

(مقاله پژوهشی)

## اکتساب سریع در گیرنده‌های سامانه موقعیت‌یاب جهانی GPS با استفاده از شکستن باند فرکانسی به زیرباندها

کاوه بهمنی<sup>۱</sup>، سید محمدرضا موسوی میرکلایی<sup>۲</sup>

M\_Mosavi@iust.ac.ir

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران.

۲- استاد دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، ایران.

### چکیده

هر گیرنده‌ی نرم‌افزاری سامانه موقعیت‌یاب جهانی (GPS) دارای سه بخش اکتساب، ردیابی و حل معادلات ناوبری است. در محیط‌هایی که دسترسی به آسمان ضعیف است، احتمال از دست رفتن سیگنال بسیار بالا خواهد رفت. بنابراین، در این شرایط، عملیات موقعیت‌یابی تا جایی که امکان دارد باید سریع انجام شود. اکتساب به عنوان اولین و مهم‌ترین بخش در گیرنده‌های نرم‌افزاری شناخته شده است. این بخش با مشکلاتی مانند سرعت دستیابی ناکافی به سیگنال GPS مواجه است، زیرا در بعضی موارد، اثر داپلر باعث می‌شود فرکانس دریافتی توسط گیرنده با فرکانس ارسالی توسط ماهواره متفاوت شود. در این مقاله، یک روش جدید برای بهینه‌سازی فضای جستجوی داپلر و افزایش سرعت اکتساب سیگنال‌های GPS پیشنهاد شده است. در بدترین حالت ممکن گیرنده‌های زمینی، اثر داپلر باعث می‌شود که فرکانس سیگنال دریافتی به اندازه  $\pm 10 \text{ KHz}$  جابه‌جا شود. در روش پیشنهادی، باند فرکانسی را با استفاده از فیلتر محدود کرده و سپس با جابجایی فیلتر، فضای  $\pm 10 \text{ KHz}$  را کاملاً پوشش می‌دهیم. در هر جابجایی، ماهواره‌های در دید گیرنده (LOS) شناسایی و از لیست ماهواره‌های باقی‌مانده جدا می‌شوند. در این روش سعی بر آن است که بهترین فیلتر برای کاهش زمان اکتساب، انتخاب شود. برای ارزیابی از پنج مجموعه داده واقعی استفاده می‌کنیم که دو مجموعه از داده‌ها در محیط دانشگاه علم و صنعت ایران جمع‌آوری شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهند که روش پیشنهادی در مقایسه با روش متداول باند ثابت، عملکرد بهتری دارد، به طوری که با اعمال روش پیشنهادی بر روی پنج مجموعه داده واقعی و میانگین‌گیری از نتایج، شرایط از نظر زمان اجرا و پیچیدگی محاسباتی نسبت به روش باند ثابت به ترتیب، به میزان ۲۲٪ و ۱۹٪ بهبود می‌یابد.

واژگان کلیدی: سامانه موقعیت‌یاب جهانی GPS، اکتساب، ردیابی، حل معادلات ناوبری، اثر داپلر.



تاریخ دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۶/۰۱

DOI: 10.22034/ijmt.2022.543766.1762

تاریخ ویرایش مقاله: ۱۴۰۱/۰۸/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۹/۰۴

صص ۲۴-۱۲

۱- مقدمه

قسمت ردیابی<sup>۷</sup> می‌شود. در نتیجه، اطلاعات ناوبری و شبه‌فاصله برای یافتن موقعیت، سرعت و زمان به بخش ناوبری<sup>۸</sup> ارسال می‌گردد [۵].



شکل (۱) معماری گیرنده نرم‌افزاری [۵].

روش‌های اکتساب رایج سیگنال‌های GNSS در گیرنده‌های امروزی را می‌توان بر اساس تفاوت‌های ساختاری در پیاده‌سازی آن‌ها در سه روش جستجوی سریال<sup>۹</sup>، موازی در فضای فرکانسی<sup>۱۰</sup> و موازی در فضای فاز<sup>۱۱</sup> دسته‌بندی کرد [۶]. در میان روش‌های مذکور، روش جستجوی موازی در فضای فاز<sup>۱۲</sup> دارای سرعت و عملکرد بهتر اما پیچیدگی پیاده‌سازی بالاتری نسبت به دو روش دیگر دارد. مرجع [۷] این روش را به عنوان روش متداول اکتساب سریع بیان می‌نماید.

امروزه از سامانه‌های ناوبری در محیط‌های سرپوشیده و متراکم شهری، مناطق کوهستانی و به‌طور کلی مکان‌هایی که ماهواره‌ها در خط دید مستقیم گیرنده نباشند و یا توان سیگنال دریافتی توسط گیرنده، به دلیل عبور از محیط‌های مختلف و برخورد با انواع موانع به شدت تضعیف شده باشد، استفاده می‌شود. بنابراین، بدون اعمال تغییرات در روش‌های بیان شده برای افزایش قدرت اکتساب، گیرنده قادر به اجرای موفقیت‌آمیز فرآیند اکتساب نخواهد بود [۸]. ادغام همدوس<sup>۱۳</sup>، غیرهمدوس<sup>۱۴</sup> و تفاضلی<sup>۱۴</sup> به عنوان اصلی‌ترین روش‌های بهبود عملکرد فرآیند اکتساب شناسایی و معرفی شده‌اند. در میان این

همان‌طور که پیدا کردن یک مکان جدید بدون داشتن آدرس آن، امکان‌پذیر نمی‌باشد، انجام هرگونه فعالیت جغرافیایی نیز بدون داشتن آدرس دقیق، میسر نخواهد بود. امروزه سامانه‌ای که برای این هدف استفاده می‌شود با نام سامانه‌ی ناوبری ماهواره‌ای جهانی (GNSS<sup>۱</sup>) شناخته می‌شود. سامانه‌ی ناوبری ماهواره‌ای جهانی، شامل ماهواره‌هایی است که می‌توانند با ارسال سیگنال‌های ویژه‌ای موقعیت، سرعت و زمان (PVT<sup>۲</sup>) یک هدف را در مقیاس جهانی، مشخص کنند. موقعیت‌یابی GNSS بر اساس دریافت سیگنال‌های ارسالی توسط ماهواره‌ها می‌باشد. از این‌رو، عملکرد آن با کیفیت سیگنال در شرایط عملیاتی، مرتبط است. کارایی GNSS در فضاها باز که تعداد بسیاری ماهواره قابل مشاهده‌اند و هیچ‌گونه اثر تخریبی در سیگنال‌ها وجود ندارد، بهینه است؛ اما استفاده از این سامانه‌ها در شرایط دشوار مانند گذرگاه‌های باریک شهری و مناطق کوهستانی با مشکلاتی همراه می‌شود [۱-۳].

سامانه موقعیت‌یاب جهانی (GPS<sup>۳</sup>)، یک سامانه راهبری و مسیریابی ماهواره‌ای با ۳۲ عدد ماهواره در مدار زمین قرار گرفته است. سیگنال‌های GPS در سه فرکانس  $L_1$ ،  $L_2$  و  $L_5$  از باند UHF ارسال می‌شوند. این باند، فرکانس‌هایی در محدوده‌ی 500 MHz تا 3 GHz را در بر می‌گیرد [۴].

