SNR در تکرارهای مختلف نشان داده شده است.

- اگر مقایسه ای که در مقدمه نشان داده شد انجام دهد، می توان دید که روش پیشنهادی در این زمینه کمی بهتر است. [] دارد، در SNR= dB مقدار NMSE تکرار مقدار کم از \sim رسد، که در این با تعداد آنتن \times دست آمده است در صورتی که در [] با تعداد آنتن \times می از \sim در SNR= dB به دست آمده است. هر چه تعداد آنتن کاهش پیدا کند به دلیل کاهش محاسبات خطا کاهش می یابد. در [] انواع مختلف LMS در کانال صورت گرفته است و شرایط MIMO نیز وجود ندارد، در حالت LMS با طول گام \sim باشد و SNR= dB مقدار خطا تا نزدیک \sim رسد و با SNR= dB مقدار خطا به \sim رسد، در صورتی که در روش پیشنهادی با طول گام \sim و SNR= dB 10^{-2} می خواهد رسد که این افزایش خطا در روش پیشنهادی به دلیل وجود MIMO صورت \times باشد. نکته بسیار مهم که در اینجا وجود دارد، مرحله بعد از تخمین کانال، آشکارسازی باشد، حال هر کدام از روش های \sim که ذکر شد، تخمین کانال انجام شده را با یک آشکارساز ارسال کنند و اگر آشکارساز [] بر اساس تجزیه H به دو ماتریس Q و R عمل کند، تجزیه H با محاسبات کند و به همین دلیل ذکر شده برای کاهش پیچیدگی محاسبات تلاش می کنند. ولی در روش پیشنهادی از این روش از محاسبات نیز و موضوع کاهش پیچیدگی را در نظر دارد.
- ### ۵- نتایج
- برای تخمین کانال مخابرات MIMO داده های آموزش از طرف همه فرستنده ها ارسال می گردد و گیرنده بر اساس داده های دریافتی از کانال مخابرات و دانستن داده های آموزش و با استفاده از روش LMS می تواند ماتریس کانال را تخمین کند. Q و R در سرعت بودن و ساده بودن تخمین کانال H کمک می کند و از تخمین کانال که دارای پیچیدگی کمتری است و برای تجزیه QR که در آشکارسازی از تجزیه QR استفاده می کنند، از این روش بعد از تخمین ماتریس R و Q صورت می گیرد ارسال شده است. در تخمین روش LMS هر چه تعداد تکرارها افزایش یابد تخمین کمتری می شود. این کاهش خطا در افزایش SNR می تواند مشاهده شود.
- ### مراجع
- [1] S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE Journal, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, 1998.
 - [2] Wang, Xiaowen and K. J. Liu, "Adaptive channel estimation using cyclic prefix in multicarrier modulation system," IEEE Communications Letters, vol. 3, no. 10, pp. 291-293, 1999.
 - [3] Carrascosa, Patricia Ceballos and Milica Stojanovic, "Adaptive channel estimation and data detection for underwater acoustic MIMO-OFDM systems," Oceanic Engineering, IEEE Journal, vol. 35, no. 3, pp. 635-646, 2010.
 - [4] Sampath, Hemanth and Joe Tellado, "Adaptive channel estimation for wireless systems," U.S. Patent Application, no. 09/880, pp. 574, 2001.
 - [5] Stojanovic, M. L. Freitag and M. Johnson, "Channel-estimation-based adaptive equalization of underwater acoustic signals," OCEANS'99 MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century, Vol. 2, pp. 590-595, 1999.
 - [6] Kim, Kyung Jun, et al, "Adaptive multi-antenna channel estimation scheme for uplink multiuser environments," The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences, vol. 40, no. 7, pp. 1293-1295, 2015
 - [7] Rana, Md Masud and Md Kamal Hosain, "Adaptive channel estimation techniques for MIMO OFDM systems," International Journal of Advanced Computer Science and Applications, vol. 1, no. 6, pp. 134-138, 2010
 - [8] Reddy, B. Siva Kumar and B. Lakshmi, "Adaptive Modulation and Coding with Channel Estimation/Equalization for WiMAX Over Multipath Faded Channels," Wireless Communications, Networking and Applications. Springer India, pp. 459-472, 2016.
 - [] احمد رضا جناب زاده و ی. عملکرد فیلتر شکاردار. مقاله در تخمین فرکانس سیگنال با تناوب « برق، دوره شماره - دانشگاه ی. و محمد رضا محزون «رد اهداف متحرک هوا استفاده از تخمین کرنل بر اساس الگوریتم لمر ذره» برق، دوره شماره - دانشگاه محمد رضا برز سفیده خان، قادر کرمان «روش برای تخمین زاویه صفحات مسطح» برق، دوره شماره - دانشگاه
 - [12] Biguesh, Mehrzad and Alex B. Gershman, "Training-based MIMO channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals," IEEE transactions on signal processing, vol. 54, no. 3, pp. 884-893, 2006.
 - [13] Widrow, Bernard, et al, "Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter." Proceedings of the IEEE, vol. 64, No. 8, pp. 1151-1162, 1976
 - [14] Gui, Guan, Wei Peng, and Fumiyuki Adachi, "Improved adaptive sparse channel estimation based on the least mean square algorithm," Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), IEEE, pp. 3105-3109, 2013.
 - [15] Reed, Francis A., Paul L. Feintuch and Neil J. Bershad, "Time delay estimation using the LMS adaptive filter--static behavior," Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions, vol. 29, no. 3, pp. 561-571, 1981.
 - [16] Das, Bijit Kumar and Mrityunjay Chakraborty, "Adaptive Combination of 10-LMS Adaptive Filters for Sparse System Identification in Fluctuating Noise Power," arXiv preprint arXiv:1605.02878, 2016.
 - [17] G. X. Xing, "On the Nonexistence of Rate-One Generalized Complex Orthogonal Designs," IEEE Trans. Information. Theory, vol. 49, no. 11, pp. 2984-2988, 2003.
 - [18] H.Wang, X.G.Xia, "Upper Bounds of Rates of Complex Orthogonal Space-Time Block Codes," IEEE Trans. Information. Theory, vol. 49, no. 11, pp. 2788-2796, 2003
 - [19] B.Hassibi and B.M.Hochwald, "High-Rate Codes that are Linear in Space and Time," IEEE Trans. Information. Theory, vol. 48, no. 7, pp. 1804-1824, 2002
 - [20] H. Jafarkhani, "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code," IEEE Trans. Commun. vol. 49, no. 1, pp. 1-4, 2001.
 - [21] O.Tirkkonen, A.Boariu and A.Hottinen, "Minimal Non-Orthogonality Rate 1 SpaceTime Block Code for 3-Tx Antennas," in Proc. IEEE 6th Int. Symp. on spreadspectrum Tech. and Appl, New Jersey, USA, pp. 429-432, 2000.

