

احمد ثقفی^{۴،۱}، سید مهدی فخرایی^{۴،۲*} و منوچهر منطقی^{۴،۳}

^۱ دانش‌آموخته کارشناسی ارشد دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی مالک اشتر
^۲ دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - پردیس دانشکده های فنی - دانشگاه تهران
^۳ استادیار مجتمع مهندسی صنایع و مدیریت - دانشگاه صنعتی مالک اشتر
^۴ مؤسسه پژوهشی فن‌آوری‌های نوین در صنعت خودرو
(// // //)

چکیده

سیستم‌های مخابراتی مبتنی بر تکنولوژی باند فوق وسیع در چند سال اخیر به عنوان یک انتخاب بسیار مناسب برای کاربردهایی نظیر لایه فیزیکی شبکه شخصی بی‌سیم با سرعت زیاد، شبکه‌های سنسوری، موقعیت‌یابی و مخابرات درون و بیرون خودرو مد نظر محققان دانشگاهی و صنعتی قرار گرفته است. همزمانی سیگنال‌های دریافتی و گیرنده یکی از موضوعات چالش‌برانگیز در طراحی اینگونه سیستم‌ها است. به طوری که استفاده از روش‌های قدیمی، همزمانی گیرنده را به یک فرآیند طولانی تبدیل می‌کند. در این مقاله، یک روش جدید دو-مرحله‌ای برای همزمانی سیگنال‌های باند فوق وسیع ارائه شده است که قادر است بدون اینکه پیچیدگی به روش سریال عادی اضافه کند، سرعت آن را بسته به SNR ورودی از دو تا پنج برابر افزایش دهد. عملکرد روش ارائه شده توسط معیار زمان متوسط همزمانی به صورت تحلیلی و نیز توسط شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب/سیمولینک بررسی شده است.

واژه‌های کلیدی: باند فوق وسیع، همزمانی تقریبی، جستجوی دو-مرحله‌ای، کانال چندمسیره، تحلیل ریاضی

تحقق و توسعه دارند. این سیستم‌ها همچنین می‌توانند کارایی سیستم کیسه هوای ماشین و همچنین عملکرد تعلیق و ترمز را با توجه به شرایط جاده بهبود بخشند. همزمانی اولین مرحله پردازش سیگنال در یک گیرنده همدوس باند فوق وسیع می‌باشد. از آنجاییکه سیگنال‌ها در سیستم باند فوق وسیع بصورت پالس‌هایی با فاصله نسبتاً زیاد ارسال می‌شوند، همزمانی در دو مرحله انجام می‌شود. در مرحله اول، همزمانی تقریبی انجام می‌شود و سیگنال دریافتی و سیگنال مرجع گیرنده با درصدی خطا همزمان می‌شود. مرحله دوم که همزمانی دقیق نامیده می‌شود، خطای موجود در همزمانی را تصحیح می‌کند. مباحثی که در این مقاله مطرح می‌شوند مربوط به همزمانی تقریبی می‌باشد که از این پس به اختصار، همزمانی نامیده می‌شود. به دو دلیل همزمانی در سیستم‌های باند فوق وسیع یک موضوع مشکل و زمان‌بر است. اول، پالس‌های رسانی در این سیستم‌ها به شدت باریک هستند و پهنای آنها از مرتبه نانو ثانیه و کمتر است. بنابراین برای

سیستم‌های باند فوق وسیع در چند سال اخیر توجه محققان دانشگاهی و صنعتی بسیاری را به خود جلب کرده است [۱]-[۴]. بر مبنای تعریف جدیدی که کمیسیون مخابرات فدرال (FCC) آمریکا در سال ۲۰۰۲ منتشر ساخت [۵]، سیستم باند فوق وسیع به هر سیستمی گفته می‌شود که پهنای باند لحظه‌ای حداقل ۵۰۰ مگاهرتز را هنگامی که فرکانس نامی مرکزی آن بزرگتر از ۲/۵ گیگاهرتز است اشغال کند یا پهنای باند کسری بزرگتر از ۲۰٪ داشته باشد. همچنین توان انتشار آن باید کمتر از $-41/3$ dBm/MHz باشد. این تکنولوژی دارای کاربردهای متنوعی در زمینه مخابرات بی‌سیم، تصویربرداری علمی و صنعتی و مخابرات خودرو می‌باشد [۶]. ساخت سیستم‌های رادار خودرو مبتنی بر تکنولوژی باند فوق وسیع باعث بهبود سنسورهای حرکت قدیمی می‌شود. با توجه به خصوصیات خوبی از قبیل فاصله‌یابی دقیق و قابلیت تمیز دادن بین اهداف مختلف که توسط باند فوق وسیع قابل انجام است، سیستم‌های اجتناب از برخورد هوشمند و سیستم‌های ناوبری هوشمند قابلیت

انجام یک جستجوی دقیق، ناحیه جستجو باید با دقت بسیار زیادی جستجو شود و این به معنای جستجوی صدها فاز مختلف است. دوم، توان ارسال بسیار کم سیگنال باند فوق وسیع، آن را در مقابل نویز محیط بسیار آسیب پذیر می کند. در بخش همزمانی و برای ارزیابی هر فاز در ناحیه جستجو، گیرنده مجبور است برای کاهش اثر نویز، سیگنال دریافتی را در مدت زمان نسبتاً طولانی پردازش کند. دو دلیل مذکور سبب می شوند که فرآیند همزمانی در سیستم های باند فوق وسیع بسیار طولانی شود. البته پالس های بسیار باریک ارسالی دارای محاسنی نیز است. به عنوان مثال، باریکی پالس ها باعث می شود تا تعداد بسیار زیادی انعکاس قابل تفکیک از هر سیگنال ارسالی به گیرنده وارد شود که بسیاری از آنها به قدری قوی هستند که بتوان همزمانی با آنها را یک همزمانی درست فرض کرد.

روش های بسیار متنوعی تا به حال در جهت افزایش سرعت همزمانی در سیستم های باند فوق وسیع ارائه شده است. بعضی از این روش ها ترتیب جستجوی فازها را بطور بهینه ای تغییر می دهند. در [۷] و [۸] روش جستجوی تصادفی، بیت-معکوس و "ارزیابی و پرش به اندازه K" ارائه شده است. این روش ها زمان متوسط جستجو را کاهش می دهند اما زمان بیشینه آن را تغییر نمی دهند.

گروه دیگری از روش های همزمانی از الگوریتم های دو-مرحله ای برای کاهش ناحیه جستجو استفاده می کنند. ایده کلی همه این روش ها این است که در مرحله اول، جستجوی تقریبی انجام شود، بطوریکه معلوم شود فاز درست در یک زیر مجموعه کوچکتری از ناحیه جستجو قرار دارد. در مرحله دوم، این زیر مجموعه کوچکتر بطور دقیق تر بررسی می شود تا محل دقیق فاز درست پیدا شود. توجه به این نکته بسیار مهم است که این روش ها فضای جستجو را کاهش می دهند، بنابراین نه تنها زمان متوسط همزمانی، بلکه زمان بیشینه همزمانی را نیز کاهش می دهد. در [۹] یک روش دو-مرحله ای برای همزمانی سیگنال باند فوق وسیع به روش ارسال پرش زمانی در کانال تک مسیره و با نویز AWGN ارائه شده است. در [۱۰] روش مشابه دیگری ارائه شده است. هر دو روش ارائه شده در کانال تک مسیره با نویز AWGN بررسی شده اند و با توجه به

نوع سیگنال مرجع بکار گرفته شده بنظر می رسد در کانال چندمسیره کارایی خود را از دست می دهند.

