ارائه یک روش جدید آشکارسازی برای فرستنده‌های تلویزیونی دیجیتال زمینی با آنتن دوقطبی چند ورودی چند خروجی

مرتضی طالبی محمدآبادی[(۱)] – سید محمود دانشور فرزانگان[(۲)]

(۱) کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

(۲) استادیار- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران، کارشناس رسمی دادگستری

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۹/۲۸ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۶/۹

خلاصه: جهت بهبود کیفیت سرویس، فرستنده‌های تلویزیونی دیجیتال زمینی باید ظرفیت کانال و نرخ داده را افزایش دهند و در برابر محوشدگی، سیستم را تا حد لازم پایدار نمود. یک راهکار برای رسیدن به این هدف، استفاده از سیستم چند ورودی چند خروجی که مجهز به آنتن‌های دو قطبی با همبستگی کم بین آنتن‌ها هستند، می باشد. اما استفاده از آنتن‌های دو قطبی باعث ایجاد تداخل ناشی از قطبش متقابل در گیرنده می‌گردد که این پدیده باعث کاهش نرخ ارسال و ظرفیت انتقال می‌گردد. برای کاهش تاثیر قطبش زدایی استفاده از آشکارسازهای حذف تدریجی تداخل بسیار موثر می‌باشد.

در این مقاله، یک الگوریتم آشکارسازی جدید بر پایه آشکارسازی حذف تدریجی تداخل ارائه می‌گردد. ویژگی اصلی این الگوریتم تغییر در مرحله پوچ سازی آشکار ساز حذف تدریجی تداخل می‌باشد. برای ارزیابی روش پیشنهادی، یک سیستم فرستنده-گیرنده تلویزیونی دیجیتال زمینی چند ورودی چند خروجی دو قطبی شبیه سازی گردید. در این مقاله نشان داده خواهد شد که در روش آشکارسازی پیشنهادی، عملکرد نرخ خطای بیت برحسب SNR در مقایسه با روشهای آشکارسازی دیگر بر پایه آشکارساز حذف تدریجی تداخل، مثل ZF-SIC، MMSE-SIC بهبود یافته است.

کلمات کلیدی: سیستم چند ورودی چند خروجی دو قطبی؛ آشکارساز حذف تدریجی تداخل؛ فرستنده تلویزیونی دیجیتال زمینی

۱- مقدمه

فرستنده‌های تلویزیونی دیجیتال زمینی نسل جدید[۱] (DVBT2)، جهت انتقال سرویس‌های جدید مانند UHDTV[۲] و 3DTV[۳] باید نرخ انتقال داده بسیار بالا (تا ۹۴ برابر نرخ داده سرویس‌های HDTV) را انتقال دهند[۱]. برای رسیدن به این هدف، مطالعات نشان می‌دهد استفاده از سیستم‌های چند ورودی چند خروجی[۴] (MIMO)، بکارگیری روش‌هایی مانند تسهیم فرکانسی متعامد فرا چند سطحی[۵] (UOFDM) [۴]-[۲] و افزایش همزمان بهره‌های چندگانگی و تسهیم فضایی، روش‌هایی موثر می باشند [۷]-[۵]. برای افزایش بهره تسهیم فضایی روشی به نام VBLAST[۶] به کار می‌رود که با ساختاری لایه‌ای، جریان‌های داده مستقل را به طور همزمان بر روی چند آنتن ارسال، انتقال می‌دهد [۵]. همچنین جهت افزایش بهره چندگانگی برای افزایش پایداری و مقابله با محوشدگی کانال از کدینگ‌های الموتی مانند SFBC[۷] و STBC[۸] استفاده می‌شود [۶]،[۷].

استفاده از سیستم‌های MIMO به منظور افزایش ظرفیت کانال، نیازمند فاصله‌بندی دقیق بین محل نصب آنتن‌ها می‌باشد. زیرا فاصله بندی نامناسب بین آنتن‌ها باعث ایجاد همبستگی و نهایتا ایجاد تداخل کانال می‌گردد؛ بنابراین با افزایش فاصله فیزیکی بین آنتن‌ها این مشکلات برطرف می‌گردد. در سیستم‌های پخش زمینی به‌دلیل استفاده از باندهای فرکانسی پایین مانند VHF و UHF استفاده از سیستم MIMO و ایجاد فاصله فیزیکی زیاد بین آنتن‌ها مقرون به‌صرفه و عملی نمی‌باشد. راهکار حل این مسأله استفاده از سیستم‌های MIMO دو قطبی با ایجاد قطبیت بین آنتن‌ها می‌باشد که به این روش، تسهیم تقسیم قطبش[۹] گفته می‌شود [۸].

برخلاف تسهیم فضایی معمولی، تسهیم تقسیم قطبش نیازمند فضای زیاد بین آنتن‌ها نمی‌باشد. در مقالاتی مانند [۱۳]-[۹] بررسی استفاده از آنتن‌های دو قطبی در سیستم‌های MIMO پرداخته و نشان داده شده است که آنتن‌های دو قطبی هم در هزینه و هم در فضای مورد استفاده بسیار مقرون به‌صرفه می‌باشند. علاوه بر این نشان داده شده است که سیستم‌های MIMO دو قطبی نسبت به تک قطبی دارای نرخ انتقال داده بالاتری می‌باشند.

به کارگیری آنتن‌های دو قطبی باعث می‌شود نقص در آنتن‌های ارسال یا دریافت، همچنین تاثیر عامل تمایز قطبش متقابل[۱۰] (XPD) باعث ایجاد قطبش زدایی[۱۱] و در نتیجه تداخل در گیرنده گردد. برای کاهش تاثیر قطبش زدایی استفاده از آشکار سازهای حذف تدریجی تداخل[۱۲] (SIC) بسیار موثر می‌باشد[۱۴].

نویسنده مسئول: سید محمود دانشور فرزانگان، استادیار- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران، کارشناس رسمی دادگستری، m_daneshvar@pel.iaun.ac.ir

در این مقاله به بررسی و مقایسه سه روش آشکار سازی ZF-SIC ، MMSE-SIC و روش آشکار سازی پیشنهادی بر پایه SIC بر روی فرستنده گیرنده تلویزیونی مورد مطالعه پرداخته می‌شود. باید توجه داشت که این سه روش آشکار سازی از الگوریتم کلی SIC پیروی کرده و هر کدام در مرحله پوچ سازی دارای الگوریتم متفاوتی می‌باشند.

