

تخمین بهبود یافته دنباله PN سیگنال طیف گسترده دنباله مستقیم با استفاده از الگوریتم پیشینه شباهت

رسول مرادی^۱، دانشجوی کارشناسی ارشد؛ سید علی اصغر بهشتی شیرازی^۲، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران- تهران- ایران- rasoul_moradi@elec.iust.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علم و صنعت ایران- تهران- ایران- abeheshti@iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله تخمین دنباله نویز شبه تصادفی (PN) با استفاده از الگوریتم پیشینه شباهت در نسبت‌های سیگنال به نویز پایین انجام شده است. ابتدا سیگنال دریافتی به بازه‌های زمانی تقسیم و ماتریس همبستگی روی این بازه‌ها برای تخمین مقادیر ویژه محاسبه می‌گردد. بردار ویژه متناظر با بزرگ‌ترین مقدار ویژه انتخاب شده و با استفاده از تبدیل SWT حذف نویز بر روی آن انجام می‌گیرد تا عدم هم‌زمانی دنباله و نرخ چیپ به دست آید. در گام آخر تخمین دنباله PN با الگوریتم زمان‌بندی پیشینه شباهت و فیلتر درون‌یابی انجام می‌شود. نتایج شبیه‌سازی به مقایسه روش پیشنهادی و روش‌های پیشین با معیارهای پیچیدگی محاسباتی و دقت تخمین دنباله PN و نرخ چیپ می‌پردازد. همچنین حداقل تعداد نمونه‌های اطلاعات مورد نیاز برای تخمین نرخ چیپ و دنباله PN نیز بررسی می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده افزایش دقت تخمین دنباله PN به میزان ۱۳٪ روش پیشنهادی نسبت به سایر روش‌ها است.

واژه‌های کلیدی: تخمین دنباله PN، بردار ویژه، دنباله مستقیم، نرخ چیپ، معیار بیشترین شباهت.

Improved Direct Sequence Spread Spectrum Signal PN Estimation using Maximum Likelihood Algorithm

Rasul Moradi¹, MSc student; Seyyed Aliasghar Beheshti Shirazi², Associate professor

1- Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Email: rasoul_moradi@elec.iust.ac.ir

2- Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Tehran Iran, Email: abeheshti@iust.ac.ir

Abstract: This study presents a Pseudo noise sequence (PN) estimation algorithm using maximum likelihood method in low signal to noise ratio. The received signal samples are divided into temporal segments. Then correlation matrix is computed for eigenvalue estimation. Eigenvector related to largest eigenvalue of this matrix is chosen and de-noised by stationary wavelet transform to find asynchronous of sequence and chip rate. The estimation of PN sequence, is found through a maximum likelihood algorithm for delay estimation and interpolation filter. Simulation results are applied to evaluate the proposed method and compare with previous methods in terms of computational complexity and accuracy of the chip rate and the PN estimation. Furthermore, minimum number of required samples are investigated for true estimation accuracy measurement. The results indicated that, the proposed method presented 13% better accuracy of PN sequence estimation compared to other methods.

Keywords: PN sequence estimation, eigen vector, direct sequence, chip rate, maximum likelihood.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۲۹

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۸/۰۶/۱۹، ۱۳۹۸/۰۸/۰۹، ۱۳۹۸/۰۲/۱۰ و ۱۳۹۸/۰۶/۰۱

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۹/۰۶/۲۶

نام نویسنده مسئول: علی اصغر بهشتی شیرازی

نشانی نویسنده مسئول: دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران.

۱- مقدمه

پیشنهاد شده است. در [۱۴] با استفاده از تجزیه مقادیر منفرد، بزرگ‌ترین بردار ویژه را محاسبه می‌کند و با استفاده از حذف نویز، زمان‌بندی^۶ چیپ را به دست آورده و سپس تخمین دنباله PN را انجام می‌دهد. در این مقاله کارایی برای نسبت‌های سیگنال به نویز پایین نیز بررسی شده است. مشکل این روش کاهش دقت تخمین دنباله برای سیگنال به نویز پایین است. همچنین تعداد دفعات جست‌وجو برای یافتن ابتدای دنباله به صورت بهینه انتخاب نشده است. علاوه بر این دقت تخمین نرخ چیپ نیز پایین است. در روش پیشنهادی هدف بهبود تخمین نرخ چیپ، کاهش زمان یافتن عدم هم‌زمانی دنباله و همچنین ارائه یک الگوریتم مبتنی بر بیشینه شباهت (ML) برای بهبود دقت تخمین دنباله PN هست. دلیل انتخاب الگوریتم زمان‌بندی ML کارایی بهتر و خطای کمتر نسبت به روش استفاده‌شده در مقاله مرجع است [۱۵]. در این مقاله با فرض داشتن طول دوره دنباله PN، پس از حذف نویز به ارائه یک الگوریتم با پیچیدگی محاسباتی کمتر برای محاسبه عدم هم‌زمانی دنباله PN پرداخته می‌شود. در ادامه با محاسبه نرخ چیپ، با استفاده از الگوریتم ML وارد مرحله زمان‌بندی چیپ شده و در نهایت با استفاده از تخمین زمان‌بندی و با استفاده از فیلتر درون‌یابی داده دنباله PN تخمین زده می‌شود.

بخش دوم مدل سیگنال دریافتی را بیان می‌کند. در بخش سوم روش پیشنهادی ارائه شده و در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی نشان داده می‌شوند. بخش پنجم به نتیجه گیری از روش ارائه شده اختصاص یافته است.