روش دو-مرحله ای دیگری که بطور بهینه ای فضای جستجو را کاهش می دهد در [۱۱] معرفی شده است. سیگنال ارسالی از فرستنده در این روش شامل یک سیگنال با کد هیبرید دنباله مستقیم و پرش زمانی می باشد. در مرحله اول، همزمانی کد پرش زمانی که طول نسبتاً کوتاهی دارد بدست می آید. در مرحله دوم، همزمانی دنباله مستقیم با جستجوی ناحیه جستجو با دقتی برابر با طول کد پرش زمانی انجام می شود. این روش، همزمانی کد را بطور قابل ملاحظه ای بهبود می بخشد. در [۱۲] روش دو-مرحله ای دیگری برای سیگنال دنباله مستقیم باند فوق وسیع معرفی شده است که از شکل سیگنال خاصی برای ارسال استفاده می کند.

گروه دیگری از روش های جستجو بر مبنای تئوری تخمین وجود دارند که همزمانی را با دقت بیشتری ایجاد می کنند [۱۳]-[۱۵]. استفاده از این روش ها برای همزمانی سیستم های باند فوق وسیع باعث پیچیدگی بسیار زیاد مدار می شود؛ زیرا نه تنها حجم محاسباتی آنها بسیار زیاد است، بلکه نیاز به فرکانس نمونه برداری بسیار زیادی نیز دارند که عملاً قابل پیاده سازی نیستند. در این مقاله روش همزمانی دو-مرحله ای جدیدی ارائه شده است که زمان همزمانی را بدون اینکه پیچیدگی سخت افزاری به سیستم اضافه کند بطور قابل ملاحظه ای کاهش می دهد [۱۶] و [۱۷]. در این روش، سیگنال مرجع جدیدی معرفی می شود که بر خلاف روش های [۹] و [۱۰]، امکان همزمانی در محیط های چندمسیره را میسر می کند.

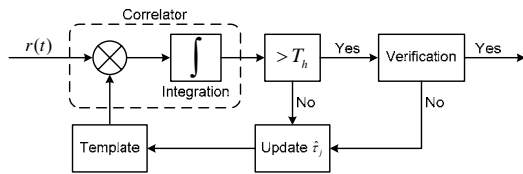
در ادامه این مقاله ابتدا مدل سیستم معرفی شده است. بعد از آن، روش ارائه شده معرفی می شود و تفاوت آن با روش های مشابه بطور دقیق بررسی می شود. در ادامه، عملکرد روش ارائه شده تحلیل و سپس نتایج عددی شبیه سازی ها و تحلیل ها ارائه و مقایسه شده اند و نهایتاً جمع بندی از مطالب انجام شده است.

برای سیستمی که در این مقاله استفاده شده است از روش دنباله مستقیم با مدلاسیون BPSK استفاده شده است. سیگنال باند فوق وسیع به کار رفته

که در آن L تعداد مسیرهای کانال، α_l ضرایب کانال و τ_l تاخیر انعکاسها در کانال است. فرض می‌کنیم که کانال تأثیری در شکل پالس دریافتی ندارد. در این صورت سیگنال دریافتی بصورت زیر است

$$r(t) = \sqrt{E_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l p(t - kT_f - \tau_l) + n(t) = u(t) + n(t) \quad (4)$$

که $n(t)$ نویز سفید گاوسی اضافه شونده (AWGN) با متوسط صفر و چگالی طیف توان $N_0/2$ است.



شکل ۱: بلوک دیاگرام روش سریال و مرحله بررسی. عمل همبستگی بین سیگنال مرجع با فاز \hat{t}_j و سیگنال ورودی $r(t)$ انجام می‌شود و خروجی بلوک همبستگی با مقدار آستانه T_h مقایسه می‌شود.

روش جستجوی سریال مرسوم که در سیستم‌های باند فوق وسیع بکار رفته است [۱۹]، عمل همبستگی را بین سیگنال دریافتی و سیگنال مرجع تولید شده در گیرنده انجام می‌دهد و مقدار حاصل از همبستگی را با یک آستانه از پیش تعریف شده T_{hs} مقایسه می‌کند. بلوک دیاگرامی از این روش در شکل ۱ نشان داده شده است. سیگنال مرجع برای ارزیابی \hat{t}_j فاز در ناحیه جستجو بصورت زیر تعریف می‌شود

$$v_j(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} p(t - kT_f - \hat{t}_j) \quad (5)$$

که در آن $\hat{t}_j = j t_s$ و $j = 0, 1, \dots, N-1$ و t_s دقت جستجو است و $N = T_f/t_s$ تعداد فازها در ناحیه جستجو است. فرض می‌کنیم تعداد D فاز درست H_1 در ناحیه جستجو وجود دارد که مجموعه فازهای درست \mathcal{H} را تشکیل می‌دهند و همچنین فرض می‌کنیم که فازهای درست، پشت سر هم (به هم چسبیده) هستند؛ شکل (۲). اگر مقدار حاصل از همبستگی بزرگتر از حد آستانه باشد، فاز مورد ارزیابی به عنوان فاز درست انتخاب می‌شود.

در سیستم، مشتق دوم پالس گاوسی است که به صورت زیر تعریف می‌شود [۷]

$$p(t) = A \left(1 - \left(\frac{t}{\tau_s} \right)^2 \right) \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{t}{\tau_s} \right)^2 \right) \quad (1)$$

که در آن τ_s فاکتور مقیاس نامیده می‌شود و پهنای زمانی مؤثر پالس و در نتیجه پهنای باند آن را تعیین می‌کند. در تحلیل‌ها و شبیه‌سازی‌هایی که در ادامه انجام شده‌اند، $\tau_s = 0.28 ns$ مقدار A در عمل طوری تنظیم می‌شود که سیگنال ارسالی محدودیت توانی FCC را ارضا کند. اما برای تحلیل‌ها A طوری انتخاب شده است که انرژی سیگنال به واحد نرمالیزه شود، به عبارت دیگر، $\int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt = 1$. سیگنال ارسالی بصورت زیر تعریف می‌شود

$$s(t) = \sqrt{E_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_c-1} a_k c_j p(t - kN_c T_f - jT_f) \quad (2)$$

از آنجاییکه انرژی $p(t)$ به واحد نرمالیزه شده است، انرژی $s(t)$ برابر با E_p است. T_f پریود تکرار پالس یا زمان فریم نامیده می‌شود. $\{c_j\}$ کد پخشی DS با طول N_c است که مقادیر $+1$ یا -1 دارد. بیت‌های اطلاعات a_k ، توسط N_c پالس متوالی مدوله می‌شوند. برای بیت $'1'$ مقدار $+1$ و برای بیت $'0'$ مقدار -1 دارد. در مرحله همزمانی فرض می‌شود که فرستنده هیچگونه اطلاعاتی را ارسال نمی‌کند. به عبارت دیگر، $a_k = +1$. بدون از دست دادن کلیت فرض می‌کنیم که کد پخشی نیز در مرحله همزمانی وجود ندارد. به عبارت دیگر، $c_j = +1$. با این حال، هر سمبل ارسالی را متشکل از N_c پالس متوالی تعریف می‌کنیم و هر فاز در ناحیه جستجو با انجام عمل همبستگی بر روی یک سمبل ارزیابی می‌شود، بنابراین زمان همبستگی برابر است با $T_d = N_c T_f$

