

تشخیص کور سیستم‌های OFDM در ماهواره‌های باند وسیع و شبکه پایه

کرامت قربانی^{۱*}، پاییز عزمی^۲

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشگاه جامع امام حسین (ع)^۲ - استادیار، مخابرات، دانشگاه تربیت مدرس
(دریافت: ۹۳/۲/۱۶، پذیرش: ۹۳/۵/۲۲)

چکیده

ظرف چند سال گذشته، فناوری سیستم‌های OFDM در شبکه‌های مختلط ماهواره‌ای نظامی و تجاری بسیار توسعه پیدا کرده است؛ لذا توجه به تشخیص کور سیستم‌های فوق برای مدیریت طیف و کاربردهای نظامی بسیار مهم و کارگشا خواهد بود. هر سیستم OFDM، برحسب فاصله فرکانسی زیرحامل متفاوت با یکدیگر فرق می‌کنند. پس با الگوریتم‌های تشخیص کور می‌توان به تفکیک و شناسایی سیستم‌های موجود پرداخت. در این مقاله، روش‌های تشخیص کور سیستم‌های مبتنی بر مدولاسیون OFDM بررسی می‌شوند و با استفاده از روش‌های فوق به تخمین پارامترهای سیگنال سیستم‌های OFDM شبکه‌های فرضی ماهواره‌ای پرداخته می‌شود که از مدولاسیون‌های OFDM پیچیده و ترکیبی برای مقابله با عملیات جمینگ، کارایی بهینه طیف و افزایش ظرفیت سیستم‌هایشان استفاده می‌نمایند. همچنین نشان داده می‌شود که تابع شباهت ML، عملکرد بهتری نسبت به سایر روش‌های مطرح شده دارد و روش ایستادن دوره‌ای با رعایت یک موازنه مناسب (بسته به شرایط کانال و طول پیشوند دوره‌ای) برای تخمین پارامترهای سیگنال OFDM شبکه‌های مختلط ماهواره‌ای قابل استفاده‌تر از بقیه روش‌های مطرح شده خواهد بود.

واژه‌های کلیدی: OFDM، تشخیص کور، مدولاسیون، الگوریتم، ماهواره

۱. مقدمه

ماهواره‌ای مثل شبکه‌های ماهواره‌ای WGS^۲ و شبکه‌های رادیویی JTRS^۳ دلیل محکمی بر این مطلب می‌باشد که نویسنده در سمینار و پایان‌نامه کارشناسی ارشد خود به گوشه مهمی از فناوری سیستم‌های مخابرات ماهواره‌ای پرداخته است. بنابراین، توجه به فناوری‌هایی از قبیل مدولاسیون OFDM، فناوری MIMO^۴، آنتن‌های هوشمند، رادیوهای Cognitive و استفاده ترکیبی از فناوری‌های فوق در انواع شبکه‌های مختلط ماهواره‌ای و زمینی بسیار حائز اهمیت می‌باشد. ضمن آنکه، هم‌اکنون این‌گونه از فناوری‌ها در سایر حوزه‌های نظامی و تجاری هم استفاده می‌شود. لذا، نویسنده این مقاله تلاش می‌نماید که "الگوریتم‌های تشخیص کور مدولاسیون OFDM در شبکه‌های ماهواره‌ای" و نتایج شبیه‌سازی انجام‌یافته را تشریح نماید و لزوم توجه به این عرصه را برای فرماندهان و مدیران عالی‌رتبه، دانشگاه‌ها، مراکز تحقیقاتی و

ظرف چند سال گذشته، افزایش تقاضای پهنای باند وسیع و سرویس‌های با کیفیت تضمین شده در بستر پویای شبکه اینترنت و ضرورت ارائه سرویس مطمئن ارتباطی در حین حرکت برای کاربران خاص به‌ویژه نیروهای نظامی، شرکت‌های دانش‌بنیان، مراکز تحقیقاتی، دانشگاه‌های معروف و محققان برجسته آنها را وادار کرده است که به این قبیل از خواسته‌های کاربران نظامی و تجاری پاسخ داده شود. فناوری مدولاسیون OFDM^۱ به‌عنوان یک لایه فیزیکی بهینه برای پاسخ‌گویی به این نیازمندی‌های مطرح شده در شبکه‌های بی‌سیم برد کوتاه و بلند زمینی، شبکه‌های ماهواره‌ای و شبکه‌های مختلط به‌کارگیری می‌شود. وجود دستگاه‌های سیار، سیستم‌ها، تجهیزات و ترمینال‌های متعدد در شبکه‌های مختلط

* رایانامه نویسنده مسئول: kghorbani89@gmail.com

4- Multiple Input Multiple Output (MIMO)

۵- این رادیوها، به سنجش طیف محیط اطراف خود پرداخته و به‌طور خودکار و هوشمند خود را با رادیوهای مجاورشان سازگار می‌نمایند.

1- Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

2- Wideband Global Satellites (WGS)

3- Joint Tactical Radio Systems (JTRS)

محافظ می‌باشد؛ پس فاصله زیرحامل برابر $\frac{1}{NT_c}$ خواهد بود. طول پیشوند دوره‌ای نسبت به DT_c تنظیم می‌شود و دوره تناوب کل سیگنال OFDM بعد از اضافه‌سازی پیشوند مناسب برابر است با:

$$T_s = (N+D)T_c \quad (2)$$

دامنه فیلتر شکل‌دهی پالس مستطیلی $g_a(t)$ سیگنال OFDM بایستی برابر یک باشد اگر $0 \leq t \leq T_s$ باشد؛ در غیر این صورت برابر صفر خواهد بود. بلوک K از سیمبل‌های سیگنال OFDM ارسالی از یک کانال چندمسیری با ترکیبی از L مسیر عبور می‌نماید و دامنه و تأخیر مسیر به ترتیب با λ_l و τ_l نمایش داده می‌شوند. پس سیگنال دریافتی به صورت زیر قابل ارائه و بیان کردن خواهد بود:

$$Y_a(t) = \left(\sum_{l=1}^L \lambda_l s_a(t - \tau_l) \right) e^{2\pi i b_a t} + b_a(t) \quad (3)$$

