

تخمین کور دوره سمبل مدولاسیون های دیجیتال با حضور آفست فرکانسی گیرنده

مهدی تیموری*

استادیار دانشکده علوم و فنون نوین دانشگاه تهران

(دریافت: ۹۲/۰۵/۳۰، پذیرش: ۹۳/۱۲/۱۳)

چکیده

یکی از مسائل بسیار مهم در جنگ الکترونیک، شناسایی ماهیت سیگنال های الکترومغناطیسی مورد استفاده توسط دشمن است. در این راه، اولین قدم شناسایی نوع مدولاسیون مورد استفاده و تخمین دوره سمبل آن است. یکی از ساده ترین روش های تخمین کور دوره سمبل مدولاسیون های دیجیتال، استفاده از فواصل بین زمان های عبور از صفر در مشخصه های اصلی سیگنال (مثل فرکانس، فاز و یا دامنه - فاز لحظه ای) است که دارای پیچیدگی محاسباتی بسیار پایینی است و محبوبیت زیادی دارد. در این مقاله ضمن ارائه یک روش بهبود یافته برای تخمین کور دوره سمبل با استفاده از فواصل بین زمان های عبور از صفر، میزان مقاومت این روش در برابر آفست فرکانسی گیرنده مورد بررسی قرار می گیرد. نتایج شبیه سازی مطابق با انتظار نشان از مقاومت بالاتر این روش تخمین در برابر آفست فرکانسی هنگام تخمین دوره سمبل مدولاسیون های دامنه و فرکانس دارد.

کلید واژه ها: آفست فرکانسی، تخمین کور دوره سمبل، مدولاسیون های دیجیتال.

Blind Symbol Duration Estimation of Digitally Modulated Signals in the Presence of Carrier Frequency Offset

M. Teimouri*

Faculty of New Sciences and Technologies, University of Tehran

(Received: 21/08/2013; Accepted: 04/03/2015)

Abstract

Modulation recognition and symbol duration estimation is the first step towards the exploration of the electromagnetic signals transmitted in electronic battlefields. One of the simplest procedures for blind symbol duration estimation of digitally modulated signals is done by analysis of zero-crossings of the key signal features, which are instantaneous frequency, phase, and amplitude. In this paper, a modified algorithm based on previous works is proposed for estimation of digital modulations symbol duration. The performance of the proposed algorithm is evaluated in the presence of carrier frequency offset and as the simulation results indicate, the performance of the modified algorithm is much better than the classic algorithm. As it is expected and it is shown, the robustness of this method for amplitude or frequency modulation is more than the robustness for phase modulation.

Keywords: Blind Symbol Duration Estimation, Digital Modulations, Frequency Offset.

*Corresponding Author E-mail: mehditeimouri@ut.ac.ir

۱. مقدمه

چنین شرایطی عملکرد سامانه شناسایی مدولاسیون قاعداً افت خواهد کرد و حتی ممکن است سامانه در شناسایی دچار خطا شود.

تا آنجایی که نویسنده این مقاله اطلاع دارد، تاکنون عملکرد روش‌های تخمین دوره سمبل با استفاده از محل‌های عبور از صفر مربوط به مشخصه‌های اصلی سیگنال، در برابر آفست فرکانسی گیرنده مورد بررسی و ارزیابی قرار نگرفته است. با توجه به این مسئله، این موضوع در این مقاله مورد توجه قرار گرفته است. در این راستا و در بخش دوم، ابتدا یک روش بهبود یافته برای تخمین کور دوره سمبل مبتنی بر محل‌های عبور از صفر مربوط به مشخصه‌های اصلی سیگنال معرفی می‌شود. در ادامه و در بخش سوم، نتایج شبیه‌سازی با حضور و عدم حضور آفست فرکانسی ارائه می‌گردد و نشان داده می‌شود که برای مدولاسیون‌های دامنه و فرکانس، در مقایسه با حالتی که از مدولاسیون فاز استفاده می‌شود، الگوریتم بهبود یافته بهتر عمل می‌کند. در پایان و در بخش چهارم نیز نتایج جمع‌بندی خواهد شد.

۲. روش مورد استفاده برای تخمین دوره سمبل

این روش که بهبود یافته روش پیشنهادی توسط آروز و نندی [۱۰] است، دارای سه مرحله است که عبارت‌اند از:

- پردازش اولیه
- تخمین اولیه دوره سمبل
- تخمین نهایی دوره سمبل

فرض اصلی این روش مانند سایر روش‌های تخمین کور دوره سمبل این است که مدولاسیون سیگنال هدف دانسته است. واضح است که در شرایط کاملاً کور برای شناسایی مدولاسیون سیگنال هدف می‌توان از روش‌های مختلفی که برای این منظور پیشنهاد شده‌اند، استفاده نمود [۱-۳]. در ادامه و با بیان جزئیات، سه مرحله پیشنهادی برای تخمین کور دوره سمبل مرور خواهد شد.