سیگنال ارسالی توسط گیرنده نرم‌افزاری GPS دریافت می‌شود. هدف گیرنده‌های نرم‌افزاری ایجاد یک پردازشگر دیجیتال نرم‌افزاری است. شکل (۱) معماری یک گیرنده نرم‌افزاری را نشان می‌دهد. سیگنال‌های دیجیتالی با عبور از بخش فرکانس بالا وارد بخش اکتساب<sup>۴</sup> می‌شوند و خروجی این قسمت که تخمینی از فرکانس داپلر<sup>۵</sup>، فرکانس حامل و فاز<sup>۶</sup> است، برای پردازش دقیق‌تر وارد

<sup>۷</sup> Tracking

<sup>۸</sup> Navigation

<sup>۹</sup> Serial Search Acquisition

<sup>۱۰</sup> Parallel Frequency Space Search Acquisition

<sup>۱۱</sup> Parallel Code Phase Search Acquisition

<sup>۱۲</sup> Coherent Integration

<sup>۱۳</sup> Non-Coherent Integration

<sup>۱۴</sup> Differential Integration

<sup>۱</sup> Global Navigation Satellite System

<sup>۲</sup> Position, Velocity, and Time

<sup>۳</sup> Global Positioning System

<sup>۴</sup> Acquisition

<sup>۵</sup> Doppler Frequency

<sup>۶</sup> Code Phase

کیفیت سیگنال و حساسیت در مرحله اکتساب پرداخته‌اند و به افزایش سرعت آن توجهی چندانی نداشته‌اند. مراجعی که سرعت مرحله اکتساب را بهبود بخشیده‌اند، باعث کاهش دقت و حساسیت دستیابی به سیگنال شده‌اند. هدف این مقاله، ثابت نگه داشتن کیفیت و حساسیت سیگنال و افزایش هم‌زمان سرعت مرحله اکتساب در گیرنده‌ای نرم‌افزاری GPS است. این مقاله به شرح ادامه سازماندهی شده است. بخش دوم و سوم مقاله به بررسی مدل سیگنال دریافتی گیرنده GPS و ادغام تفاضلی هم‌دوس تخصیص یافته است. مدل ریاضی فیلتر طراحی شده و تبدیل باند فرکانسی به زیرباند‌های مختلف، مبحث اصلی بخش چهارم خواهد بود. ارزیابی روش پیشنهادی و مقایسه با روش متداول، در بخش پنجم انجام شده است. در بخش ششم، نتیجه‌گیری آمده است.

## ۲- مدل سیگنال دریافتی توسط گیرنده GPS

ماهواره‌های GPS کدهای رمز شده را به روش (BPSK<sup>۵</sup>) بر روی سیگنال حامل سوار و ارسال می‌نماید. نرخ بیت این سیگنال‌ها 50 bps است که سبب می‌شود طول هر بیت داده‌ی ناوبری 20 ms باشد. پس از ورود سیگنال دیجیتال از بخش سرچلویی<sup>۶</sup> به قسمت نرم‌افزاری گیرنده، فرآیند استخراج داده‌های ناوبری آغاز می‌گردد [۱۹]. در ورودی این نوع گیرنده‌ها، سیگنال دریافتی مطابق رابطه‌ی (۱) بیان می‌شود:

$$S_{IF}(t) = \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{P_i} y_i(t) + w_{IF}(t) \quad (1)$$

که در آن،  $N_i$  تعداد ماهواره در دید گیرنده،  $\sqrt{P_i}$  توان دریافتی کد C/A از ماهواره‌ی  $i$  ام و  $w_{IF}(t)$  نویز سفید گوسی اضافه شده<sup>۷</sup> با میانگین صفر و واریانس  $\sigma^2$  را نشان می‌دهد [۲۰]. همچنین، مطابق با ساختارهای گیرنده‌های GPS،  $y_i(t)$  برابر است با:

روش‌ها، روش ادغام تفاضلی در محیط‌های سیگنال ضعیف کاربرد زیادی دارد [۱۰ و ۹]. هدف این مقاله پیشنهاد یک روش اکتساب سریع بر پایه‌ی روش ادغام تفاضلی است.

در گذشته مراجع مختلفی به بررسی مرحله اکتساب از نقطه نظر افزایش دقت، بهبود حساسیت و کاهش بار محاسباتی، پرداخته‌اند. در اینجا مروری از روش‌های اکتساب سیگنال‌های GPS و تحقیقات صورت گرفته در محیط‌های سیگنال ضعیف بیان خواهد شد. مرجع [۱۱] روش مبتنی بر تبدیل فوریه سریع<sup>۱</sup> با پیچیدگی کم را بیان می‌کند. این روش با بهره‌گیری از تبدیل فوریه سریع و یک الگوریتم همبستگی ذخیره‌سازی تجمعی، فازکد و فرکانس داپلر سیگنال دریافتی را به صورت موازی تخمین می‌زند. این کار باعث می‌شود مرحله اکتساب سریع‌تر انجام شود، اما دقت آن کاهش می‌یابد. رفع نویز با استفاده از تبدیل موجک<sup>۲</sup> یکی از کارآمدترین روش‌هایی است که برای بهبود حساسیت گیرنده‌های GPS در دستیابی به سیگنال ضعیف به کار می‌رود. این روش با چالش‌هایی از قبیل انتخاب مناسب موجک مادر، تعیین بهینه تعداد سطوح تجزیه، انتخاب کارآمد حدآستانه و استفاده از یک روش حدآستانه مناسب از عوامل تعیین کننده می‌باشند [۱۲-۱۴]. ادغام طولانی باعث کاهش سیگنال دریافتی می‌شود. مرجع [۱۵] با بهره‌گیری از روش تبدیل فوریه کسری<sup>۳</sup> سعی بر آن دارد تا این مشکل را کاهش دهد. نتایج مرجع [۱۵] نشان می‌دهد در محیط‌های سیگنال ضعیف و پویا، این روش حساسیت بالاتری نسبت به روش تبدیل فوریه سریع دارد. روش مبتنی بر لایه گذاری صفر بلوک دوگانه<sup>۴</sup> یک روش پر کاربرد، اما پرهزینه برای دستیابی به سیگنال در گیرنده‌های نرم‌افزاری است. این روش احتمال شناسایی سیگنال اکتسابی را به طور مؤثری بهبود می‌بخشد. اما باعث افزایش پیچیدگی و در نتیجه کاهش سرعت اکتساب می‌شود [۱۶-۱۸]. همان‌طور که مشاهده می‌گردد، مراجع بیان شده بیشتر به بررسی بهبود

<sup>۱</sup> Fast Fourier Transform

<sup>۲</sup> Wavelet

<sup>۳</sup> Fractional Fourier Transform

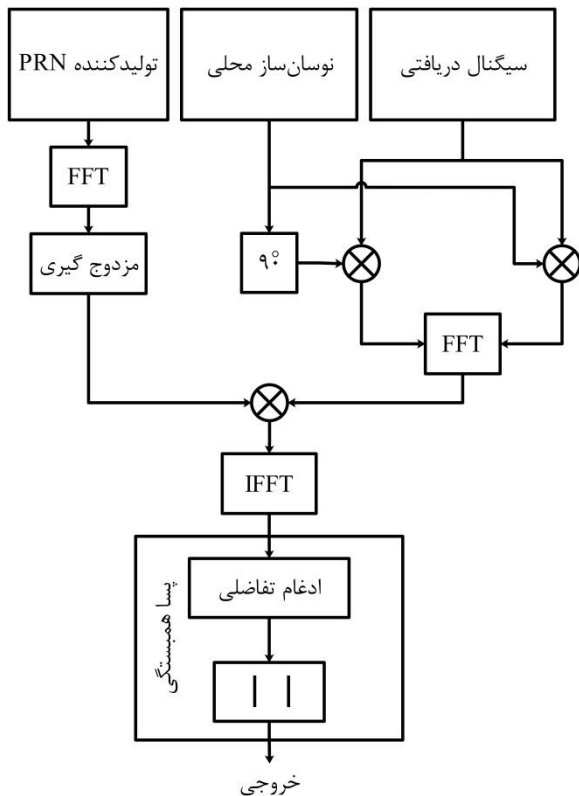
<sup>۴</sup> Double Block Zero Padding

<sup>۵</sup> Binary Phase-Shift Keying

<sup>۶</sup> Front-End

<sup>۷</sup> Addition White Gaussian Noise

سیگنال ورودی تولید می‌گردند. مجموع این دو، سیگنال مختلط  $x(n) = I(n) + jQ(n)$  را تولید می‌کند. در مرحله‌ی بعد، حاصل ضرب به دست آمده با اعمال تبدیل فوریه به حوزه‌ی فرکانس منتقل می‌گردد. از سوی دیگر، تبدیل فوریه‌ی کد محلی نیز محاسبه شده و سپس مقدار آن مزدوج مختلط می‌شود؛ در این مرحله کد محلی بدون هیچ تأخیر و تغییر فازی تولید خواهد شد. در مرحله‌ی بعد برای محاسبه‌ی همبستگی حلقوی، مقادیر منتقل شده به حوزه فرکانس از هر دو شاخه در هم ضرب می‌شوند. سپس، پس از محاسبه‌ی همبستگی حلقوی میان دو سیگنال، برای انتقال آن به حوزه زمان، از جواب به دست آمده عکس تبدیل فوریه گرفته می‌شود. در نهایت، بخش اکتساب با انجام مرحله پسا همبستگی، پایان می‌یابد [۲۳ و ۲۴].



