

شناسایی انواع STBC-OFDM با روش ایستایی چرخشی مرتبه دوم

مهدی سعادت‌مند^۱، محسن رضایی خیرآبادی^{۲*}

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، ۲- استادیار، پژوهشگاه ارتباط و فناوری اطلاعات

(دریافت: ۹۷/۱۱/۲۹، پذیرش: ۹۸/۰۳/۲۸)

چکیده

شناسایی سیگنال به صورت ذاتی در زمینه نظامی کاربرد پیدا می‌کند که آشکارسازی، تحلیل و شناسایی سیگنال‌های ناشناخته از منابع ارتباطی خصمانه یک کار حیاتی در رهگیری سیگنال، پایش سیگنال، شناسایی و کاهش تداخل و جنگ الکترونیک است بنابراین، امروزه شناسایی سیگنال به عنوان قسمت اصلی جاسوسی رادیویی به کاررفته در ارتباطات بی‌سیم نظامی ادامه پیدا کرده است. با توسعه فناوری MIMO و ترکیب آن با OFDM، شناسایی سیگنال‌ها با مشکلات جدید و چالش‌برانگیز روبرو شده است که در سامانه‌های تک‌آنتن وجود نداشت. یک نمونه از شناسایی این نوع سیگنال‌ها، شناسایی کد بلوک فضا-زمان (STBC) در سیستم‌های MIMO-OFDM می‌باشد. سیستم‌های MIMO-OFDM انواع مختلفی دارد. در این مقاله شناسایی سه نوع از این نوع سیستم‌ها انجام می‌شود. این سه نوع سیستم شامل STBC-OFDM، AL-OFDM، SM-OFDM می‌شود. پیش از این شناسایی این سه نوع سیستم با روش ممان مرتبه دوم سیگنال انجام شده است. در این مقاله این شناسایی توسط ایستایی چرخشی مرتبه دوم سیگنال انجام می‌شود. این روش می‌تواند در SNRهای پایین‌تر عملکرد بهتری داشته باشد. علاوه بر این روش پیشنهادی عملکرد خوبی با حساسیت پایین نسبت به آفست زمانی و شرایط کانال فراهم می‌کند.

کلیدواژه‌ها: شناسایی سیگنال، ایستایی چرخشی، STBC، MIMO، OFDM، SM-OFDM، AL-OFDM

۱. مقدمه

تخمین تعداد آنتن، طبقه‌بندی مدولاسیون و شناسایی STBC^۴ها می‌باشد. مقالات ارائه شده در زمینه شناسایی STBCها به دو دسته تقسیم می‌شوند [۱۱ و ۱۵].

دسته اول، شناسایی STBCها برای سیستم‌های تک حامل بوده که با عنوان MIMO-SC معرفی می‌شوند. دسته دوم شناسایی STBCها برای سیستم‌ها چند حاملی می‌باشند. این سیستم‌ها با عنوان MIMO-OFDM^۵ شناخته می‌شوند. دو روش برای شناسایی STBCها در دسته دوم ارائه شده است. روش اول با استفاده از ایستایی چرخشی مرتبه دوم برای شناسایی SM^۶-OFDM و AL^۷-OFDM ارائه شده است که فقط برای شناسایی STBCها با دو آنتن فرستنده می‌باشد [۱۲]. روش دوم با استفاده تابع همبستگی متقابل برای شناسایی MIMO-OFDM با تعداد آنتن‌های مختلف را ارائه کرده است [۱۳ و ۱۴]. در این مقاله با استفاده از ایستایی چرخشی مرتبه دوم، شناسایی STBCهای با سه آنتن فرستنده انجام شده است. همچنین این قابلیت نیز وجود دارد تا بتوان برای دیگر STBCها با تعداد آنتن‌های بیشتر را نیز شناسایی کرد. این روش می‌تواند در

شناسایی خودکار سیگنال (ASI^۱) کاربردهای متنوعی برای هر دو بخش ارتباطات تجاری و نظامی از قبیل SDR^۲، رادیوشناختی، پایش و نظارت طیفی و جنگ الکترونیک دارد [۶-۱]. با وجود اینکه کاربرد اصلی ASI برای ارتباطات نظامی است [۲-۱] در ارتباطات تجاری نیز توسعه یافته است که با عنوان رادیو شناختی معرفی شده است [۶-۳]. با استفاده از SDR پارامترهای سیگنال ارسالی مانند پیکربندی آنتن، نوع مدولاسیون متناسب با محیط استخراج می‌شود. از این رو تخمین و شناسایی کور این پارامترها برای گیرنده لازم است. بنابراین، وظیفه اصلی رادیو شناختی آگاهی از طیف است که می‌تواند سیگنال‌های موجود را آشکار و شناسایی کرده تا فرستنده با حداقل تداخل در محیط کار کند [۳ و ۶]. فعالیت‌هایی در زمینه ASI برای سیستم‌های MIMO^۳ شده است که در استانداردهای ارتباطات بی‌سیم مانند IEEE 802.16e، 3GPP LTE و IEEE 802.11n کاربرد دارد [۱۰-۷]. مقالات ارائه شده مرتبط با ASI در زمینه MIMO در حوزه

* رایانامه نویسنده مسئول: m.rezaeeh@itrc.ac.ir

^۴ Space time block code

^۵ Orthogonal frequency division multiplexing

^۶ Spatial Multiplexing

^۷ Alamouti

^۱ Automatic signal identification

^۲ Software defined radio

^۳ Multiple-input multiple-output

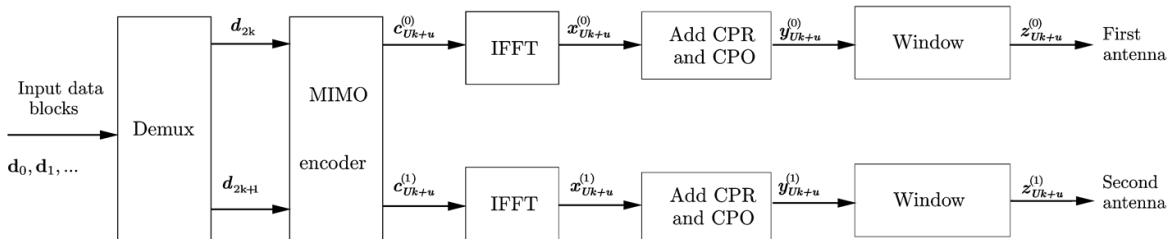
کدکننده‌های SM و AL هستند که در روابط ۱ و ۲ آورده شده است و همچنین ماتریس کد $C^{(ST3)}$ متناظر با کدکننده ST3 است که در رابطه (۳) آورده شده است:

$$C^{(SM)} = (d_{2k} \cdot d_{2k+1}) = \begin{bmatrix} c_{1k+0}^{(0)} \\ c_{1k+0}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{2k} \\ d_{2k+1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$C^{(AL)} = (d_{2k} \cdot d_{2k+1}) = \begin{bmatrix} c_{2k+0}^{(0)} & c_{2k+1}^{(0)} \\ c_{2k+0}^{(1)} & c_{2k+1}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{2k} & -d_{2k+1}^* \\ d_{2k+1} & d_{2k}^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$C^{(ST3)} = (d_{3k} \cdot d_{3k+1} \cdot d_{3k+2}) = \begin{bmatrix} c_{4k+0}^{(0)} & c_{4k+1}^{(0)} & c_{4k+2}^{(0)} & c_{4k+3}^{(0)} \\ c_{4k+0}^{(1)} & c_{4k+1}^{(1)} & c_{4k+2}^{(1)} & c_{4k+3}^{(1)} \\ c_{4k+0}^{(2)} & c_{4k+1}^{(2)} & c_{4k+2}^{(2)} & c_{4k+3}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{3k+0} & -d_{3k+1}^* & -d_{3k+2}^* & 0 \\ d_{3k+1} & d_{3k+0}^* & 0 & -d_{3k+2}^* \\ d_{3k+2} & 0 & d_{3k+0}^* & d_{3k+1}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

که $C_{Uk+u}^{(f)}$ بلوک داده ارسالی آنتن f ام را نشان می‌دهد در لحظه بلوک $Uk+u$ ، $u = 0, \dots, U-1$ که برای U برای SM, AL, ST3 به ترتیب برابر ۱، ۲ و ۴ می‌باشد و * مزدوج مختلط را نشان می‌دهد. خروجی کدکننده MIMO با بلوک (IFFT) متناسب است و سمبل‌های OFDM ساخته می‌شود:



شکل (۱): نمودار بلوکی معادل باند پایه فرستنده MIMO-OFDM

که N_w تعداد نمونه‌ها در زمان انتقال بین دو سمبل OFDM متوالی است. علاوه بر این، N_w نمونه اول از سمبل OFDM بعد از قسمت مؤثر سمبل در مدت زمان ارسال بعدی به‌عنوان پسوند چرخشی (CPO) ارسال می‌شود. با لحاظ CPR، CPO و پنجره‌ای کردن، سمبل OFDM به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$Z_{Uk+u}^{(f)} = [Z_{Uk+u}^{(f)}(-v), Z_{Uk+u}^{(f)}(-v+1), \dots, Z_{Uk+u}^{(f)}(N+N_w-1)] \quad (6)$$

که

$$Z_{Uk+u}^{(f)} = W_n x_{Uk+u}^{(f)}(\tilde{n}), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

$$n = -v, \dots, N+N_w-1, \quad f = 0, 1, 2, \quad u = 0, \dots, U-1$$

SNRهای پایین‌تر عملکرد بهتر داشته باشد و نیز حساسیت کمتری نسبت به آفست زمانی و شرایط کانال داشته باشد. بر این اساس در این مقاله در بخش ۲ مدل سیگنال‌های MIMO-OFDM بیان می‌شود. در بخش ۳ روش پیشنهادی ارائه می‌شود. در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی این روش آورده شده است و در بخش ۵ نتیجه‌گیری بیان می‌گردد.

۲. مدل سیستم

نمودار بلوکی معادل باند پایه یک فرستنده MIMO-OFDM در شکل (۱) نشان داده شده است. سیگنال ورودی دنباله‌هایی از بلوک داده‌ها می‌باشد. $(d_t = [d_t(0), d_t(1), \dots, d_t(N-1)])$ که هر بلوک شامل N سمبل با توزیع یکسان و مستقل (i.i.d) است که می‌تواند از هر دو نوع مدولاسیون PSK و QAM استفاده کند. برای SM-OFDM و AL-OFDM، دو آنتن ارسال ($N_t = 2$) و برای ST3-OFDM سه آنتن ارسالی ($N_t = 3$) در نظر گرفته شده است. بر این اساس، دنباله داده به دو زیردنباله برای SM-OFDM و AL-OFDM و چهار زیردنباله برای ST3-OFDM تقسیم می‌شود. هر زیردنباله متناسب با بلوک کدکننده MIMO است. ماتریس کد $C^{(SM)}$ و $C^{(AL)}$ به ترتیب متناظر با

$$X_{Uk+u}^{(f)} = [X_{Uk+u}^{(f)}(0), X_{Uk+u}^{(f)}(1), \dots, X_{Uk+u}^{(f)}(N-1)] \quad (4)$$

یک سمبل OFDM است که از آنتن f ام ارسال می‌گردد. به‌طوری‌که:

$$x_{Uk+u}^{(f)}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n_1=0}^{N-1} c_{Uk+u}^{(f)}(n_1) e^{j \frac{2\pi n n_1}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5)$$

که $C_{Uk+u}^{(f)}(n_1)$ ، n_1 امین عنصر $C_{Uk+u}^{(f)}$ است ($n_1 = 0, 1, \dots, N-1$). پیشوند چرخشی (CPR) یک کپی از N_g نمونه آخر از سمبل‌های OFDM است که به ابتدای سمبل OFDM اضافه شده و سپس پنجره‌ای کردن (Windowing) اعمال می‌شود که با این افزایش و CPR خواهیم داشت:

$$v = N_g + N_w.$$

¹ Automatic signal identification

که ضرایب آن به صورت زیر هستند:

$$C(\alpha, \tau) = \frac{1}{M_0} \sum_m c(m, \tau) e^{-j2\pi m \alpha} \quad (12)$$

با مراجعه به CCF در CF:

$$\{\alpha\} = \left\{ \frac{\ell}{M_0}, \ell \in \mathfrak{L} \right\}$$

که \mathfrak{L} مجموعه اعداد صحیح هستند.

۲-۳. تحلیل CCF برای سیگنال‌های STBC-OFDM

بر اساس مقاله [۱۲] فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود:

I. دنباله ارسالی با نویز ناهمبسته است:

$$E[s^{(f)}(m_0)w^{(v)}(m_1)] = 0 \quad \forall f, v = 0, 1, m_0, m_1 \in \mathfrak{L}$$

II. نویز در هر کانال با دیگر کانال‌ها ناهمبسته است:

$$E[w^{(v_0)}(m_0)w^{(v_1)}(m_1)] = E[w^{(v_0)}(m_0)(w^{(v_1)}(m_1))^*]$$

که $v_0 \neq v_1$ و $v_0, v_1 = 0, 1$ و $m_0, m_1 \in \mathfrak{L}$.

III. سمبل‌های داده با یکدیگر ناهمبسته هستند:

$$E[d_{k_0}(n_0)d_{k_1}(n_1)] = 0$$

$$E[d_{k_0}(n_0)d_{k_1}^*(n_1)] = \sigma_s^2 \delta(k_0 - k_1) \delta(n_0 - n_1), \forall k_0, k_1, n_0, n_1$$

و σ_s^2 توان سیگنال ارسالی است.