۲- مدل سیگنال دریافتی

سیگنال دریافتی در باند پایه به صورت زیر نشان داده می‌شود:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

در رابطه بالا $n(t)$ نویز گوسی سفید جمع شونده (AWGN) است. همچنین $s(t)$ با رابطه زیر نمایش داده می‌شود:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m h(t - mT_d) \quad (2)$$

که $h(t)$ با رابطه زیر بیان می‌گردد:

$$h(t) = \sum_{c=1}^C P_c g(t - cT_c) \quad (3)$$

در روابط بالا a_m بیانگر سمبل‌های ارسال شده، T_d دوره سمبل‌ها، $g(t)$ فیلتر شکل‌دهی پالس، $c = 1, \dots, C$ دنباله PN و T_c دوره چیپ هستند. سیگنال دریافتی در خروجی نمونه‌بردار به صورت زیر نمایش داده می‌شود:

$$r(kT_s) = s(kT_s) + n(kT_s) \quad (4)$$

که T_s دوره نمونه‌برداری است. در نتیجه سیگنال نمونه‌برداری شده به صورت زیر قابل‌نمایش است:

$$r_k = s_k + n_k \quad (5)$$

مخابرات طیف گسترده دنباله مستقیم^۱ (DSSS) یکی از مهم‌ترین روش‌هایی است که امکان احتمال شنود پایین را فراهم می‌کند. سیگنال‌های DSSS به‌طور گسترده‌ای در حوزه‌های اندازه‌گیری از راه دور، ردیابی و فرمان، مخابرات و ناوبری استفاده می‌شوند [۲، ۱]. در این سیگنال‌ها، داده مدوله‌شده در دنباله شبه نویز^۲ (PN) با نرخ چیپ^۳ بسیار بسیار بالاتر از نرخ سمبل^۴ ضرب می‌شود؛ نتیجه این کار پخش انرژی سیگنال مدوله‌شده اصلی در یک پهنای باند بسیار وسیع‌تر است. این عملیات می‌تواند سیگنال را در نویز مخفی کند که در نتیجه یک نسبت سیگنال به نویز (SNR) به وجود خواهد آمد [۳].

در این سیستم‌ها، دنباله PN به کار رفته برای گسترده کردن سیگنال در فرستنده، در گیرنده نیز برای جمع کردن آن استفاده می‌شود. جمع کردن سیگنال در گیرنده نیازمند اطلاعات اولیه‌ای از دنباله PN است. در حالت با همکاری^۵، گیرنده دارای اطلاعات کاملی از دنباله PN است که برای جمع کردن سیگنال از آن استفاده می‌کند. در حالت بدون همکاری، همانند مخابرات هواگرد و مخابرات ماهواره‌ای، اطلاعات دنباله PN ممکن است برای گیرنده مشخص نباشد که انجام عملیات جمع کردن سیگنال را دشوار می‌سازد. در این حالت تشخیص و دمدوله کردن سیگنال DSSS ارسالی بسیار دشوار است و با توجه به ضروری بودن تخمین پارامترها در حالت کور در حوزه مخابرات [۴]، باید دنباله‌های گسترش به شیوه کور تخمین زده شوند [۵].

برای تخمین دنباله PN روش مبتنی بر تجزیه مقادیر منفرد در [۸-۶] ارائه شده است. در این روش سیگنال دریافتی ابتدا به بخش‌هایی با طول دلخواه تقسیم می‌شود. سپس ماتریس خودهمبستگی هریک از این بخش‌ها محاسبه می‌شود و با استفاده از ممان دوم طول دوره دنباله PN محاسبه می‌شود. در ادامه مجدداً سیگنال به بازه‌هایی با طول برابر با دوره دنباله تقسیم شده و ماتریس همبستگی آن‌ها محاسبه می‌گردد. با استفاده از ماتریس همبستگی، مقادیر ویژه متناظر با آن استخراج می‌شوند. با به دست آوردن بردارهای ویژه متناظر با دو مقدار ویژه بزرگ و کنار هم قراردادن آن‌ها، عدم هم‌زمانی دنباله PN و در نهایت دنباله PN تخمین زده می‌شود. الگوریتم بهبود یافته مبتنی بر تجزیه مقادیر منفرد در [۹] پیشنهاد شده است. در این مقاله جهت تخمین دنباله PN از پنجره‌هایی با طول دو برابر طول دوره دنباله PN استفاده می‌کند. در [۸] دو الگوریتم مبتنی بر خودهمبستگی و تحلیل اجزای اصلی برای تخمین طول دنباله PN معرفی شده است. در [۱۰] هرکدام از بازه‌های زمانی را به زیر بازه‌های کوچک‌تر تقسیم می‌کند و سپس با استفاده از تجزیه مقادیر ویژه به بیان تخمین دنباله PN می‌پردازد. تخمین دنباله PN با استفاده از روش‌های آماری در [۱۱] انجام شده است. در این روش ابتدا یافتن شروع دنباله انجام می‌شود و سپس تخمین دنباله PN انجام می‌شود. استفاده از روش hill-climbing برای تخمین دنباله PN در سیگنال‌های DSSS که هم‌زمان شده و تأخیر زمانی ندارند در [۱۲] انجام شده است همچنین برای تخمین عدم هم‌زمانی روش‌هایی در [۱۳]