شکل (۲) ساختار اکتساب در گیرنده‌های متداول GPS.

### ۳- ادغام تفاضلی همدوس

در روش ادغام همدوس اثر فاز اولیه حامل و همچنین پدیده‌ی تغییر علامت بیت ناوبری، باعث می‌گردد که

$$y_i(t) = D_i(t - \tau_i) C(t - \tau_i) \cos[(\omega_{IF} + \omega_{d,i})t + \theta_i]$$

$$+ D_i(t - \tau_i) C(t - \tau_i) \sin[(\omega_{IF} + \omega_{d,i})t + \theta_i] \quad (۲)$$

در رابطه‌ی (۲)،  $\tau_i$  تأخیر فاز کد ماهواره‌ی  $i$  ام و  $D_i(t - \tau_i)$  نشان‌دهنده‌ی بیت داده‌ی موقعیت‌یابی برای ماهواره‌ی  $i$  ام که شامل اعداد  $\pm 1$  می‌شود، می‌باشند. همچنین،  $C(t - \tau_i)$  کد PRN ماهواره‌ی  $i$  ام با مدت‌زمان  $T_c (f_c = 1.023 \text{ MHz})$ ، فرکانس میانه و  $\omega_{d,i}$  شیفت فرکانس داپلر را در ماهواره‌ی  $i$  ام نشان می‌دهند [۲۱]. لازم به ذکر است که در گیرنده‌های GPS زمینی، حداکثر شیفت فرکانس داپلر برابر با  $\pm 10 \text{ KHz}$  است. در رابطه‌ی (۲)،  $\theta_i$  بیان‌کننده‌ی آفست اولیه‌ی فاز حامل برای ماهواره‌ی  $i$  ام است. بعد از تبدیل سیگنال آنالوگ به دیجیتال و قرار دادن  $y_i(t)$  در  $S_{IF}(t)$  به رابطه (۳) خواهیم رسید:

$$S_{IF}(nT_s) = S_1(nT_s) + S_2(nT_s) \quad (۳)$$

که در آن:

$$S_1(nT_s) = \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{P_i} D_i(nT_s - \tau_i) C(nT_s - \tau_i) \times \cos[2\pi(f_{IF} + f_{d,i})nT_s + \theta_i] \quad (۴)$$

$$S_2(nT_s) = \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{P_i} D_i(nT_s - \tau_i) C(nT_s - \tau_i) \times \sin[2\pi(f_{IF} + f_{d,i})nT_s + \theta_i] \quad (۵)$$

در روابط (۴) و (۵)،  $T_s$  نرخ نمونه‌برداری و  $f_{d,i}$  و  $f_{IF}$  به ترتیب، فرکانس باند مرکزی و شیفت فرکانسی داپلر را نشان می‌دهند [۲۲].

شکل (۲) ساختار کلی اکتساب در محیط‌های سیگنال ضعیف را نشان می‌دهد. همان‌طور که از شکل مشخص است، ابتدا سیگنال دریافت شده در حامل محلی و نسخه‌ای از آن که به اندازه ۹۰ درجه اختلاف فاز دارد، ضرب می‌شود. در نتیجه، سیگنال‌های  $I$  و  $Q$  متناظر با

۴- شکستن باند فرکانسی به زیرباندها

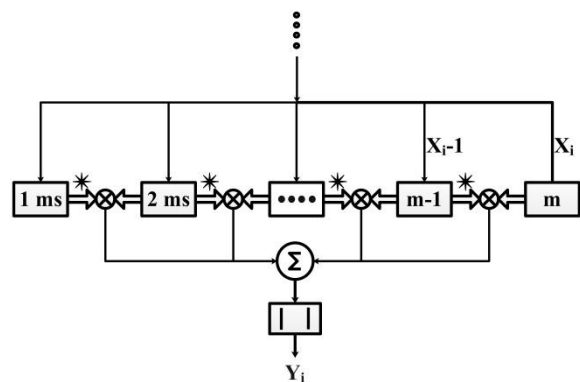
با توجه به شرایط محیطی مختلف، احتمال دارد سیگنال‌های دریافتی با نویز تلفیق شوند. بنابراین، ممکن است فازکد و فرکانس حامل PRNها تغییر نمایند. در محیط‌های بسته به دلیل وجود موانع، دسترسی به آسمان ضعیف است. همین موضوع باعث می‌شود که سیگنال دریافتی در این شرایط نسبت به مکان‌های باز ضعیف‌تر باشد. بنابراین، تأثیر نویز بر روی این سیگنال‌ها بیشتر و جداسازی آن نیز به مراتب سخت‌تر خواهد بود. به طوری که اگر در گیرنده‌های نرم‌افزاری سیگنال دریافتی به سرعت از نویز جدا نشود، احتمال یافتن موقعیت، سرعت و زمان گیرنده کاهش می‌یابد [۲۸]. اکتساب به‌عنوان اولین مرحله در گیرنده‌های نرم‌افزاری وظیفه دارد با انجام همبستگی بین سیگنال دریافتی و کد محلی C/A، وجود ماهواره‌ها را تشخیص دهد. بنابراین، این مرحله باید توانایی تخمین سریع فازکد و فرکانس داپلر را داشته باشد.

مرحله اکتساب بر سه اساس سرعت<sup>۲</sup>، دقت<sup>۳</sup> و حساسیت<sup>۴</sup> معرفی و بررسی می‌گردد [۲۹]. به هر میزان که دقت مرحله اکتساب بالاتر باشد، مرحله‌های ردیابی و ناوبری راحت‌تر داده‌های ناوبری، موقعیت، سرعت و زمان گیرنده را استخراج می‌کنند. همچنین، در محیط‌های سیگنال ضعیف، موفقیت مرحله اکتساب کاملاً به میزان حساسیت آن وابسته است. به بیان دیگر، حساسیت بالاتر نشان‌دهنده اکتساب موفقیت‌آمیز می‌باشد [۳۰]. در گیرنده‌های نرم‌افزاری جدید، سرعت اکتساب به عنوان مهم‌ترین شاخص، شناخته شده است. اگر سرعت اکتساب در گیرنده از حدی پایین‌تر باشد، شاخص‌های دقت و حساسیت معنی ندارند و اکتساب سیگنال با شکست مواجه می‌شود. در نتیجه، افزایش سرعت اکتساب سیگنال‌های GPS به عنوان مهم‌ترین موضوع در شرایط سیگنال ضعیف، معرفی شده است

مقدار SNR در خروجی کاهش یابد [۲۵]. در روش ادغام غیرهمدوس، مشکل‌های روش همدوس وجود ندارد، اما به دلیل عملیات توان دو که در این روش انجام می‌شود، تلفات توان دو رخ می‌دهد. این روش با وجود این‌که باعث تقویت قله‌ی خروجی می‌شود، اما مقدار نویز را نیز در خروجی تقویت خواهد کرد [۲۶]. در روش ادغام تفاضلی همدوس به خاطر عملیات تفاضلی که انجام می‌شود، مشکلات روش‌های قبل برطرف می‌گردد. زیرا هنگامی که عملیات همبستگی انجام می‌شود و خروجی‌های همبستگی تولید می‌شوند، این خروجی‌ها تقریباً فاز یکسانی دارند. بنابراین، اگر عملیات مزدوج‌گیری اعمال شود، فاز مربوطه تقریباً صفر خواهد شد. در نتیجه، اثر فاز حامل از بین می‌رود. از طرفی چون نویز خروجی‌های همبستگی تقریباً مستقل از یکدیگر می‌باشند، پس در اثر عملیات تفاضلی اثر نویز خروجی از بین خواهد رفت. ساختار کلی روش ادغام تفاضلی همدوس در شکل (۳) نشان داده شده است. همچنین، نتیجه‌ی خروجی این ساختار را می‌توان به صورت رابطه‌ی (۶) نیز بیان نمود [۲۷]:

$$Y_I = \left| \sum_{I=2}^M X_I X_{I-1}^* \right| \quad (6)$$

در رابطه‌ی (۶)،  $X_I$  نشان‌دهنده‌ی نتیجه‌ی  $i$  امین میلی‌ثانیه از عملیات همبستگی و  $X_{I-1}^*$  مزدوج  $X_{I-1}$  است. لازم به ذکر است که  $I$  می‌تواند از ۲ تا  $M$  تغییر کند.