در ادامه این مقاله و در بخش دوم به بررسی سیستم فرستنده گیرنده پیشنهادی پرداخته می‌شود. در بخش سوم روش آشکار سازی MIMO بر پایه SIC بررسی می‌شود. در بخش چهارم الگوریتم آشکار سازی پیشنهاد ی ارائه شده و در بخش پنجم نتایج شبیه سازی‌ها و در نهایت در بخش ششم نتیجه گیری ارائه می‌گردد.

۲- معرفی سیستم MIMO-DVBT دو قطبی

بلوک دیاگرام سیستم MIMO-DVBT دو قطبی مورد مطالعه در شکل (۱) نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود این سیستم شامل سه بخش فرستنده MIMO-OFDM قطبی، کانال انتقال و گیرنده MIMO-OFDM قطبی می‌باشد. در ادامه به تفصیل هرکدام از بخش‌ها تشریح می‌گردند.

۲-۱- فرستنده SFBC-SM MIMO-OFDM دو قطبی

داده های ورودی پس از عبور از مدولاتور (QAM یا PSK) و تولید سمبل‌های جریان ورودی وارد بخش تسهیم تقسیم قطبش می‌گردد. فرض کنیم جریان سمبل ورودی nام برابر $s^{(i)}(n) = \left[s_0^{(i)}\ s_1^{(i)}\ \dots\ s_{k-2}^{(i)}\ s_{k-1}^{(i)}\right]$ باشد به طوری‌که ۲و۱=i شاخه‌های اول و دوم وk نشان دهنده زیر حامل kام می‌باشد. سپس جریان‌های قطبی شده عمودی و افقی که در خروجی تسهیم تقسیم قطبش خواهیم داشت به‌صورت زیر می‌باشد:

$$X(n) = \left[X_H^T(n), X_V^T(n)\right]^T. \quad (۱)$$

$$\begin{bmatrix} X_H(n) \\ X_V(n) \end{bmatrix} = R(\alpha)P(\beta)\begin{bmatrix} s^{(1)}(n) \\ s^{(2)}(n) \end{bmatrix} \quad . \quad (۲)$$

که در آن $X_V(n), X_H(n)$ به‌ترتیب جریان قطبی شده افقی و عمودی و $s^{(2)}(n), s^{(1)}(n)$ جریان سمبل شاخه‌های اول و دوم می‌باشد. $R(\alpha)$ نشان دهنده ماتریس چرخش بوده و برابر است با [۹]:

$$R(\alpha) \triangleq \begin{bmatrix} \cos\alpha & -\sin\alpha \\ \sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix}. \quad (۳)$$

که در آن $\alpha \in \left[\frac{-\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right]$ زاویه جهت است.

در اینجا از قطبش خطی استفاده شده و $P(\beta)$ ماتریس وضعیت قطبش، به صورت زیر تعریف می‌شود[۹]،[۱۰]:

$$P(\beta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos\beta & -\sin\beta \\ j\sin\beta & j\cos\beta \end{bmatrix} \quad . \quad (۴)$$

که درآن $\beta \in \left[\frac{-\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right]$ زاویه چرخش می‌باشد.

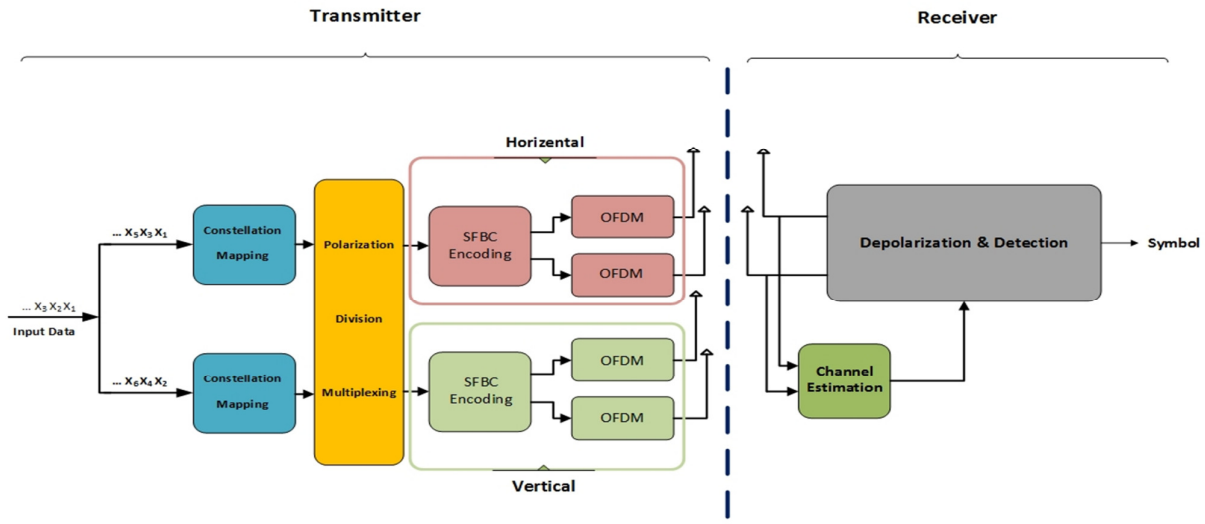
پس از تسهیم تقسیم قطبش، نمونه‌های قطبی شده افقی و عمودی هرکدام توسط کدینگ الموتی SFBC کد می‌شوند [۷]،[۱]. خروجی سمبل‌های کد شده SFBC در هر دو لایه وارد بلوک OFDM می‌گردند. در بلوک OFDM ابتدا تبدیل سریال به موازی انجام گرفته سپس تبدیل فوریه معکوس بر روی سمبل‌ها انجام شده و پس از آن باند محافظ[۱۳] برای جلوگیری از تداخل بین سمبل‌ها اضافه گردیده و در نهایت تبدیل موازی به سریال انجام شده و مطابق شکل(۱) توسط چهار آنتن به‌طور همزمان ارسال می‌گردند. در مورد باند محافظ، فرض شده است که طول باند محافظ در حوزه زمان بیشتر از ماکزیمم تاخیر پاسخ ضربه کانال[۱۴] (CIR) می‌باشد. همچنین پاسخ ضربه کانال از نظر آماری شبه ایستا فرض شده است.