IV. بهره کانال برای هر لینک آنتن ارسال و دریافت در مدت مشاهده ثابت باقی می‌ماند.

۱-۲-۳ SM-OFDM

با استفاده از روابط (۱، ۵ و ۶)

$$E[z_{k_0}^{(f_0)}(n_0)z_{k_1}^{(f_1)}(n_1)] = 0 \quad (13)$$

که

$$\forall f_0, f_1 = 0, 1, n_0, n_1 = -v, \dots, N + N_w - 1, k_0, k_1 \in \mathfrak{L}$$

بنابراین، بر اساس روابط (۹، ۱۰ و ۱۳) تابع همبستگی

متقابل متغیر با زمان سیگنال‌های SM-OFDM صفر می‌شود:

$$c^{(SM)}(m, \tau) = 0, \forall m, \tau \quad (14)$$

بنابراین:

$$C^{(SM)}(\alpha, \tau) = 0, \forall \alpha, \tau \quad (15)$$

۲-۲-۳ AL-OFDM

تابع همبستگی متقابل متغیر با زمان سیگنال AL-OFDM

که W_n با $n = -v, \dots, N + N_w - 1$ ضرایب پنجره را نشان

می‌دهد و $\tilde{n} = \text{mod}(n, N)$. در انتها دنباله ارسالی $\{s^{(f)}(m)\}$ از آفاین آنتن $f = 0, 1, 2$ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$s^{(f)}(m) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n=-v}^{N+N_w-1} z_{Uk+u}^{(f)}(n) \times \delta(m - (U_k + u)(N + v) - n) \quad (8)$$

که $\delta(m)$ تابع دلتا کرونکر است. دنباله ارسالی $s^{(f)}(m)$ از

آنتن f ام در کانال بی‌سیم فرکانس‌گزینه ناشناخته انتشار می‌یابد. بنابراین، m امین نمونه سیگنال دریافتی در آنتن v ام به صورت زیر بیان می‌شود:

$$r^{(v)}(m) = \sum_{f=0}^1 \sum_{p=0}^{L_p-1} h_{vf}(p) s^{(f)}(m - \theta(p)) + w^{(v)}(m) \quad (9)$$

که L_p تعداد مسیر انتشاری و $h_{vf}(p)$ ضریب کانال متناظر

با p امین مسیر بین آفاین آنتن ارسالی و v امین آنتن گیرنده است. $\theta(p)$ تأخیر انتشار متناظر با مسیر p ام و $w^{(v)}(m)$ نویز AWGN با واریانس σ_w^2 است.

۳. شناسایی سیگنال‌های MIMO-OFDM مبتنی بر

روش ایستایی چرخشی مرتبه

در این بخش CCF^۱ و همچنین CF^۲های متناظر با آن، برای سیگنال‌های MIMO-OFDM محاسبه شده و برای توسعه الگوریتم تشخیص سیگنال مبتنی بر این ویژگی استفاده می‌شود.

۱-۳ مفهوم ایستایی چرخشی

اگر تابع همبستگی متغیر با زمان مرتبه دوم و اول در زمان متناوب باشد، دنباله دریافتی $\{r^{(0)}(n)\}$ و $\{r^{(1)}(n)\}$ ایستایی چرخشی مرتبه دوم خواهد داشت.

در اینجا فرض می‌کنیم که تابع همبستگی متقابل متغیر با

زمان مرتبه دوم غیر مزدوج باشد:

$$c(m, \tau) = E[r^{(0)}(m)r^{(1)}(m + \tau)] \quad (10)$$

که $E[\cdot]$ امید ریاضی و τ تأخیر می‌باشد.

اگر $c(m, \tau)$ در m با دوره تناوب اصلی M_0 متناوب باشد

آنگاه می‌توان آن را با استفاده از سری فوریه بیان کرد:

$$c(m, \tau) = \sum_{\{\alpha\}} C(\alpha, \tau) e^{j2\pi m \alpha} \quad (11)$$

¹ cyclic correlation function

² cycle frequency

(ST3) و برای نمونه‌ها در هر سمبل OFDM که شرط $\text{mod}(n_0 + n_1, N) = 0$ را ارضا کند، غیر صفر می‌شود.

$$E \left[z_{4k_0+u_0}^{(f_0)}(n_0) z_{4k_1+u_1}^{(f_1)}(n_1) \right] = \begin{cases} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \delta(k_0 - k_1) & \forall (f_0, f_1, u_0, u_1) \\ -\sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \delta(k_0 - k_1) & \forall (f_0, f_1, u_0, u_1) \\ 0 & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

که مقادیر (f_0, f_1, u_0, u_1) به صورت زیر می‌باشد:

شرط اول:

$$(f_0, f_1, u_0, u_1) \in \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 2 \\ 2 & 0 & 2 & 0 \\ 1 & 2 & 0 & 3 \\ 2 & 1 & 3 & 0 \end{bmatrix}$$

شرط دوم:

$$(f_0, f_1, u_0, u_1) \in \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 2 \\ 2 & 0 & 2 & 0 \\ 1 & 2 & 3 & 0 \\ 2 & 1 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

با استفاده از روابط (۹ و ۱۰) تابع همبستگی متقابل متغیر با زمان سیگنال ST3-OFDM دریافتی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$c^{(ST3)}(m, \tau) = E \left[\sum_{f=0}^2 \sum_{p=0}^{L_p-1} h_{of}(p) s^{(f)}(m - \vartheta(p)) + w^{(0)}(m) \left(\sum_{f=0}^2 \sum_{p=0}^{L_p-1} h_{1f}(p) s^{(f)}(m - \vartheta(p) + \tau) + w^{(1)}(m) \right) \right] \quad (22)$$

رابطه بالا با توجه به فرض‌های بیان شده در بخش ۲-۳ به صورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$c^{(ST3)}(m, \tau) = \sum_{p=0}^{L_p-1} h_{00}(p_0) h_{11}(p_1) \times E [s^{(0)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(1)}(m - \vartheta(p_1))] + h_{01}(p_0) h_{10}(p_1) \times E [s^{(1)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(0)}(m - \vartheta(p_1))] + h_{01}(p_0) h_{12}(p_1) \times E [s^{(1)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(2)}(m - \vartheta(p_1))] + h_{02}(p_0) h_{11}(p_1) \times E [s^{(2)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(1)}(m - \vartheta(p_1))] + h_{00}(p_0) h_{12}(p_1) \times E [s^{(0)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(2)}(m - \vartheta(p_1))] + h_{02}(p_0) h_{10}(p_1) \times E [s^{(2)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(0)}(m - \vartheta(p_1))] \quad (23)$$

دریافتی در کانال محو شونده به صورت زیر می‌شود [۱۲]:

$$c^{(AL)}(m, \tau) = (h_{00} h_{11} - h_{01} h_{10}) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 2k(N + v)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times (\delta(m - n_0) \times \delta(\tau - (N + v) + n_0 - n_1) - \delta(m - (N + v) - n_0) \times \delta(\tau + (N + v) + n_0 - n_1)) \quad (16)$$