شکل (۳) ساختار روش ادغام تفاضلی همدوس.

<sup>۲</sup> Speed  
<sup>۳</sup> Accuracy  
<sup>۴</sup> Sensitivity

<sup>۱</sup> Loss-Square

$$Z(j\omega) = H(j(\omega_{Doppler} - \omega_{IF})) \quad (10)$$

در روش پیشنهادی، قدم اول این است که باند فرکانسی داپلر متداول را به باندهای فرکانسی کوچکتر تبدیل کنیم. در این روش، ابتدا یک فیلتر پایین گذر با فرکانس  $\omega_{min}$  به صورت رابطه‌ی (۱۱) در حوزه‌ی زمان معرفی می‌شود:

$$p(t) = \frac{\sin(\omega_{min}t)}{\pi t} \quad (11)$$

سپس، از روی فیلتر پایین گذر پیشنهادی در رابطه‌ی (۱۱) و شیفت یافته‌های آن، فیلتر  $h(t)$  را می‌توان به صورت رابطه‌ی (۱۲) بیان نمود:

$$h(t) = p(t) + p(t)e^{j2\omega_{min}t} + p(t)e^{-j2\omega_{min}t} + p(t)e^{j4\omega_{min}t} + p(t)e^{-j4\omega_{min}t} + \dots \quad (12)$$

که در آن،  $p(t)$  دارای پهنای باند فرکانسی  $2\omega_{min}$  است. بنابراین، در رابطه‌ی (۱۲)، در هر تکرار  $p(t)$  به اندازه‌ی پهنای باند خود، شیفت می‌یابد (جلوگیری از تداخل فرکانسی). مجموع این فیلترها، فیلتری با باند  $\pm\omega_{Doppler}$  را به وجود آورده‌اند. لازم به ذکر است که در این روش شرط  $(|\omega_{min}| \leq |\omega_{Doppler}|)$  برقرار است.

با جاگذاری رابطه‌ی (۱۲) در (۹) می‌توانیم فیلتر میان گذر  $z(t)$  را برحسب فیلتر  $p(t)$  به صورت زیر بیان کنیم:

$$z(t) = \left[ \begin{matrix} p(t) + p(t)e^{j2\omega_{min}t} + p(t)e^{-j2\omega_{min}t} \\ + p(t)e^{j4\omega_{min}t} + p(t)e^{-j4\omega_{min}t} + \dots \end{matrix} \right] \times e^{j\omega_{IF}t} \quad (13)$$

$$z(t) = p(t)e^{j\omega_{IF}t} + p(t)e^{j(\omega_{IF} + 2\omega_{min})t} + p(t)e^{j(\omega_{IF} - 2\omega_{min})t} + p(t)e^{j(\omega_{IF} + 4\omega_{min})t} + p(t)e^{j(\omega_{IF} - 4\omega_{min})t} + \dots \quad (14)$$

در رابطه‌ی (۱۴) مشاهده می‌شود که با اعمال یک باند فرکانسی و جمع آن با شیفت یافته‌های خود، می‌توان یک باند فرکانسی بزرگتر تولید نمود. نمایش این موضوع در حوزه‌ی فرکانس، در شکل (۵) به تصویر کشیده شده است. همان طور که از شکل مشخص است، در مرحله‌ی صفر، یک فیلتر با پهنای باند  $\pm\omega_{min}$  داریم و همانند روش

[۳۱]. به عبارت دیگر، اگر سرعت بخش اکتساب پایین باشد، احتمال از دست رفتن سیگنال بالاتر خواهد رفت.

هدف این مقاله افزایش سرعت مرحله‌ی اکتساب در شرایط سیگنال ضعیف می‌باشد. در این راستا، روش‌های پسا همبستگی بیان شد و مشاهده گردید که روش ادغام تفاضلی همدوس به عنوان یک روش مفید و متداول در شرایط سیگنال ضعیف مورد استفاده قرار می‌گیرد. به همین منظور، روش پیشنهادی بر پایه‌ی روش ادغام تفاضلی همدوس مطرح شده است.

در بدترین حالت ممکن گیرنده‌های زمینی، اثر داپلر باعث می‌شود که فرکانس سیگنال دریافتی به اندازه‌ی  $\pm 10 \text{ KHz}$  جابه‌جا شود. بنابراین، در روش‌های متداول فرکانس مولد، بازه  $IF - 10 \text{ KHz}$  تا  $IF + 10 \text{ KHz}$  را با گام‌های  $500 \text{ Hz}$  جاروب می‌کند. هدف از این کار پیدا کردن میزان انحراف فرکانس و در نتیجه، تخمین فازکد و فرکانس حامل است. در روش‌های متداول، بازه‌ی  $\pm 10 \text{ KHz}$  را می‌توان به صورت رابطه‌ی (۷) در حوزه‌ی زمان و تابع تبدیل آن را به صورت رابطه (۸) در حوزه‌ی فرکانس، نمایش داد:

$$h(t) = \frac{\sin(\omega_{Doppler}t)}{\pi t} \quad (7)$$

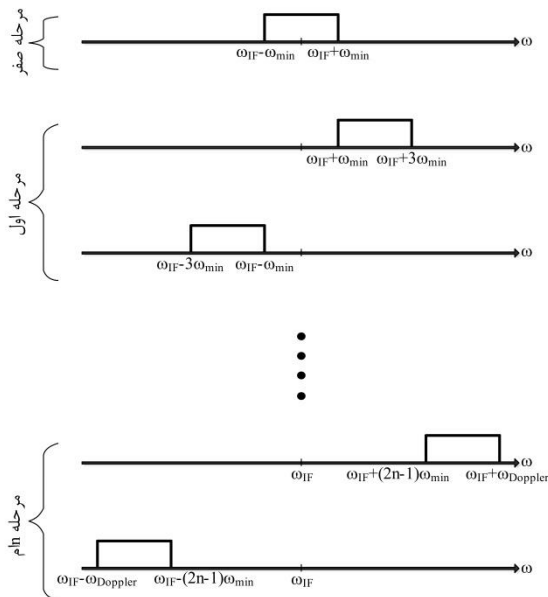
$$H(j\omega_{Doppler}) = \begin{cases} 1 & |\omega_{Doppler}| \leq 2\pi \times 10 \text{ KHz} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (8)$$

در روابط (۷) و (۸)،  $\omega_{Doppler}$  نشان دهنده‌ی فرکانس داپلر است. حال اگر فیلتر پایین گذر مطرح شده را به اندازه‌ی  $e^{j\omega_{IF}t}$  شیفت بدهیم، به یک فیلتر میان گذر با فرکانس مرکزی  $\omega_{IF}$  خواهیم رسید. به عبارت دیگر، فیلتر از بازه‌ی  $\pm 10 \text{ KHz}$  به بازه‌ی  $IF \pm 10 \text{ KHz}$  تغییر مکان پیدا خواهد کرد. شکل (۴) نحوه‌ی تبدیل فیلتر پایین گذر به فیلتر میان گذر را نمایش می‌دهد. همچنین، باند فرکانسی میان گذر در روش متداول را می‌توان به صورت روابط (۹) و (۱۰) به ترتیب در حوزه‌ی زمان و فرکانس به نمایش گذاشت:

$$z(t) = h(t) \times e^{j\omega_{IF}t} \quad (9)$$

۵- شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

در این بخش روش پیشنهادی شبیه‌سازی می‌گردد و از نقطه نظر زمان اجرا، تعداد همبستگی انجام شده و سرعت مرحله‌ی اکتساب با روش متداول ادغام تفاضلی هم‌دوس برای باندهای  $L_1$ ،  $L_2$  و  $L_5$  سامانه ناوبری GPS انجام می‌شود.



شکل (۵) تقسیم باند فرکانسی داپلر به باندهای کوچک‌تر با استفاده از فیلتر پایین‌گذر و شیفت یافته‌های آن.