۲-۲- کانال انتقال

با توجه به اینکه ارسال در فرستنده‌های تلویزیونی به‌صورت دید مستقیم[۱۵] (LOS) می‌باشد و گیرنده باید نسبت به فرستنده دید مستقیمی داشته باشد از کانال با محوشدگی رایسین (دارای اجزاء LOS و NLOS[۱۶]) و شامل مشخصات همبستگی در فرستنده و گیرنده و مشخصات قطبش (به‌دلیل استفاده از آنتن‌های قطبی) استفاده می‌کنیم. در سیستم فرستنده‌های تلویزیونی اطلاع از وضعیت کانال در سمت فرستنده وجود ندارد در نتیجه توان یکسانی به همه آنتن‌های ارسال اختصاص داده می‌شود. همچنین باید توجه داشت اطلاع از وضعیت کانال در سمت گیرنده وجود دارد. با توجه به مطالب بیان شده مدل کانال را می‌توان به‌صورت زیر در نظر گرفت [۱۲]،[۱۳]،[۱۵].

$$H = \sqrt{\frac{k}{k+1}}\,\bar{H} + \sqrt{\frac{1}{k+1}}\,\tilde{H}. \quad (۵)$$

که در رابطه فوق k فاکتور رایسین، $\bar{H}$ جزء ثابت کانال و $\tilde{H}$ جزء متغیر کانال می‌باشد. اگر $k \to \infty$ مدل کانال فقط شامل جزء ثابت و اگر k=۰ مدل کانال فقط شامل جزء متغیر (کانال با محوشدگی رایلی) می‌باشد.



شکل (۱): بلوک دیاگرام فرستنده- گیرنده MIMO-DVBT دو قطبی[۱۶]

Fig. (1): The block diagram of dual polar MIMO-DVBT transceiver[16]

وقتی پراکندگی کافی برای ناهمبسته کردن المان‌های ماتریس کانال وجود ندارد و یا فاصله آنتن‌ها خیلی کم است المان‌های هم‌قطب ماتریس کانال MIMO همبسته می‌شوند بنابراین داریم [۱۵] :

$$t = \frac{E\{\tilde{h}_{iV,iV}\tilde{h}^{*}_{iV,jV}\}}{1-q} = \frac{E\{\tilde{h}_{iH,jH}\tilde{h}^{*}_{iH,iH}\}}{1-q}.\ , i \neq j \qquad (۶)$$

$$r = \frac{E\{\tilde{h}_{iV,iV}\tilde{h}^{*}_{jV,iV}\}}{1-q} = \frac{E\{\tilde{h}_{iH,jH}\tilde{h}^{*}_{iH,iH}\}}{1-q}.\ , i \neq j \qquad (۷)$$

t و r به‌ترتیب ضرایب همبستگی هم‌قطب فرستنده و گیرنده می‌باشد. باید توجه داشت که همبستگی برای المان‌های با قطبش متفاوت صفر در نظر گرفته می‌شود. در روابط (۶) و (۷) q نشتی قطبش متقابل، i و j به ترتیب iامین آنتن فرستنده و jامین آنتن گیرنده و V آنتن عمودی و H آنتن افقی می‌باشند. همچنین وقتی از آنتن‌های با قطبش متفاوت در ارسال یا دریافت استفاده می‌شود امواج الکترومغناطیس به‌سبب انعکاس، وضعیت قطبش آن‌ها تغییر می‌کند. یک راه رایج برای شرح توانایی کانال برای جداسازی قطب‌های افقی و عمودی، فاکتور XPD می‌باشد که برای نشتی متقارن به‌صورت زیر تعریف می‌شود[۱۵] :

$$XPD = \frac{E\{|\tilde{h}_{V,V}|^2\}}{E\{|\tilde{h}_{H,V}|^2\}} = \frac{E\{|\tilde{h}_{H,H}|^2\}}{E\{|\tilde{h}_{V,H}|^2\}}. \qquad (۸)$$

نرخ میانگین توان دریافت به‌وسیله آنتن با موقعیت قطبش یکسان نسبت به آنتن ارسال، به میانگین توان دریافت شده به وسیله آنتن با موقعیت قطبش متمایز نسبت به آنتن ارسال، XPD نامیده می‌شود. رابطه XPD با q به صورت زیر می‌باشد :

$$XPD = \frac{1-q}{q} \qquad 0 < q \leq 1. \qquad (۹)$$

بنابراین با فرض تقارن در روابط XPD و همبستگی همچنین با توجه به استفاده از چهار آنتن ارسال و دو آنتن دریافت داریم [۱۵]،[۸]:

$$\tilde{H} = \tilde{X} \odot \left(C_r^{1/2} \times W_{2\times 4} \times C_t^{1/2}\right). \qquad (۱۰)$$

که در رابطه فوق $\tilde{X}$ ماتریس نشتی قطبش جزء متغیر کانال و برابر:

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-q} & \sqrt{1-q} & \sqrt{q} & \sqrt{q} \\ \sqrt{q} & \sqrt{q} & \sqrt{1-q} & \sqrt{1-q} \end{bmatrix}.$$

است و $\odot$ عملگر هادامارد و $W_{2\times 4}$ ماتریس کانال لحظه‌ای ناشی از کانال رایلی و دارای نویز سفید گوسی مختلط با توان $0dBW$ برای هر جزء می‌باشند. ماتریس‌های C_r و C_t به ترتیب ماتریس همبستگی کانال گیرنده و ماتریس همبستگی کانال فرستنده هستند و برابرند با:

$$C_t = \begin{bmatrix} 1 & t & t^2 & t^3 \\ t^* & 1 & t & t^2 \\ t^{*2} & t^* & 1 & t \\ t^{*3} & t^{*2} & t^* & 1 \end{bmatrix}. \quad C_r = \begin{bmatrix} 1 & r \\ r^* & 1 \end{bmatrix} \qquad (۱۱)$$

در ماتریس‌های بالا t ضریب همبستگی هم‌قطب در فرستنده و r ضریب همبستگی هم‌قطب در گیرنده می‌باشند.