برای مدل کردن کانال از مدلی که توسط گروه استانداردسازی IEEE 802.15.3a ارائه شده است استفاده می‌کنیم [۱۸]. این مدل، توزیع آماری برای بهره و تاخیر مسیرهای گوناگون در محیط انتشار باند فوق وسیع را بر مبنای آزمایشات عملی در شرایط مختلف ارائه می‌کند و بصورت زیر بیان می‌شود

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

درست، پشت سر هم (به هم چسبیده) هستند و

$$M \geq D$$

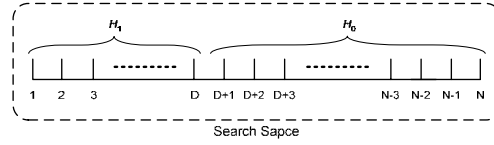
سیگنال مرجعی که برای مرحله اول استفاده می‌شود، مجموع G نمونه از پالس ارسالی است که نسبت به هم به اندازه Mt_s فاصله دارند. این سیگنال مرجع خاص، امکان ارزیابی G فاز مختلف را در هر زمان همبستگی ایجاد می‌کند. هر کدام از این G فاز متعلق به یکی از گروه‌ها است. اگر خروجی بلوک همبستگی در مرحله اول از حد آستانه از پیش تعریف شده T_{h1} بیشتر شود، محل فعلی یکی از G پالس تشکیل دهنده سیگنال مرجع، محل فاز درست خواهد بود. بنابراین در مرحله دوم توسط یک سیگنال مرجع عادی، محل فعلی هر کدام از G پالس، یک به یک ارزیابی می‌شود تا محل دقیق فاز درست بدست آید. سیگنال مرجع برای ارزیابی

$$m \text{ امین فاز در مرحله اول به صورت زیر می‌باشد}$$

$$v_m(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} g(t - kT_f - \hat{t}_m) \quad (6)$$

که در آن $\hat{t}_m = mt_s$ ، $m = 0, 1, \dots, M-1$ و $g(t) = \sum_{r=0}^{G-1} p(t - rMt_s)$ اگر مقدار همبستگی در این مرحله از آستانه بیشتر شود، انتظار می‌رود که یکی از فازهای متناظر در G گروه، متعلق به \mathcal{H} باشد. فرض کنید که در مرحله اول \hat{t}_m به عنوان فاز درست انتخاب شده است. بنابراین، مرحله دوم G فاز محتمل را که عبارتند از $\{\hat{t}_m, \hat{t}_m + Mt_s, \hat{t}_m + 2Mt_s, \dots, \hat{t}_m + (G-1)Mt_s\}$ توسط سیگنال مرجع تعریف شده در رابطه (5) با $\hat{t}_j = \hat{t}_m + jMt_s$ و $j = 0, 1, \dots, G-1$ جستجو می‌کند تا محل دقیق فاز درست مشخص شود. اگر هیچکدام از G فاز ارزیابی شده در مرحله دوم به عنوان فاز درست تشخیص داده نشوند، جستجو به مرحله اول بازمی‌گردد و فازهای بعدی ارزیابی می‌شوند.

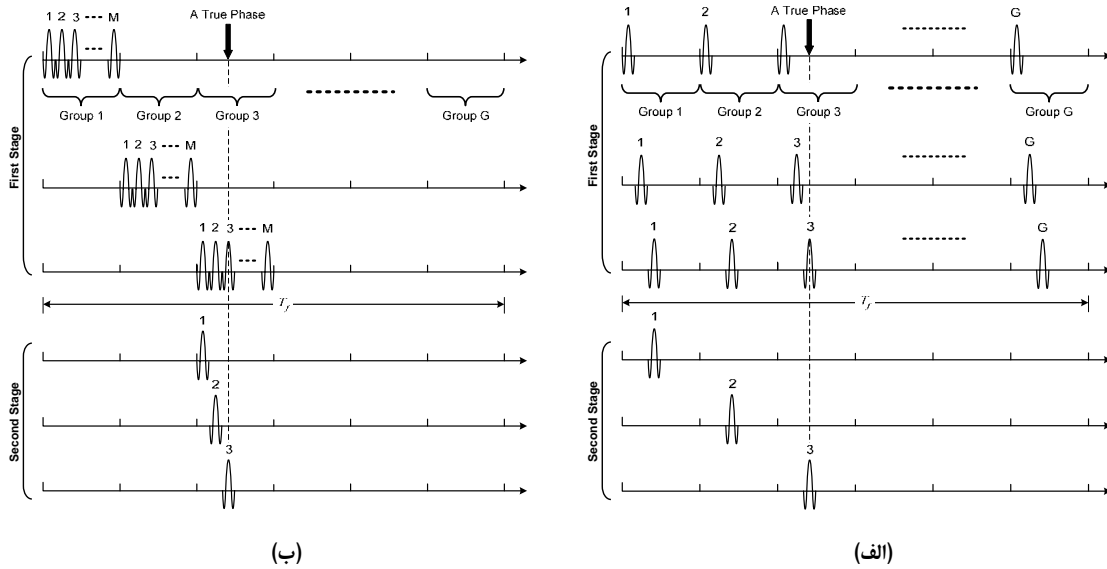
تفاوت اصلی روش ارائه شده در مقایسه با روش سریال عادی، تغییر سیگنال مرجع و دو مرحله‌ای شدن فرآیند جستجو است. چون تغییر شکل سیگنال مرجع تاثیری در پیچیدگی بلوک همبستگی ندارد و دو مرحله جستجو نیز به صورت سریال انجام می‌شوند، بنابراین تعداد بلوک‌های همبستگی تغییری نمی‌کند و می‌توان گفت روش ارائه شده پیچیدگی سخت‌افزاری قابل ملاحظه‌ای نسبت به روش سریال عادی ندارد.



شکل ۲: ناحیه جستجو در روش سریال عادی. در این شکل، ناحیه جستجو دارای N فاز است که تعداد D فاز آن متعلق به مجموعه فازهای درست \mathcal{H} است. در تحلیل‌های انجام شده در این مقاله، فرض کرده‌ایم که فازهای درست بهم چسبیده‌اند.