از این رو، CCF سیگنال AI-OFDM دریافتی در اثر کانال محو شونده تخت به صورت زیر بیان می‌شود:

$$C^{(AL)}(\alpha, \tau) = \begin{cases} \text{sgn}(\tau) g_1(\tau) e^{-j\pi\alpha(2N+v-\tau)}, |\tau| \in \mathfrak{X}_1 \cap \mathfrak{X}_0^c \\ \text{sgn}(\tau) \sum_{q=0}^1 g_q(\tau) e^{-j\pi\alpha((q+1)N+v-\tau)}, |\tau| \in \mathfrak{X}_0 \cap \mathfrak{X}_2^c \\ \text{sgn}(\tau) \sum_{q=0}^2 g_q(\tau) e^{-j\pi\alpha((q+1)N+v-\tau)} \in \mathfrak{X}_2 \\ 0 \text{ rwise} \end{cases} \quad (17)$$

که در آن، $\text{sgn}(\cdot)$ که تابع ساین است، $|\cdot|$ قدر مطلق، \cap اپراتور اشتراک، بالانویس c متمم را نشان می‌دهد.

$$g_q(\tau) = \frac{h_{00} h_{11} - h_{01} h_{10}}{2(N+v)} \sigma_s^2 \cdot \frac{W_{qN-|\tau|+N+v}}{2} \cdot \frac{W_{qN+|\tau|-N-v}}{2}$$

و برای \mathfrak{X}_0 و \mathfrak{X}_1 به ترتیب داریم:

$$\mathfrak{X}_0 = \{N - v, N - v + 2, \dots, N + 3v - 2, N + 3v\} \quad (18)$$

$$\mathfrak{X}_1 = \{v - 2N_w + 2, v - 2N_w + 4, \dots, 2N + v + 2N_w - 2\} \quad (19)$$

$$\mathfrak{X}_2 = \{N + v - 2N_w + 2, N + v - 2N_w + 4, \dots, N + v - 2N_w - 4, N + v + 2N_w - 2\} \quad (20)$$

بنابراین، برای $C^{(AL)}(\alpha, \tau)$ سه ناحیه τ در CCF، غیر صفر است.

۳-۲-۳ STC3-OFDM

در مقاله [۱۲]، شناسایی SM-OFDM و AL-OFDM ارائه شده است که در دو بخش قبل بیان گردید. در واقع آنچه در گذشته بیان گردید، شناسایی سیستم‌های MIMO-OFDM با دو آنتن فرستنده توسط دو آنتن گیرنده است. حال در این بخش با استفاده از روش ایستایی چرخشی شناسایی ST3-OFDM نسبت به دو سیستم قبلی ارائه می‌شود. در واقع در این مقاله شناسایی سیستم‌های MIMO-OFDM با سه آنتن فرستنده توسط دو آنتن گیرنده خواهد بود.

در ابتدا باید رابطه (۱۰) را برای سیگنال دریافتی از دو آنتن گیرنده محاسبه کرد و سپس ضرایب آن با استفاده از رابطه (۱۲) محاسبه می‌شود لذا با استفاده از روابط (۳، ۵ و ۶)، خواص مختلط مزدوج تبدیل فوریه و مقاله [۱۴]، رابطه (۲۱) به دست می‌آید. به عبارت دیگر، همبستگی برای سمبل‌های OFDM مجاور در داخل بلوک ST3 یکسان (با توجه به ساختار ماتریس کدینگ

طبق رابطه (۲۱) داریم:

که می‌توان به‌صورت زیر نوشت:

$$\begin{aligned}
 & s_s^{(01)}(m, \tau) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1 \\
 & \times (\delta(m - n_0) \times \delta(m + \tau - (N+v) - n_1) \\
 & - \delta(m - (N+v) - n_0) \times \delta(m + \tau - n_1))
 \end{aligned} \quad (27)$$

در رابطه (۲۷) علامت \otimes عملگر کانولوشن است. با توجه به خواص دلتای کرونکر رابطه (۲۷) به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned}
 & c_s^{(01)}(m, \tau) \\
 &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, \\
 & \times (\delta(m - n_0) \times \delta(\tau - (N+v) + n_0 - n_1) \\
 & - \delta(m - (N+v) - n_0) \times \delta(\tau + (N+v) + n_0 - n_1))
 \end{aligned} \quad (28)$$

با قرار دادن رابطه (۲۸) در رابطه (۲۴) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 & c_s^{(01)}(m, \tau) \\
 &= \sum_{p_0, p_1=0}^{L_p-1} (h_{00}(p_0)h_{11}(p_1) - h_{01}(p_0)h_{10}(p_1)) \\
 & \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v) \\
 & - \vartheta(p_0)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 \\
 & + n_1, N)) \\
 & \times (\delta(m - n_0 - \vartheta(p_0)) \\
 & \times \delta(\tau - (N+v) + n_0 - n_1 + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1)) \\
 & - \delta(m - (N+v) - n_0 - \vartheta(p_0)) \\
 & \times \delta(\tau + (N+v) + n_0 - n_1 + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1))
 \end{aligned} \quad (29)$$

روابط (۳۰ و ۳۱) همانند رابطه (۲۹) محاسبه می‌شود و لذا

داریم:

$$\begin{aligned}
 & c_s^{(12)}(m, \tau) \\
 &= \sum_{p_0, p_1=0}^{L_p-1} (h_{01}(p_0)h_{12}(p_1) - h_{02}(p_0)h_{11}(p_1)) \\
 & \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v) \\
 & - \vartheta(p_0)) \otimes \sum_{n_1, n_2=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 \\
 & + n_1, N)) \\
 & \times (\delta(m - n_0 - \vartheta(p_0)) \\
 & \times \delta(\tau - 3(N+v) + n_0 - n_1 + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1)) \\
 & - \delta(m - 3(N+v) - n_0 - \vartheta(p_0)) \\
 & \times \delta(\tau + 3(N+v) + n_0 - n_1 + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1))
 \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned}
 & E[s^{(0)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(1)}(m + \tau - \vartheta(p_1))] \\
 &= -E[s^{(1)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(0)}(m + \tau \\
 & - \vartheta(p_1))] \\
 & E[s^{(1)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(2)}(m + \tau - \vartheta(p_1))] \\
 &= -E[s^{(2)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(1)}(m + \tau \\
 & - \vartheta(p_1))] \\
 & E[s^{(0)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(2)}(m + \tau - \vartheta(p_1))] \\
 &= -E[s^{(2)}(m - \vartheta(p_0)) s^{(0)}(m + \tau \\
 & - \vartheta(p_1))]
 \end{aligned}$$