که در آن: $b_a(t)$ نویز سفید گوسی با متوسط صفر و تقارن دایروی با واریانس σ^2 در بعد مختلط است و δ_f افسست فرکانسی نسبت به اسیلاتور محلی یا اثر داپلر می‌باشد. سیگنال دریافتی و پیوسته $Y_s(t)$ با فرکانس $\frac{1}{T_s}$ نمونه‌برداری می‌شود. به عبارت دیگر، برای برآورده‌سازی حد شانون، فرکانس نمونه‌برداری باید بزرگتر از پهنای باند سیگنال OFDM و بزرگتر از $\frac{1}{T_s}$ باشد. T_0 پریود پنجره مشاهده و $M = \lfloor \frac{T_0}{T_s} \rfloor$ که M معرف تعداد نمونه‌های موجود در پنجره [X] است. پس سیگنال گسسته بعد از نمونه‌برداری به صورت $Y(m) = Y_a(mT_s)$ بیان می‌گردد و چنین نوشته می‌شود:

$$Y(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \times \left(\sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \lambda_l a_{k,n} e^{\frac{2\pi i n T_c}{NT_c} - \frac{2\pi i m n T_c}{NT_c} - \frac{2\pi i (k+1) D T_c}{NT_c}} g_a(m T_c - \tau_l - k(N+D)T_c) \right) e^{2\pi i \Delta f m} + b(m) \quad (4)$$

در رابطه فوق، Δf افسست فرکانس حامل نرمالیزه می‌باشد. با تلفیق رابطه‌های سه و چهار، رابطه (۵) به شرح زیر در می‌آید:

$$Y(m) = \left(\sum_{l=1}^L \lambda_l s_a(mT_c - \tau_l) \right) e^{2\pi i \Delta f m} + b(m), \Delta f = \delta_f T_c, b(m) = b_s(mT_c) \quad (5)$$

برای انتخاب استاندارد قابل استفاده در سامانه مربوطه، در ابتدا، نیاز به شناخت فاصله زیرحاملی است که با معکوس‌گیری از NT_c معلوم می‌شود. همچنین توجه کنید که در معادله (۵)، $k, \lambda_l, a_{k,n}$ و Δf نامعلوم هستند. روش‌های بهینه‌سازی Kurtosis و همبستگی دوره‌ای، به مدل سیگنال ارائه‌شده در معادله فوق تکیه دارند. روش‌های ML و فیلتر منطبق با فرض شرایط $L=1, \lambda_l=1$ و $\tau_l=0$ عملیات تخمین را انجام می‌دهند [۳-۸].

دفاعی، شرکت‌های دانش‌بنیان، محققان و دانش پژوهان علاقه‌مند و جوان کشور توصیه کند [۱-۳].

فرآیند تشخیص کور و استخراج پارامترهای سیگنال سیستم‌های مخابرات دیجیتال به صورت گسترده‌ای در چند دهه گذشته برای کاربردهای نظامی مطالعه و بررسی شده است. این مطالعات، سهم زیادی در ارتباط با شناسایی پارامترهای سیگنال‌های تک‌حاملی و مدوله‌شده با مدولاسیون‌های خطی داشته است. در ارتباط با شناسایی سیگنال‌های OFDM فقط چند مقاله در ادبیات فنی موضوع قابل بازبایی می‌باشد. حجم کم مقالات موجود، این حقیقت را آشکار می‌سازد که سیستم‌های مبتنی بر OFDM فقط ظرف چند سال گذشته بروز و ظهور پیدا کرده است. مدولاسیون‌های OFDM، اکنون در اکثر استانداردهای متداول شبکه‌های بی‌سیم و شبکه‌های مختلط ماهواره‌ای استفاده می‌شود. گیرنده این چنین سیستم‌هایی بایستی بتواند سیستم‌های مبتنی بر سیگنال OFDM را از یکدیگر تشخیص دهد. با تخمین فاصله زیرحامل سیگنال OFDM و طول پیشوند دوره‌ای، سیستم‌های مورد نظر طبق مدهای مختلف یک استاندارد یکسان شناسایی می‌شوند. از این گذشته، برای کاربردهای نظامی، مرحله سنکرون‌سازی زمانی و فرکانسی به منظور بازبایی اطلاعات، حیاتی می‌باشد [۳].

این مقاله به صورت زیر سازماندهی می‌شود: در بخش دوم، مدل سیگنال سیستم‌های OFDM به طور خلاصه و اجمال یادآوری و مرور می‌شود. در بخش سوم، الگوریتم‌های مناسب تشخیص کور، تشریح و توصیف می‌شود که جز همبستگی دوره‌ای، بقیه روش‌ها به مراحل سنکرون‌سازی زمانی و فرکانسی، پیش از عملیات تخمین نیاز خواهند داشت. در بخش چهارم، نتایج شبیه‌سازی‌های صورت گرفته و برای تحلیل و ارزیابی عملکرد الگوریتم‌های مورد نظر بررسی می‌گردد و در بخش پنجم، جمع‌بندی و نتیجه‌گیری این مقاله ارائه می‌شود.