در محاسبه ماتریس کانال لحظه‌ای از مدل کانال با محوشدگی رایلی شبه ایستا براساس مدل جکس [۱۷] استفاده شده است. همچنین محوشدگی کانال چند مسیری برای مناطق مختلف شهری معمولی، شهری دارای محوشدگی بالا، منطقه پر از پستی و بلندی و مدل دو مسیری در نظر گرفته می‌شود.

۲-۳- گیرنده

در سیستم فرستنده-گیرنده تلویزیونی مورد مطالعه در سمت گیرنده از دو آنتن با قطب عمود بر هم استفاده می‌شود که در عمل همان‌طور که در شکل (۲) دیده می‌شود می‌توان از یک آنتن با شاخک‌های عمود بر هم استفاده نمود که به این طریق هم در هزینه و هم در فضا صرفه جویی انجام شده است.

سمبل‌های دریافتی در سمت گیرنده ابتدا سریال به موازی شده سپس باند محافظ اضافه شده حذف می‌گردد. پس از آن تبدیل فوریه انجام گرفته و سیگنال از حوزه زمان به حوزه فرکانس باز گردانده می‌شود سپس سیگنال برای آشکارسازی به بلوک آشکارساز داده می‌شود.

شکل (۲): آنتن گیرنده دو قطبی دارای شاخک‌های عمود بر هم
Fig. (2): Dual polar antenna receiver with perpendicular antennas

همان‌طور که قبلا اشاره شد اطلاع از وضعیت کانال در سمت گیرنده وجود دارد در نتیجه در گیرنده پاسخ ضربه کانال را تخمین زده و توسط آن ماتریس کانال را ایجاد می‌کنیم بنابراین داریم:

$$H=\begin{bmatrix} h_{HH1} & h_{HH2} & h_{HV1} & h_{HV2} \\ h^{*}_{HH2} & -h^{*}_{HH1} & h^{*}_{HV2} & -h^{*}_{HV1} \\ h_{VH1} & h_{VH2} & h_{VV1} & h_{VV2} \\ h^{*}_{VH2} & -h^{*}_{VH1} & h^{*}_{VV2} & -h^{*}_{VV1} \end{bmatrix}. \qquad (۱۲)$$

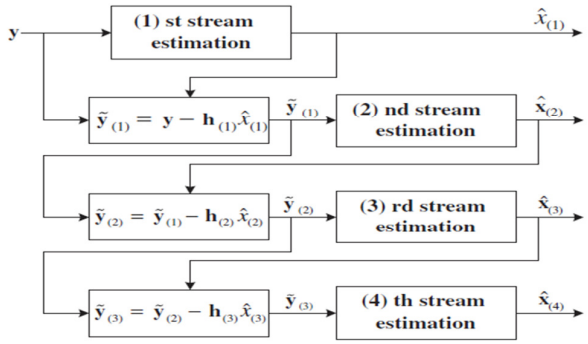
در رابطه بالا H ماتریس ضرایب کانال می‌باشد. در این ماتریس $h_{HHj}(h_{VVj})$ بهره کانال برای آنتن‌های ارسال و دریافت هم‌قطب و $h_{HVj}(h_{VHj})$ بهره کانال برای آنتن‌های ارسال و دریافت با قطب متقابل و $j=$ ۱و۲ شماره آنتن ارسالی می‌باشد. در ماتریس ضرایب کانال ایجاد بهره‌های منفی و مزدوج به دلیل استفاده از کدینگ الموتی و ایجاد بهره چندگانگی می‌باشد. سیگنال دریافتی برابر است با:

$$y = Hx + v. \qquad (۱۳)$$

در رابطه بالا y سیگنال دریافتی، x سیگنال ارسالی، H ماتریس ضرایب کانال و v نویز سفید گوسی و دارای متغیرهای تصادفی گوسی مستقل با توزیع یکسان $(i.i.d)$، میانگین صفر و واریانس σ_v^2 می‌باشند.

۳- آشکارساز حذف تدریجی تداخل

استفاده از آنتن‌های دو قطبی در سیستم فرستنده گیرنده مورد مطالعه باعث ایجاد تداخل قطبی متقابل در سمت گیرنده می‌گردد. در نتیجه این سیستم نیازمند آشکارسازی با توانایی بالا در حذف تداخل و در عین حال دارای پیچیدگی محاسباتی پایین در اجرا می‌باشد. در واقع در آشکارساز غیر خطی SIC عملکرد نسبت به آشکارسازهای خطی (ZF و MMSE) بهبود یافته بدون آنکه پیچیدگی محاسباتی به‌طور چشمگیری افزایش یابد. در آشکارساز حذف تدریجی تداخل‌ها از چند آشکارساز خطی به‌طور متوالی استفاده می‌شود. هریک از آشکارسازها سیگنال ارسالی از یک آنتن فرستنده را آشکار و آن را از کل سیگنال دریافتی کم می‌کند و سیگنال باقی مانده را به طبقه بعد می‌فرستد در نتیجه در سیگنال طبقات بعدی تداخل کمتری وجود دارد. شکل (۳) عملکرد این روش را برای چهار داده نشان می‌دهد [۱۸].



شکل (۳): بلوک دیاگرام آشکارساز SIC [۱۸]
Fig. (3): Block diagram of SIC detection [18]

الگوریتم آشکارسازی SIC شامل سه مرحله می‌باشد:

- مرحله ترتیب بندی: در این مرحله مشخص می‌شود که در هر مرحله‌ی دی‌کدینگ کدام سمبل باید آشکارسازی شود.
- مرحله پوچ سازی تداخل: در این مرحله بهترین تخمین برای یک سمبل ارسالی به‌دست می‌آید.
- مرحله حذف تداخل: هدف این مرحله این است که در دی‌کدینگ هر سمبل، تداخل ناشی از سمبل‌هایی که پیش از این آشکار شده‌اند، حذف گردد.