اگر تعریف کنیم که:

$$\begin{aligned}
 c_s^{(01)}(m, \tau) &= E[s^{(0)}(m) s^{(0)}(m + \tau)] \\
 c_s^{(12)}(m, \tau) &= E[s^{(1)}(m) s^{(2)}(m + \tau)] \\
 c_s^{(02)}(m, \tau) &= E[s^{(0)}(m) s^{(2)}(m + \tau)]
 \end{aligned}$$

آنگاه خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}
 c^{(01)}(m, \tau) &= \sum_{p_0, p_1=0}^{L_p-1} (h_{00}(p_0)h_{11}(p_1) \\
 & - h_{01}(p_0)h_{10}(p_1)) \\
 & \times c_s^{(01)}(m - \vartheta(p_0), \tau \\
 & + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1))
 \end{aligned} \quad (24)$$

$c^{(02)}(m, \tau)$ و $c^{(12)}(m, \tau)$ را نیز می‌توان به‌صورت مشابه،

همانند رابطه (۲۴) بیان کرد. حال به‌عنوان نمونه $c_s^{(01)}(m, \tau)$ را بسط داده می‌شود، تا مقادیر به‌دست‌آمده از آن در رابطه (۲۴) قرار داده شود. مقادیر $c_s^{(12)}(m, \tau)$ و $c_s^{(02)}(m, \tau)$ به‌صورت مشابه قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned}
 & c_s^{(01)}(m, \tau) \\
 &= \sum_{k_0, k_1=-\infty}^{+\infty} \sum_{u_0, u_1=0}^1 \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} E[z_{4k_0+u_0}^{(f_0)}(n_0)z_{4k_1+u_1}^{(f_1)}(n_1) \\
 & \times \delta(m - (4k_0 + u_0)(N+v) - n_0) \\
 & \times \delta(m + \tau - (4k_1 + u_1)(N+v) - n_1)
 \end{aligned} \quad (25)$$

بنابراین، با توجه به روابط (۲۵ و ۲۱) داریم:

$$\begin{aligned}
 c_s^{(01)}(m, \tau) &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \\
 & \times \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \\
 & \times (\delta(m - 4k(N+v) - n_0) \\
 & \times \delta(m + \tau \\
 & - (4k+1)(N+v) - n_1) \\
 & - \delta(m - (4k+1)(N+v) \\
 & - n_0) \\
 & \times \delta(m + \tau - 4k(N+v) \\
 & - n_1))
 \end{aligned} \quad (26)$$

با محاسبه ضرایب فوریه $c^{(01)}(m, \tau)$ ، $c^{(12)}(m, \tau)$ و CCF در روابط بالا می‌توان به راحتی نشان داد که ST3-OFDM دریافتی در اثر کانال محوشونده تخت به صورت زیر بیان می‌شود:

$$C^{(01)}(\alpha, \tau) = \frac{h_{00}h_{11} - h_{01}h_{10}}{4(N+v)} \sigma_s^2 \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times \delta(\tau - (N+v) + n_0 - n_1) e^{-j2\pi\alpha n_0} - \delta(\tau - (N+v) + n_0 - n_1) e^{-j2\pi\alpha(N+v+n_0)} \quad (35)$$

$$C^{(12)}(\alpha, \tau) = \frac{h_{01}h_{12} - h_{02}h_{11}}{4(N+v)} \sigma_s^2 \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times \delta(\tau - 3(N+v) + n_0 - n_1) e^{-j2\pi\alpha n_0} - \delta(\tau - 3(N+v) + n_0 - n_1) e^{-j2\pi\alpha(3(N+v)+n_0)} \quad (36)$$

$$C^{(02)}(\alpha, \tau) = \frac{h_{00}h_{12} - h_{02}h_{10}}{4(N+v)} \sigma_s^2 \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times \delta(\tau - 2(N+v) + n_0 - n_1) e^{-j2\pi\alpha n_0} - \delta(\tau - 2(N+v) + n_0 - n_1) e^{-j2\pi\alpha(2(N+v)+n_0)} \quad (37)$$

که CFهای متناظر آن $\alpha = \frac{\ell}{4(N+v)}$ ، $\ell \in \mathfrak{I}$ را می‌دهد. با بررسی روابط (۳۵-۳) می‌توان دریافت که در بازه‌های زیر مقادیر غیر صفر دارند.

برای مقادیر $c^{(01)}(\alpha, \tau)$ \mathfrak{I}_0 ، \mathfrak{I}_1 ، \mathfrak{I}_2 به صورت زیر خواهد بود که همانند مقادیر به دست آمده در بخش ۳-۲-۲ است:

$$\mathfrak{I}_0 = \{N-v, N-v+2, \dots, N+3v-2, N+3v\}$$

$$\mathfrak{I}_1 = \{v-2N_w+2, v-2N_w+4, \dots, 2N+v+2N_w-2\}$$

$$\mathfrak{I}_2 = \{N+v-2N_w+2, N+v-2N_w+4, \dots, N+v-2N_w-4, N+v+2N_w-2\}$$

برای مقادیر $c^{(12)}(\alpha, \tau)$ \mathfrak{I}_3 ، \mathfrak{I}_4 ، \mathfrak{I}_5 به صورت زیر خواهد بود که \mathfrak{I}_3 می‌تواند به عنوان بازه قابل تفکیک نسبت به AL-OFDM باشد:

$$\mathfrak{I}_3 = \{3N+v, 3N+v+2, \dots, 3N+v-2, 3N+5v\}$$

$$\mathfrak{I}_4 = \{2N+3v-2N_w+2, \dots, 4N+3v-2N_w-2\}$$

$$\mathfrak{I}_5 = \{3N+3v-2N_w+2, \dots, 3N+3v+2N_w-2\}$$

برای مقادیر $c^{(02)}(\alpha, \tau)$ \mathfrak{I}_6 ، \mathfrak{I}_7 ، \mathfrak{I}_8 به صورت زیر خواهد

بود:

$$c^{(02)}(m, \tau) = \sum_{p_0, p_1=0}^{L_p-1} (h_{00}(p_0)h_{12}(p_1) - h_{02}(p_0)h_{10}(p_1)) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v) - \vartheta(p_0)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times (\delta(m - n_0 - \vartheta(p_0)) \times \delta(\tau - 2(N+v) + n_0 - n_1 + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1)) - \delta(m - 2(N+v) - n_0 - \vartheta(p_0)) \times \delta(\tau + 2(N+v) + n_0 - n_1 + \vartheta(p_0) - \vartheta(p_1))) \quad (31)$$