۲. مدل سیگنال سیستم‌های OFDM

مدل سیگنال OFDM یک فرستنده سیستم مرتبط را می‌توان به صورت زیر نوشت که در آن، دنباله $a_{k,n}$ معرف سیمبل‌های دپتای ناشناخته ارسالی در n زیرحامل و k بلوک سیگنال OFDM می‌باشد [۴]:

$$S_a(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} e^{\frac{2\pi i (t-kT_s-DT_c)}{NT_c}} g_a(t-kT_s) \quad (1)$$

فرض می‌شود که این سیمبل‌ها مستقل و دارای توزیع یکنواختی هستند. N تعداد زیرحامل‌ها و $\frac{1}{T_c}$ نرخ سیمبل اطلاعات بدون پریود

DT_c ، تابع احتمال y بایستی روی بردار a متوسط گیری نماید لذا این مسئله به پیچیدگی اجرای تخمین زن ML منجر خواهد شد. برای غلبه بر این معضل، فرض می شود که بردار a مثل پارامترهای مورد نظر، معلوم باشد که منجر به تابع احتمال شباهت معین می گردد و یا اینکه یک بردار گوسی خواهد بود که به تابع احتمال گوسی GML منجر می شود. فرض می شود که دیتای ارسالی a یک بردار تصادفی با توزیع یکنواخت باشد. پس تابع احتمال، گوسی نامیده شده و با $P_g(y|\theta)$ قابل بیان به صورت بسته و فرضیات زیر خواهد بود. در نتیجه، فرآیند چند متغیره y یک فرآیند گوسی متقارن با متوسط صفر و ماتریس کوواریانس $E[yy^H]$ می باشد و تابع احتمال شرطی با متوسط گیری روی پارامتر تخمین به صورت زیر بیان می شود:

$$E[yy^H] = 2\sigma_a^2 F_\theta F_\theta^H + 2N_0 Id_M \quad (9)$$

فرض کنید Id ماتریس شناسه و A ماتریسی دیگر و سازگار در ابعاد باشند. اگر دترمینان $\det(Id+AA^H)=\det(Id+A^H A)$ و $Id-A(Id+A^H A)^{-1}A^H=(Id+A^H A)^{-1}$ خاصیت منجر به تابع احتمال شرطی زیر می شود:

$$P_g(y|\theta) \propto \frac{1}{\det(2\sigma_a^2 F_\theta F_\theta^H + 2N_0 Id_{KN})} \times e^{-\frac{\sigma_a^2}{N_0} y^H F_\theta (2\sigma_a^2 F_\theta F_\theta^H + 2N_0 Id_{KN})^{-1} F_\theta^H y} \quad (10)$$

بیشینه سازی تابع احتمال $P_g(y|\theta)$ مثل آن است که $-\log P_g(y|\theta)$ کمینه شود. پس خواهیم داشت:

$$[\hat{N}, \hat{DT}_c, \hat{NT}_c] = \arg \min J_{GML}(\hat{N}, \hat{DT}_c, \hat{NT}_c) \quad (11)$$

$$J_{GML}(\hat{N}, \hat{DT}_c, \hat{NT}_c) = \log(\det(2\sigma_a^2 F_\theta F_\theta^H + 2N_0 Id_{KN})) - \left(\frac{\sigma_a^2}{N_0}\right) y^H F_\theta (2\sigma_a^2 F_\theta F_\theta^H + 2N_0 Id_{KN})^{-1} F_\theta^H y \quad (12)$$

توجه کنید K مقدار آزمایشی برای تعداد بلوک سیمبل های OFDM است که به مقدار $\hat{\theta}$ آزمایشی بستگی دارد چون $\hat{k} = \lfloor \frac{T_0}{(NT_c + DT_c)} \rfloor$ می باشد. به علاوه، ابتداء باید نسبت سیگنال به نویز (تهیه شده توسط $\frac{\sigma_a^2}{N_0}$) تخمین زن های GML تخمین زده شود [۳، ۵، ۷].

۲.۳. فیلتر منطبق

فیلتر منطبق به عنوان یک گیرنده بهینه در اکثر سیستم های مخابراتی و سیستم های راداری به وفور استفاده می شود. این روش با

۳. الگوریتم های تخمین کور پارامترهای سیگنال

OFDM

برای تشخیص کور سیگنال سیستم های OFDM، مطابق با استانداردهای موجود و شناسایی و تفکیک سیگنال های فوق از یکدیگر در گیرنده های بهینه، باید پارامترهایی از قبیل پیوند مفید سیمبل دیتا، طول پیشوند دوره ای و نسبت پیوند دوم به پیوند اول یعنی $\beta = \frac{DT_c}{NT_c}$ توسط الگوریتم های مناسب تخمین زده شوند؛ پس آشنایی با الگوریتم های مطرح ضروری می باشد. لذا در این بخش، مباحث نظری و تئوریک سه الگوریتم همبستگی دوره ای، فیلتر منطبق و تابع شباهت حداکثر ML به تفکیک و به شرح زیر بررسی و ارائه می گردد.

۱.۳. تابع شباهت حداکثر ML

سیگنال دریافتی به فرم ماتریس شرح داده می شود و فرض می کنیم یک کانال AWGN با سنکرون سازی کامل زمانی و فرکانسی معلوم باشد. همه نمونه های سیگنال دریافتی را به صورت یک بردار $Y=[y(0), y(1), \dots, y(M-1)]$ در پشته ذخیره می کنیم و با استفاده از معادله (۵) و تحت شرایط AWGN و فرضیات سنکرون کامل ($L=1, \lambda_l=1, \Delta f=0$) داریم:

$$Y = F_\theta a + b \quad \Theta = [N, NT_c, DT_c] \quad (6)$$

Θ معرف مجموعه پارامترهای یک سیستم OFDM و F_θ ماتریسی است که با برقراری شرط زیر، باید در معادله (۱۴) صدق کند:

$$0 \leq mT_e - k(N+D)T_c < (N+D)T_c, \frac{mT_e}{T_s} - 1 < k \leq \frac{mT_e}{T_s}, \frac{T_0}{T_s} - 1 < k \leq \frac{T_0}{T_s} \quad (7)$$

در معادله بالا، T_0 و T_s به ترتیب معرف پیوند پنجره مشاهده و پیوند سیمبل سیگنال OFDM می باشد. در نتیجه برای یک m معلوم، فقط یک مقدار منحصر به فردی از بلوک k وجود دارد که معروف به k_m است. پس غیر از مولفه های m و k ، بقیه مولفه های ماتریس F_θ از مولفه های تهی و یا صفر تشکیل خواهند شد.

$$[F_\theta]_{m, k_m N + n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j \frac{2\pi n m T_e}{N T_c}} e^{j \frac{2\pi n (k_m + 1) D T_c}{N T_c}} \quad (8)$$

به ازای $m=0$ تا $M-1$ و $n=0$ تا $N-1$ ، $[F_\theta]_{m, k_m N + n}$ متناسب با مولفه m ردیف و $k_m N + n$ ستون F_θ می باشد. در حالت کلی، چون دیتای ارسالی a معلوم است و برای استخراج پارامترهای N, NT_c و

فایق می‌آید.