۲-۱. پردازش اولیه

در این مرحله ابتدا سیگنال از یک فیلتر میان‌گذر مناسب عبور داده می‌شود که نویز آن تا جایی که ممکن است کاهش یابد. بعد از آن، با ضرب سیگنال حاصل در فرکانس حامل تخمینی و اعمال یک فیلتر پایین‌گذر مناسب مؤلفه‌های I و Q سیگنال^۷ در باند پایه استخراج می‌شود. سپس از سیگنال حاصل نمونه‌برداری می‌شود. در حالت کلی سیگنال دریافتی (پس از عبور از فیلتر میان‌گذر) را می‌توان به صورت رابطه (۱) نمایش داد:

$$r(t) = \alpha(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)) + n(t), \quad (1)$$

که در آن، f_c فرکانس حامل، $\alpha(t)$ و $\theta(t)$ به ترتیب دامنه و فاز لحظه‌ای سیگنال دریافتی و $n(t)$ نویز گوسی جمع‌شونده فیلتر

شناسایی کور مدولاسیون‌های دیجیتال، در جنگ الکترونیک و در شرایطی که هیچ‌گونه اطلاعی از وضعیت سیگنال نباشد، مسئله‌ای است که از اهمیت زیادی جهت بررسی برخوردار است. این موضوع از این جهت اهمیت دارد که می‌توان با کمک آن ماهیت سیگنال‌های الکترومغناطیسی موجود در یک محیط نبرد را از جهت نوع سامانه و پروتکل‌های مورد استفاده شناسایی کرد. موضوع دیگری که اهمیت این کار را افزایش می‌دهد، بررسی این مسئله است که کدام نوع از مدولاسیون‌ها قابلیت کمتری برای شنود دارند، که در این صورت با دانستن این موضوع می‌توان برای مخابره سیگنال‌های مهم در یک محیط امن از این نوع مدولاسیون‌ها استفاده کرد.

شناسایی کور مدولاسیون‌های دیجیتال تاکنون در مراجع بسیاری مورد بررسی قرار گرفته است [۱-۳]. پس از شناسایی نوع مدولاسیون و قبل از انجام دمدولاسیون، مرحله مهم بعدی در تخمین دوره سمبل^۱ یک مدولاسیون است. روش‌های زیادی برای تخمین دوره سمبل مدولاسیون‌های دیجیتال پیشنهاد شده است [۴-۱۶]. برخی از این مراجع روش‌هایی برای به دست آوردن دوره سمبل با استفاده از تبدیل موجک^۲ پیشنهاد داده‌اند [۱۵، ۱۲ و ۴]. به طور کلی روش‌های مبتنی بر تبدیل موجک در تخمین دوره سمبل دارای اشکالات فراوان از جمله حساسیت بسیار بالا به نویز می‌باشند، بنابراین چنین روش‌هایی برای شرایط عملی پیشنهاد نمی‌شوند. روشی دیگر نیز توسط یو و همکاران [۵] برای استخراج دوره سمبل مدولاسیون‌های تک فرکانس با استفاده از نقطه اوج‌های طیف سیگنال ارائه شده است. روش مشابه، اما بهبود یافته نیز توسط الحداد و همکاران پیشنهاد شده است [۱۴]. استفاده از خواص ایستادن گردشی سیگنال نیز در سال‌های اخیر مورد توجه قرار گرفته است [۱۶].

یکی از روش‌هایی که در عمل به دلیل پیچیدگی محاسباتی بسیار کم محبوب‌تر از سایر روش‌ها است، استفاده از محل‌های عبور از صفر^۳ در مشخصه‌های سیگنال است [۹ و ۱۰]. در این روش فواصل بین زمان‌های عبور از صفر در مشخصه‌های اصلی سیگنال (به عنوان مثال فرکانس لحظه‌ای در M -FSK^۴، فاز لحظه‌ای در M -PSK^۵، و یا دامنه - فاز لحظه‌ای در M -QAM^۶ برای محاسبه دوره سمبل مورد استفاده قرار می‌گیرد، زیرا می‌دانیم که در حالت ایده‌آل این فواصل مضربی صحیح از دوره سمبل هستند. در شرایط علمی، معمولاً سیگنال دریافتی دارای مشخصات ایده‌آل مورد نظر اکثر مراجع نیست. به عنوان مثال فرکانس حامل سیگنال دریافتی می‌تواند با کمی خطا تخمین زده شود و گیرنده دارای آفست فرکانسی باشد. در