در صورتی‌که مراحل ترتیب‌بندی و حذف تداخل را از SIC کنار بگذاریم آنگاه SIC به یک همسان ساز خطی تبدیل می‌شود. فرض کنیم $\hat{x}_{(1)}$ سیگنال آشکار شده در طبقه اول باشد آنگاه داریم:

$$\hat{y}_{(1)} = y - h_{(1)}\hat{x}_{(1)} = h_{(1)}\left(x_{(1)} - \hat{x}_{(1)}\right) + h_{(2)}x_{(2)} + \cdots + h_{(n)}x_{(n)} + n. \qquad (۱۴)$$

که $h_{(i)}$ بیان‌گر ستون iام ماتریس H است. اگر $x_{(1)} \neq \hat{x}_{(1)}$ آنگاه خطای آشکارسازی سیگنال اول به سیگنال طبقه دوم نیز منتقل می‌شود از این‌رو برای کم کردن انتقال خطا، ترتیب آشکارسازی سیگنال‌ها (مرحله ترتیب‌بندی) اهمیت پیدا می‌کند. سه ترتیب برای آشکارسازی پیشنهاد شده است[۱۸]:

- ترتیب براساس SINR
- ترتیب براساس SNR
- ترتیب براساس اندازه ستون‌ها

در این مقاله از روش ترتیب‌بندی براساس SNR استفاده می‌شود. این روش ترتیب‌بندی که توسط آقای فوزچینی پیشنهاد داده شده است[۵] در مرحله دی‌کدینگ از میان سمبل‌های دریافتی، سمبلی که بالاترین SNR را دارا باشد برای آشکارسازی انتخاب و سایر سمبل‌ها به عنوان نویز در نظر گرفته می‌شوند.

در مرحله پوچ سازی تداخل معمولا از آشکارسازهای خطی مانند ZF و یا MMSE استفاده می‌شود. در آشکارساز ZF از یک فیلتر معکوس برای جبران سازی تابع پاسخ کانال استفاده می‌شود. فیلتر مورد استفاده به‌صورت زیر می‌باشد:

$$W_{ZF} = \left(H^H H\right)^{-1} H^H. \quad (۱۵)$$

در رابطه بالا $[.]^H$ عملگر ترانهاده هرمیتی می‌باشد. حال اگر طرفین رابطه (۱۳) را در شبه معکوس H ضرب کنیم رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$W.y = W.H.x + W.v. \quad (۱۶)$$

یعنی nامین سمبل را می‌توان با پیدا کردن نزدیک‌ترین نقاط به nامین مولفه $W.y$ آشکارسازی نمود. لذا گیرنده ZF یک آشکارساز خطی است که به‌واسطه آن تخمین x یعنی $\hat{x}$ از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$\hat{x} = Q(W.y). \quad (۱۷)$$

که در آن $Q(.)$ کوانتایز کننده به نزدیک‌ترین مجموعه نقاط منظومه است.

آشکارساز خطی دیگری که به‌منظور تخمین سمبل ارسالی از آن استفاده می‌شود آشکارساز MMSE می‌باشد. این آشکارساز از فیلتر زیر برای جبران سازی تابع پاسخ کانال استفاده می‌کند.

$$W_{MMSE} = \left(H^* H + \frac{1}{SNR} I\right)^{-1} H^*. \quad (۱۸)$$

در رابطه بالا H^* مزدوج مختلط H و SNR نرخ سیگنال به نویز می‌باشد.

۴- آشکارساز پیشنهادی

الگوریتم آشکارسازی بر پایه SIC پیشنهادی نیز مانند الگوریتم SIC دارای سه مرحله می‌باشد. در مرحله اول یعنی مرحله ترتیب‌بندی با توجه به اینکه سیستم ارسال دارای دو جریان مستقل عمودی و افقی می‌باشد دو ستون اول ماتریس کانال مربوط به جریان اول و دو ستون دوم ماتریس کانال مربوط به جریان دوم است. لذا در مرحله ترتیب‌بندی مشخص می‌کنیم که نخست کدام یک از دو ستون اول یا دو ستون دوم باید آشکارسازی شوند. ثابت می شود سیگنال با بیشترین SNR پس از آشکارسازی با کوچکترین درایه قطری ماتریس زیر متناظر است[۱۹]:

$$G = \left(H^H H\right)^{-1}. \quad (۱۹)$$

بنابراین اگر $g = \mathrm{diag}(G)$ داریم:

$$L = \arg\min([d_1 \;\; d_2]). \quad (۲۰)$$

$$d_1 = g(1) + g(2) \quad , \quad d_2 = g(3) + g(4). \quad (۲۱)$$

در روابط بالا H ماتریس ضرایب کانال، $[.]^H$ عملگر ترانهاده هرمیتی و $g(i)$ که i=۱,۲,۳,۴ درایه iام قطر اصلی ماتریس G می‌باشد. در صورتی‌که L=۱ باشد نخست جریان اول آشکارسازی می‌شود و در صورتی‌که L=۲ باشد ابتدا جریان دوم آشکارسازی می‌شود. در اینجا فرض می‌کنیم L=۱ باشد.

ایده اصلی الگوریتم پیشنهادی به نحوه پوچ سازی تداخل (تخمین سمبل اصلی) مربوط می‌شود. در این مرحله از فیلترهای ZF و یا MMSE استفاده نمی‌کنیم بلکه به این شکل عمل می‌کنیم که در صورتی‌که L=۱ بوده و باید جریان اول آشکارسازی شود دو ستون اول ماتریس کانال را نرمالیزه کرده و در سمبل‌های دریافتی ضرب می‌کنیم. سپس سمبل‌های حاصل را قطبش‌زدایی کرده و توسط کوانتایز کننده به نزدیک‌ترین نقاط منظومه، جریان اول آشکارسازی می‌گردد. در این روش پوچ سازی در هر مرحله برای تخمین سمبل اصلی فقط از دو ستون ماتریس کانال استفاده می‌کنیم و نیاز به استفاده از کل ماتریس کانال و بدست آوردن ماتریس فیلتر معکوس نداریم. بنابراین پیچیدگی محاسبات کاهش می‌یابد. الگوریتم مرحله پوچ سازی به صورت زیر می‌باشد:

$$W = \left[(H)_1 (H)_2\right]^H_{2\times 4} \left[(H)_1 (H)_2\right]_{4\times 2}. \quad (۲۲)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_0^{(1)} \\ \hat{S}_0^{(2)} \end{bmatrix} = Q\left(P^H(\beta)\, R^H(\alpha) \left([(H)_1 (H)_2]^H \, {}^{y}/_{\omega}\right)\right). \quad (۲۳)$$