حال برای به دست آوردن بردار ویژه باید ماتریس همبستگی تشکیل شود. ماتریس همبستگی طبق رابطه زیر به دست می آید:

$$R_r = E \{ r_{k,2L} r_{k,2L}^H \} \quad (7)$$

همچنین با توجه به شکل ۳ هریک از بخش‌ها را به صورت زیر می توان نوشت:

$$r_{k,2L} = [r_{k,\Gamma} \quad r_{k,L} \quad r_{k,L-\Gamma}] \quad (8)$$

با توجه به محدود بودن تعداد نمونه‌ها و معلوم نبودن چگالی توزیع احتمال، رابطه بالا را به صورت زیر تقریب زده می شود:

$$\hat{R}_r(k) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K r_{k,2L} r_{k,2L}^H = (s_{k,2L} + n_{k,2L})(s_{k,2L} + n_{k,2L})^H \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (s_{k,2L} s_{k,2L}^H + s_{k,2L} n_{k,2L}^H \\ &\quad + n_{k,2L} s_{k,2L}^H + n_{k,2L} n_{k,2L}^H) \end{aligned}$$

چون سیگنال و نویز ناهمبسته فرض می شوند، در نتیجه:

$$\hat{R}_r(k) = \quad (10)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (s_{k,2L} s_{k,2L}^H + n_{k,2L} n_{k,2L}^H) = \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K s_{k,2L} s_{k,2L}^H + \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K n_{k,2L} n_{k,2L}^H \end{aligned}$$

با استفاده از رابطه بالا ماتریس همبستگی تخمین زده می شود و مقادیر ویژه متناظر با آن به دست می آید.

$$\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{2L}\} \quad \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{2L} \quad (11)$$

با توجه به اینکه بزرگترین بردار ویژه به دست آمده، بیانگر اطلاعات کاملی از دنباله PN است [۱۷]، پس بزرگترین بردار ویژه استخراج و \bar{E} نامیده می شود.

۳-۲- حذف نویز بردار ویژه

با توجه به اینکه بردار ویژه تخمین زده شده دارای نویز است برای حذف نویز بردار ویژه از یک الگوریتم مبتنی بر SWT استفاده می کنیم [۲۰-۱۸]. همچنین موجک استفاده شده در اینجا sym6 است که دارای دقت بالاتری نسبت به سایر موجک‌ها است.

ضرایب موجک در SWT با ضرایب تقریب (ca_j) و ضرایب جزئی (cd_j) نشان داده می شوند که $j = 1, \dots, J$ نشان دهنده شماره سطح WT است و اولین سطح آن به صورت زیر بیان می شود:

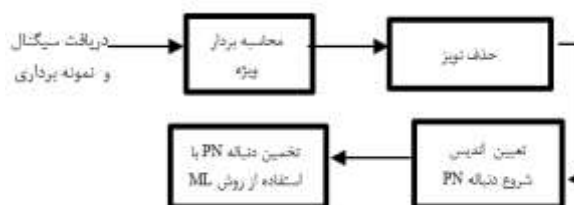
$$ca_j(n) = H_1(n) * \bar{E}(n) \quad (12)$$

$$cd_j(n) = G_1(n) * \bar{E}(n) \quad (13)$$

که $\bar{E}(n)$ سیگنال نویزی و $H_1(n)$ و $G_1(n)$ به ترتیب فیلترهای بالا گذر و پایین گذر هستند. تعداد سطوح قابل اعمال برای تبدیل موجک با رابطه $2L = 2^j \times X$ بیان می شود که در آن یک عدد صحیح مثبت است. در هر سطح با به کار بردن ضریب جزئی و مقایسه آن با یک مقدار آستانه، ضرایب جزئی جدید به صورت رابطه (۱۴) تشکیل می شود:

دنباله PN مورد استفاده در این مقاله از نوع دنباله کوتاه با طول حداکثر γ و دوره آن برابر با CT_c است [۱۶]. طول دوره دنباله که از این به بعد با نماد L نمایش داده می شود با استفاده از روش ممان دوم که در [۷] بیان شده است معلوم فرض می شود. همچنین فیلتر شکل دهی پالس از نوع SRRC و مدولاسیون به کار رفته کلید زنی شیفت فازی دودویی (BPSK) انتخاب شده است. علاوه بر این نرخ نمونه برداری با $f_s = \frac{1}{T_s}$ و نرخ چیب با $f_c = \frac{1}{T_c}$ نشان داده می شود. همچنین نسبت بیش نمونه برداری $M = \frac{f_s}{f_c}$ برابر M است.

بلوک دیاگرام روش پیشنهادی به صورت شکل ۱ است. توضیحات مربوط به نمونه برداری در بخش ۲ بیان شد. سایر اجزای بلوک دیاگرام زیر در بخش‌های بعدی شرح داده می شوند.

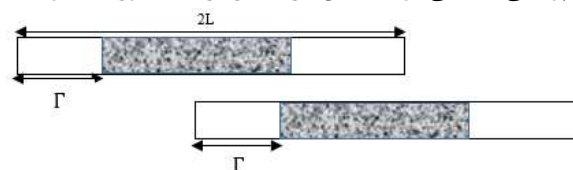


شکل ۱: بلوک دیاگرام تخمین دنباله PN

۳-۲- روش پیشنهادی

۳-۱- تخمین بردار ویژه

با توجه به اینکه شروع دنباله مشخص نیست و معمولاً شروع سیگنال نمونه برداری شده با ابتدای دنباله یکسان نیستند، سیگنال دریافتی را به بازه‌هایی با طول $2L$ تقسیم کرده تا یک دوره کامل از دنباله داخل هر کدام از بازه‌ها قرار گیرد. همچنین برای اینکه میزان عدم همزمانی (Γ) در تمام زیر بازه‌های L تکرار شود به میزان نصف هر بازه با بازه بعدی همپوشانی داده می شود. نمایش هر یک از بازه‌ها به صورت شکل ۲ است.