¹ Symbol Duration

² Wavelet

³ Zero Crossing

⁴ M-ary Frequency Shift Keying

⁵ M-ary Phase Shift Keying

⁶ M-ary Quadratic Amplitude Modulation

⁷ In-Phase/Quadrature-Phase Components

در شروع کار، با توجه به پهنای باند سیگنال دریافتی و نوع مدولاسیون می‌توان فرض کرد که یک حد پایین روی دوره سمبل دارد، یعنی دوره سمبل T (بر حسب تعداد نمونه) بزرگ‌تر از مقدار مشخصی، که آن را با T_{\min} نمایش می‌دهند، است. با توجه به نوع مدولاسیون پارامتر مورد استفاده در تخمین دوره سمبل را به صورت زیر تعریف می‌شود:

- ASK^۱: برای این مدولاسیون، پارامتر مورد استفاده دامنه لحظه‌ای مرکزی^۲ است.
- FSK: برای این مدولاسیون، پارامتر مورد استفاده فرکانس لحظه‌ای مرکزی^۳ است.
- PSK: برای این مدولاسیون، پارامتر مورد استفاده فاز لحظه‌ای مرکزی^۴ است.
- QAM: برای این مدولاسیون‌ها، پارامتر مورد استفاده دامنه- فاز لحظه‌ای مرکزی (برداری دوبعدی) است.

سپس، هرگاه که پارامتر مورد استفاده از مقدار منفی به مقدار مثبت و یا بالعکس رفت، یک تغییر ثبت می‌شود. اگر پارامتر مورد استفاده بیش از یک بعد داشته باشد، تغییر در حداقل یک بعد برای ثبت تغییر کافی است. فاصله بین این تغییرات ثبت شده را بر حسب تعداد نمونه در متغیرهای k ; $k=1,2,3,\dots,K$ ذخیره می‌شود، البته تنها فواصلی را ذخیره می‌شود که بزرگ‌تر یا مساوی T_{\min} باشند.

حال مجموعه اعداد

$\mathbf{A}_n = \{A_1, A_2, \dots, A_{n+1}\} = \{1, 2, 5, 10, 100, 1000, \dots, 10^{n-2}\}$ شامل $n+1$ عدد را به طوری که $A_n \leq T_{\min} < A_{n+1}$ ، تعریف می‌شود. این تعریف به شکلی انجام شده است که در یک فرایند تکراری بتوان با کوچک‌تر کردن بازه اولیه، دوره سمبل محاسبه کرد. دو مقدار τ_1 و τ_2 را با استفاده از رابطه (۶) محاسبه می‌شود:

$$\tau_1 = A_n \left\lfloor \frac{T_{\min}}{A_n} \right\rfloor, \quad \tau_2 = A_n T_1, \quad (6)$$

که در آن، $\lfloor \cdot \rfloor$ به معنی بزرگ‌ترین عدد صحیح کوچک‌تر یا مساوی است. همچنین مقدار ℓ طوری انتخاب می‌شود که حداکثر دوره سمبل محتمل بیشتر از τ_2 نباشد. به عبارت دیگر، کمترین مقدار ممکن برای ℓ انتخاب می‌شود که با توجه به آن مقدار τ_2 از حداکثر مقدار T_k ها کمتر نباشد. واضح است که با این تعریف، مقادیر τ_1 و τ_2 در حقیقت ابتدا و انتهای بازه اولیه‌ای هستند که مقدار واقعی دوره سمبل در آن قرار دارد. برای تخمین اولیه دوره سمبل، از الگوریتم زیر استفاده می‌شود:

شده هستند. بنابراین می‌توان سیگنال باند پایه تولیدی را به صورت زیر نشان داد:

$$\begin{aligned} z(t) &= I(t) + jQ(t) \\ &= \alpha(t) \left(\cos(2\pi(f_c - \hat{f}_c)t + \theta(t)) \right. \\ &\quad \left. + j \sin(2\pi(f_c - \hat{f}_c)t + \theta(t)) \right) \\ &\quad + (n_I(t) + jn_Q(t)), \end{aligned} \quad (2)$$

که در آن، $I(t)$ و $Q(t)$ به ترتیب مؤلفه‌های I و Q سیگنال باند پایه تولیدی، $n_I(t)$ و $n_Q(t)$ نویزهای گوسی جمع شونده هر یک از این دو مؤلفه و \hat{f}_c فرکانس حامل تخمینی هستند. با توجه به رابطه (۲)، می‌توان دامنه و فاز (لحظه‌ای) نمونه k ام سیگنال نمونه‌برداری شده ($k=1,2,3,\dots$) را با رابطه (۳) نمایش داد:

$$\begin{cases} a(k) = |z(kt_s)| = \sqrt{Q(kt_s)^2 + I(kt_s)^2} \\ \phi(k) = \angle z(kt_s) = \tan^{-1} \left(\frac{Q(kt_s)}{I(kt_s)} \right) \end{cases}, \quad (3)$$