در روابط بالا $\omega = W(1,1)$ سطر اول ستون اول ماتریس W می‌باشد. $S_0^{(k)}$ سمبل‌های جریان اول، k=۱ سمبل اول و k=۲ سمبل دوم، $P(\beta)$ ماتریس قطبش و $R(\alpha)$ ماتریس چرخش، $(H)_1$ ستون اول ماتریس کانال و $(H)_2$ ستون دوم ماتریس کانال، $Q(.)$ کوانتایز کننده به نزدیک‌ترین مجموعه نقاط منظومه و y سیگنال به دست آمده از آنتن‌های دریافت می‌باشند. توسط الگوریتم بالا سمبل‌های جریان اول آشکارسازی می‌گردد.

در مرحله سوم یعنی مرحله حذف، جریان آشکارسازی شده اول را از سیگنال اصلی کم می‌کنیم و مرحله پوچ سازی را با سیگنال دریافتی جدید برای تخمین جریان دوم انجام می‌دهیم. در این مرحله نیز برای پوچ سازی جریان دوم از دو ستون دیگر ماتریس کانال استفاده می‌کنیم و نیازی به بدست آوردن ماتریس کانال جدید و به دنبال آن فیلتر معکوس جدید نمی‌باشیم. مراحل حذف جریان اول و پوچ سازی جریان دوم در الگوریتم زیر آورده شده است:

$$y' = y - \left[(H)_1 (H)_2\right] R(\alpha) P(\beta) \begin{bmatrix} \hat{S}_0^{(1)} \\ \hat{S}_0^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (۲۴)$$

$$W' = \left[(H)_3 (H)_4\right]^H_{2\times 4} \left[(H)_3 (H)_4\right]_{4\times 2}. \quad (۲۵)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1^{(1)} \\ \hat{S}_1^{(2)} \end{bmatrix} = Q\left(P^H(\beta)\, R^H(\alpha) \left([(H)_3 (H)_4]^H \, {}^{y'}/_{\omega'}\right)\right). \quad (۲۶)$$

در روابط بالا، $\omega' = W'(1,1)$ سطر اول ستون اول ماتریس W' می‌باشد. y' سیگنال دریافتی جدید و $S_1^{(k)}$ سمبل‌های جریان دوم، k=۱ سمبل اول و k=۲ سمبل دوم هستند. $(H)_3$ ستون سوم ماتریس کانال و $(H)_4$ ستون چهارم ماتریس کانال می‌باشند. به این ترتیب توسط الگوریتم بالا جریان دوم نیز آشکارسازی می‌گردد.

۵- نتایج شبیه سازی‌ها

در این بخش عملکرد سه آشکارساز ZF-SIC ، MMSE-SIC و آشکارساز پیشنهادی بر روی سیستم MIMO-DVBT دو قطبی بررسی می‌شود. برای شبیه‌سازی‌ها از مدل کانال رایسین که شامل اجزاء LOS و NLOS می‌باشد استفاده کرده‌ایم. برای جزء NLOS کانال از مدل کانال چند مسیری با محوشدگی رایلی و برای مناطق مختلف که دارای شرایط محیطی متفاوت است استفاده می‌کنیم. برای پیاده سازی مدل انتشار از مدل‌های استاندارد ۲۰۷ COST [۲۰] که برای پهنای باند ۵-۲۰MHz و برای فرکانس تا حدود ۹۰۰ MHz می‌باشد استفاده می‌کنیم. در این استاندارد برای هر کدام از مدل‌های انتشار شهری معمولی، شهری دارای ساختمان‌های بلند، منطقه دارای پستی و بلندی و مدل دو مسیری دو مشخصه تاخیر مسیر و بهره مسیر بر حسب dB برای ۶ مسیر مختلف در نظر گرفته می‌شود.

شبیه سازی‌های انجام گرفته توسط نرم افزار متلب می‌باشد. در همه شبیه سازی‌ها نرخ خطای بیت (BER) بر حسب نرخ سیگنال به نویز (SNR) بررسی می‌گردد. پارامترهای شبیه سازی مورد استفاده در جدول (۱) آورده شده است:

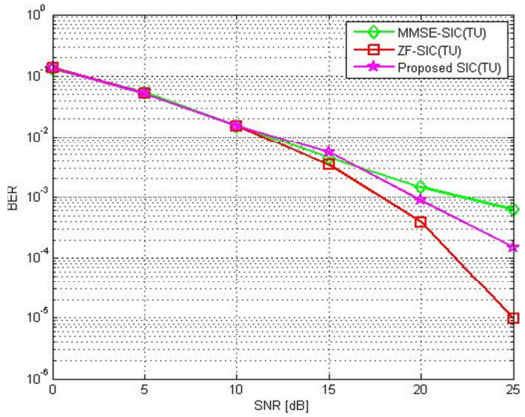
Table (1): The simulation parameters

جدول (۱): پارامترهای شبیه‌سازی

پارامتر شبیه سازی	مقدار
پهنای باند	۸MHz
اندازه زیر حامل‌ها(*IFFT/FFT Size*)	۱۰۲۴(1k)
اندازه باند محافظ(*Guard Interval Size*)	۲۵۴ (مد ربع موج)
نوع مدولاسیون	*QPSK*
تعداد سمبل‌ها در هر فریم	۱۰۰

در همه شبیه‌سازی‌ها ضریب رایسین k=۵ ، XPD=۵ رایلی و XPD=۱۰ رایسین، فاکتور همبستگی در سمت فرستنده t= ۰/۵ و فاکتور همبستگی در سمت گیرنده r =۰/۷۵ در نظر گرفته می‌شود. همچنین زوایای β, α به ترتیب ۳۰ و ۴۵ درجه می‌باشد.