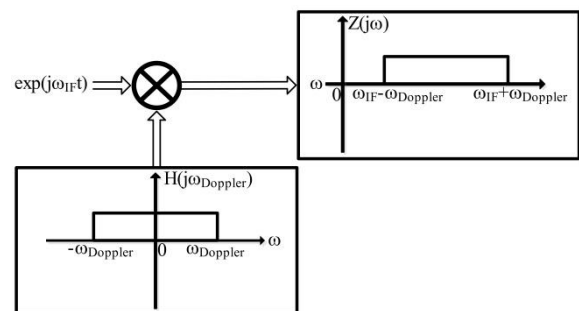
برای شبیه‌سازی از پنج مجموعه داده‌ی واقعی که دو نمونه آن از قبل در محیط و اطراف دانشگاه علم و صنعت ایران جمع‌آوری و ذخیره شده بود، استفاده نمودیم. نحوه‌ی جمع‌آوری و سخت‌افزار استفاده شده در شکل (۷) نمایش داده شده است.

ویژگی‌های عمومی داده‌ها به شرح زیر می‌باشند:

- ۱- کد C/A یک کد طلایی با طول ۱۰۲۳ چیب است.
- ۲- محدوده‌ی بیشینه فرکانس داپلر ۱۰ کیلوهرتز می‌باشد.
- ۳- مکان فازکد و وجود تغییرات بیت، تصادفی است.
- ۴- مقدار ۱۰۰ میلی‌ثانیه از داده‌ها مورد پردازش قرار گرفته است.

فرکانس نمونه‌برداری داده اول برابر با ۵,۷۱۴۳، داده دوم ۴، داده سوم ۱۸ و داده چهارم و پنجم ۲۰ مگاهرتز است. لازم به ذکر است که تمام شبیه‌سازی‌ها توسط نرم‌افزار

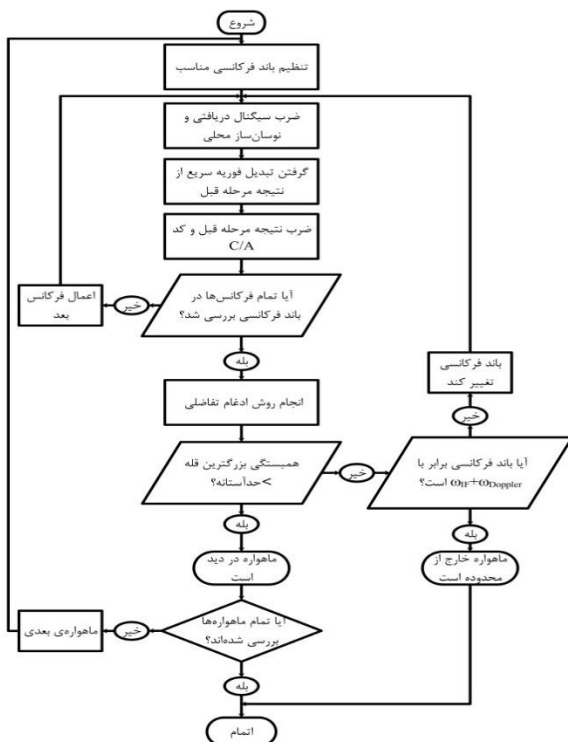
متداول، ابتدا میزان همبستگی بین سیگنال دریافتی و تمام حامل‌های ممکن را با گام  $500\text{ Hz}$  بررسی می‌کنیم. در ادامه بهترین نتیجه‌ی همبستگی را با مقدار حد آستانه مقایسه می‌نماییم. نتیجه‌ی همبستگی بزرگ‌تر از حد آستانه به معنای این است که PRN در دید گیرنده قرار گرفته است. بنابراین، PRN مربوطه را علامت‌دار می‌نماییم و به عنوان ماهواره‌ی در دید گیرنده معرفی و از لیست ماهواره‌های باقی مانده حذف می‌کنیم. حال در مرحله‌ی بعد، مطابق با پهنای باند فیلتر، محدوده‌ی باندهای فرکانسی جدید را به گیرنده‌ی نرم‌افزاری معرفی می‌نماییم (دو باند فرکانسی در هر مرحله ایجاد خواهد شد). به بیان دیگر، باندهای فرکانسی جدید به اندازه‌ی پهنای باند فیلتر، شیفت پیدا خواهند کرد. به عنوان مثال، در مرحله‌ی اول فرکانس‌های مرکزی از  $\omega_{IF}$  به  $\omega_{IF} + 2\omega_{min}$  و  $\omega_{IF} - 2\omega_{min}$  جابه‌جا می‌شوند. در این مرحله همانند مرحله قبل، عملیات همبستگی و مقایسه با حد آستانه انجام می‌گیرد. این مراحل تا زمانی که فرکانس قطع فیلتر آخر برابر با  $\omega_{IF} + \omega_{Doppler}$  شود، ادامه‌دار خواهد بود. شکل (۶) فلوچارت روش پیشنهادی را نمایش می‌دهد. در این روش، باند فرکانسی در مجموع همان باند داپلر روش متداول است. با این تفاوت که باند فرکانسی به چند زیرباند تقسیم گردیده است. همین موضوع باعث می‌شود تا سیگنال‌های قدرتمند که اختلاف فرکانسی آن‌ها از فرکانس مرکزی ناچیز است، سریع‌تر شناسایی شوند. در قسمت نتایج مشاهده خواهیم کرد که اعمال این روش باعث افزایش سرعت مرحله‌ی اکتساب در گیرنده‌های نرم‌افزاری خواهد شد.



شکل (۴) تبدیل فیلتر پایین‌گذر به میان‌گذر.

اکتساب بر اساس افزایش سرعت اکتساب انجام شده است. همان طور که در شکل (۹) مشاهده می شود، در حالتی که باند فرکانسی در بازه  $IF \pm 2 KHz$  قرار دارد، کوتاه ترین زمان اجرا را خواهیم داشت. به عبارت دیگر، در روش پیشنهادی با انتخاب این باند فرکانسی، سرعت مرحله ی اکتساب به بالاترین مقدار در مقایسه با دو حالت دیگر می رسد.

تعداد ماهواره های شناسایی شده توسط گیرنده، در روش متداول ادغام تفاضلی همدوس و روش پیشنهادی برای مجموعه داده های سری اول تا پنجم به ترتیب، در شکل های (۱۰) تا (۱۴) نمایش داده شده است. نتایج حاصل شده در روش پیشنهادی و روش متداول از نظر کیفیت سیگنال (فرکانس و توان) کاملاً برابر هستند. همان طور که مشاهده می شود، گیرنده ۱۰ ماهواره برای مجموعه داده ی سری اول، ۱۱ ماهواره برای مجموعه داده ی سری دوم، ۱۴ ماهواره برای مجموعه داده ی سری سوم، ۹ ماهواره برای مجموعه داده ی سری چهارم و ۶ ماهواره برای مجموعه داده ی سری پنجم شناسایی کرده است.



شکل (۶) فلوجارت روش شکستن باند فرکانسی به زیر باندها.

مطلب<sup>۱</sup> نسخه ۲۰۲۱b بر روی لپ تاپ با حافظه ی داخلی ۸ گیگابایتی و پردازنده ی Corei۷-۶۵۰۰u، انجام شده است. همان طور که بیان شد در این روش، باند فرکانسی به چند زیرباند تبدیل می شود و از مجموع تمام زیرباندهای جدید، باند فرکانسی داپلر به وجود می آید. نکته اصلی این است که پهنای باند فیلتر جدید به چه میزان انتخاب شود تا به یک جواب بهینه از نقطه نظر بار محاسباتی و کاهش زمان اجرا برسیم. در این شبیه سازی، باند فرکانسی را بین  $2 KHz$  و  $+2 KHz$  انتخاب نمودیم. سه دلیل برای انتخاب این باند فرکانسی وجود دارد:

۱- مجموع باند فرکانسی و شیفت یافته های آن باید یک فیلتر با پهنای باند  $\pm 10 KHz$  بسازد. بنابراین، فیلتر انتخاب شده باید پهنای باند کوچک تر از  $\pm 3.33 KHz$  داشته باشد. بدیهی است که اگر باند فرکانسی از این مقدار بزرگ تر باشد، مجموع آن با شیفت یافته های خود، از باند فرکانسی  $\pm 10 KHz$  بزرگ تر خواهد شد (حد بالا).

۲- پهنای باند فرکانسی نباید از  $1 KHz$  کوچک تر باشد. در غیر این صورت تنها یک فرکانس برای بررسی وجود دارد و عملاً فیلتر جدید بی فایده است (حد پایین).