که در آن t_s فاصله بین نمونه‌ها است. در این صورت برای تخمین فرکانس لحظه‌ای سیگنال دریافتی در باند پایه می‌توان از رابطه تقریبی (۴) استفاده کرد:

$$f(k) \approx \frac{1}{2\pi} f_s \times (\phi(k) - \phi(k-1)); \quad k=1,2,3,\dots, \quad (4)$$

که در آن $\phi(0) \in [0, 2\pi)$ و f_s فرکانس نمونه‌برداری است. با مقایسه روابط (۲) و (۳) می‌توان به راحتی دید که در حالت ایده‌آل بدون نویز و آفست فرکانسی صفر ($\hat{f}_c = f_c$) روابط $a(k) = \alpha(kf_s)$ و $\phi(k) = \theta(kf_s)$ برقرار است. نکته قابل توجه دیگر این است که فاز تخمینی به اصطلاح مؤلفه غیرخطی کل فاز است، زیرا فاز خطی $2\pi f_c t$ تا حد ممکن از کل فاز سیگنال دریافتی کسر شده است. همچنین با توجه به رابطه (۱) می‌توان نسبت قدرت سیگنال دریافتی به نویز را به صورت رابطه (۵) تعریف کرد:

$$SNR = \frac{(\alpha(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)))^2}{(n(t))^2}, \quad (5)$$

که در آن، $(\cdot)^2$ به معنی متوسط مربع است.

۲-۲. تخمین اولیه دوره سمبل

برای تخمین دوره سمبل، فرض می‌شود سیگنال دریافتی با نرخ بسیار بالاتر از نرخ سمبل نمونه‌برداری شده است. همچنین در تمامی محاسبات متغیرهای دارای بعد زمان به صورت نرمال و بر حسب فاصله زمانی بین نمونه‌ها (یعنی t_s) در نظر گرفته می‌شود. به عنوان مثال اگر نرخ نمونه‌برداری برابر ۱۰ نمونه بر ثانیه و نرخ سمبل برابر دو سمبل بر ثانیه باشد، دوره سمبل برابر ۵ نمونه (معادل ۰/۵ ثانیه) است.

^۱ Amplitude Shift Keying

^۲ دامنه‌های لحظه‌ای منهای مقدار متوسط خود شده‌اند

^۳ فرکانس‌های لحظه‌ای منهای مقدار متوسط خود شده‌اند

^۴ فازهای لحظه‌ای که منهای مقدار متوسط خود شده‌اند

که در آن، مجموعه Ω به صورت زیر تعریف می‌شود (به صورت تجربی، مقدار $\alpha = 0.15$ ، مقداری مناسب است).

$$\Omega = \left\{ k \mid 1 \leq k \leq K, \left| \frac{T_k - T_{est} \left[\frac{T_k}{T_{est}} \right]}{T_k} \right| < \alpha \right\}$$

در صورتی که \hat{T} تخمین‌گر دوره سمبل و T مقدار واقعی آن باشد، سه پارامتر برای اندازه‌گیری دقت تخمین‌گر وجود دارد. اولین پارامتر بایاس است که فاصله متوسط تخمین‌گر از مقدار واقعی است و به صورت رابطه (۸) تعریف می‌شود:

$$\text{Bias}(\hat{T}) = E(\hat{T}) - T, \quad (8)$$

که در آن، $E(\cdot)$ به معنای میانگین آماری است. بایاس در حقیقت صحت^۱ تخمین‌گر را نشان می‌دهد، پارامتر بعدی انحراف معیار تخمین‌گر است که به صورت رابطه (۹) تعریف می‌شود:

$$\text{stdev}(\hat{T}) = \sqrt{E\left(\left(\hat{T} - E(\hat{T})\right)^2\right)}. \quad (9)$$

انحراف معیار تخمین‌گر، دقت^۲ تخمین‌گر را نشان می‌دهد. اما پارامتری که بتواند هم‌زمان میزان دقت و صحت یک تخمین‌گر را نشان دهد، میانگین مربع خطای^۳ تخمین‌گر است که به صورت رابطه (۱۰) تعریف و ساده‌سازی می‌شود:

$$\begin{aligned} \text{MSE}(\hat{T}) &= E\left(\left(\hat{T} - T\right)^2\right) \\ &= \left(\text{Bias}(\hat{T})\right)^2 + \left(\text{stdev}(\hat{T})\right)^2. \end{aligned} \quad (10)$$

۳. نتایج شبیه‌سازی

برای شبیه‌سازی و مقایسه، مدولاسیون‌های 2-ASK، 2-PSK، 8-QAM و 2-FSK مورد استفاده قرار می‌گیرند. همچنین در همه حالات، فرکانس حامل برابر $f_c = 150 \text{ KHz}$ و نرخ ارسال سمبل برابر $R_s = 12.5 \text{ KHz}$ در نظر گرفته شده است. فرکانس نمونه‌برداری نیز برابر $f_s = 1200 \text{ KHz}$ انتخاب شده است که هشت برابر فرکانس حامل است. با توجه به این اطلاعات می‌توان دید که دوره سمبل (بر حسب تعداد نمونه) برابر $T = \frac{1200}{12.5} = 96$ است. برای تخمین دوره سمبل در هر بار آزمایش، ۱۱۵۲۰۰ نمونه که معادل یک ثانیه از سیگنال دریافتی است مورد استفاده قرار گرفته است.