فرض کنید که $R_y(n, m) = E[y(n+m)y^*(m)]$ تابع همبستگی سیگنال دریافتی توسط معادله (۵) باشد و به خاطر سادگی فرض می‌شود که $\frac{NT_c}{T_c}$ یک عدد صحیح باشد. در شرایط AWGN ($L=1, \lambda_l=1, \tau_l=0$)، حضور پیشوند دوره‌ای در ابتدای هر بلوک سیمبل دیتای سیگنال OFDM، یک همبستگی دوره‌ای القا می‌کند. چون برای مقادیر سه‌گانه $m=0$ و $[\frac{NT_c}{T_c}, -\frac{NT_c}{T_c}]$ برآورده نمی‌شود و مقادیر صفری دارد؛ پس تابع همبستگی فوق را می‌توانیم به صورت زیر بیان کنیم:

$$R_y(n, m) = R_y(n, 0)\delta(m) + R_y(n, \alpha)\delta(m - \alpha) + R_y(n, -\alpha)\delta(m + \alpha), \quad \alpha = \frac{NT_c}{T_c} \quad (16)$$

یادآوری می‌شود که در معادله (۱۶)، اولین جمله $R_y(n, 0)$ برابر با $1 + \sigma^2$ است و اطلاعاتی راجع به پارامترهای سیگنال OFDM فراهم نمی‌کند. جملات دوم و سوم به صورت زیر قابل نوشتن می‌باشند:

$$R_y(n, m) = \sum_{k \in Z} g(n + \alpha - ka(1 + \beta))g^*(n - ka(1 + \beta)) \quad (17)$$

با $\beta = \frac{DT_c}{NT_c}$ و $g(n) = g_a(nT_c)$ این جملات، اطلاعات مفیدی راجع به پارامترهای OFDM همچون DT_c و NT_c فراهم می‌نماید. همین که تمایل $n \rightarrow R_y(n, \alpha)$ یک تابع شبه پریودیک و یا یک تابع پریودیک باشد؛ بسط سری‌های فوریه آن به صورت زیر قابل تجزیه می‌باشد:

$$R_y(n, \alpha) = \sum_{p \in Z} R_y(\alpha) \frac{P}{\alpha(1 + \beta)} (\alpha) e^{2\pi i n p / \alpha(1 + \beta)} \quad (18)$$

$R_y(\alpha)$ فرکانس دوره‌ای، همبستگی دوره‌ای سیگنال y می‌باشد. تخمین پارامترهای NT_c و DT_c سیگنال OFDM توسط پارامترهای α و β می‌تواند قابل اجرا باشد. طرح شناسایی ما بر پیشینه‌سازی تابع هزینه زیر متکی خواهد بود:

$$(\alpha, \beta) \rightarrow J_{cc}^{(N_b)}(\alpha, \beta) = \frac{1}{2N_b + 1} \sum_{p=-N_b}^{N_b} |R_y(\alpha)|^2 \quad (19)$$

که N_b تعداد فرکانس‌های دوره‌ای داده شده برای تابع هزینه فوق می‌باشد. این تابع بایستی به طور توأمان روی $\tilde{\alpha}$ و $\tilde{\beta}$ پیشینه‌سازی بشوند. پس این روش، تخمین فاصله زیرحامل (به طور مستقیم با α است) که منجر به پیشینه‌سازی زیر می‌شود:

$$\hat{\alpha} = \arg \max \{ \max_{J_{cc}}(\tilde{\alpha}, \tilde{\beta}) \tilde{\beta} \left\{ \frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32} \right\} \} \quad (20)$$

یک آستانه مناسب می‌تواند سیگنال به نویز سیستم را تا حد قابل قبولی بهبود بخشد. افست‌های فرکانسی و زمانی در الگوریتم ML به عنوان پیش‌مراحل باید در فرایند تخمین در نظر گرفته شود. با بررسی معادله (۵)، تحت شرایط AWGN و سنکرون کامل مشاهده می‌کنیم که گیرنده فیلتر منطبق مرتبط با پارامترهای مناسب θ شامل چندین سیگنال دریافتی y با F_θ^H و یک آستانه تصمیم مناسب می‌باشد. معیار لازم برای تخمین باید طوری شکل بگیرد که مرتبط با پیشینه‌سازی انرژی $y F_\theta^H$ نسبت به $\tilde{\theta}$ باشد. چون فاصله اقلیدسی $F_\theta F_\theta^H$ وابسته به $\tilde{\theta}$ می‌باشد؛ پس، به استفاده از یک تابع هزینه نرمالیزه زیر اکتفا می‌کنیم:

$$[\hat{N}, \hat{DT}_c, \hat{NT}_c] = \arg \max J_{MF}(\tilde{N}, \tilde{DT}_c, \tilde{NT}_c) \quad (13)$$

$$J_{MF}(\tilde{N}, \tilde{DT}_c, \tilde{NT}_c) = \frac{E[\|y F_\theta^H\|^2]}{\|F_\theta F_\theta^H\|_F} \quad (14)$$

که در رابطه فوق، $\|\cdot\|$ معرف فاصله اقلیدسی می‌باشد و $\|A\|$ صورت فروبنیوس ماتریس A است که معادل با $\sqrt{\text{tr}(A^H A)}$ می‌باشد و به جای ماتریس A می‌توان از $F_\theta F_\theta^H$ استفاده نمود. پس تخمین زن فیلتر منطبق به صورت زیر، قابل ارائه خواهد بود:

$$[\hat{N}, \hat{DT}_c, \hat{NT}_c] = \arg \max J_{MF}^{\hat{}}(\tilde{N}, \tilde{DT}_c, \tilde{NT}_c),$$

$$J_{MF}^{\hat{}}(\tilde{N}, \tilde{DT}_c, \tilde{NT}_c) = \frac{E[\|y F_\theta^H\|^2]}{\|F_\theta F_\theta^H\|_F} \quad (15)$$

پایه‌سازی این روش با استفاده از ماتریس الگوریتم ML و توسط معادله (۱۵) انجام می‌شود. این روش نسبت به تابع شباهت از پیچیدگی کمتری برخوردار است و به لحاظ عملکرد در سیگنال به نویزهای مناسب مثل روش فوق می‌باشد [۸،۳].