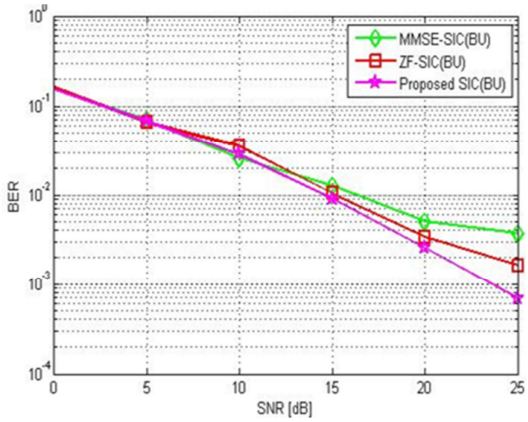
در شکل (۴) نرخ خطای بیت بر حسب SNR برای سه آشکارساز در شرایط محیط شهری معمولی و روستایی دارای ساختمان‌های با ارتفاع کم نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود نرخ خطای بیت سه آشکارساز تا SNR برابر ۱۵dB تقریبا مشابه می‌باشد. اما در SNRهای بالاتر نرخ خطای بیت آشکارساز ZF-SIC از دیگر آشکارسازها کمتر بوده و عملکرد بهتری از خود نشان می‌دهد به‌طوری‌که به ازای نرخ خطای بیتی 10^{-3} اختلاف نسبت سیگنال به نویز آشکارساز ZF-SIC و آشکارساز پیشنهادی حدود ۳dB می‌باشد. بنابراین می‌توان به این نتیجه رسید که در محیط‌های شهری با محوشدگی پایین‌تر استفاده از آشکارساز ZF-SIC نتیجه بهتری خواهد داشت.



شکل (۴): عملکرد نرخ خطای بیت سه روش آشکارسازی در محیط شهری معمولی

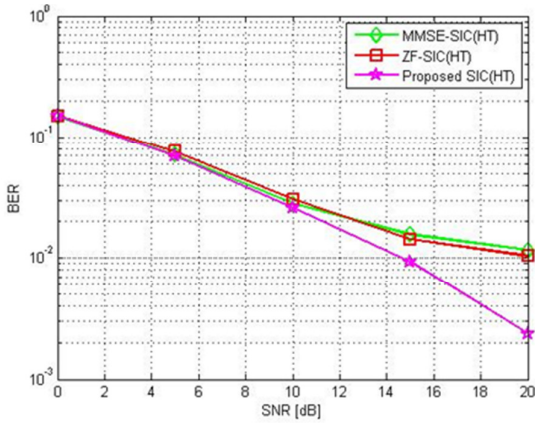
Fig. (4):The Bit Error Rate performance for three detection methods in typical urben area

اکنون رفتار آشکارسازها را در شرایط محیطی با محوشدگی بالاتر بررسی می‌کنیم. در شکل‌های (۵) و (۶) به ترتیب عملکرد آشکارسازها در شرایط محیطی شهری دارای ساختمان‌های بلند و محوشدگی بالا و منطقه دارای پستی و بلندی زیاد نشان داده شده است. در شکل (۵) در SNR برابر ۲۵dB نرخ خطای بیتی آشکارساز پیشنهادی کمتر از 10^{-3} در حالی‌که نرخ خطای بیتی دو آشکارساز دیگر بیشتر از 10^{-3} می‌باشد که این نشان دهنده عملکرد بهتر آشکارساز پیشنهادی در SNR های بالا برای مناطق شهری دارای محوشدگی بالا می‌باشد. در شکل (۵) نیز مانند شکل (۴) عملکرد سه آشکارساز تا SNR برابر ۱۵dB تقریبا مشابه می‌باشد.



شکل (۵): عملکرد نرخ خطای بیت سه روش آشکارسازی در محیط شهری با محوشدگی بالا

Fig. (5): The Bit Error Rate performance for three detection methods in typical bad urben

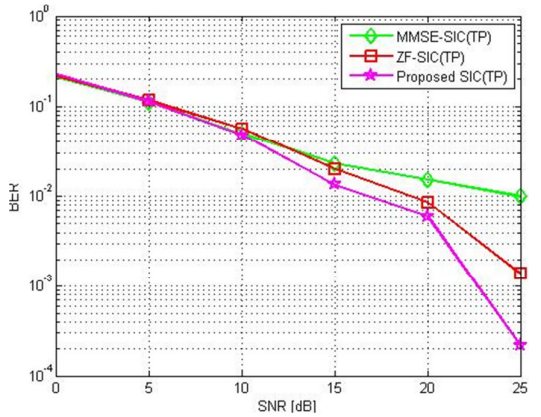


شکل (۶): عملکرد نرخ خطای بیت سه روش آشکارسازی در منطقه دارای پستی و بلندی

Fig. (6): The Bit Error Rate performance for three detection methods in typical hilly terrain

همان‌طور که در شکل (۶) دیده می‌شود به ازای نرخ خطای بیتی برابر 10^{-3} میزان اختلاف نسبت سیگنال به نویز آشکارساز ZF-SIC و آشکارساز پیشنهادی حدود $2/5\ dB$ می‌باشد که نشان دهنده بهبود عملکرد آشکارساز پیشنهادی است.

می‌توان به این نتیجه رسید که در شرایط محیطی با محوشدگی پایین برای سیستم MIMO DVBT دو قطبی مورد مطالعه آشکارساز ZF-SIC دارای عملکرد بهتر و در شرایط محیطی با محوشدگی بالاتر آشکارساز پیشنهادی عملکرد بهتری از خود نشان می‌دهد.



شکل (۷): عملکرد نرخ خطای بیت سه روش آشکارسازی در شرایط محو شدگی دو مسیری

Fig. (6):The Bit Error Rate performance for three detection methods in typical two-path fading model

در بررسی کلی شکل‌های (۴) تا (۷) دیده می‌شود عملکرد روش آشکارسازی MMSE-SIC نسبت به دیگر روشها بدتر است. نکته قابل توجه دیگر آن است که اختلاف عملکرد روش‌های گوناگون در در شرایط محو شدگی بالا قابل لمس خواهد بود.