نتایج شبیه‌سازی، با در نظر گرفتن آفست فرکانسی صفر در گیرنده، مقدار $SNR = 15 \text{ dB}$ و انجام ۱۰۰۰ آزمایش به ازای هر مدولاسیون در جدول (۱) آورده شده است. همان‌گونه که از این جدول برمی‌آید، بیش‌ترین دقت تخمین برای مدولاسیون 2-ASK

(۱) مقداره‌ی اولیه $m = n$ را انجام داده و بازه هدف اولیه $[T_1^{(m)}, T_2^{(m)}] = [T_1, T_2]$ را تعیین می‌شود.

(۲) بازه هدف را به بازه‌هایی مساوی و به طول A_m تقسیم می‌شود.

(۳) با شمردن تعداد T_i ها در هر یک از بازه‌های تولید شده در مرحله (۲)، بازه‌ای را که بیشترین تعداد T_i در آن قرار می‌گیرد به عنوان بازه هدف جدید (یعنی $[T_1^{(m-1)}, T_2^{(m-1)}]$) انتخاب می‌شود.

(۴) اگر $m \geq 2$ ، m را برابر $m - 1$ قرار داده و به مرحله (۲) بازمی‌گردد، در غیر این صورت ضمن تعیین تخمین اولیه دوره سمبل به صورت $T_{est}^{(0)} = T_1^{(1)}$ ، از حلقه خارج می‌شود.

الگوریتم‌های کلاسیک، مانند آنچه توسط آروز و نندی [۱۰] پیشنهاد شده است، از این روش برای تخمین دوره سمبل استفاده می‌کنند. در این مقاله، برای بهبود این تخمین اولیه دوره سمبل، الگوریتم زیر پیشنهاد می‌شود:

(۱) مقداره‌ی اولیه $i = 1$ را انجام می‌شود.

(۲) تخمین بهبود یافته را با استفاده از رابطه محاسبه

$$T_{est}^{(i)} = \frac{\sum_{k=1}^K T_k}{\sum_{k=1}^K \left[\frac{T_k}{T_{est}^{(i-1)}} \right]}$$

می‌شود.

(۳) اگر $\left| \frac{T_{est}^{(i)} - T_{est}^{(0)}}{T_{est}^{(0)}} \right| > \beta$ ، به این معنی است که سری $\{T_{est}^{(i)}\}$

واگرا شده است (به صورت تجربی، مقدار $\beta = 0.2$ ، مقداری مناسب است). در این صورت، مقدار $T_{est} = T_{est}^{(0)}$ را به عنوان تخمین اولیه ثبت کرده و از حلقه خارج می‌شود.

(۴) اگر $\left| \frac{T_{est}^{(i)} - T_{est}^{(i-1)}}{T_{est}^{(i-1)}} \right| > \delta$ ، به این معنی است که سری $\{T_{est}^{(i)}\}$

همگرا شده است (به صورت تجربی، مقدار $\delta = 0.0001$ ، مقداری مناسب است). در این صورت، مقدار $T_{est} = T_{est}^{(i)}$ را به عنوان تخمین اولیه (بهبود یافته) ثبت کرده و از حلقه خارج می‌شود.

(۵) اگر $i < i_{max}$ ، i را برابر $i + 1$ قرار داده و به مرحله (۲) بازمی‌گردد، در غیر این صورت $T_{est} = T_{est}^{(i)}$ را به عنوان تخمین اولیه (بهبود یافته) ثبت کرده و از حلقه خارج می‌شود (به صورت تجربی، مقدار $i_{max} = 100$ ، مقداری مناسب است).