۳.۳. الگوریتم ایستادن دوره‌ای

پیشوند دوره‌ای در سیستم CP-OFDM، خاصیت ایستادن متناوب القا می‌کند که برای شناسایی پارامترهای سیگنال سیستم‌های OFDM قابل استفاده می‌باشد. توجه داشته باشید که این الگوریتم نیاز به سنکرون زمانی و فرکانسی ندارد. بنابراین فرض می‌کنیم که سنکرون کامل و بدون افت تحت AWGN در این روش برقرار است. به علاوه، بخشی از کانال چندمسیره، خاصیت همبستگی موردنظر و القایی ناشی از پیشوند دوره‌ای را خراب می‌کند. همچنین مشاهده می‌شود که این الگوریتم، بر خودهمبستگی معمولی در شرایط واقعی (پیشوند دوره‌ای کوچک و یا کانال با چند مسیر قوی)

دریافتی، تعداد فرکانس های چرخشی N_b ، طول زمانی داده ی مفید، طول پیشوند چرخشی و پارامتر آلفا بیش از سایر پارامترهای دیگر روی عملکرد الگوریتم فوق تأثیرگذار می باشد. تعداد سیمبل زیاد، سیگنال به نویز مناسب و طول پیشوند چرخشی مطلوب در عملکرد این الگوریتم بسیار موثر است و طبق جدول (۱)، عملکرد این الگوریتم از میزان ۲۰۰ بلوک سیمبل دریافتی به بالا بسیار خوب می باشد.

در جدول (۱) نتایج عددی دو الگوریتم همبستگی چرخشی و تابع ML نشان داده شده است. برای اندازه گیری طول داده ی مفید Tu توسط الگوریتم همبستگی چرخشی از ۵۰۰ نمونه دریافتی، زیرحامل ۱۲۸ تایی، بلوک ۲۰ تایی، ضریب بتا $(\frac{D}{N})$ با مقدار $\frac{1}{32}$ و سیگنال به نویز ۱۰ دسیبل استفاده شده است. با تابع هزینه الگوریتم فوق، مقادیر اندازه گیری شده برای طول مفید داده ی سیگنال وایمکس سیار و سیگنال OFDM ماهواره ای به ترتیب ۱۰۲/۳۴ و ۰/۵۶ می باشد.

در جدول (۱)، با بلوک کمتر از ۲۰ نشان داده می شود که اندازه گیری طول مفید و به ویژه پیشوند چرخشی با این الگوریتم به شدت تحت تأثیر قرار می گیرد. این نکته بیانگر آن است که روش همبستگی چرخشی مبتنی بر پیشوند چرخشی با مقدار کم، کارایی لازم را در این گونه شرایط نخواهد داشت. برای اندازه گیری طول مفید داده ی Tu با الگوریتم ML علاوه بر پارامترهای قبلی از ۶۴ زیرحامل و ۲ بلوک سیمبل OFDM استفاده شده است. مقادیر اندازه گیری شده برای طول مفید داده ی سیگنال وایمکس سیار و سیگنال OFDM ماهواره ای با این الگوریتم به ترتیب ۱۰۲/۹ و ۰/۵۶ می باشد. همچنین در جدول (۱) مشاهده می شود که دقت تخمین اندازه گیری الگوریتم ML با ۲ بلوک بهتر از ۲۰ بلوک الگوریتم همبستگی چرخشی عمل می نماید. پس این الگوریتم ضعف عملکردی روش همبستگی چرخشی را به دقت جبران می نماید.

در عمل، معیار $J_{cc}^{(N_b)}(\alpha, \beta)$ موجود نیست و بایستی تخمین زده شود. به خاطر می آوریم که همبستگی دوره ای $R_y(\tilde{\alpha})$ توسط رابطه زیر معلوم می شود و تخمین تجربی آن با به صورت زیر $\hat{R}_y(\tilde{\alpha})$ به دست می آید:

$$\hat{R}_y(\tilde{\alpha}) = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} E \{ y(n + \tilde{\alpha}) y^*(m) \} e^{-2\pi i m p / \alpha(1+\tilde{\beta})} \quad (21)$$

که M تعداد نمونه های دریافتی سیمبل OFDM می باشد. با جایگزینی همبستگی دوره ای و تجربی در معادله (۲۴)، α و β بر حسب بیان جملاتی از پارامتر سیگنال OFDM به دست می آوریم:

$$J_{cc}^{(N_b)}(\alpha, \beta) = \frac{1}{2N_b + 1} \sum_{p=-N_b}^{N_b} |R_y(\alpha)|^2 \quad (22)$$

$$\hat{NT}_c = \arg \max \left\{ \begin{array}{l} \max J_{cc}^{(N_b)}(NT_c, DT_c) \\ \beta \in (\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}) \end{array} \right. \quad (23)$$

$$J_{cc}^{(N_b)}(NT_c, DT_c) = \frac{1}{2N_b + 1} \sum_{p=-N_b}^{N_b} \left| \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} y(n + \tilde{\alpha}) y^*(m) e^{-2\pi i m p / \alpha(1+\tilde{\beta})} \right|^2 \quad (24)$$

واضح است که N_b ، تعداد فرکانس های دوره ای داده شده برای اجرای تخمین است که یک اثر مستقیم روی عملکرد این الگوریتم دارد و باید یک موازنه منطقی بین فرکانس دوره ای و پیشوند مربوطه اش برقرار باشد [۳، ۸-۶].