شکل ۲: تقسیم بندی سیگنال دریافتی به بازه‌هایی با طول $2L$

اگر هر یک از بخش‌های بالا $r_{k,2L}$ نامیده شود، سیگنال دریافتی به صورت زیر قابل بیان است:

$$R_k = [r_{1,2L}, \dots, r_{K,2L}] = \begin{bmatrix} \Gamma_{1,1} & \dots & \Gamma_{K,1} \\ \Gamma_{1,2} & \dots & \Gamma_{K,2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Gamma_{1,2L} & \dots & \Gamma_{K,2L} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\hat{\Gamma} = \{m | F_f(m+1) < F_f(m)\} \quad (19)$$

با تخمین $\hat{\Gamma}$ بردار $\vec{U}_i(n)$ را به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\vec{U}_i(n) = \vec{U}(\hat{\Gamma} + v), v = 0, \dots, L-1 \quad (20)$$

با توجه به اینکه طول بردار به اندازه L است و ابتدای آن نیز مشخص است، پس بردار $\vec{U}_i(n)$ یک دوره کامل از دنباله PN است. در مراحل بعد دنباله PN باید از داخل این یک دوره استخراج شود.

۳-۴- تخمین نرخ چیب

در این بخش به تخمین نرخ چیب پرداخته می‌شود. از آنجا که طول بردار $\vec{U}_i(n)$ برابر L است، رابطه رزولوشن به صورت $\Delta f \leq f_s/2L$ بیان می‌شود. با توجه به این رابطه دقت تخمین نرخ چیب وابسته به تعداد نمونه‌های بردار ویژه خواهد بود. در نتیجه برای افزایش دقت از صفر گذاری^۹ استفاده می‌شود. رابطه تبدیل فوری به صورت زیر است:

$$\vec{Y}_i(f) = \sum_{n=0}^{L-1} \vec{U}_i(n) e^{-j2\pi n f / L} \quad (21)$$

بنابراین چگالی طیفی مرتبه دوم به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\hat{S}(f) = |f \{ \vec{U}_i(n)^2 \}| = \left| \sum_{n=0}^{L-1} \vec{U}_i^2(n) e^{-j2\pi n f / L} \right| \quad (22)$$

با قراردادن $\hat{S}(f)$ در رابطه زیر تخمین نرخ چیب انجام می‌شود:

$$\hat{f}_c = \arg \max_{0 \leq f \leq f_s/2} \hat{S}(f) \quad (23)$$

با تخمین نرخ چیب می‌توان نسبت بیش نمونه‌برداری را محاسبه کرد. با توجه به خطای تخمین، این نسبت می‌تواند غیر صحیح باشد، در حالی که نسبت بیش نمونه‌برداری مورد نیاز برای الگوریتم بیش نمونه‌برداری مقداری صحیح است. در نتیجه باید از نمونه‌برداری مجدد^{۱۰} استفاده کنیم. طول دنباله PN به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\hat{C} = \frac{L}{[\hat{M}]} \quad (24)$$

که $[.]$ بیانگر نزدیک‌ترین مقدار صحیح به عدد و $[\hat{M}]$ نسبت بیش نمونه‌برداری به دست آمده است.

۳-۵- نمونه‌برداری مجدد

برای انجام نمونه‌برداری مجدد ابتدا باید میزان نمونه‌افزایی و نمونه‌کاهی محاسبه شوند. اگر نمونه‌افزایی با u و نمونه‌کاهی با d نمایش داده شوند، برای به دست آوردن آن‌ها رابطه زیر قابل بیان است:

$$\frac{d}{u} = \frac{\hat{M}}{[M]} = u_1 + \frac{1}{u_2 + \frac{1}{u_3 + \dots + \frac{1}{u_n}}} \quad (25)$$

که در آن $[.]$ نماد نزدیک‌ترین عدد صحیح کوچک‌تر و $u_s, s = 1, \dots, S$ مقادیر صحیح هستند. از مقادیر d و u به دست آمده در رابطه (۲۵) در فرایند نمونه‌برداری استفاده می‌شود. شکل ۴ بلوک

$$cd_j = \begin{cases} \text{sign}\{cd_j\}(|cd_j| - Thr_j) & |cd_j| \geq Thr_j \\ 0 & |cd_j| < Thr_j \end{cases} \quad (14)$$

که در آن:

$$Thr_j = \hat{\sigma}(j) \sqrt{\log N}, N = \text{length of } cd_j \quad (15)$$

و

$$\hat{\sigma}(j) = \frac{E\{|cd_j|\}}{0.6745} \quad (16)$$

با انجام معکوس تبدیل موجک، خروجی بردار حذف نویز شده u نامیده می‌شود.

۳-۳- پیدا کردن عدم هم‌زمانی

منظور از عدم هم‌زمانی یکسان نبودن ابتدای دنباله PN و شروع بردار ویژه است. در بردار ویژه حذف نویز شده، نحوه قرارگیری نمونه‌ها دنباله PN به صورت زیر است:

$$|\vec{U}(n)| \quad (17)$$

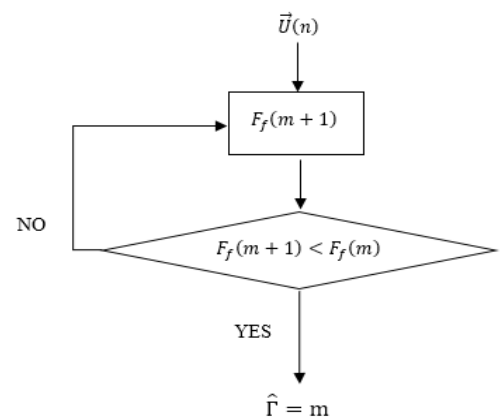
$$= [|u_{L-\Gamma'}|, |u_{L-\Gamma'+1}|, \dots, |u_L|, |u_1|, \dots, |u_L|, |u_1|, \dots, |u_{L-\Gamma'+1}|], \Gamma + \Gamma' = L$$