در غیر این صورت، فاز سیگنال مرجع (فاز مورد ارزیابی) به اندازه دقت جستجو t_s افزایش یافته و عمل همبستگی تکرار می‌شود. معمولاً یک مرحله بررسی نیز در ادامه این مرحله برای تأیید تصمیم گرفته شده بکار می‌رود. این مرحله به تعداد J بار عمل همبستگی را در مورد فاز انتخاب شده در مرحله قبل انجام می‌دهد. اگر همه J بار ارزیابی فاز مورد نظر منجر به مقادیر همبستگی بزرگتر از حد آستانه شوند، فاز تحت ارزیابی به عنوان فاز درست انتخاب می‌شود. در غیر این صورت، فاز بعدی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

روش ارائه شده در این بخش، جزو روش‌های دو-مرحله‌ای کاهش فضای جستجو است که از یک الگوی سیگنال مرجع جدید در مرحله همزمانی استفاده می‌کند. سیگنال مرجع طوری در نظر گرفته شده است که عملکرد بهتری در محیط‌های چندمسیره داشته باشد. شکل (۳) الگوی سیگنال مرجع و همچنین مراحل انجام همزمانی را در روش ارائه شده در این مقاله و روش ارائه شده در مراجع [۹] و [۱۰] را -که مانند روش این مقاله، همزمانی را در سطح فریم کاهش می‌دهند و وابسته به طول کد پخشی نیستند- نشان می‌دهد. باید توجه داشت که در شکل (۳) به منظور مقایسه بهتر دو روش، فازهای جستجو در روش مورد نظر به اندازه پهنای یک پالس نشان داده شده است. ولی این مقدار در حقیقت کسری از پهنای پالس است. در روش ارائه شده، فضای جستجو که شامل N فاز می‌باشد به G گروه تقسیم شده است. فرض می‌کنیم که هر گروه دارای M فاز متوالی است و در مجموع تعداد D فاز درست در ناحیه جستجو وجود دارد که مجموعه فازهای درست \mathcal{H} را تشکیل می‌دهند و همچنین فرض می‌کنیم که فازهای



شکل ۳: سیگنال مرجع و مثالی از الگوریتم همزمانی در الف) روش ارائه شده و ب) روش دو-مرحله‌ای ارائه شده در [۹] و [۱۰]. توجه کنید که در این شکل برای مقایسه بهتر، فاصله فازها در ناحیه جستجو برای روش ارائه شده برابر با عرض پالس در نظر گرفته شده است. در صورتی که این مقدار در تحلیل‌ها و شبیه‌سازی‌ها کسری از پهناي پالس است.

پلاریته‌های مختلفی است و بسیار محتمل است که عمل همبستگی بین پالس‌های سیگنال مرجع با انعکاس‌های دریافتی اثر یکدیگر را خنثی نموده و مقداری غیر معتبر در خروجی بلوک همبستگی ایجاد شود. به دلیل معایب فوق، در تحلیل‌ها و شبیه‌سازی-های ارائه شده در [۹] و [۱۰]، نویسندگان مجبور به استفاده از کانال تک‌مسیره در حضور نویز AWGN شده‌اند. همچنین فرض شده است که سیگنال دریافتی، فقط در فازهای مشخصی و با فاصله‌های ثابتی به اندازه پهناي یک پالس به گیرنده وارد می‌شوند. در نتیجه تعداد فازهای جستجو بطور غیر واقعی کاهش یافته است. هیچکدام از فرض‌های فوق در یک کانال باند فوق وسیع صادق نیستند و در تحلیل‌ها و شبیه‌سازی‌های این مقاله بکار نرفته‌اند.

در این بخش، احتمالات تشخیص و انتخاب اشتباه و همچنین زمان متوسط همزمانی را برای روش ارائه شده بطور تحلیلی محاسبه می‌کنیم.

متغیر تصمیم‌گیری γ_{S1} برای طبقه اول به صورت زیر است:

تفاوت مهم روش ارائه شده در این مقاله و روش‌های ارائه شده در [۹] و [۱۰]، سیگنال مرجع است که در شکل (۳) نشان داده شده است. پالس‌های تشکیل‌دهنده سیگنال مرجع در روش ارائه شده نسبت به هم فاصله دارند. در تعریف این سیگنال مرجع، شرط $M \geq D$ باعث می‌شود در هر زمان همبستگی، حداکثر یکی از پالس‌های سیگنال مرجع داخل مجموعه فازهای درست قرار گیرد. از آنجاییکه سیگنال دریافتی در خارج از محدوده فازهای درست دارای دامنه ضعیف‌تری هستند، در نتیجه مقدار خروجی بلوک همبستگی بیشتر به حاصل عمل همبستگی بین پالسی که درون ناحیه فازهای درست قرار دارد و سیگنال دریافتی مربوط است. البته هر چه تعداد پالس‌های سیگنال مرجع افزایش پیدا کند، احتمال قرار گرفتن پالس‌های بیشتری از آن در محدوده‌هایی از سیگنال دریافتی که دارای دامنه قوی‌تری است بیشتر می‌شود که باعث افزایش خطای تشخیص در خروجی بلوک همبستگی می‌شود. در روش مطرح شده در شکل (۳-ب)، پالس‌های سیگنال مرجع همواره در کنار هم و بدون فاصله‌اند. در نتیجه در بسیاری از مواقع، تعداد زیادی از آنها در ناحیه فازهای درست قرار می‌گیرند. نتیجه عمل همبستگی در این حالت، مقداری غیر قابل تفسیر خواهد بود. زیرا سیگنال دریافتی در محدوده فازهای درست دارای

با استفاده از سیگنال مرجع رابطه (۵) متغیر

تصمیم‌گیری y_{S2} برای طبقه دوم به صورت زیر است

$$\begin{aligned} y_{S2} &= \int_{\hat{\tau}_j}^{\hat{\tau}_j+N_c T_f} r(t) v_j(t) dt \\ &= \int_{\hat{\tau}_j}^{\hat{\tau}_j+N_c T_f} u(t) v_j(t) dt \\ &\quad + \int_{\hat{\tau}_j}^{\hat{\tau}_j+N_c T_f} n(t) v_j(t) dt \end{aligned} \quad (12)$$

برای یک تحقق خاص کانال و یک مقدار مشخص از $\Delta\tau_{j0}$ که $\Delta\tau_{j1} = \hat{\tau}_j - \tau_l$ و با فرض توزیع گاوسی برای

y_{S2} ، متوسط y_{S2} به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\begin{aligned} m_{S2} &= \int_{\hat{\tau}_j}^{\hat{\tau}_j+N_c T_f} \left\{ \sqrt{E_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l p(t - kT_f - \tau_l) \right\} \\ &\quad \times \left\{ \sum_{k=0}^{N_c-1} p(t - kT_f - \hat{\tau}_j) \right\} dt \\ &= \sqrt{E_p} N_c \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l R_p(\Delta\tau_{jl}) \end{aligned} \quad (13)$$

واریانس متغیر تصمیم‌گیری با جایگزینی سیگنال مرجع معرفی شده در رابطه (۵) یعنی $v_j(t)$ به جای سیگنال مرجع $v_m(t)$ ، مشابه رابطه (۹) محاسبه می‌شود و برابر است با $\sigma_{S2}^2 = N_0 N_c / 2$ ، احتمالات تشخیص و انتخاب اشتباه، همانند مرحله اول، از روابط (۱۰) و (۱۱) و با تغییر T_{h1} ، m_{S1} و σ_{S1} بدست می‌آیند.

برای محاسبه زمان متوسط همزمانی، تمام سلسله پیشامدهای ممکن که منجر به همزمانی می‌شوند باید در نظر گرفته شوند. ابتدا چند پیشامد جدید را معرفی می‌کنیم. پیشامد تشخیص-شکست زمانی رخ می‌دهد که یکی از فازهای درست در مرحله اول انتخاب شود، ولی در مرحله دوم، پیشامد شکست رخ دهد. پیشامد شکست در مرحله دوم زمانی اتفاق می‌افتد که مقدار همبستگی برای تمام فازهای متعلق به \mathcal{H} از مقدار آستانه فراتر نروند. پیشامد شکست در مرحله اول هنگامی اتفاق می‌افتد که هیچکدام از تشخیص‌ها در فازهای H_1 در مرحله اول منجر به همزمانی در مرحله دوم نشوند.