۳-۲. تخمین نهایی دوره سمبل

تخمین نهایی از دوره سمبل نهایی را با استفاده از رابطه (۷) محاسبه می‌شود:

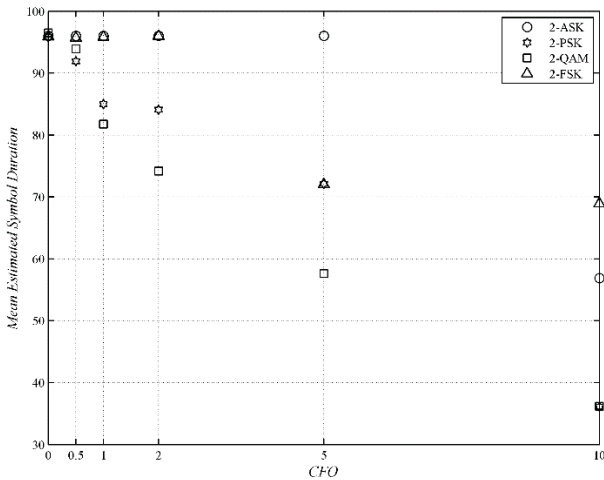
$$T_{est}^{(final)} = \frac{\sum_{k \in \Omega} T_k}{\sum_{k \in \Omega} \left[\frac{T_k}{T_{est}} \right]}. \quad (7)$$

¹ Accuracy

² Precision

³ Mean Square Error

قابل قبول است. علاوه بر این با توجه به شکل ۱)، آفست فرکانسی قابل تحمل برای FSK حدود ۰.۵٪ است.



شکل ۱. میانگین دوره سمبل تخمینی به ازای مقادیر مختلف آفست فرکانسی نرمال.

برای بررسی عملکرد تخمین‌گر پیشنهادی نسبت به تخمین‌گر آروز-نندی با وجود آفست فرکانسی، در

جدول ۲) نتایج شبیه‌سازی برای دو روش با فرض مقدار آفست فرکانسی نرمال برابر با ۰/۵ درجه آورده شده است. همان‌گونه که از نتایج این جدول پیداست، برای مدولاسیون‌های دامنه و فرکانس الگوریتم پیشنهادی بهتر از الگوریتم آروز-نندی عمل می‌کند، اما در مورد مدولاسیون‌های فاز یا دامنه-فاز الگوریتم پیشنهادی دارای بایاس بیشتری در تخمین دوره سمبل است.

در جدول ۳) نتایج شبیه‌سازی برای دو روش با فرض مقدار آفست فرکانسی نرمال برابر با ۲ درجه آورده شده است. همان‌گونه که دیده می‌شود، برای مدولاسیون‌های دامنه و فرکانس الگوریتم پیشنهادی بسیار بهتر از الگوریتم آروز-نندی عمل می‌کند و دارای میانگین مربع خطای کمی است، اما در مورد مدولاسیون‌های فاز یا دامنه-فاز الگوریتم پیشنهادی دارای عملکرد چندان مناسبی نیست، هرچند در این حالت الگوریتم آروز-نندی نیز عملکرد مناسبی ندارد.

وجود دارد. همچنین همان‌طور که از این جدول برمی‌آید، تخمین‌گر بهبود یافته ارائه شده در این مقاله، در حالت بدون آفست فرکانسی برای تمامی مدولاسیون‌های مورد استفاده میانگین مربع خطای کمتری نسبت به تخمین‌گر آروز-نندی دارد.

با تعریف آفست فرکانسی نرمال در گیرنده به صورت $CFO = \frac{360}{f_s} \times (f_c - f_c)$ می‌توان عملکرد الگوریتم تخمین مورد نظر را نسبت به وجود آفست فرکانسی در گیرنده مورد ارزیابی قرار داد. با توجه به تعریف CFO می‌توان گفت که این پارامتر اختلاف فاز تحمیلی را که به دلیل وجود آفست فرکانسی بین هر دو نمونه سیگنال ایجاد می‌شود، بر حسب درجه نشان می‌دهد. در حقیقت این پارامتر میزان افزایش/کاهش اختلاف فاز دیده شده نسبت به اختلاف فاز واقعی بین دو نمونه را مشخص می‌کند که هر چه بیشتر/کمتر باشد، باعث تغییر در تعداد محل‌های عبور از صفر می‌شود که نتیجه آن تخمین اشتباه دوره سمبل خواهد بود.

در شکل ۱) میانگین دوره سمبل تخمینی به ازای مقادیر مختلف آفست فرکانسی نرمال در $SNR = 15 \text{ dB}$ آورده شده است. همان‌گونه که ملاحظه می‌شود و انتظار هم می‌رود، صحت تخمین دوره سمبل برای مدولاسیون‌های دامنه و فرکانس با افزایش آفست فرکانسی تغییر کمتری دارد. دلیل این مسئله این است که با وجود آفست فرکانسی، بیشترین آسیب به نقاط عبور از صفر فاز وارد می‌شود، درحالی‌که نقاط عبور از صفر فرکانس و دامنه کمتر آسیب می‌بینند. نکته قابل توجه دیگر صحت بسیار بالای دوره سمبل تخمینی برای مدولاسیون ASK است، زیرا همان‌طور که در شکل ۱) می‌توان دید، تا وقتی مقدار آفست فرکانسی نرمال کمتر از ۵ درجه باشد (که در شرایط در نظر گرفته شده معادل حداکثر حدود ۱۰٪ آفست فرکانسی است)، دوره سمبل مدولاسیون ASK با صحت بسیار بالا تخمین زده می‌شود. همچنین همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، صحت دوره سمبل تخمینی مدولاسیون‌های PSK و QAM تا وقتی مقدار آفست فرکانسی نرمال کمتر از ۰/۵ درجه باشد (که در شرایط در نظر گرفته شده معادل حداکثر حدود ۱٪ آفست فرکانسی است)