۳- فیلتر انتخاب شده باید بهترین نتیجه ممکن را حاصل نماید (افزایش سرعت و کاهش بار محاسباتی).

مطابق با نکات اول و دوم، برای انتخاب باند فرکانسی جدید سه حالت مورد بررسی قرار خواهند گرفت که در شکل (۸) در فضای فرکانسی به تصویر در آمده است. با توجه به نکته سوم، برای هر سه حالت، شبیه سازی و نمودار مونت-کارلو برحسب زمان اجرا برای نسبت سیگنال به نویز ( $SNR^2$ ) ورودی ۱۲ دسی بل رسم گردیده است. لازم به ذکر است که در تمام حالت های مورد بررسی، کیفیت و فرکانس ماهواره های شناسایی شده، ثابت و برابر با حالت متداول (پهنای باند  $\pm 10 KHz$ ) است. بنابراین، در نمودار مونت-کارلو بهینه سازی مرحله

<sup>۱</sup> MATLAB

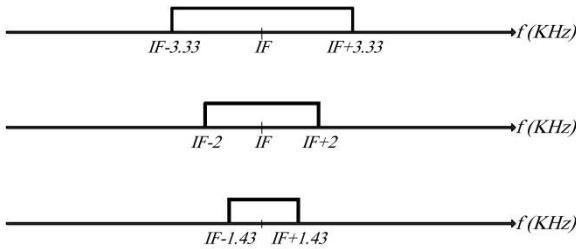
<sup>۲</sup> Signal to Noise Ratio



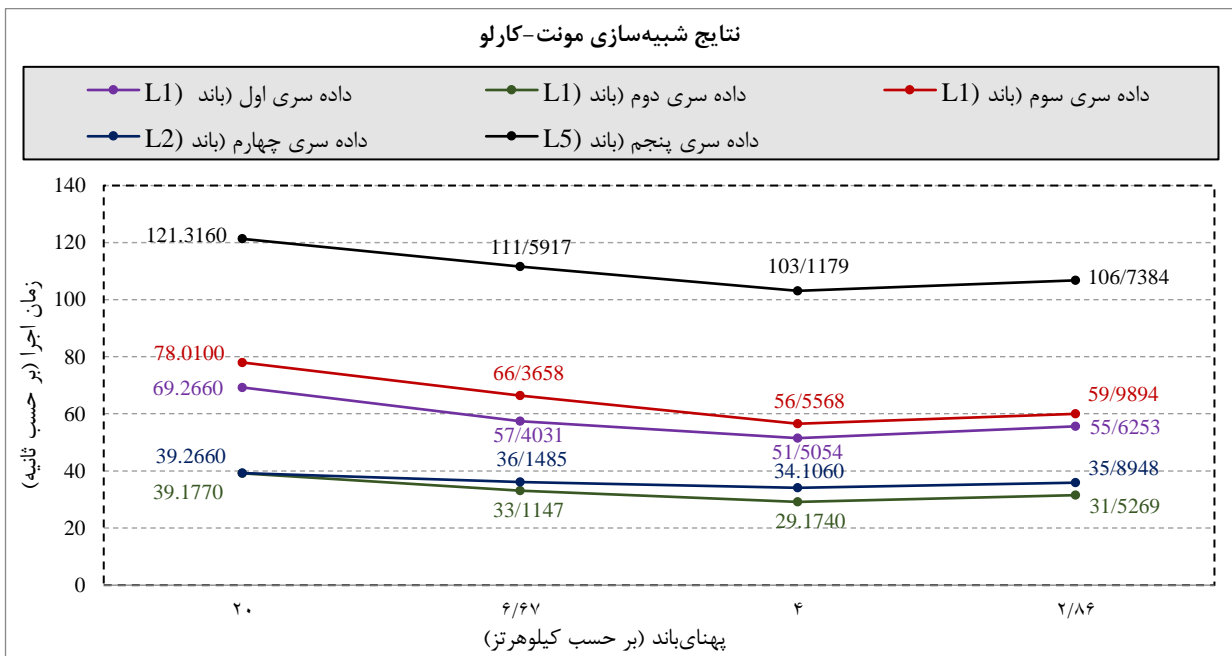


شکل (۷) : سخت افزار و نحوه جمع آوری داده های اول و دوم در محیط دانشگاه علم و صنعت ایران.

جدول (۱) تعداد ماهواره های شناسایی شده در هر باند فرکانسی را نشان می دهد. لازم به ذکر است که تنها برای مجموعه داده ی سری اول و چهارم کل بازه  $IF \pm 10 \text{ KHz}$  نیاز به بررسی دارد. به بیان دیگر، برای مجموعه داده های سری دوم، سوم و پنجم می توان عملیات جستجوی را در مرحله ای که تمام ماهواره ها شناسایی می شوند، به پایان رساند. اما به منظور مقایسه ی منطقی و درست با روش متداول، اکتساب را برای کل بازه ی  $IF \pm 10 \text{ KHz}$  ادامه می دهیم.



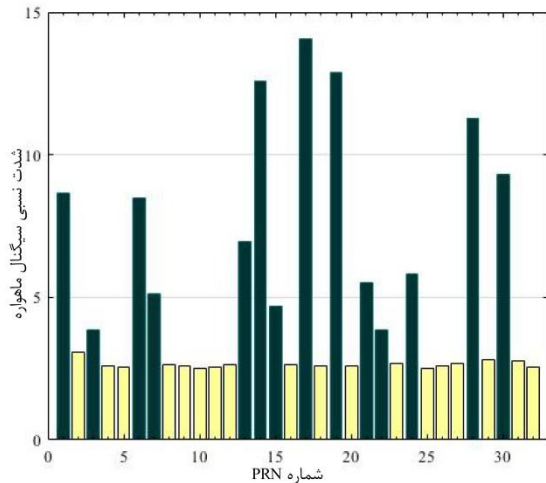
شکل (۸) حالت های ممکن برای باند فرکانسی جدید در روش پیشنهادی.



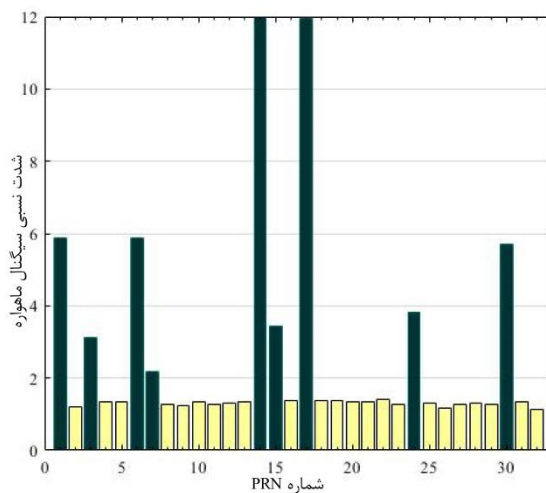
شکل (۹) نمودار مونت-کارلو از نقطه نظر زمان اجرا برای پنج مجموعه داده.

می کند روش پیشنهادی باعث کاهش تعداد همبستگی ها نسبت به روش متداول می شود. به طوری که برای

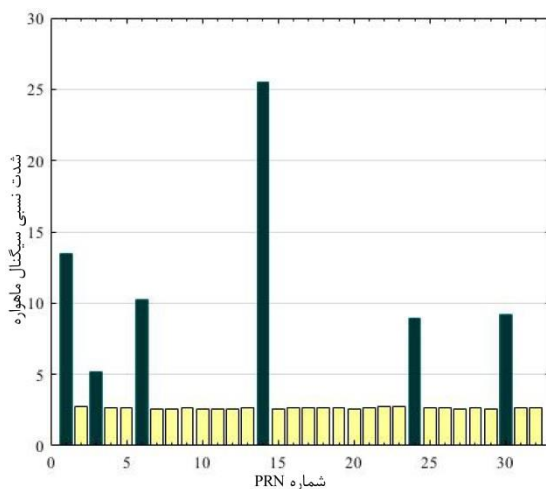
جدول (۲) یک مقایسه ی کلی بین روش پیشنهادی با روش ادغام تفاضلی همدوس را نمایش می دهد. نتایج بیان



شکل (۱۲) نتیجه مرحله اکتساب در روش پیشنهادی و متداول برای داده سری سوم.