از روابط (۲۹-۳۱) می‌تواند دید که تابع همبستگی متقابل متغیر با زمان $c^{(ST3)}(m, \tau)$ در m با دوره تناوب اصلی $M_0 = 2(N+v)$ متناوب است. علاوه بر این تابع همبستگی متقابل متغیر با زمان سیگنال ST3-OFDM دریافتی برای حالت خاص در کانال محوشونده تخت می‌تواند به راحتی به دست آید:

$$c^{(01)}(m, \tau) = (h_{00}h_{11} - h_{01}h_{10}) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times (\delta(m - n_0) \times \delta(\tau - (N+v) + n_0 - n_1) - \delta(m - (N+v) - n_0) \times \delta(\tau + (N+v) + n_0 - n_1)) \quad (32)$$

$$c^{(12)}(m, \tau) = (h_{01}h_{12} - h_{02}h_{11}) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times (\delta(m - n_0) \times \delta(\tau - 3(N+v) + n_0 - n_1) - \delta(m - 3(N+v) - n_0) \times \delta(\tau + 3(N+v) + n_0 - n_1)) \quad (33)$$

$$c^{(02)}(m, \tau) = (h_{00}h_{12} - h_{02}h_{10}) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(m - 4k(N+v)) \otimes \sum_{n_0, n_1=-v}^{N+N_w-1} \sigma_s^2 W_{n_0} W_{n_1} \delta(\text{mod}(n_0 + n_1, N)) \times (\delta(m - n_0) \times \delta(\tau - 2(N+v) + n_0 - n_1) - \delta(m - 2(N+v) - n_0) \times \delta(\tau + 2(N+v) + n_0 - n_1)) \quad (34)$$

۳-۳-۱. الگوریتم پیشنهادی

ورودی: سیگنال دریافتی $v = 0.1 r^{(v)}(m)$ می‌باشد که تعداد زیر حامل‌ها N و CPR برابر v است.

- تخمین CCF با استفاده از رابطه ۳۶ در $\alpha = 0$ برای :
 $|\tau| \in \mathfrak{X}_0 \cup \{N - v + 1, N - v + 3, \dots, N + 3v - 3, N + 3v - 1\}$
 $|\tau| \in \mathfrak{X}_3 \cup \{3N + v + 1, 3N + v + 3, \dots, 3N + v - 3, 3N + 5v - 1\}$
 (به‌عنوان ویژگی‌های تفکیک‌کننده) و $\tau = 4(N + v), \dots, 6N + 2v$ (به‌عنوان تخمین واریانس σ^2).

- تخمین پارامتر σ^2 از CCF در $\alpha = 0$ و برای
 $\tau = 2(N + v) + 1, \dots, 3(N + v)$

- محاسبه آستانه Γ با استفاده از روابط بیان‌شده در مقاله [۱۲]

- مقایسه اندازه CCF تخمین زده‌شده در $\alpha = 0$ و برای

$$\Gamma \text{ با } |\tau| \in \mathfrak{X}_3 \text{ یا } |\tau| \in \mathfrak{X}_0$$

اگر حداقل k مقدار از اندازه‌های CCF تخمین زده‌شده در بازه $|\tau| \in \mathfrak{X}_3$ از آستانه بیشتر شود آنگاه:

- سیگنال دریافتی ST3-OFDM شناسایی می‌شود.
 در غیر این صورت:

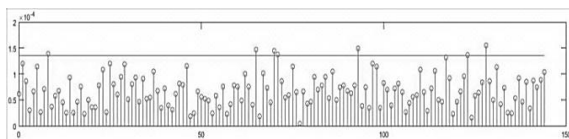
اندازه‌های CCF تخمین زده‌شده در بازه $|\tau| \in \mathfrak{X}_0$ با آستانه مقایسه می‌گردد اگر حداقل k مقدار از آن بالاتر از حد آستانه باشد آنگاه:

- سیگنال دریافتی AL-OFDM شناسایی می‌شود. در غیر این صورت، سیگنال دریافتی SM-OFDM شناسایی می‌شود.

۴. نتایج شبیه‌سازی

بر مبنای الگوریتم بیان‌شده در بخش قبل نتایج به دست‌آمده برای تفکیک سیگنال‌های SM-OFDM، AL-OFDM و ST3-OFDM به صورت زیر می‌باشد:

شکل (۳، ۴ و ۵) مقادیر CCF برای سیگنال‌های مختلف نسبت به حد آستانه را نشان می‌دهد. سیگنال شبیه‌سازی شده با $N = 32$ ، $v = 4$ ، تعداد فریم $(N_s = 10^5)$ و SNR = 10dB در کانال محوشونده رایلی است.



شکل (۳): تخمین اندازه CCF برای سیگنال SM-OFDM

$$\mathfrak{X}_6 = \{2N, \dots, 2N + 4v\}$$

$$\mathfrak{X}_7 = \{N + 2v - 2N_w - 2, \dots, 3N + 2v + 2N_w - 2\}$$

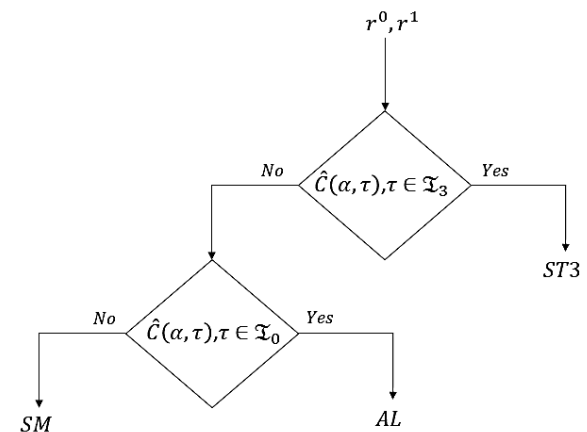
$$\mathfrak{X}_8 = \{2N + 2v - 2N_w - 2, \dots, 2N + 2v + 2N_w - 2\}$$

به وضوح می‌توان دید که از CCF به‌عنوان ویژگی متمایزکننده برای سیگنال‌های SM-OFDM، AL-OFDM و ST3-OFDM در نظر گرفته شود لذا در اینجا به منظور توسعه الگوریتم شناسایی سیگنال مورد استفاده قرار می‌گیرد.

۳-۳ الگوریتم شناسایی برای تشخیص سیگنال‌های STBC-OFDM

نمودار بلوکی الگوریتم تشخیص پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده شده است. با توجه به اینکه CCF در CF‌های مختلف دارای مقادیر نزدیک به هم می‌باشند برای ساده کردن الگوریتم فقط $\alpha = 0$ را استفاده می‌کنیم بنابراین، تخمین CCF در $\alpha = 0$ و مقادیر مختلف τ به صورت رابطه (۳۸) در نظر گرفته می‌شود:

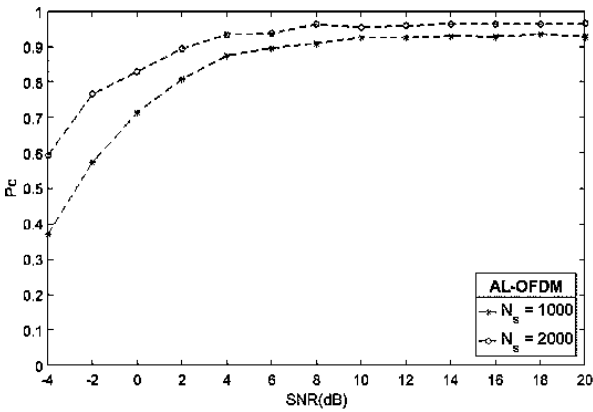
$$\hat{C}(\tau) = \frac{1}{M_r} \sum_{m=0}^{M_r-1} r^{(0)}(m)r^{(1)}(m + \tau) \quad (38)$$