جدول ۱. مقایسه نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در این مقاله و روش آروز-نندی [۱۰] برای تخمین دوره سمبل مدولاسیون‌های مختلف بدون وجود آفست فرکانسی.

	مشخصات تخمین‌گر آروز-نندی			مشخصات تخمین‌گر پیشنهادی		
	میانگین مربع خطا	انحراف معیار	میانگین	میانگین مربع خطا	انحراف معیار	میانگین
2-ASK	۲/۶۰۹۹	۱/۳۷۰	۹۶/۸۶	۰/۰۰۰۱	۰/۰۰۱	۹۶/۰۰
2-PSK	۱/۳۹۰۲	۰/۴۶۹	۹۷/۰۸	۰/۴۰۸۷	۰/۵۹۴	۹۵/۷۶
8-QAM	۲/۶۳۶۱	۰/۵۹۰	۹۷/۵۱	۰/۲۷۹۷	۰/۱۲۵	۹۵/۵۱
2-FSK	۴/۸۵۲۸	۱/۶۶۰	۹۷/۴۵	۰/۰۱۹۱	۰/۰۳۱	۹۵/۸۷

جدول ۲. مقایسه نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در این مقاله و روش آروز-نددی [۱۰] برای تخمین دوره سمبل مدولاسیون‌های مختلف با فرض مقدار آفست فرکانسی نرمال برابر با ۰/۵ درجه.

مشخصات تخمین‌گر آروز-نددی			مشخصات تخمین‌گر پیشنهادی			
میانگین مربع خطا	انحراف معیار	میانگین	میانگین مربع خطا	انحراف معیار	میانگین	
۲/۷۹۳۰	۱/۴۳۰	۹۶/۸۷	۰/۰۰۰۱	۰/۰۱۰	۹۶/۰۰	2-ASK
۰/۹۲۲۴	۰/۸۰۶	۹۶/۵۲	۱۷/۱۲۴۲	۰/۸۹۱	۹۱/۹۶	2-PSK
۲/۱۹۰۴	۰/۶۶۱	۹۷/۳۲	۴/۵۱۱۰	۰/۳۳۰	۹۳/۹۰	8-QAM
۶/۰۱۱۰	۲/۴۵۲	۹۵/۹۶	۰/۱۱۶۲	۰/۰۳۴	۹۵/۶۶	2-FSK

جدول ۳. مقایسه نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در این مقاله و روش آروز-نددی [۱۰] برای تخمین دوره سمبل مدولاسیون‌های مختلف با فرض مقدار آفست فرکانسی نرمال برابر با ۲ درجه.

مشخصات تخمین‌گر آروز-نددی			مشخصات تخمین‌گر پیشنهادی			
میانگین مربع خطا	انحراف معیار	میانگین	میانگین مربع خطا	انحراف معیار	میانگین	
۲/۵۰۴۷	۱/۳۲۳	۹۶/۸۷	۰/۰۰۰۱	۰/۰۰۱	۹۶/۰۰	2-ASK
۵۵/۶۰۳۲	۰/۹۰۲	۸۸/۶۰	۱۴۱۸۰۸۸/	۰/۶۰۱	۸۴/۱۱	2-PSK
۱۸۸/۹۳۳۰	۳/۰۳۹	۸۲/۵۹	۴۷۶/۶۰۹۱	۰/۷۰۸	۷۴/۱۸	8-QAM
۸/۶۰۰۰	۲/۴۵۴	۹۷/۶۱	۰/۰۰۲۱	۰/۰۲۶	۹۵/۹۶	2-FSK

Approaches and New Trends"; IET Commun. 2007, 1, 137-156.