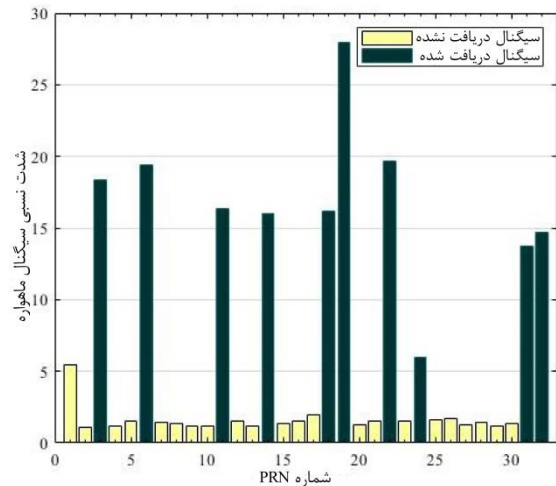


شکل (۱۳) نتیجه مرحله اکتساب در روش پیشنهادی و متداول برای داده سری چهارم.

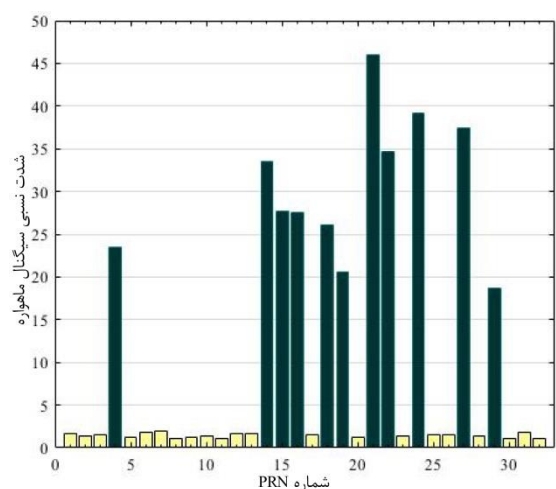


شکل (۱۴) نتیجه مرحله اکتساب در روش پیشنهادی و متداول برای داده سری پنجم.

مجموعه داده سری اول تا پنجم، تعداد همبستگی‌ها از ۱۳۱۲ به ترتیب به ۱۱۲۰، ۱۰۲۴، ۹۶۰، ۱۱۱۱ و ۱۱۲۰ همبستگی، کاهش یافته است. کاهش بار محاسباتی باعث افزایش سرعت اکتساب می‌شود. جدول (۳) تعداد ماهواره‌های در دید گیرنده برای نسبت سیگنال به نویز ۱۲، ۲۰ و ۳۰-دسی‌بل را نشان می‌دهد. روش پیشنهادی تمام ماهواره‌هایی که در روش باند ثابت در دید قرار دارند را با همان کیفیت سیگنال، شناسایی می‌کند. به عبارت دیگر، کاهش بار محاسباتی در حالی است که تمام ماهواره‌های در دید گیرنده، شناسایی و کیفیت سیگنال ثابت باقی مانده است. در نتیجه، روش پیشنهادی نسبت به روش گام ثابت باعث بهبود زمان اجرا با میزان میانگین ۲۲٪ و پیچیدگی محاسباتی به میزان ۱۹٪ می‌شود.



شکل (۱۰) نتیجه مرحله اکتساب در روش پیشنهادی و متداول برای داده سری اول.



شکل (۱۱) نتیجه مرحله اکتساب در روش پیشنهادی و متداول برای داده سری دوم.

۶- نتیجه گیری

اثر داپلر باعث می شود فرکانس دریافتی توسط گیرنده با فرکانس ارسالی توسط ماهواره متفاوت شود. در گیرنده های نرم افزاری اکتساب را به عنوان اولین و مهم ترین بخش می شناسند. وظیفه ی این بخش پیدا کردن تخمینی از فرکانس داپلر و فازکد است. در محیط های سیگنال ضعیف سرعت اکتساب نکته ی کلیدی

برای پیدا کردن موقعیت، سرعت و زمان گیرنده است. بنابراین، در مطالعه حاضر، روش شکستن باند فرکانسی به زیرباندها برای اکتساب سیگنال ها در شرایط سیگنال ضعیف معرفی گردید. این روش، با استفاده از پنج مجموعه داده ی واقعی و از پیش ذخیره شده، مورد ارزیابی قرار گرفت. نتایج نشان داد که روش پیشنهادی باعث بهبود زمان اجرا و پیچیدگی محاسباتی می شود.

جدول (۱) تعداد ماهواره های شناسایی شده در هر مرحله با نسبت سیگنال به نویز ۱۲ دسی بل برای پنج مجموعه داده در روش پیشنهادی.

تعداد ماهواره در دید گیرنده	$IF \pm 4 \pm 4 \pm 2 \text{ KHz}$	$IF \pm 4 \pm 2 \text{ KHz}$	$IF \pm 2 \text{ KHz}$	مرحله (باند فرکانسی)
۱۰	۳۲ و ۳۱،۱۱	۲۲ و ۱۸	۲۴ و ۱۹،۱۴،۶،۳	شماره ی PRN برای داده سری اول
۱۱	-	۲۹ و ۱۹،۱۵،۴	۲۲،۲۱،۱۸،۱۶،۱۴،۲۷ و ۲۴	شماره ی PRN برای داده سری دوم
۱۴	-	۲۱،۱۷،۱۳،۷،۶ و ۳۰	۲۲،۱۹،۱۵،۱۴،۳،۱،۲۸ و ۲۴	شماره ی PRN برای داده سری سوم
۹	۷	۳۰ و ۲۴،۱۵،۶،۳،۱	۱۷ و ۱۴	شماره ی PRN برای داده سری چهارم
۶	-	-	۳۰ و ۲۴،۱۴،۶،۳،۱	شماره ی PRN برای داده سری پنجم

جدول (۲) ارزیابی روش پیشنهادی و مقایسه با روش ادغام تفاضلی همدوس از نقطه نظر زمان اجرا و مجموع همبستگی انجام شده برای داده سری اول تا پنجم.

پیشنهادی	متداول	روش		
		مجموعه داده سری		
۵۱،۵۰۵۴	۶۹،۲۶۶۰	ثانیه	زمان اجرا	اول
		بهبود		
		تعداد	تعداد همبستگی	
۱۱۲۰	۱۳۱۲	بهبود		
۲۹،۱۷۴۰	۳۹،۱۷۷۰	ثانیه	زمان اجرا	دوم
		بهبود		
		تعداد	تعداد همبستگی	
۱۰۲۴	۱۳۱۲	بهبود		
۵۶،۵۵۶۸	۷۸،۰۱۰۰	ثانیه	زمان اجرا	سوم
		بهبود		
		تعداد	تعداد همبستگی	
۹۶۰	۱۳۱۲	بهبود		
۳۴،۱۰۶۰	۳۹،۲۶۶۰	ثانیه	زمان اجرا	چهارم
		بهبود		
		تعداد	تعداد همبستگی	
۱۱۱۱	۱۳۱۲	بهبود		
۱۰۳،۱۱۷۹	۱۲۱،۳۱۶۰	ثانیه	زمان اجرا	پنجم
		بهبود		
		تعداد	تعداد همبستگی	

۱۵٪	بهبود		
۱۱۲۰	تعداد	تعداد همبستگی	
۱۵٪	بهبود		

جدول (۳) تعداد ماهواره‌های در دید گیرنده در SNR های مختلف برای داده سری اول تا پنجم.

$SNR_m = -20 \text{ dB}$	$SNR_m = 0 \text{ dB}$	$SNR_m = 12 \text{ dB}$	تعداد ماهواره‌های در دید برای داده سری
۴	۸	۱۰	اول
۴	۹	۱۱	دوم
۴	۸	۱۴	سوم
۲	۵	۹	چهارم
۳	۵	۶	پنجم

[۹] J. B. Y. Tsui, "Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach (Second Edition)", Publisher: Wiley-Interscience, ۲۰۰۴.

[۱۰] K. S. Hyun, "A Deterministic Compressed GNSS Acquisition Technique", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. ۶۲, No. ۲, pp. ۵۱۱-۵۲۱, ۲۰۱۳.