بدون از دست دادن کلیت، فرض می‌کنیم که اولین فاز \mathcal{H} ، اولین فاز ناحیه جستجو نیز می‌باشد. شکل

$$\begin{aligned} y_{S1} &= \int_{\hat{\tau}_m}^{\hat{\tau}_m+N_c T_f} r(t) v_m(t) dt \\ &= \int_{\hat{\tau}_m}^{\hat{\tau}_m+N_c T_f} u(t) v_m(t) dt \\ &\quad + \int_{\hat{\tau}_m}^{\hat{\tau}_m+N_c T_f} n(t) v_m(t) dt \end{aligned} \quad (7)$$

فرض می‌کنیم که متغیر تصمیم‌گیری y_{S1} دارای توزیع گاوسی است با متوسط $m_{S1}(\Delta\tau_{m0})$ و واریانس $\sigma_{S1}^2(\Delta\tau_{m0})$ که وابسته به $\Delta\tau_{m0}$ هستند که در آنها $\Delta\tau_{ml} = \hat{\tau}_m - \tau_l$ مشروط به یک تحقق خاص از کانال، متوسط متغیر تصمیم‌گیری برای طبقه اول به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\begin{aligned} m_{S1} &= \int_{\hat{\tau}_m}^{\hat{\tau}_m+N_c T_f} \left\{ \sqrt{E_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l p(t - kT_f - \tau_l) \right\} \\ &\quad \times \left\{ \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{r=0}^{G-1} p(t - kT_f - rMt_s - \hat{\tau}_m) \right\} dt \\ &= \sqrt{E_p} N_c \sum_{r=0}^{G-1} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l R_p(\Delta\tau_{ml} + rMt_s) \end{aligned} \quad (8)$$

که در آن $R_p(\varphi) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)p(t+\varphi)dt$ تابع خود همبسته $p(t)$ است. واریانس متغیر تصمیم‌گیری به صورت زیر است

$$\begin{aligned} \sigma_{S1}^2 &= \int_{\hat{\tau}_m}^{\hat{\tau}_m+N_c T_f} n^2(t) v_m^2(t) dt \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{\hat{\tau}_m}^{\hat{\tau}_m+N_c T_f} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{r=0}^{G-1} p^2(t - kT_f - rMt_s - \hat{\tau}_m) dt \\ &= \frac{N_0 G N_c}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

برای بدست آوردن آخرین عبارت در (۹) از رابطه $\int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt = 1$

با متغیر تصمیم‌گیری برابر با T_{h1} و برای یک تحقق خاص از کانال، احتمالات تشخیص و انتخاب اشتباه به صورت زیر محاسبه می‌شوند

$$\begin{aligned} P_{fa1}(T_{h1}, \Delta\tau_{m0}) &= \Pr\{|y_{S1}| > T_{h1} | \hat{\tau}_m \notin \mathcal{H}\} \\ &= Q\left(\frac{T_{h1} - m_{S1}}{\sigma_{S1}}\right) + Q\left(\frac{T_{h1} + m_{S1}}{\sigma_{S1}}\right), \hat{\tau}_m \notin \mathcal{H} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} P_{d1}(T_{h1}, \Delta\tau_{m0}) &= \Pr\{|y_{S1}| > T_{h1} | \hat{\tau}_m \in \mathcal{H}\} \\ &= Q\left(\frac{T_{h1} - m_{S1}}{\sigma_{S1}}\right) + Q\left(\frac{T_{h1} + m_{S1}}{\sigma_{S1}}\right), \hat{\tau}_m \in \mathcal{H} \end{aligned} \quad (11)$$

\mathcal{H} قبل از رسیدن به یک فاز H_0 خاتمه یافته است رخ می‌دهند. زمان لازم برای همزمانی در حالی که $n \notin \mathcal{H}$ به صورت زیر می‌باشد

$$T_1 = (M - n + 1)T_d + jMT_d + f_{H_0}\bar{J}_1 + iT_d + \bar{T}_{acq(s_2)} + (m_{H_1} + m_{H_{1d}})\bar{T}_{M_2} \quad (14)$$

که در آن \bar{J}_1 زمان جریمه یک پیشامد انتخاب اشتباه در مرحله اول، $\bar{T}_{acq(s_2)}$ زمان متوسط همزمانی در مرحله دوم بعد از یک پیشامد تشخیص در مرحله اول و \bar{T}_{M_2} زمان جریمه یک پیشامد تشخیص - شکست می‌باشند که به صورت زیر به دست می‌آیند

$$\bar{J}_1 = G(1 + J_2 P_{fa2})T_d \quad (15)$$

$$\bar{T}_{acq(s_2)} = \frac{G-1}{2}(1 + J_2 P_{fa2})T_d + T_d \quad (16)$$

$$\bar{T}_{M_2} = G(1 + J_2 P_{fa2})T_d - J_2 P_{fa2}T_d \quad (17)$$

که در آن J_2 پنالتهی پیشامد انتخاب اشتباه در مرحله دوم است.

برای اینکه تحلیل به راحتی قابل پیگیری باشد، فرض می‌کنیم که احتمالات تشخیص در \mathcal{H} برابر هستند. همچنین احتمالات انتخاب نادرست نیز برابر فرض می‌شوند. P_{fa1} و P_{d1} را به ترتیب احتمال متوسط تشخیص و احتمال متوسط انتخاب اشتباه در مرحله اول فرض می‌کنیم. مقادیر متناظر برای مرحله دوم را P_{d2} و P_{fa2} می‌نامیم. احتمال j شکست در مرحله اول به همراه m_{H_1} پیشامد تشخیص - شکست به صورت زیر می‌باشد

$$P_M(j, m_{H_1}) = \binom{jD}{m_{H_1}} (P_{d1}P_{M_2})^{m_{H_1}} P_{M_1}^{jD - m_{H_1}} \quad (18)$$

که در آن $P_{M_1} = 1 - P_{d1}$ ، $P_{M_2} = 1 - P_{d2}$ و $m_{H_1} = 0, 1, \dots, jD$

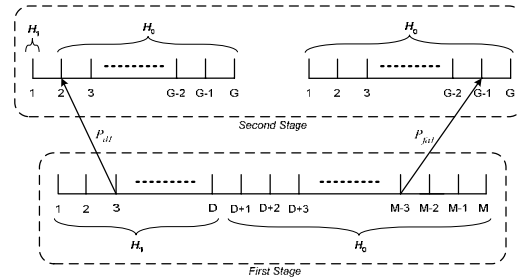
احتمال این که i امین فاز از \mathcal{H} در مرحله اول منجر به همزمانی در مرحله دوم شود و به همراه آن $m_{H_{1d}}$ پیشامد تشخیص - شکست در جستجویی که از اولین فاز \mathcal{H} شروع شده است رخ دهد به صورت زیر به دست می‌آید

$$P_h(i, m_{H_{1d}}) = P_{d1}P_{d2} \binom{i-1}{m_{H_{1d}}} (P_{d1}P_{M_2})^{m_{H_{1d}}} P_{M_1}^{i-1 - m_{H_{1d}}} \quad (19)$$

که در آن $m_{H_{1d}} = 0, 1, \dots, i-1$ احتمال رخ دادن f_{H_0} پیشامد انتخاب اشتباه در مرحله اول و قبل از همزمانی به صورت زیر می‌باشد

$$P_{fa}(f_{H_0}) = \binom{M-n+1+j(M-D)}{f_{H_0}} P_{fa1}^{f_{H_0}} (1 - P_{fa1})^{M-n+1+j(M-D)-f_{H_0}} \quad (20)$$

(۴) وضعیت ناحیه جستجو و مجموعه فازهای درست را در مرحله اول و دوم، برای روش ارائه شده نشان می‌دهد. توجه کنید که در مرحله دوم، تنها یک فاز H_1 وجود دارد. دلیل این موضوع این است که قبلاً فرض کرده‌ایم $M \geq D$. بنابراین اگر تشخیصی در مرحله اول در یکی از فازهای درست رخ دهد، تنها یکی از گروه‌ها شامل فاز درست خواهد بود.