۶- نتیجه گیری

در این مقاله یک سیستم فرستنده- گیرنده دو قطبی مورد مطالعه قرار گرفته است که علاوه بر افزایش ظرفیت و پایداری سیستم امکان پیاده‌سازی سیستم MIMO برای فرستنده- گیرنده‌های تلویزیونی دیجیتال زمینی فراهم می‌آورد. در این فرستنده-گیرنده از سیستم MIMO و فناوری‌های تسهیم تقسیم قطبش و کدینگ الموتی SFBC در جهت افزایش ظرفیت و پایداری سیستم استفاده شده است. به جهت استفاده از تسهیم تقسیم قطبش در این سیستم نیازمند آشکارسازی با توانایی بالا برای رفع تداخلات ناشی از قطبش زدایی می‌باشیم در نتیجه یک آشکارساز بر پایه آشکارساز حذف تدریجی تداخل که دارای توانایی بالا و پیچیدگی پایین می‌باشد پیشنهاد شده است. این آشکارساز تنها در مرحله پوچ سازی تداخل (تخمین سمبل اصلی) با آشکارسازهای متداول SIC متفاوت می‌باشد. توسط شبیه‌سازی نشان داده‌ایم که عملکرد این آشکارساز در شرایط محیطی دارای محوشدگی بالا نسبت به دیگر آشکارسازهای پایه SIC دارای عملکرد بهتری می‌باشد.

پی‌نوشت:

1-Digital Video Broadcasting Terrestrial New Generation
2-Ultra High Definition TV
3- Dimensional TV
4-Multiple Input Multiple Output
5-Ultra-multilevel Orthogonal Frequency Division Multiplexing
6-Vertical Bell Lab Layered Space Time
7-Space Frequency Block Coding
8-Space Time Block Coding
9-Polarization Division Multiplexing
10-Cross polarization Discrimination
11-Depolarization
12-Successive Interference Cancellation
13-Guard Interval
14-Channel Impulse Response
15-Line of Sight
16-Non Line of Sight

References

[1] Recommendation ITU-R, BT.1769: "Parameter values for an expanded hierarchy of LSDI image formats for production and international programme exchange", https://www.itu.int/rec/R-REC-BT.1769-0-200607-W/en 2006.

[2] J. Mietzner R. Schober ; L. Lampe ; W. H. Gerstacker and P. A. Hoeher, "Multiple-antenna techniques for wireless communications-a comprehensive literature survey", in procedings of IEEE Communications Surveys & Tutorials , No.2, pp. 87-105, Apr. 2009.

[3] H. Bolcskei and E. Zurich, "MIMO-OFDM wireless system: BASICS, perspectives and challenges", Transaction on IEEE Wireless Communication, Vol. 13, No. 4, pp. 31–37, Aug. 2006.
[4] M. Taguchi, K. Murayama, T.Shitomi, S. Asakura, K. Shibuya, "Field experiments on dual-polarized MIMO transmission with ultra-multilevel OFDM signals toward digital terrestrial broadcasting for the next generation", in procinding of IEEE International Symposium in Broadband Multimedia Systems and Broadcasting, Nuremberg, German, pp. 1–5, June. 2011.
[5] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture", Electronic letters, Vol. 35, pp.14-16, Jan.1999.
[6] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications.",Transaction on IEEE Journal in Selected Areas on Communication,Vol. 16, No. 8, pp. 1451- 1458, Oct.1998.
[7] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems.", in proceding of IEEE Global Communications Conference,Vol. 3, pp. 1473-1477, 2000.
[8] C. Oestges, B. Clerckx, M. Guillaud and M. Debbah, "Dual-polarized wireless communications: from propagation models to system performance evaluation", Transaction on IEEE wireless communication, Vol. 7, No. 10, pp.4019-4031, Oct. 2008
[9] A. Nehorai, and E. Paldi, "Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization", Transaction on IEEE Signal Processing, Vol. 42, No. 3, pp. 376-398, Feb. 1994.
[10] L. Xiao and A. Nehorai, "Optimal polarized beampattem synthesis using a vector antenna array", Transaction on IEEE Signal Processing, Vo1.57, No.2, pp.576-587, Feb. 2009.
[11] J. S. Baek, and J. S. Seo, "Effective symbol timing recovery based on pilot-aided channel estimation for MISO transmission mode of DVBT2 system", Transaction on IEEE Broadcasting, Vol. 7, No. 2, pp. 2603–2611, Jun.2010.
[12] R. Nabar, H. Bölcskei, V. Erceg, D. Gesbert, and A. J. Paulraj "Performance of multiantenna signaling techniques in the presence of polarization diversity" Transaction on IEEE Signal Processing, Vol. 50, No. 10, Oct.2002.
[13] C. Oestges, V. Erceg and A. Paulraj, "Propagation modeling of MIMO multipolarized fixed wireless channels" Transaction on IEEE Vehichular Technology, Vol. 53, No. 3, May.2004.
[14] I.W. Kang, Y. J. Lee, Y. Kim, J. H. Seo, H. M. Kim, H. N. Kim "Simplified log likelihood ratio calculation in soft ordered successive interference cancellation for multiple-input multiple-output digital video broadcasting-second generation terrestrial receivers", Journal of IET Communications, Vol.8, No.18, pp. 3280-3289, Oct.2014.
[15] M. Coldrey, "Modeling and capacity of polarized MIMO channels."in procceding of Vehicular Technology Conference, pp.440-444, May.2008.
[16] H.J.Shin, J.S.Baek, and J.S. Seo. "MIMO-OFDM transceivers with dual-polarized division multiplexing and diversity for multimedia broadcasting services", Transaction on Broadcasting, Vol.59, No.1, pp.174-182, Mar.2013.
[17] M. Patzold, "Mobile fading channels", John Wiley & Sons Inc., USA,2002.
[18] C. S. Yong , K. Jaekwon , Y .Y. Won , G. K. Chung, "MIMO-OFDM wireless communication with MATLAB", John Wiley & Sons Inc. (Asia) USA.2010.
[19] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", in procceding of International Symposium on Signals, Systems and Electronics, pp.295-300, Sep. 1998.
[20] M. Failli, "Digital Land Mobile Radio Communications–COST 207", Luxemberg: European Union, 1989.