- [2] Hazza, A.; Shoaib, M.; Alshebeili, S. A.; Fahad, A. "An Overview of Feature-Based Methods for Digital Modulation Classification"; In Proc. of 1st Int. Conf. on Communications, Signal Processing, and their Applications 2013, 1-6.
- [3] Nandi, A. K.; Azzouz, E. E. "Algorithms for Automatic Modulation Recognition of Communication Signals"; IEEE Trans. Commun. 1998, 46, 431-436.
- [4] Chan, Y. T.; Plews, J. W.; Ho, K. C. "Symbol Rate Estimation by the Wavelet Transform"; In Proc. of IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems 1997, 177-180.
- [5] Yu, Z.; Shi, Y. Q.; Wei, S. "Symbol-Rate Estimation Based on Filter Bank"; In Proc. of IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems 2005, 1437-1440.
- [6] Tang, S.; Yu, Y. "Fast Algorithm for Symbol Rate Estimation"; IEICE Trans. Commun. 2005, E88-B, 1649-1652.
- [7] Flohberger, M.; Kogler, W.; Gappmair, W.; Koudelka, O. "Symbol Rate Estimation with Inverse Fourier Transforms"; in Proc. of Int. Workshop on Satellite and Space Communications 2006, 110-113.
- [8] Kueckenwaitz, M.; Quint, F.; Reichert, J. "A Robust Baud Rate Estimator for Noncooperative Demodulation"; In Proc. of 21st Century Military Communications Conf. 2000, 971-975.
- [9] Wegener, A. W. "Practical Techniques for Baud Rate Estimation"; In Proc. of IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing 1992, 681-684.
- [10] Azzouz E. E.; Nandi, A. K. "New Techniques for the Baud Duration Estimation"; In Proc. of European Signal Processing Conf. 1996.
- [11] Mazet L.; Loubaton, P. "Cyclic Correlation Based Symbol Rate Estimation"; In Proc. of Thirty-Third Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers 1999, 1008-1012.
- [12] Jun, X.; Fu-ping, W.; Zan-ji, W. "The Improvement of Symbol Rate Estimation by the Wavelet Transform"; In Proc. of Int. Conf. on Communications, Circuits and Systems 2005, 100-103.

۴. نتیجه‌گیری

در این مقاله ضمن معرفی یک روش تخمین مبتنی بر محل‌های عبور از صفر مربوط به مشخصه‌های اصلی سیگنال، عملکرد آن در تخمین دوره سمبل مدولاسیون‌های 2-ASK، 2-PSK، 8-QAM و 2-FSK با حضور آفست فرکانسی مورد بررسی قرار گرفت.

نتایج شبیه‌سازی با مقدار $SNR = 15 \text{ dB}$ ، انجام ۱۰۰۰ آزمایش به ازای هر مدولاسیون و فرض عدم وجود آفست فرکانسی در گیرنده نشان می‌دهد که بیشترین دقت تخمین برای مدولاسیون 2-ASK وجود دارد. با فرض وجود آفست فرکانسی، نتایج شبیه‌سازی مطابق با انتظار نشان از صحت بالاتر تخمین دوره سمبل برای مدولاسیون‌های دامنه و فرکانس در هنگام افزایش آفست فرکانسی دارد. همان‌گونه که ملاحظه شد تا وقتی مقدار آفست فرکانسی نرمال کمتر از ۵ درجه است، دوره سمبل مدولاسیون ASK با صحت بسیار بالا تخمین زده می‌شود. همچنین صحت دوره سمبل تخمینی مدولاسیون‌های PSK و QAM، تا وقتی مقدار آفست فرکانسی نرمال کمتر از ۰/۵ باشد قابل قبول است. آفست فرکانسی نرمال قابل تحمل برای FSK نیز حدود ۲ درجه است. در نهایت همان‌گونه دیده شد، برای مدولاسیون‌های دامنه و فرکانس الگوریتم پیشنهادی بهتر از الگوریتم آروز-نددی عمل می‌کند، اما در مورد مدولاسیون‌های فاز یا دامنه- فاز الگوریتم پیشنهادی دارای بایاس و انحراف معیار بیشتری در تخمین دوره سمبل است.

۵. مراجع

- [1] Dobre, O. A.; Abdi, A.; Bar-Ness, Y.; Su, W. "Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical

- [15] Yang, D.; Li, Z.; Si, J.; Zhou, F.; Hao, B. "A Self-adapting Symbol Rate Estimator Based on Wavelet Transform with Optimal Scale and Resample"; In Proc. of IEEE 80th Vehicular Technology Conference, 2014, 1-5.
- [16] Güner A.; Kaya, I. "Periodic Variation Method for Blind Symbol Rate Estimation"; Int. J. of Communication Systems 2014, 27, 4199-4209.
- [13] Boulinguez, D.; Garnier, C.; Clavier, L. "Time Frequency and Kalman Filter Based Baud Rate Estimator"; in Proc. of the 3rd Int. Symposium on Image and Signal Processing and Analysis 2003, 866-870.
- [14] Al-Haddad, M. K.; Abdullah, S. N.; Ismail, Q. S. "Spectral Technique for Baud Time Estimation"; J. Eng. 2012, 18, 914-923.