شکل (۲): نمودار بلوکی الگوریتم پیشنهادی

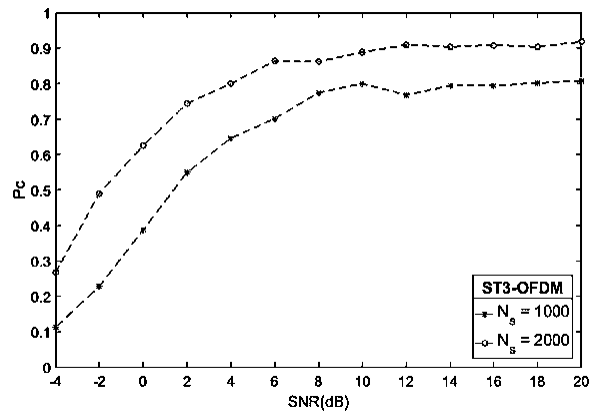
که M_r تعداد نمونه‌های دریافتی برابر $N_s(N + v)$ است که N_s تعداد سنبیل‌های OFDM می‌باشد. بر این اساس، در مرحله اول برای سیگنال ورودی مقدار تخمینی CCF با توجه به مقادیر مختلف τ محاسبه می‌شود و سپس در مرحله دوم، دامنه CCF تخمینی با حد آستانه بر مبنای یک معیار هشدار غلط ثابت مقایسه می‌شود. نحوه محاسبه حد آستانه بر مبنای آنچه در مقاله [۱۲] بیان شده است در نظر گرفته می‌شود. با توجه به روابط (۳۴-۳۷) و بازه‌های به دست‌آمده برای هر یک و نیز با توجه به آنچه در مقاله [۱۲] بیان گردیده است بازه مناسب برای تشخیص AL-OFDM، \mathfrak{X}_0 بوده و بازه مناسب برای تشخیص ST3-OFDM، \mathfrak{X}_3 می‌باشد.

شکل (۸) احتمال شناسایی صحیح سیگنال AL-OFDM با $N = 32$ ، $v = 4$ در N_s های مختلف و $P_F = 10^{-2}$ در کانال محوشونده را در SNRهای مختلف نشان می‌دهد که این نتایج مطابق نتایج به دست آمده در مقاله [۱۲] می‌باشد. برای بررسی بیشتر نتایج برای سیستم‌های AL-OFDM به مقاله [۱۲] مراجعه شود.

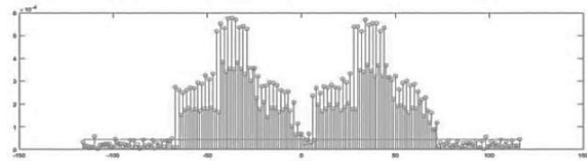


شکل (۸): احتمال شناسایی صحیح سیگنال AL-OFDM در N_s های مختلف

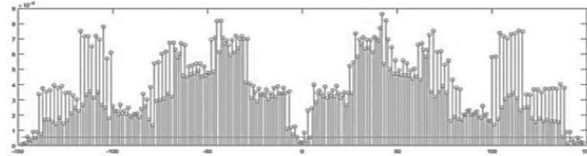
شکل (۹) احتمال شناسایی صحیح سیگنال ST3-OFDM با $N = 32$ ، $v = 4$ در N_s های مختلف و $P_F = 10^{-2}$ در کانال محوشونده را در SNRهای مختلف نشان می‌دهد. با توجه به شکل می‌توان دید که عملکرد شناسایی صحیح این سیگنال‌ها با افزایش تعداد N_s بهتر می‌شود. برای مثال در $SNR = 4$ dB عملکرد الگوریتم پیشنهادی برای $N_s = 1000$ تقریباً ۶۰ درصد بوده و با افزایش N_s به مقدار $N_s = 2000$ این مقدار به تقریباً ۸۰ درصد می‌رسد. حال اگر عملکرد الگوریتم پیشنهادی در $N_s = 10000$ در نظر گرفته شود (شکل ۱۰) احتمال شناسایی صحیح سیگنال به ۹۹ درصد می‌رسد.



شکل (۹): احتمال شناسایی صحیح سیگنال ST3-OFDM در N_s های مختلف

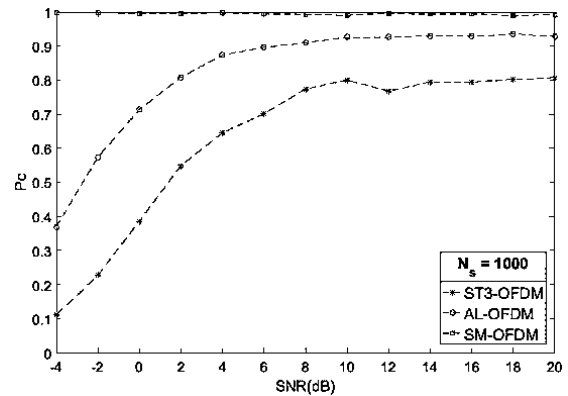


شکل (۴): تخمین اندازه CCF برای سیگنال AL-OFDM

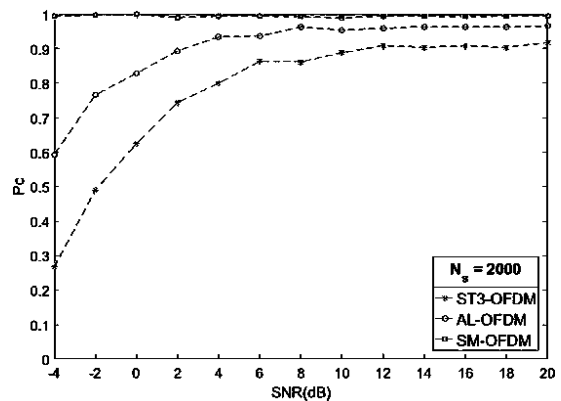


شکل (۵): تخمین اندازه CCF برای سیگنال ST3-OFDM

شکل (۶ و ۷) احتمال شناسایی صحیح سیگنال‌های مختلف با $N = 32$ ، $v = 4$ و $P_F = 10^{-2}$ برای $N_s = 1000, 2000$ در کانال محوشونده را در SNRهای مختلف نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل دیده می‌شود عملکرد شناسایی AL-OFDM نسبت به ST3-OFDM بهتر است. دلیل این امر به خاطر اضافه شدن یک آنتن بیشتر در فرستنده بوده که می‌تواند در بهره دایورسیتی در گیرنده اثر بگذارد.