یافتن اندیس به معنای یافتن مقدار عدم هم‌زمانی دنباله PN است. با توجه به اینکه بیشترین اندازه در بازه‌ای است که یک دوره کامل از دنباله وجود دارد، پس از اول بردار $\vec{U}(n)$ شروع به جست‌وجو کرده و مطابق رابطه زیر Γ تعیین می‌شود:

$$F_f(m) = \sum_{k=m}^{m+L-1} |\vec{U}(k)| = \quad (18)$$

$$\sum_{k=m}^{\Delta} |\vec{U}_s(k) + \vec{U}_n(k)|, m = 1, \dots, \Delta, \Delta \leq m + L - 1$$

که در آن $\vec{U}_s(k)$ و $\vec{U}_n(k)$ به ترتیب قسمت‌های مربوط سیگنال و نویز هستند. برای تعیین مقدار Δ باید الگوریتم شکل ۳ را پیاده‌سازی کرد.



شکل ۳: فلوجارت الگوریتم یافتن ابتدای دنباله

شکل ۳ فلوجارت مورد نظر برای یافتن عدم هم‌زمانی دنباله PN را نشان می‌دهد. در نتیجه:

شود. اگر خروجی نهایی فیلتر درون یابی با Y نمایش داده شود، مقدار آستانه به صورت رابطه ۳۰ اعمال می شود.

$$y(k) = x(m_k + 2) \left(\frac{1}{6} \mu_k^3 - \frac{1}{6} \mu_k \right) + x(m_k + 1) \left(-\frac{1}{2} \mu_k^3 + \frac{1}{2} \mu_k^2 + \mu_k \right) + x(m_k) \left(\frac{1}{2} \mu_k^3 - \mu_k^2 + \frac{1}{2} \mu_k + 1 \right) + x(m_k - 1) \left(-\frac{1}{6} \mu_k^3 + \frac{1}{2} \mu_k^2 - \frac{1}{3} \mu_k \right) \quad (29)$$

$$Y_r = \begin{cases} 1 & Y > 0 \\ -1 & Y \leq 0 \end{cases} \quad (30)$$

که Y_r مقدار Y بعد از اعمال مقدار آستانه است. در نتیجه دنباله PN با انتخاب \hat{C} نمونه اول از Y_r به دست می آید:

$$\hat{c} = Y_r, 1, \dots, \hat{C} \quad (31)$$

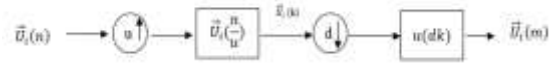
۴- نتایج شبیه سازی

دنباله PN تولیدی از نوع m-sequence و طول آن در شبیه سازی ها برابر با $c=63$ ، $c=127$ و $c=255$ است. از مدولاسیون BPSK جهت مدولاسیون بیت ها استفاده شده است. همچنین نسبت بیش نمونه برداری برابر با ۵ و مقدار L به ترتیب برابر با $L=315$ ، $L=635$ و $L=1275$ است. همچنین SNR با رابطه $10 \log_{10} \left[\frac{E\{s_n^2\}}{E\{r_n^2\}} \right]$ تعریف می شود. علاوه بر این ۱۰۰ آزمایش مونت کارلو برای بررسی نتایج به کار رفته است. برای مقایسه نتایج شبیه سازی از روش به کار رفته توسط آقای Shen و Wang بیان شده در [۱۴] استفاده شده است که در آن آخرین بهبودها نسبت به سایر روش ها در دقت تخمین دنباله PN انجام گرفته است.

۴-۱- خطای تخمین نرخ چیب

در این قسمت دقت تخمین نرخ چیب مورد بررسی قرار می گیرد. روش بررسی خطای نرخ چیب تخمین زده شده با استفاده از رابطه $f_{mmse} = \sqrt{\frac{1}{N'} \sum_{n=1}^{N'} \left(\frac{\hat{f}_c}{f_c} - 1 \right)^2}$ است که N' تعداد آزمایش های انجام شده است. همچنین تعداد نمونه های اطلاعات مورداستفاده در این بخش مطابق مقاله مرجع برابر با $I = 327496/L$ تعیین می شود. نتایج شبیه سازی خطای تخمین نرخ چیب به ازای طول مقادیر PN مختلف در ادامه بیان می شود.

دیاگرام فرایند نمونه برداری مجدد را نشان می دهد [۲۰]. در شکل ۴ خروجی فرایند نمونه برداری مجدد و $\hat{M} = [\hat{M}]$ است.