۴. تحلیل نتایج عددی الگوریتم های همبستگی

چرخشی و تابع شباهت ML

الگوریتم های همبستگی چرخشی و تابع شباهت ML دو الگوریتمی هستند که به ترتیب بدترین و بهترین عملکرد را در میان سه الگوریتم معرفی شده ارائه می دهند. عملکرد الگوریتم همبستگی چرخشی مبتنی بر نمونه های سیگنال دریافتی می باشد. تابع هزینه این الگوریتم تعیین می کند که پارامترهایی از قبیل تعداد نمونه های

جدول ۱. نتایج عددی الگوریتم های همبستگی چرخشی و تابع ML

| نام الگوریتم فرضی | تعداد نمونه دریافتی M | تعداد زیرحامل N | تعداد بلوک K | پارامتر Tu طبق استاندارد IEEE802.16e | تخمین پارامتر Tu برای رادیوشناختی | پارامتر Tu طبق استاندارد ماهواره | تخمین پارامتر Tu برای ماهواره |
|-------------------|--------------------------|--------------------|-----------------|--------------------------------------|-----------------------------------|----------------------------------|-------------------------------|
| همبستگی چرخشی | ۵۰۰ | ۱۲۸،۶۴ | ۲۰ | ۱۰۲/۹ | ۱۰۲/۳۴ | ۰/۵۶ | ۰/۵۶ |
| تابع ML | ۵۰۰ | ۱۲۸،۶۴ | ۲ | ۱۰۲/۹ | ۱۰۲/۹ | ۰/۵۶ | ۰/۵۶ |

خوبی از پارامترهای داده سیمبل مفید و پیشوند چرخشی به عمل می‌آورد و همانند الگوریتم‌های ML وابسته به طول پیشوند چرخشی نیست و مستقل از آن عمل می‌نماید. این الگوریتم با یک آستانه زمانی و سیگنال به نویز مناسب می‌تواند عملکرد خوبی را فراهم بیاورد. فیلتر منطبق مثل الگوریتم ML مبتنی بر دنباله‌های داده ارسالی کار می‌کند و برای تخمین مقدار یک پارامتر نیاز به همزمان‌سازی اولیه خواهد داشت.

۶. منحنی‌های شبیه‌سازی الگوریتم‌های تبیین شده

برای تحلیل و ارزیابی عملکرد الگوریتم‌های تشخیص کور هر سیستم OFDM باید پارامترهای تأثیرگذار در آن شناسایی گردد. پارامترهایی از قبیل فرکانس نمونه‌برداری، نویز سفید گوسی، طول مشاهده سیگنال دریافتی، طول پیشوند چرخشی، تأخیر انتشار کانال و همزمان‌سازی زمانی و فرکانسی، میزان حساسیت و یا مقاومت الگوریتم‌های موجود را نشان می‌دهد. تحلیل عملکرد هر الگوریتم بسته به این است که هر کدام از پارامترهای ذکر شده در پاراگراف قبلی چه میزان منحنی‌های آشکارسازی الگوریتم‌های همبستگی چرخشی، تابع شباهت ML و سایر الگوریتم‌های تبیین شده را تحت تأثیر قرار می‌دهند. برای بررسی اثرات پارامترهای فوق بایستی معیار ارزیابی عملکرد سیستم‌های OFDM تعریف و ارائه شود. طبق روابط زیر، ممان درجه دوم خطا EQM^1 و نرخ آشکارسازی P_d به عنوان دو معیار قابل مطرح برای ارزیابی عملکرد هر الگوریتم شناسایی سیستم OFDM استفاده می‌شوند [۸].

$$EQM = E[(NT_C - NT_C)^2] \quad (25)$$

$$P_d = Prob(|NT_C - NT_C| \leq 0.01NT_C) \quad (26)$$

جدول ۲. مقایسه عملکرد الگوریتم‌های تشخیص کور تبیین شده به ازای برخی از پارامترهای مهم

| پارامتر مقایسه | الگوریتم همبستگی | همبستگی چرخشی | فیلتر منطبق | الگوریتم ML |
|-------------------------|------------------|---------------|-------------|--------------|
| عملکرد | ضعیف | متوسط | خیلی خوب | عالی |
| پیچیدگی | کم | کم | بالا | خیلی بالا |
| تعداد نمونه‌های دریافتی | زیاد | زیاد | کم | کم |
| تعداد بلوک سیمبل OFDM | بیش از ۲۰۰ | ۵۰ | ۵ | ۲ |
| آمارگان عملکردی | نمونه دریافتی | نمونه دریافتی | داده ارسالی | داده ارسالی |
| مقاوم به چندمسیری | کم | متوسط | خیلی خوب | عالی |
| نیاز به همزمان‌سازی | ندارد | ندارد | دارد | دارد |
| وابستگی به طول پیشوند | دارد | دارد | مستقل | کاملاً مستقل |

۵. مقایسه پارامتری عملکرد الگوریتم‌های تبیین شده

دقت تخمین خوب و داشتن پیچیدگی کم دو معیار ارزیابی هر الگوریتم تشخیص کور می‌باشد. با عنایت به نکته فوق، مقایسه و ارزیابی عملکرد الگوریتم‌های تبیین شده طبق جدول (۲) به شرح زیر ارائه می‌گردد: الگوریتم همبستگی چرخشی ضعیف‌ترین عملکرد را نسبت به سایر الگوریتم‌های تبیین شده را از خود نشان می‌دهد و الگوریتم ML بهترین عملکرد را دارد. الگوریتم همبستگی در شرایط سیگنال به نویز پایین و پاسخ قوی کانال به ازای طول پیشوند چرخشی کمتر قادر به تخمین مناسب شرایط کانال نیست و همچنین به علت تداخل ناشی از شرایط بیان شده دچار ابهام در همزمان‌سازی زمانی و فرکانسی نیز می‌شود. در صورت بروز چنین شرایطی، عملکرد این الگوریتم به شدت کاهش می‌یابد لذا استفاده از الگوریتم‌های دیگر مثل فیلتر منطبق و الگوریتم ML بسته به شرایط موجود مناسب‌تر خواهد بود.