شکل (۶): احتمال شناسایی صحیح انواع سیگنال‌های $N_s = 1000$ در MIMO-OFDM



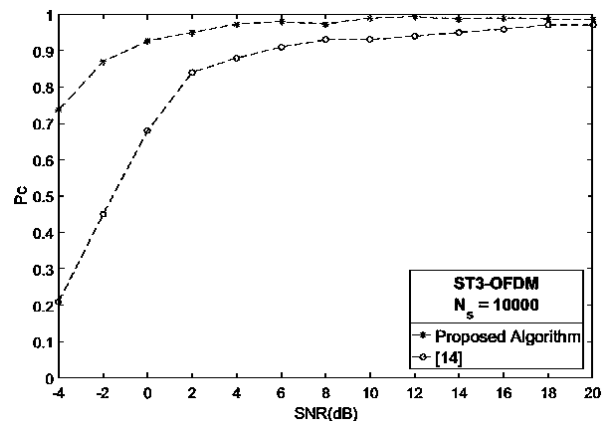
شکل (۷): احتمال شناسایی صحیح انواع سیگنال‌های $N_s = 2000$ در MIMO-OFDM

مفید باشد. شناسایی MIMO-OFDM از طریق دو آنتن نیاز به استفاده از دو گیرنده و دیگر تجهیزات وابسته به آن را خواهد داشت که استفاده از یک آنتن برای شناسایی MIMO-OFDM می‌تواند به کم کردن تجهیزات کرده و به طبع آن منجر به بهبود قدرت عکس‌العمل و تاکتیکی کردن سامانه‌ها خواهد شد.

۵. مراجع

- [1] W. Su, J. Xu, and M. Zhou, "Real-time Modulation Classification Based on Maximum Likelihood," IEEE Communications Letters, vol. 12, pp. 801–803, Nov. 2008.
- [2] W. Gardner and C. Spooner, "Signal Interception: Performance Advantages of Cyclic-Feature Detectors," IEEE Transactions on Communications, vol. 40, pp. 149–159, Jan. 1992.
- [3] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness, and W. Su, "A Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Developments," IET Communications, vol. 1, pp. 137–156, Apr. 2007.
- [4] T. Ulversoy, "Software Defined Radio: Challenges and Opportunities," IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 12, pp. 531–550, Sep. 2010.
- [5] D. Cabric, "Addressing Feasibility of Cognitive Radios," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 25, pp. 85–93, Nov. 2008.
- [6] T. Yucek and H. Arslan, "A Survey of Spectrum Sensing Algorithms for Cognitive Radio Applications," IEEE Communications Surveys and Tutorials, vol. 11, pp. 116–130, Mar. 2009.
- [7] A. Ghosh, J. Zhang, J. Andrews, and R. Muhamed, "Fundamentals of LTE," Prentice Hall, 2010.
- [8] C. Eklund, R. B. Marks, K. Stanwood, and S. Wan, "IEEE standard 802.16: A technical overview of the wireless MAN air interface for broadband wireless access," Wireless Personal Communications, vol. 40, pp. 98–107, June 2002.
- [9] J. Andrews, A. Ghosh, and R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking," Prentice Hall, 2007.
- [10] O. Torabian, K. Mohamedpour, A. Golestani, and H. Ahmadian Yazdi, "Blind Frequency Offset Estimation using Adaptive Algorithms in Non-Coherent OFDM Systems," Journal of Electronical & Cyber Defence, vol. 3, no. 4, 2016. (In Persian)
- [11] Y. A. Eldemerdash, O. A. Dobre, and M. Öner, "Signal identification for multiple-antenna wireless systems: Achievements and challenges," IEEE Commun. Surveys Tut., vol. 18, no. 3, pp. 1524–1551, 2016.
- [12] E. Karami and O. A. Dobre, "Identification of SM-OFDM and ALOFDM signals based on their second-order cyclostationarity," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 64, pp. 942–953, Mar. 2015.
- [13] M. Marey, O. A. Dobre, and R. Inkol, "Novel algorithm for stbc-ofdm identification in cognitive radios," in Proc. IEEE ICC. IEEE, pp. 2770–2774, 2013.
- [14] M. Marey, O. A. Dobre, and R. Inkol, "Blind STBC identification for multiple-antenna OFDM systems," IEEE Trans. Commun., vol. 62, pp. 1554–1567, May 2014.
- [15] Y. A. Eldemerdash, O. A. Dobre, O. Aljretan, and T. Yensen, "A robust modulation classification method for psk signals using random graphs," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, pp. 1–4, 2018.

شکل (۱۰) عملکرد الگوریتم پیشنهادی را برای ST3-OFDM نسبت به روش ارائه‌شده در مقاله [۱۴] نشان می‌دهد. با توجه به شکل (۱۰) احتمال شناسایی صحیح برای ST3-OFDM در $N_s = 10000$ برای الگوریتم پیشنهادی در $SNR = 0dB$ برابر ۹۲ درصد می‌باشد درحالی‌که احتمال شناسایی صحیح برای مقاله [۱۴] برابر ۶۸ درصد می‌باشد لذا عملکرد الگوریتم پیشنهادی نسبت به مقاله [۱۴] عملکرد قابل قبولی دارد.



شکل (۱۰): مقایسه عملکرد الگوریتم پیشنهادی با مقاله [۱۴] برای ST3-OFDM

۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله روشی برای تشخیص انواع سیستم STBC-OFDM پیشنهاد شده است که از ایستایی چرخشی استفاده می‌کند. در این روش بر روی شناسایی انواع سیستم STBC-OFDM با سه آنتن فرستنده توسط دو آنتن گیرنده تمرکز شده است تمرکز می‌کند.

با توجه به روش پیشنهادی هرچه تعداد سمبل‌های OFDM بیشتر باشد عملکرد الگوریتم بهبود می‌یابد برای مثال: اگر تعداد سمبل‌های OFDM، ۱۰۰۰ باشد در $SNR = 4 dB$ برای شناسایی ST3-OFDM با احتمال ۶۰ درصد امکان تشخیص صحیح وجود دارد حال اگر تعداد سمبل‌های OFDM، ۲۰۰۰ باشد احتمال تشخیص صحیح آن به ۸۰ درصد خواهد رسید. عملکرد این الگوریتم برای AL-OFDM نسبت به ST3-OFDM بهتر است اما هرچه تعداد سمبل‌های OFDM افزایش یابد عملکرد این الگوریتم برای این دو سیستم نزدیک‌تر خواهد شد. این روش حساسیت کمی نسبت به آفست زمانی و شرایط کانال دارد.

از جمله فعالیت‌هایی که می‌توان در این زمینه انجام داد شناسایی انواع MIMO-OFDM با کمک یک آنتن است. استفاده از یک آنتن مزیت خوبی برای پیاده‌سازی الگوریتم در عمل خواهد داشت. شناسایی MIMO-OFDM با یک آنتن به‌جای استفاده از دو آنتن از لحاظ تاکتیکی و پیچیدگی می‌تواند بسیار