شکل ۴: بلوک دیاگرام نمونه برداری مجدد

۳-۶- تخمین دنباله PN

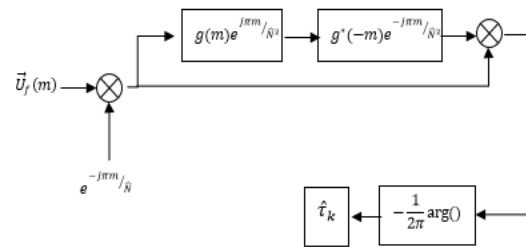
برای تخمین دنباله PN اولین مرحله زمان بندی چیب است که با روش ML انجام می شود [۲۱]. منظور از زمان بندی یافتن میزان تأخیر بین پالس ساعت فرستنده و گیرنده است. ورودی این الگوریتم بردار ویژه حذف نویز شده است که طول آن برابر با دوره دنباله PN است. فیلترهای شکل دهی پالس $g(m)$ دارای پارامترهای ضریب برآمدگی α و تعداد سمبل های مربوطه Ns هستند. برای جلوگیری از تأخیر ناشی از کانولوشن در فیلترها، هرکدام از آن ها به اندازه نصف طول فیلتر یعنی $\frac{Ns}{2} \hat{N} + 1$ جابجا می شوند. خروجی الگوریتم ML به صورت زیر بیان می شود:

$$\hat{\tau}_k = -\frac{1}{2\pi} \arg(X) \quad (26)$$

$$X = \sum_{m=(k-Ns/2)\hat{N}}^{(k+Ns/2)\hat{N}-1} \vec{U}_f(m) e^{-j\pi m/\hat{N}} (\vec{U}_f^*(m) e^{-j\pi m/\hat{N}} * F(m))$$

$$F(m) = g(m) e^{j\pi m/\hat{N}^2} * g^*(-m) e^{-j\pi m/\hat{N}^2}$$

بلوک دیاگرام الگوریتم زمان بندی ML در شکل ۵ ارائه شده است:



شکل ۵: بلوک دیاگرام الگوریتم ML

خروجی $\hat{\tau}_k$ به فیلتر درون یابی داده می شود. پارامترهای فیلتر درون یابی اندیس های صحیح و کسری هستند که با استفاده از خروجی زمان بندی به ترتیب به صورت زیر به دست می آیند:

$$a_k = (k + \hat{\tau}_k) \hat{N} \quad (27)$$

$$m_k = \lfloor a_k \rfloor \quad (28)$$

$$\mu_k = a_k - m_k \quad (28)$$

برای به کار بردن فیلتر درون یابی از فیلتر لاگرانژ مرتبه سوم استفاده می کنیم. خروجی این فیلتر به صورت رابطه ۲۹ بیان می شود. برای رسیدن به دنباله PN خروجی $y(k)$ باید با یک مقدار آستانه مقایسه

شکل ۷: تعداد نمونه‌های اطلاعات مورد نیاز برای تخمین صحیح نرخ

چیپ

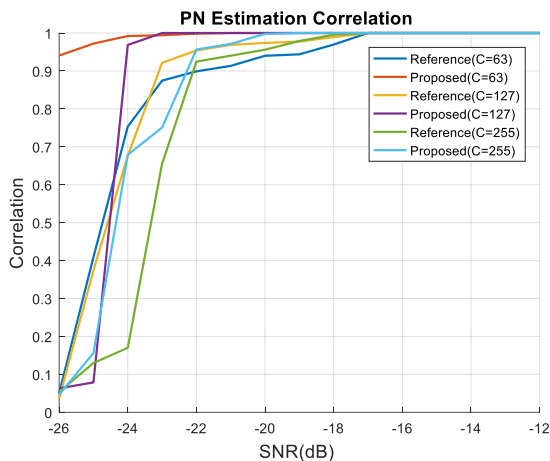
همان‌طور که در شکل ۷ مشخص است، در هر دو روش هر چه نسبت سیگنال به نویز پایین‌تر می‌آید، به تعداد نمونه‌های بیشتری برای تخمین نرخ چیپ نیاز است. نتایج شبیه‌سازی در شکل ۷ نشان می‌دهد که تعداد نمونه‌های مورد نیاز برای تخمین صحیح نرخ چیپ در روش پیشنهادی نسبت به روش مرجع کمتر است که با توجه به شکل‌های قبل نیز این نتیجه قابل انتظار است.

۴-۳- تخمین دنباله PN

در این بخش دقت تخمین دنباله PN به ازای سه طول PN مختلف بررسی شده است. همچنین تعداد نمونه‌های اطلاعات مورد استفاده برابر $I = 327496/L$ است. تعداد ۱۰۰ آزمایش برای مقایسه دو الگوریتم انجام شده است. برای بررسی میزان دقت تخمین دنباله PN از تابع همبستگی استفاده می‌شود. به عبارت دیگر:

$$Cr = E \{cc^*\} \quad (33)$$

شکل ۸ مقایسه دقت تخمین دنباله PN در دو الگوریتم به ازای طول PN های $c = 63$ ، $c = 127$ و $c = 255$ را نشان می‌دهد.



شکل ۸: مقایسه دقت تخمین دنباله PN

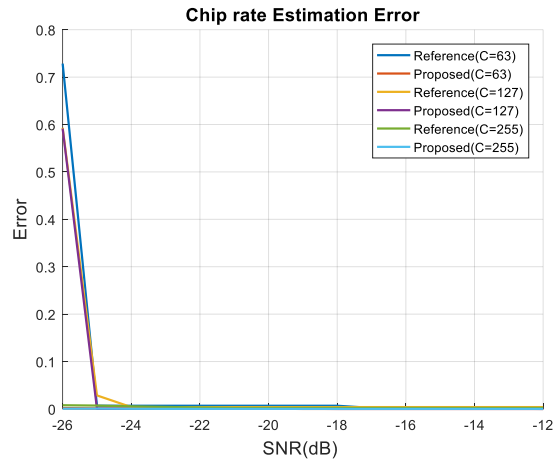
مطابق شبیه‌سازی‌های به دست آمده در شکل ۸، تا نسبت سیگنال به نویز $-17dB$ ، هر دو روش دارای دقت تخمین بسیار خوب هستند ولی در نسبت‌های پایین‌تر دقت تخمین دنباله PN در روش پیشنهادی بهتر است؛ اگرچه در نسبت‌های سیگنال به نویز پایین دچار افت دقت می‌شود. همچنین همان‌طور که از شکل ۸ مشخص است با افزایش طول دنباله PN، دقت تخمین کمتر می‌شود.