[۱۱] P. Tang, S. Wang, X. Li, and Z. Jiang, "A Low Complexity Algorithm for Fast Acquisition of Weak DSSS Signal in High Dynamic Environment", GPS Solutions, Vol. ۲۱, No. ۴, pp. ۱۴۲۷-۱۴۴۱, ۲۰۱۷.

[۱۲] M. R. Mosavi, M. Pashaiyan, M. J. Rezaei, and K. Mohammadi, "Jamming Mitigation in Global Positioning System Receivers Using Wavelet Packet Coefficients Thresholding", IET Signal Process, Vol. ۹, No. ۵, pp. ۴۵۷-۴۶۴, ۲۰۱۵.

[۱۳] M. Sharie, M. R. Mosavi, and N. Rahemi, "Determination of An Appropriate Mother Wavelet for De-Noiseing of Weak GPS Correlation Signals Based on Similarity Measurements", Engineering Science and Technology, an International Journal, Vol. ۲۳, No. ۲, pp. ۲۸۱-۲۸۸, ۲۰۲۰.

[۱۴] N. Lei, H. Zhu and J. Cui, "Wavelet-Based Method for Weak Satellite Signal Acquisition", International Conference on Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering, Changchun, China, pp. ۱۶-۱۹, ۲۰۱۱.

[۱۵] Y. Luo, L. Zhang, and H. Ruan, "An Acquisition Algorithm Based on FRFT for Weak GNSS Signals in A Dynamic Environment", IEEE Communications Letters, Vol. ۲۲, No. ۶, pp. ۱۲۱۲-۱۲۱۵, ۲۰۱۸.

[۱۶] J. Sun, and S. Lv, "A General Overlapping Multi Block Zero Padding Algorithm for Weak Signal Acquisition", IEEE International Conference on Signal Processing Communications and Computing, pp. ۱-۶, ۲۰۱۷.

[۱۷] W. Jianing, L. Baowang, and X. Zhe, "Weak GPS Signal Acquisition Method Based on DBZP",

## منابع

[۱] X. R. Meng, X. Jiang, W. An, and X. Chen, "GPS/GLONASS Carrier Phase Elevation Dependent Stochastic Modeling Estimation and Its Application in Bridge Monitoring", Advances in Space Research, Vol. ۶۲, No. ۹, pp. ۲۵۶۶-۲۵۸۵, ۲۰۱۸.

[۲] M. R. Mosavi, "Wavelet Neural Network for Corrections Prediction in Signal-Frequency GPS Users" Neural Processing Letters, Vol. ۳۳, No. ۲, pp. ۱۳۷-۱۵۰, ۲۰۱۱.

[۳] M. Mozaffari, A. Broumandan, K. O'Keefe, and G. Lachapelle, "Weak GPS Signal Acquisition using Antenna Diversity", Journal of The Institute of Navigation, Vol. ۶۲, No. ۳, pp. ۲۰۵-۲۱۸, ۲۰۱۵.

[۴] سید محمدرضا موسوی میرکلانی، مریم معاضدی، محمدجواد رضائی و امیر طباطبایی، "مقابله با اختلال در گیرنده‌های GPS"، انتشارات دانشگاه علم و صنعت ایران، ۱۳۹۴.

[۵] K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen, P. Rinder, and S. H. Jensen, "A Software-Defined GPS and Galileo Receiver", Birkhäuser Basel, ۲۰۰۷.

[۶] B. Bilal, and B. Belkacem, "A New Proposed GPS Satellite Signals Acquisition Algorithm Based on the Fast Fourier Transform", Article in Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. ۱۱, No. ۲, pp. ۵-۱۰, ۲۰۱۸.

[۷] H. E. Boll, and U. Dettmar, "Efficient Differentially Coherent Code/Doppler Acquisition of Weak GPS Signals", ۸th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, pp. ۷۳۱-۷۳۵, ۲۰۰۴.

[۸] K. bahmani, M. Nezhadshahbodaghi, and M. R. Mosavi, "Reduction of the Acquisition Time in GPS Receiver by Multi-Stage Frequency bins", ۱۰th International Symposium on Telecommunications, pp. ۱۷۰-۱۷۴, ۲۰۲۰.

- [۲۵] H. Choi, D. J. Cho, S. J. Yun, Y. B. Kim, and S. J. Lee, "A Novel Weak Signal Acquisition Scheme for Assisted GPS", ۱۵th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, ۲۰۰۲.
- [۲۶] K. Sun, and L. L. Presti, "Bit Sign Transition Cancellation Method for GNSS Signal Acquisition", The Journal of Navigation, Vol. ۶۵, No. ۱, pp. ۷۳-۹۷, ۲۰۱۲.
- [۲۷] X. Li, and W. Guo, "Efficient Differential Coherent Accumulation Algorithm for Weak GPS Signal Bit Synchronization", IEEE Communications Letters, Vol. ۱۷, No. ۵, pp. ۹۳۶-۹۳۹, ۲۰۱۳.
- [۲۸] M. N. Zahid, R. Ali, and M. S. Afzal, "Acquisition and Analysis of Multi-Global Navigation Satellite System Signals Based on Fast Fourier Transform", Journal of Communications Technology and Electronics, Vol. ۶۴, No. ۱۱, pp. ۱۲۸۸-۱۲۹۷, ۲۰۱۹.
- [۲۹] K. Borre, and D. Akos, "A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: Single-Frequency Approach", Proceedings of the ۱۸th International Technical Meeting of the Satellite Division of Institute of Navigation GNSS, pp. ۱۶۳۲-۱۶۳۷, ۲۰۰۵.
- [۳۰] L. Ruitao, L. Songlin, and L. Gang, "Research and Implementation of GPS Pseudo-Code Fast Acquisition based on Matched Filter and FFT", IEEE CSAA Guidance, Navigation and Control Conference, pp. ۱-۵, ۲۰۱۸.
- [۳۱] B. Chibout, C. Macabiau, A. C. Escher, L. Ries, J. L. Issler, S. Corraza, and M. Bousquet, "Comparison of Acquisition Techniques for GNSS Signal Processing in Geostationary Orbit", National Technical Meeting of The Institute of Navigation, pp. ۶۳۷-۶۴۹, ۲۰۰۷.
- Journal of Systems Engineering and Electronics, Vol. ۲۹, No. ۲, pp. ۲۳۶-۲۴۳, ۲۰۱۸.
- [۱۸] Z. Wen, and M. Ghogho, "Improved Fast Modified Double-Block Zero-Padding (FMDBZP) Algorithm for Weak GPS Signal Acquisition", IEEE Signal Processing Conference, European, pp. ۱۶۱۷-۱۶۲۱, ۲۰۱۵.
- [۱۹] D. Borio, C. O'Driscoll, and G. Lachapelle, "Coherent, Non-Coherent, and Differentially Coherent Combining Techniques for Acquisition of New Composite GNSS Signals", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. ۴۵, No. ۳, pp. ۱۲۲۷-۱۲۴۰, ۲۰۰۹.
- [۲۰] M. H. Zarrabizadeh, and E. S. Sousa, "A Differentially Coherent PN Code Acquisition Receiver for CDMA Systems", IEEE Transactions on Communications, Vol. ۴۵, No. ۱۱, pp. ۱۴۵۶-۱۴۶۵, ۱۹۹۷.
- [۲۱] S. Xiaowen, H. Qing, Z. Shufang, Z. Jingbo, and J. Vi, "Fast Acquisition of GPS Signal using Extended Multiple Correlator based on FPGA", IEEE International Conference on Computer Application and System Modeling, pp. ۲۰۸-۲۱۱, ۲۰۱۰.
- [۲۲] W. Yu, B. Zheng, R. Watson, and G. Lachapelle, "Differential Combining for Acquiring Weak GPS Signals", Signal Processing, Vol. ۸۷, No. ۵, pp. ۸۲۴-۸۴۰, ۲۰۰۷.
- [۲۳] A. Tabatabaei, and M. R. Mosavi, "A Fast GLONASS FDMA Acquisition Algorithm using Multi-Satellite Search Strategy", Wireless Personal Communications, Vol. ۸۴, No. ۴, pp. ۲۶۶۵-۲۶۷۸, ۲۰۱۵.
- [۲۴] K. Sun, "A Differential Strategy for GNSS Weak Signals Acquisition in Presence of Bit Sign Transitions", ۱th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing, pp. ۱-۵, ۲۰۱۰.