شکل ۴: ناحیه جستجو در مرحله اول و مرحله دوم از روش دو-مرحله‌ای ارائه شده. در صورتیکه در یکی از فازهای H_1 از مرحله اول، پیشامد تشخیص رخ دهد، ناحیه جستجو در مرحله دوم تنها شامل یک فاز صحیح خواهد بود چون $M \geq D$. در صورتیکه تشخیص اشتباه در یکی از فازهای H_0 مرحله اول رخ دهد، از آنجاییکه همه پالس‌های سیگنال مرجع در این حالت، خارج از محدوده فازهای درست هستند، تمام فازهای ناحیه جستجو در مرحله دوم جزو فازهای غلط خواهند بود.

فرض کنید n فاز شروع یک فرآیند جستجو باشد. دو حالت ممکن باید بررسی شود. ابتدا فرض می‌کنیم $D < n \leq M$ ، به عبارت دیگر، جستجو از یکی از فازهای غلط H_0 آغاز می‌شود. در حالت دوم فرض می‌شود که $1 \leq n \leq D$ ، به عبارت دیگر، جستجو از یک فاز H_1 آغاز می‌شود. i را فازی از \mathcal{H} در مرحله اول در نظر می‌گیریم که بعد از تشخیص در مرحله اول، منجر به همزمانی در مرحله دوم شده است. قبل از همزمانی ممکن است تعدادی شکست در مرحله اول j ، تعدادی تشخیص غلط در مرحله اول f_{H_0} و تعدادی پیشامد تشخیص - شکست رخ دهد.

مجموعه پیشامدهای تشخیص - شکست را به دو بخش تقسیم می‌کنیم. بخش اول، پیشامدهای تشخیص - شکستی را شامل می‌شود که در هر پیشامد شکست در مرحله اول رخ می‌دهند m_{H_1} و بخش دوم آن دسته از پیشامدهایی $m_{H_{1d}}$ است که در فرآیند جستجویی که از اولین فاز \mathcal{H} شروع شده و در i امین فاز

زمان متوسط همزمانی، مشروط به شروع فرآیند جستجو از فاز n در معادله (۲۱) در انتهای همین صفحه نشان داده شده است که در آن $P_T = \frac{P_{d1}P_{M2}}{1-P_{d1}P_{d2}}$ و $P_M = (1 - P_{d1}P_{d2})^D$ احتمال پیشامد شکست در مرحله اول است.

اکنون فرض می‌کنیم که فرآیند جستجو از یکی از فازهای H_1 آغاز شده است، به عبارت دیگر، $1 \leq n \leq D$ دو حالت ممکن است رخ دهد. اول،

جستجو منجر به همزمانی در فاز i ام از \mathcal{H} شود قبل از این که از آن خارج شود و دوم، جستجو در هیچ کدام از فازهای n تا D از \mathcal{H} منجر به همزمانی نشود. با متوسط‌گیری از کل حالات ممکن، زمان متوسط همزمانی با شرط $n \in \mathcal{H}$ در معادله (۲۲) در انتهای این صفحه نشان داده شده است که در آن $T_{acq1}(D+1)$ از رابطه (۲۱) محاسبه می‌شود.

(۴۵)

$$T_{acq1}(n) = \sum_{i=1}^D \sum_{m_{H1d}=0}^{i-1} \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{m_{H1}=0}^{jD} \sum_{f_{H0}=0}^{M-n+1+j(M-D)} T_1(n, i, j, m_{H1d}, m_{Hd}, f_{H0}) P_M(j, m_{H1}) P_h(i, m_{H1d}) P_{fa}(f_{H0})$$

$$= (M - n + 1)(T_d + \bar{J}_1 P_{fa1}) - \bar{T}_{M2} P_T + \bar{T}_{acq(S2)} + \frac{P_M [\bar{J}_1 P_{fa1} (M - D) + \bar{T}_{M2} P_T D + M T_d]}{1 - P_M}$$

$$+ \frac{(T_d + \bar{T}_{M2} P_T) \sum_{i=1}^D i P_d(i)}{1 - P_M} \quad (۲۱)$$

$$T_{acq2}(n) = \sum_{i=n}^D \sum_{m_{H1d}=0}^{i-n} [(i - n + 1) T_d + \bar{T}_{acq(S2)} + m_{H1d} \bar{T}_{M2}] P_h(i, m_{H1d})$$

$$+ \sum_{m_{H1d}=0}^{D-n+1} [(D - n + 1) T_d + m_{H1d} \bar{T}_{M2} + T_{acq1}(D + 1)] P_m(D, m_{H1d}) \quad (۲۲)$$

$$\bar{T}_{acq} = \frac{1}{M} \left[\sum_{n=1}^D T_{acq2}(n) + \sum_{n=D+1}^M T_{acq1}(n) \right] \quad (۲۵)$$

عبارت $P_h(i, m_{H1d})$ از احتمال اینکه یک فرآیند جستجو از n امین فاز \mathcal{H} آغاز شود، تعداد m_{H1d} پیشامد تشخیص-شکست رخ دهد و در n امین فاز \mathcal{H} به همزمانی برسد قبل از اینکه از \mathcal{H} خارج شود و به صورت زیر به دست می‌آید

$$P_h(i, m_{H1d}) = P_{d1} P_{d2} \binom{i-n}{m_{H1d}} (P_{d1} P_{M2})^{m_{H1d}} P_{M1}^{i-n-m_{H1d}} \quad (۲۳)$$

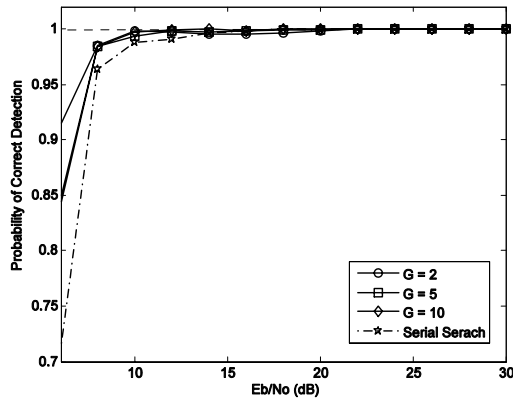
عبارت $P_m(D, m_{H1d})$ از احتمال اینکه هیچکدام از فازهای n تا D منجر به همزمانی نشوند و m_{H1d} پیشامد تشخیص-شکست رخ دهد و به صورت زیر می‌باشد

$$P_m(D, m_{H1d}) = \binom{D-n+1}{m_{H1d}} (P_{d1} P_{M2})^{m_{H1d}} P_{M1}^{D-n+1-m_{H1d}} \quad (۲۴)$$