۴-۴- تعداد نمونه‌های مورد نیاز برای تخمین صحیح دنباله PN

حداقل تعداد نمونه‌های مورد نیاز برای تخمین دنباله PN به ازای حداقل ۹۰٪ همبستگی در شکل ۹ آمده است. مطابق شکل ۹ مشاهده می‌شود که

شکل ۶ مقایسه خطای تخمین نرخ چیپ را به ازای طول PN های $c = 63$ ، $c = 127$ و $c = 255$ را نشان می‌دهد.

نتایج شبیه‌سازی در هر سه مقدار طول PN بیانگر بهتر شدن دقت تخمین الگوریتم پیشنهادی است. همان‌طور که از نتایج مشخص است، با کاهش نسبت سیگنال به نویز، خطای تخمین نرخ چیپ نیز بیشتر می‌شود.



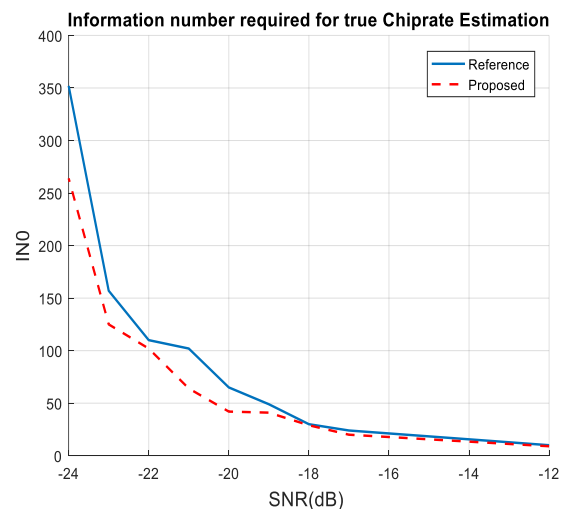
شکل ۶: مقایسه خطای تخمین نرخ چیپ

۴-۲- تعداد نمونه‌های مورد نیاز برای تخمین صحیح نرخ چیپ

حداقل تعداد نمونه‌های مورد نیاز جهت تخمین نرخ چیپ برای $c = 127$ با توجه به رابطه $|f_c - \hat{f}_c| < 3.9 KHz$ در شکل ۹ ارائه شده است. در این رابطه مقدار $3.9 KHz$ با توجه به رابطه زیر به دست آمده است:

$$\Delta f \leq fs/2L, \quad |f_c - \hat{f}_c| \leq \Delta f \quad (32)$$

شکل ۷ تعداد نمونه‌های مورد نیاز برای تخمین صحیح نرخ چیپ را نشان می‌دهد.



matched filter outputs for consecutive DSSS signals, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 52, pp. 2044-2053, 2016.

- [3] V. L. Nir and B. Scheers, Robust blind carrier frequency synchronisation for direct sequence spread spectrum systems, Electronics Letters, vol. 51, pp. 425-427, 2015.

[۴] مریم زیرجدی، مهدی تیموری، «همزمان سازی کور سیگنال‌های برست

TDMA در محیط‌های غیرهمیار»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز،

جلد ۴۹، شماره ۱، ص. ۲۰۱-۲۰۳، ۱۳۹۸

- [5] J. H. Liang, X. Wang, F. H. Wang and Z. T. Huang, Blind spreading sequence estimation algorithm for long-code DS-CDMA signals in asynchronous multi-user systems, IET Signal Processing, vol. 11, pp. 704-710, 2017.
- [6] G. Burel, Detection of spread spectrum transmissions using fluctuations of correlation estimators, in IEEE Int. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS'20, 2000, p. B8).
- [7] C. Boudier, S. Azou, and G. Burel, Performance analysis of a spreading sequence estimator for spread spectrum transmissions, Journal of the Franklin Institute, vol. 341, pp. 595-614, 2004/11/01/ 2004.
- [8] J. D. Vlok and J. C. Olivier, Blind sequence-length estimation of low-SNR cyclostationary sequences, IET Communications, vol. 8, pp. 1578-1588, 2014.
- [9] T. Zhang and A. Mu, A modified eigen-structure analyzer to lower SNR DS-SS signals under narrow band interferences, Digital Signal Processing, vol. 18, pp. 526-533, 2008.
- [10] P. y. Qui, Z. t. Huang, W. l. Jiang, and C. Zhang, Improved blind-spreading sequence estimation algorithm for direct sequence spread spectrum signals, IET Signal Processing, vol. 2, pp. 139-146, 2008.
- [11] Y. Zhan, Z. Cao, and J. Lu, Spread-spectrum sequence estimation for DSSS signal in non-cooperative communication systems, IEE Proceedings - Communications, vol. 152, pp. 476-480, 2005.
- [12] Z. Sha, Z. Huang, Y. Zhou, and F. Wang, Blind spreading sequence estimation based on hill-climbing algorithm, in 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing, 2012, pp. 1299-1302.