الگوریتم ML اغلب برای همزمان‌سازی و تخمین دقیق شرایط کانال استفاده می‌شود. پیچیدگی محاسباتی الگوریتم فوق بالاست و به همین سبب بار پردازشی بالایی به سیستم‌های تشخیص کور تحمیل می‌نماید. البته با تقریب ماتریس‌های معکوس تابع هزینه آن می‌توان پیچیدگی محاسباتی این الگوریتم را کاهش داد. همچنین طبق جدول (۲)، در پیاده‌سازی الگوریتم ML می‌توان از بلوک سیمبل کمتری نسبت به سایر روش‌های موجود استفاده نمود که این امر در کاهش پیچیدگی مسئله و تأمین دقت مورد نیاز بسیار مفید خواهد بود. الگوریتم فیلتر منطبق همانند الگوریتم ML عملکرد خوبی دارد. این الگوریتم با بیشینه‌سازی تابع هزینه‌اش تخمین

شبیه سازی عملکرد الگوریتم های تبیین شده مطابق با توابع هزینه معرفی شده در بخش های قبلی این مقاله انجام شده است. مقایسه و ارزیابی عملکرد سه الگوریتم فیلتر منطبق، تابع شباهت ML و ایستان دوره ای بر حسب سیگنال به نویز و نسبت $\frac{D}{N}$ در شکل های (۲- الف و ۲- ب)، نشان داده شده است. عملکرد الگوریتم ML در سیگنال به نویزهای پایین تر از ۲dB- بهتر از دو الگوریتم دیگر به ویژه ایستان دوره ای می باشد. عملکرد الگوریتم ایستان دوره ای در شرایط پاسخ قوی کانال، قابل قبول و مطلوب نخواهد بود و باید از الگوریتم های دیگری برای تشخیص کور سیستم های OFDM استفاده شود.

نمودار شکل (۲- ب) نشان می دهد که عملکرد روش ایستان دوره ای در نسبت های پیشوند چرخشی پایین تر به شدت افت می کند در حالی که دو الگوریتم ML و فیلتر منطبق در این گونه شرایط، عملکرد خیلی بهتری خواهند داشت. این نکته بیانگر آن است که عملکرد دو الگوریتم فوق وابسته به نسبت $\frac{D}{N}$ نمی باشد. مطابق شکل های فوق، الگوریتم ML عملکرد بهتری دارد لکن به لحاظ پیاده سازی دارای پیچیدگی های خاص خود می باشد.

۷. نتیجه

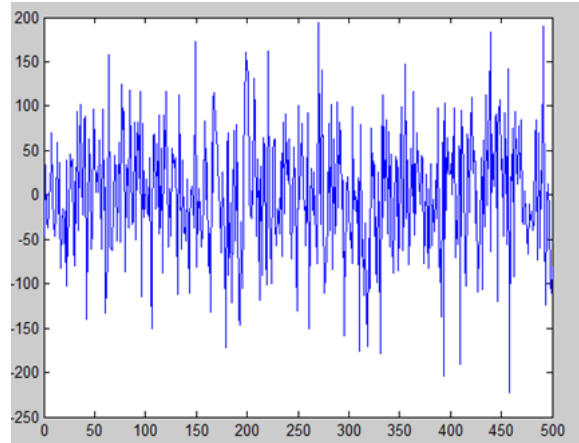
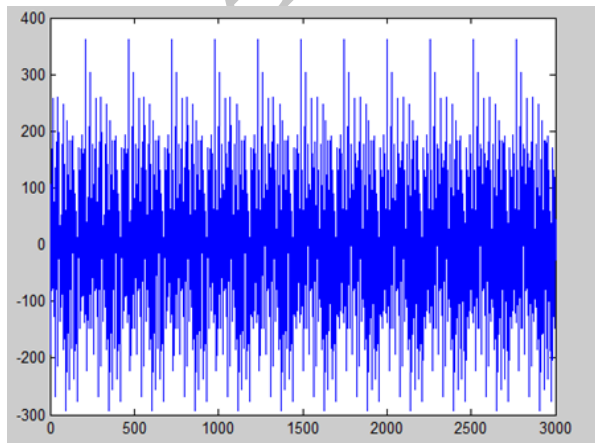
مدولاسیون OFDM در شبکه های مختلط ماهواره ای مثل شبکه های رادیویی JTRS و شبکه های ماهواره ای WGS به عنوان یک لایه فیزیکی بهینه، هم اکنون مورد استفاده قرار می گیرد. بنابراین برای شناسایی و شنود شبکه های مختلط نظامی و تجاری موجود، تحقیق و پژوهش پیرامون الگوریتم های تشخیص کور و شناسایی سیستم های فوق بسیار مهم می باشد. با استفاده از الگوریتم های تشخیص کور معرفی شده در این مقاله، می توان به واسطه تخمین فاصله هر زیر حامل و سایر پارامترهای اصلی هر سیگنال OFDM،