احتمال اینکه هر کدام از فازهای ناحیه جستجو، نقطه شروع یک فرآیند جستجو باشند مساوی و برابر $1/M$ می‌باشد و در نتیجه، زمان متوسط همزمانی به صورت زیر محاسبه می‌شود

در این بخش، زمان متوسط همزمانی (MAT) و احتمال تشخیص صحیح P_{cd} را به عنوان معیارهای سنجش عملکرد همزمانی به کار می‌بریم. P_{cd} عبارت است از احتمال پایان یافتن یک فرآیند جستجو در یک فاز H_1 . همچنین برای روش سریال و مرحله دوم روش ارائه شده، بخش بررسی با زمان جریمه $J = 4$ در نظر می‌گیریم. برای انجام یک مقایسه عادلانه، پارامترهای روش سریال را مطابق پارامترهای مرحله دوم روش ارائه شده تنظیم می‌کنیم. مقدار حد آستانه معمولاً با بررسی مقدار متوسط متغیر تصمیم‌گیری به ازای تمام فازها انتخاب می‌شود. برای شبیه‌سازی‌های انجام شده این مقدار برای روش سریال و مرحله دوم روش ارائه شده برابر با $T_{hs} = T_{h2} = 15$ انتخاب شده است. اما مقدار

نتیجه، فرض‌های به کار رفته در تحلیل، مثل نحوه تعریف مجموعه فازهای درست و برابر فرض کردن احتمالات تشخیص و تشخیص نادرست در فازهای مختلف را می‌توان قابل قبول دانست. در شکل ۵ زمان متوسط همزمانی روش سریال عادی نیز نشان داده شده است. روش ارائه شده در کمترین سیگنال به نویز حدود دو برابر عملکرد روش سریال عادی را بهبود بخشیده است.



شکل ۶: احتمال تشخیص صحیح P_{cd} روش ارائه شده به صورت شبیه‌سازی شده در سیگنال به نویزهای مختلف و برای مقادیر $G = 2, 5, 10$. احتمال تشخیص صحیح برای روش سریال عادی نیز برای مقایسه نشان داده شده است.

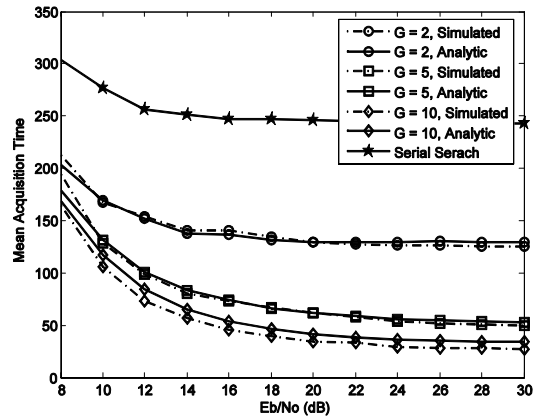
شکل (۶) احتمال تشخیص صحیح را برای روش سریال عادی و روش ارائه شده نشان می‌دهد. در سیگنال به نویزهای کم، احتمال تشخیص صحیح کمتر است چون مقدار نویز در این حالات با دامنه سیگنال ارسالی قابل مقایسه است و خروجی بلوک همبستگی مقدار قابل اطمینانی ندارد. از طرف دیگر، افزایش مقدار G باعث کاهش P_{cd} می‌شود. دلیل کاهش P_{cd} با افزایش G این است که تعداد بیشتر پالس‌ها در سیگنال مرجع باعث می‌شود مقداری بیشتری از نویز ورودی در خروجی بلوک همبستگی (متغیر تصمیم‌گیری) دخیل شود و در نتیجه احتمال تشخیص کاهش می‌یابد.

با توضیح فوق، انتظار می‌رود که احتمال تشخیص صحیح برای روش سریال بیش از روش ارائه شده باشد. ولی نتایج حاصل از شبیه‌سازی در شکل ۶ خلاف این موضوع را نشان می‌دهد. در توضیح نتیجه بدست آمده در شکل (۶) می‌توان نحوه انتخاب مقدار آستانه را برای روش سریال و مرحله اول روش ارائه شده

آستانه برای مرحله اول روش ارائه شده در هر سیگنال به نویز ورودی به گونه‌ای تنظیم شده است که منجر به کمترین زمان متوسط همزمانی می‌شود. مدل کانال IEEE 802.15.3a در مد یک برای شبیه‌سازی کانال انتخاب شده است.

تعدادی از فازها در اطراف فاز متناظر با بزرگترین مقدار $m_{S1}(\Delta\tau_{m0})$ به عنوان مجموعه فازهای درست \mathcal{H} به نحوی انتخاب شده‌اند که مقدار $m_{S1}(\Delta\tau_{m0})$ در اولین و آخرین فاز \mathcal{H} از مقدار آستانه T_{h1} بیشتر باشد. اگرچه ممکن است بعضی از فازهای میانی \mathcal{H} از مقدار آستانه کوچکتر باشند. با این تعریف از \mathcal{H} و با توجه به پاسخ کانال، تعداد فازهای \mathcal{H} برابر با $D = 14$ انتخاب شده است.

برای جلوگیری از تداخل بین سمبلی، پریود تکرار پالس برابر با $T_f = 100 \text{ ns}$ انتخاب شده است. زمان همبستگی برابر است با $T_a = N_c T_f$ که $N_c = 10$ انتخاب شده است. دقت جستجو برابر با $t_s = 0.2 \text{ ns}$ است. تمام نتایج مربوط به زمان متوسط همزمانی بر حسب تعداد فازهای ارزیابی شده در زمان جستجو بیان شده‌اند.



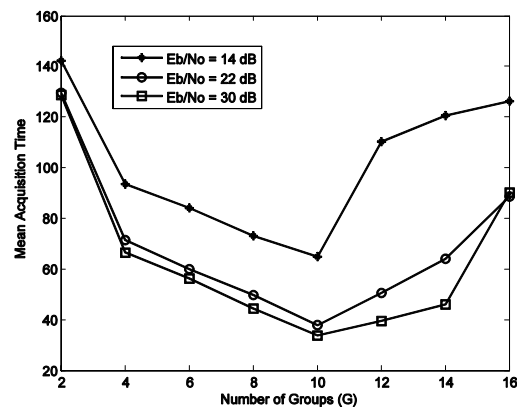
شکل ۵: زمان متوسط همزمانی روش ارائه شده بصورت تحلیلی و شبیه‌سازی شده در سیگنال به نویزهای ورودی مختلف و برای مقادیر $G = 2, 5, 10$ و زمان متوسط همزمانی روش سریال عادی به صورت شبیه‌سازی شده.