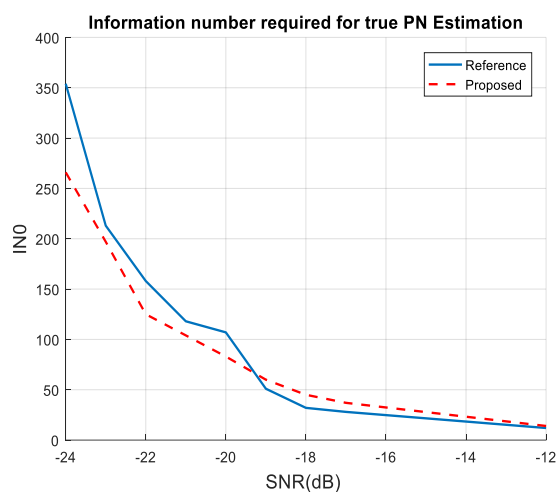
[۱۳] محمود محصل فقهی، «تخمین همزمان آفست زمانی و آفست فرکانس

حامل در سامانه‌های ارتباطی مبتنی بر پخش ویدئوی دیجیتال»، مجله

مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۸، شماره ۱، ص. ۲۹۱-۳۰۱، ۱۳۹۷

- [14] B. Shen and J. x. Wang, Chip rate and pseudo-noise sequence estimation for direct sequence spread spectrum signals, IET Signal Processing, vol. 11, pp. 727-733, 2017.
- [15] U. Mengali, Synchronization techniques for digital receivers, Springer Science & Business Media, 2013.
- [16] P. Y. Qiu, Z. T. Huang, W. L. Jiang and C. Zhang, Blind multiuser spreading sequences estimation algorithm for the direct-sequence code division multiple access signals, IET Signal Processing, vol. 4, pp. 465-478, 2010.
- [17] M. Rosas-Orea, M. Hernandez-Diaz, V. Alarcon-Aquino and L. G. Guerrero-Ojeda, A comparative simulation study of wavelet based denoising algorithms, in null, 2005, pp. 125-130.
- [18] R. Naga, S. Chandralingam, T. Anjaneyulu, and K. Satyanarayana, Denoising EOG signal using stationary wavelet transform, Measurement Science Review, vol. 12, pp. 46-51, 2012.
- [19] E. L. Lema-Condo, F. L. Bueno-Palomeque, S. E. Castro-Villalobos, E. F. Ordoñez-Morales, and L. J. Serpa-Andrade, Comparison of wavelet transform symlets (2-10) and daubechies (2-10) for an electroencephalographic signal analysis, in 2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), 2017, pp. 1-4.
- [20] M. D. Sacchi, T. J. Ulrych, and C. J. Walker, Interpolation and extrapolation using a high-resolution discrete Fourier transform, IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 46, pp. 31-38, 1998.
- [21] J. R. Price and M. Hayes, Resampling and reconstruction with fractal interpolation functions, IEEE signal processing letters, vol. 5, pp. 228-230, 1998.

در نسبت سیگنال به نویز بالاتر از -19 dB دو الگوریتم تقریباً به تعداد یکسانی از نمونه‌های اطلاعات نیاز دارند، ولی در نسبت سیگنال به نویزهای پایین‌تر، روش ارائه شده به تعداد نمونه‌های کمتری برای تخمین صحیح دنباله PN نیاز دارد.



شکل ۹: تعداد نمونه‌های اطلاعات موردنیاز برای تخمین صحیح دنباله PN

۴-۵- پیچیدگی محاسباتی

در بخش تخمین عدم هم‌زمانی، روش پیشنهادی دارای پیچیدگی $O(L)$ است، در حالی که پیچیدگی روش مقاله مرجع $O(L^2)$ است. همچنین در مرحله تخمین زمان‌بندی چیپ هر دو الگوریتم دارای پیچیدگی $O(L \log_2 L)$ و در تخمین دنباله PN دارای $O(L)$ پیچیدگی هستند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، به ارائه یک الگوریتم مبتنی بر روش ML برای تخمین دنباله PN پرداخته شد. در این الگوریتم برای تعیین عدم هم‌زمانی دنباله، یک الگوریتم با پیچیدگی و نیاز به جست‌وجوی پایین معرفی شد. در ادامه بعد از به‌دست آوردن نرخ چیپ با تخمین زمان‌بندی چیپ با استفاده از روش ML و با قراردادن خروجی آن در فیلتر درون یابی، دنباله PN به‌دست آمد. نتایج شبیه‌سازی بیانگر بهبود دقت تخمین دنباله PN به میزان ۱۳٪ و کاهش خطای تخمین نرخ چیپ به میزان ۰/۰۲۶۶ هستند. همچنین تعداد نمونه‌های موردنیاز برای تخمین صحیح نرخ چیپ و دنباله PN در روش پیشنهادی کمتر است.

همان‌طور که بیان شد تخمین دنباله PN در این مقاله برای مقادیر PN با طول کد کوتاه به‌دست آمد. تخمین دنباله PN با طول کد بلند جهت کار پژوهشی در آینده مورد نظر است.

مراجع

- [1] S. Sedaghatnejad and M. Farhang, Detectability of Chaotic Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals, IEEE Wireless Communications Letters, vol. 4, pp. 589-592, 2015.
- [2] Y. Shen, Y. Wang, X. Yu and S. Wu, Fast cross-correlation mitigation via minimum mean-square error estimation based on

زیرنویس‌ها

- ⁷ M-sequence
- ⁸ Oversampling
- ⁹ Zero-padding
- ¹⁰ Resampling
- ¹¹ Long

-
- ¹ Direct Sequence Spread Spectrum
 - ² Pseudo Noise
 - ³ Chip rate
 - ⁴ Symbol rate
 - ⁵ Cooperative
 - ⁶ Timing