$$P_{fa} \leq 1 - P_d \quad (27)$$

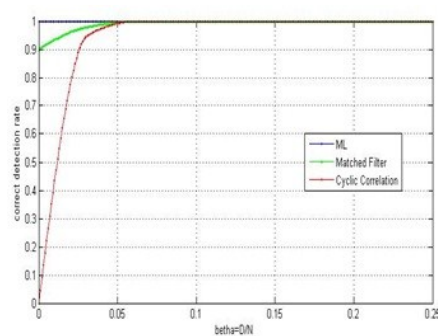
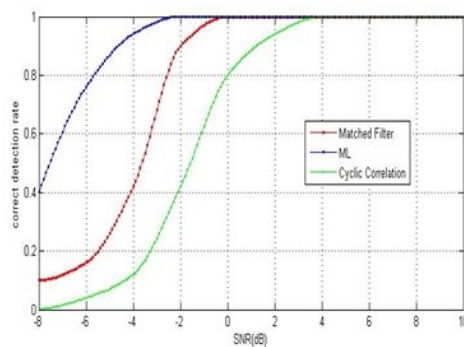
در این بخش، برای تحلیل و ارزیابی عملکرد دو الگوریتم ایستان (همبستگی) دوره ای و تابع شباهت ML ابتدا لازم است که مدل سیگنال پایه OFDM برای یک گیرنده ماهواره ای شبیه سازی شود؛ لذا شبیه سازی های کامپیوتری برای شبکه های ماهواره ای در زیر ارائه شده است. شبیه سازی سیگنال ماهواره ای با مشخصاتی از قبیل پهنای باند ۱۲۵ مگاهرتزی، تعداد زیر حامل های $N=512$ ، مدت زمان مفید سیگنال $NT_c=2,048 \mu s$ و با نسبت نرخ نمونه برداری $\frac{T_c}{T_e}=2$ انجام شده که نتایج آن در شکل (۱) نشان داده شده است. در این شکل، سیگنال دریافتی و گسسته $y(m)$ حقیقی بر حسب تعداد نمونه های دریافتی ۵۰۰ و ۳۰۰۰ تایی رسم شده اند. دیمانسیون محور عمودی آن ولتاژ می باشد که با ضرب در تعداد زیر حامل های ۵۱۲ تایی سیستم OFDM ماهواره ای، دامنه سیگنال حقیقی دریافتی، به صورت مثبت و منفی نمایش داده شده است. فرض کرده ایم که ۲۰ بلوک سیمبل سیگنال OFDM در گیرنده بهینه ماهواره ای موجود است و سیگنال ارسالی فقط از یک مسیر عبور می نماید و دامنه سیگنال مسیر کانال دارای دامنه یک باشد و نسبت $\frac{D}{N} = \frac{1}{32}$ انتخاب می شود. همچنین نویز گوسی به سیگنال تولیدی اضافه شده است و واریانس آن به صورت زیر تعریف و ارائه می شود:

$$\sigma^2 = \frac{T_c}{T_e} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{l=1}^L S_a(mT_c - \tau_l) \right|^2 10^{\frac{SNR}{10}} \quad (28)$$

که M تعداد نمونه های دریافتی می باشد. همچنین تعداد فرکانس های دوره ای در روش همبستگی دوره ای برابر $N_b=10$ انتخاب گردید. کمینه و بیشینه سازی توابع هزینه الگوریتم های مورد نظر در فاصله $[0.5, 2]NT_c$ و با گام $\frac{NT_c}{100}$ انجام شده است. مقدار متغیر $D\hat{T}_c$ به مجموعه مقادیر $\{1/4, 1/8, 1/16, 1/32\}$ بستگی خواهد داشت.



شکل ۱. سیگنال های OFDM دریافتی حقیقی طبق رابطه (۵) برای یک کانال ماهواره ای ۱۲۵ مگاهرتز با ۵۰۰ و ۳۰۰۰ نمونه سیمبل دریافتی



شکل ۲. الف) منحنی عملکرد بر حسب D/N های مختلف

ب) نرخ آشکارسازی بر حسب سیگنال به نویز SNR در $\frac{D}{N} = \frac{1}{37}$

- [5] ULOVEC Karle, recognition of OFDM Modulation Method, Department of Radio Engineering, Czech Technical University, Technical 2, 166 27 Prague, Czech Republic xulovec@fel.cvut.cz
- [6] Bouzegzi, abdelaziz, Ciblat, Jallon, Pierre, " a fourth-order algorithm for blind characterization of OFDM signals", MINATEC, Grenoble ,France b ENST ,Paris ,France
- [7] Bouzegzi , abdelaziz ,Ciblat, Jallon, Pierre A second order statistics based algorithm for blind recognition of OFDM based systems, MINATEC, Grenoble ,France b ENST ,Paris ,France
- [8] Bouzegzi , abdelaziz ,Ciblat, Jallon, Pierre, " algorithms discriminations for cognitive radio systems", telecom Paris, PHD dissertation ,22 September, 2009, France.

سیستم‌های مالتی پلکس فرکانس متعام OFDM شبکه‌های زمینی و ماهواره‌ای موجود را از یکدیگر تفکیک و شناسایی نمود.

در این مقاله، سه الگوریتم تابع شباهت ML، فیلتر منطبق و همبستگی دوره‌ای بررسی گردید. دو الگوریتم اول، نیاز به سنکرون‌سازی دارد و این امر به واسطه تخمین کانال و شرایط سنکرون‌سازی آن شکل می‌گیرد. الگوریتم همبستگی دوره‌ای، نیاز به سنکرون‌سازی ندارد. نتایج شبیه‌سازی دو روش ML و همبستگی چرخشی نشان می‌دهد که الگوریتم ML نسبت به همبستگی چرخشی عملکرد بهتری دارد و در صورت ضرورت می‌توان با حداقل زیرحامل‌های ۶۴ تایی و دو بلوک سیمبل OFDM آن‌را پیاده‌سازی کرد؛ در حالی که روش همبستگی چرخشی با دو برابر زیرحامل‌های فوق و حداقل ۲۰ بلوک، عملکرد یکسانی با الگوریتم قبلی خواهد داشت. روش همبستگی چرخشی با رعایت یک موازنه منطقی بین شرایط کانال و طول پیشوند چرخشی به لحاظ سادگی در پیاده‌سازی، مناسب‌تر از سایر روش‌های موجود به‌ویژه ML خواهد بود.

۸. مراجع

- [1] Wang Ludong, PHD and Jezek Brian, " OFDM modulation schems for military satellite communications", Hamilton Inc, MILSATCOM JTEO, McLean VA
- [2] Sanctis Mauro De, Cianca Ernestina, Rossi Tommaso, "Applicability of Wireless Terrestrial Technologies to Satellite Communications", University of Rome "Tor Vergata", Dept. of Electronics Engineering via del politecnico, 100133 Roma (Italy) Correspondence to: mauro.de.sanctis@uniroma2.it
- [3] Bouzegzi , abdelaziz ,Ciblat, Jallon, Pierre, " New algorithms for blind recognition of OFDM based MINATEC, Grenoble ,France b ENST ,Paris ,France
- [4] Piao Songlin, "adaptive particle filter based on the kurtosis of Distribution", Hanyang University, Graduate School, February 2011