شکل (۵) زمان متوسط همزمانی تحلیلی و شبیه‌سازی شده را برای روش ارائه شده در سیگنال به نویزهای مختلف و برای مقادیر مختلف G نشان می‌دهد. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، نتایج تحلیلی تطابق بسیار زیادی با نتایج حاصل از شبیه‌سازی دارد. در

حسب مقدار G برای سیگنال به نویزهای ورودی $E_b/N_o = 14, 22, 30 \text{ dB}$ همان طور که ملاحظه می‌شود، در ابتدا با افزایش G زمان متوسط همزمانی کاهش می‌یابد. دلیل این موضوع این است که G مقدار کمی دارد و اثر منفی آن بر زمان متوسط همزمانی کمتر از اثر مثبت آن است. از مقدار $G = 10$ به بعد، افزایش G باعث افزایش زمان متوسط همزمانی شده است؛ زیرا تعداد زیاد پالس‌های سیگنال مرجع باعث می‌شود مقدار بیشتری از نویز ورودی در خروجی بلوک همبستگی سهیم شود و در نتیجه احتمال تعداد تشخیص نادرست افزایش می‌یابد و این منجر به افزایش زمان متوسط همزمانی می‌شود.

در این مقاله، یک روش همزمانی دو-مرحله‌ای جدید برای کاهش زمان جستجو در سیستم باند فوق وسیع و در محیط‌های چندمسیره ارائه شده است. این روش در مقایسه با روش سریال عادی، از نظر زمان متوسط همزمانی و احتمال تشخیص صحیح از کارایی بسیار مطلوب‌تری برخوردار است. همچنین در این مقاله، عملکرد روش ارائه شده را از نظر زمان متوسط همزمانی به صورت تحلیلی در کانال چندمسیره ارائه شده توسط گروه استانداردسازی IEEE 802.15.3a بررسی نمودیم. به علاوه، با انجام شبیه‌سازی‌های کامپیوتری، صحت تحلیل‌های ریاضی را بررسی کردیم. نتایج به دست آمده، تطابق بسیار خوبی را بین نتایج شبیه‌سازی و تحلیل‌های ریاضی نشان می‌دهند.

مورد نظر قرار داد. از آنجاییکه مقدار آستانه برای مرحله اول روش ارائه شده بهینه شده است، بنابراین احتمال تشخیص در مرحله اول بسیار بیشتر از روش سریال است. در مرحله دوم، اگرچه مقدار آستانه مشابه مقدار آن در روش سریال انتخاب شده است، اما چون جستجو فقط بین G فاز انجام می‌شود، احتمال تشخیص صحیح افزایش می‌یابد.



شکل ۷: زمان متوسط همزمانی روش ارائه شده بر حسب تعداد پالس‌های سیگنال مرجع G برای سیگنال به نویزهای ورودی $E_b/N_o = 14, 22, 30 \text{ dB}$

افزایش تعداد پالس‌ها G در سیگنال مرجع باعث کاهش احتمال تشخیص صحیح می‌شود که این به نوبه خود باعث کاهش زمان متوسط همزمانی می‌شود. از طرف دیگر، افزایش G باعث کاهش فضای جستجو و در نتیجه منجر به کاهش زمان متوسط همزمانی می‌شود. این دو اثر افزایش G بر ضد یکدیگر عمل می‌کنند. شکل (۷) زمان متوسط همزمانی روش ارائه شده را بر

- 1 - Win, M. Z. and Scholtz, R. A. (2000). "Ultra wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple access communications." *IEEE, Trans. on Communications*, Vol. 48, No. 4, PP. 679–691.
- 2 - Siwiak, K. (2001-Spring). "Ultra-wide band radio: introducing a new technology." *Proc., IEEE Vehicular Technology Conf.*, Rhodes, Greece, Vol. 2, PP. 1088–1093.
- 3 - Zhuang, W., Shen, X. and Bi, Q. (2003). "Ultra-wideband wireless communications." *Wireless Communications & Mobile Computing*, Vol. 3, PP. 663–685.
- 4 - Yang, L. and Giannakis, G. B. (2004). "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come." *IEEE, Signal Processing Mag.*, Vol. 21, No. 6, PP. 26–54.
- 5 - Federal Communications Commission, (2002) "Revision of part 15 of the commissions rules regarding ultra-wideband transmission systems: First report and order," Tech. Rep.

-
- 6 - Porcino, D. and Hirt, W. (2003). "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead." *IEEE, Communications Mag.*, Vol. 41, No. 7, PP. 66–74.
- 7 - Homier, E. A. and Scholtz, R. A. (2002). "Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channel." *Proc., IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems Technologies*, PP. 105–109.
- 8 - Homier, E. A. and Scholtz, R. A. (2003). "Hybrid fixed dwell time search techniques for rapid acquisition of ultra-wideband signals." *Proc., Intl. Workshop on Ultra-Wideband Systems.*, Oulu, Finland.
- 9 - Bahramgiri, H. and Salehi, J. (2002). "Multiple-shift acquisition algorithm in ultrawide bandwidth frame time-hopping wireless CDMA systems." *Proc., IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Vol. 4, PP. 1824–1828.
- 10 - Gezici, S., Fishler, E., Kobayashi, H., Poor, H. and Molisch, A. (2003). "A rapid acquisition technique for impulse radio." *Proc., IEEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computing and Signal Processing*, PP. 627–630.
- 11 - Aedudodla, S., Vijayakumaran, S. and Wong, T. F. (2004). "Rapid ultra-wideband signal acquisition." *Proc., IEEE Wireless Communications and Networking Conf.*, Vol. 2, PP. 21–25.
- 12 - Furukawa, J., Sanada, Y. and Kuroda, T. (2004). "Novel initial acquisition scheme for impulse-based UWB systems." *Proc., Intl. Workshop on Ultra Wideband Systems*, PP. 278–282.
- 13 - Tian, Z., Yang, L. and Giannakis, G. B. (2002). "Symbol timing estimation in ultra wideband communications." *Proc., Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, PP. 1924–1928.
- 14 - Yang, L., Tian, Z. and Giannakis, G. B. (2003). "Non-data aided timing acquisition of ultra-wideband transmissions using cyclostationarity." *Proc., IEEE Intl. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 4, PP. 121–124.
- 15 - Tian, Z. and Lottici, V. (2005). "Low-complexity ML timing acquisition for UWB communications in dense multipath channels." *IEEE, Trans. Wireless Communications*, Vol. 4, No. 6, PP. 3031–3038.
- 16 - Saghafi, A. and Fakhraie, S. M. (2006). "Rapid acquisition of ultra-wideband signals in mulatipath environments." *Proc., IEEE Asia Pacific Conf. on Circuits and Systems*, Singapore, PP. 1818–1821.
- 17 - Saghafi, A. and Fakhraie, S. M. (2006-Spring). "A new search space reduction technique for acquisition of UWB signals in multipath channels." *Proc., IEEE Vehicular Technology Conf.* Dublin, Ireland.
- 18 - Foerster, J. (2003). "Channel modeling sub-committee report final." Tech. Rep., IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), IEEE P802.15-02/490r1-SG3a.
- 19 - Blazquez, R., Newaskar, P. and Chandrakasan, A. (2003). "Coarse acquisition for ultrawideband digital receivers." *Proc., IEEE Intl. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Vol. 4, PP. 137–140.

- | | |
|-------------------------------|---------------------------------------|
| 1 - Tow-stage search | 2 - Ultra-wideband (UWB) |
| 3 - Multipath channel | 4 - Acquisition |
| 5 - Fine tracking | 6 - Bit reversal |
| 7 - Look-and-jump-by-K | 8 - Correlation |
| 9 - True phase | 10 - Wrong phase |
| 11 - Probability of detection | 12 - Probability of false alarm |
| 13 - True-phase set | 14 - Mean acquisition time (MAT) |
| 15 - Hit-miss event | 16 - Probability of correct detection |
-