- [29] Lin, Kuang-Hao, et al, "Implementation of QR decomposition for MIMO-OFDM detection systems," Electronics, Circuits and Systems ICECS, 15th IEEE International Conference, pp. 57-60, 2008.
- [30] R. Prakash Kumar, I. Raghu and M. Vinod Kumar Reddy, "Iterative Qr Decomposition Channel Estimation For MIMO-OFDM Systems," International Journal of Research in Engineering and Technology(IJRET), vol. 2, no. 8, pp. 56-62, 2013.
- [31] Cescato, Davide and Helmut Bölcskei, "Algorithms for interpolation-based QR decomposition in MIMO-OFDM systems," Signal Processing, IEEE Transactions, vol. 59, no.4, pp. 1719-1733, 2011.
- [32] Kim, Jong-Kwang, Jae-Hyun Ro and Hyoung-Kyu Song, "Reduced Complexity of QRD-M Detection Scheme in MIMO-OFDM Systems," Advanced Science and Technology Letters, vol. 122, pp. 214-221, 2016.
- [33] KUHU, V, *Wireless communications over MIMO channels*, John Wiley & Sons Ltd 2006.
- [34] Golub, Gene and Frank Uhlig, "The QR algorithm: 50 years later its genesis by John Francis and Vera Kublanovskaya and subsequent developments," IMA Journal of Numerical Analysis, vol. 29, pp. 467-485, 2009.
- [35] Farhang-Boroujeny, Behrouz, *Adaptive filters: theory and applications*, John Wiley & Sons, 1999.
- [22] Chong, Jin Hui, et al, "A low computational complexity V-BLAST/STBC detection mechanism in MIMO system," Human-centric Computing and Information Sciences, vol. 4, no.1, pp. 1-28, 2014.
- [23] Wang, Jhong-Yu, et al, "A $2 \times 2-8 \times 8$ sorted QR decomposition processor for MIMO detection," Solid State Circuits Conference (A-SSCC), IEEE Asian, 2010.
- [24] Cortez, Joaquín, et al, "A very low complexity near ML detector based on QRD-M algorithm for STBC-VBLAST architecture," 7th IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM), 2015.
- [25] Lin, Jing-Shiun, et al, "Low-complexity high-throughput QR decomposition design for MIMO systems.," IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, vol. 23, no. 10, pp. 2342 – 2346, 2015.
- [26] Leung, Eleanor, *Design of Energy-Efficient Uniquely Factorable Constellations for MIMO and Relay Systems*, Ph.D. Thesis, University of Canada, Hamilton, 2016.
- [27] Luethi, Peter, et al, "Gram-Schmidt-based QR decomposition for MIMO detection: VLSI implementation and comparison," Circuits and Systems, APCCAS, IEEE Asia Pacific Conference, 2008.
- [28] Studer, Christoph, Andreas Burg and Helmut Bölcskei, "Soft-output sphere decoding: Algorithms and VLSI implementation," Selected Areas in Communications, IEEE Journal, vol. 26, no.2, pp. 290-300, 2008.

زیر نویس ها

7 Orthogonal Space Time Block Code
 8 Quasi Orthogonal Space Time Block Code
 9 Successive Interference Cancellation
 10 Mean Square Error
 11 Constrained

1 Multi Input - Multi Output
 2 Diversity
 3 Multiplexing
 4 Space Time Code
 5 Leas Mean Square
 6 Space Time Block Code