

شنود و جمر لینک طیف گسترده پرش فرکانسی

میلاد واحدی^۱، میثم رئیس دانایی^۲

^۱دانشجوی کارشناسی ارشد دانشگاه جامع امام حسین (ع)، mvahedi@ihu.ac.ir

^۲هیئت علمی دانشگاه جامع امام حسین (ع)، mrdanaee@ihu.ac.ir

چکیده - در این مقاله ابتدا به بررسی امکان جمر کردن لینک پرش فرکانسی با استفاده از جمر هوشمند می‌پردازیم و سپس به بررسی امکان شنود از طریق روش تخمین فاز پرش خواهیم پرداخت. روش تخمین فاز پرش می‌تواند بدون داشتن الگوی پرش فرکانسی، اطلاعات لینک پرش فرکانسی آرام را استخراج (شنود) کند. سپس یک روش ابداعی با عنوان روش حذف فاز پرش ارائه می‌شود که بدون داشتن الگوی پرش می‌تواند اطلاعات لینک پرش فرکانسی سریع را نیز شنود کند. در انتها روش حذف فاز پرش برای مثال بلوتوث و یک لینک پرش فرکانسی سریع شبیه سازی شده و عملکرد آن با حالت تئوری مقایسه می‌شود. کلید واژه- پرش فرکانسی، تخمین فاز پرش، طیف گسترده.

فرکانس‌های پرش می‌باشد که توسط تلفیق کننده فرکانسی تولید می‌شود. $x(t)$ شامل اطلاعات صفر و یک خروجی بلوک کدینگ (d_k) می‌باشد. با فرض مدولاسیون از نوع BFSK حاصل انتگرال $x(t)$ به صورت رابطه (۲) می‌باشد.

$$\begin{cases} d_k = 0 \longrightarrow \int_0^t x(\tau) d\tau = -2\pi f_{\Delta} t \\ d_k = 1 \longrightarrow \int_0^t x(\tau) d\tau = +2\pi f_{\Delta} t \end{cases} \quad (2)$$

با فرض $f_d = 2f_{\Delta}$ و برای ایجاد تعامد در آشکار سازی غیر همدوس، f_d باید ضریب صحیحی از نرخ سمبل ($f_d = mR_s$) باشد. ضریب m را اندیس مدولاسیون می‌نامند. اگر نرخ پرش R_b بزرگتر از نرخ سمبل R_s باشد، پرش فرکانسی سریع و اگر کمتر یا مساوی باشد، پرش فرکانسی آرام خواهد بود [1],[2].

نحوه تنظیم این مقاله بدین صورت است که در بخش ۲ در مورد جمر کردن لینک پرش فرکانسی و ناحیه حساس جمر دنباله‌رو صحبت می‌شود. در بخش ۳ شنود لینک پرش فرکانسی آرام مورد بررسی قرار می‌گیرد و روشی برای شنود لینک پرش فرکانسی سریع ارائه می‌گردد. نتایج شبیه سازی در بخش ۴ ارائه می‌شود و در بخش ۵ به نتیجه گیری از مقاله می‌پردازیم.

۲- جمر کردن لینک پرش فرکانسی

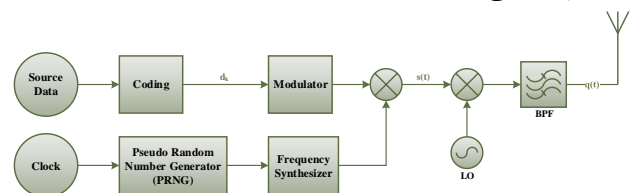
در لینک پرش فرکانسی اگر دوره تناوب الگوی پرش کوتاه باشد می‌توان الگوی پرش را تشخیص داده و لینک را شنود کرد یا همانند الگوی پرش فرستنده، پرش فرکانسی را انجام داد و لینک را مختل کرد. اگر دوره تناوب الگوی پرش طولانی باشد

۱- مقدمه

یکی از مهمترین تکنیک‌های معتبر انتقال اطلاعات در مخابرات، تکنیک طیف گسترده پرش فرکانسی است.

سیستم‌هایی که از این تکنیک استفاده می‌کنند در مقابله با تداخل و اغتشاش مقاوم بوده و به سادگی قابل شنود نیستند. یکی دیگر از مزایای سیستم‌های طیف گسترده پرش فرکانسی عدم نیاز آن به اخذ مجوز فرکانسی است که آن را از سایر سیستم‌های مخابراتی متمایز می‌سازد.

بلوک دیاگرام فرستنده پرش فرکانسی در شکل ۱ آمده است. فرستنده پرش فرکانسی با یک الگوی پرش و نرخ پرش معین پرش می‌کند [1].



شکل ۱. بلوک دیاگرام فرستنده پرش فرکانسی

با فرض اینکه تعداد کانال‌های پرش M باشد، سیگنال ارسالی فرستنده پرش فرکانسی در پرش i ام ($i=0,1,2,\dots,M-1$) طبق رابطه (۱) نشان داده می‌شود.

$$q(t) = A_c \cos(\omega_i t + \omega_c t + \int_0^t x(\tau) d\tau) \quad (1)$$

در رابطه فوق A_c دامنه، $\omega_c = 2\pi f_c$ و $\omega_i = 2\pi f_i$ می‌باشد. f_c فرکانس حامل بوده که توسط اسپلاتور تولید شده است. f_i شامل

۳- شنود لینک پرش فرکانسی

برای شنود یک لینک پرش فرکانسی اگر الگوی پرش را داشته باشیم می‌توان پس از همزمان سازی لینک را شنود کرد اما اگر الگوی پرش را نداشته باشیم می‌توان با روش تخمین فاز پرش، لینک پرش فرکانسی آرام را شنود کرد. در بخش ۳-۱ ابتدا روش تخمین فاز پرش را بررسی نموده و نشان می‌دهیم که به علت پایین آمدن دقت تخمین فاز و بالا رفتن واریانس تخمین گر در پرش فرکانسی سریع امکان استفاده از این روش وجود ندارد. سپس در بخش ۳-۲ شیوه‌ای را مطرح می‌کنیم که امکان شنود را برای پرش فرکانسی سریع میسر می‌کند.

۳-۱- تخمین فاز پرش [6]

پس از انتقال سیگنال به باند پایه و حذف حامل آن سیگنال دریافتی را می‌توان به صورت رابطه (۴) نمایش داد.

$$r(t) = s(t) + n(t) = e^{j(\omega_c t + \int_0^t x(\tau) d\tau + \varphi)} + n(t) \quad (4)$$

برای سادگی در ابتدا روش تخمین فاز پرش را بدون در نظر گرفتن نویز $n(t)$ تحلیل می‌کنیم. در این روش ابتدا $b(t, \Delta t)$ به صورت رابطه (۵) محاسبه می‌شود.

$$b(t, \Delta t) = s(t) \times s^*(t - \Delta t) = e^{j(\omega_c \Delta t + \int_{t-\Delta t}^t x(\tau) d\tau)} \quad (5)$$

اگر مقدار تاخیر Δt به اندازه کافی کوچک باشد می‌توان نوشت:

$$\int_{t-\Delta t}^t x(\tau) d\tau \cong x(t) \Delta t \quad (6)$$

با فرض اینکه پرش فرکانسی از نوع آرام است و تعداد سمبل‌های موجود در هر پرش برابر $N = R_s / R_h$ می‌باشد. با یک میانگین گیری از N سمبل طبق رابطه (۷) می‌توان فاز پرش را تخمین زد.

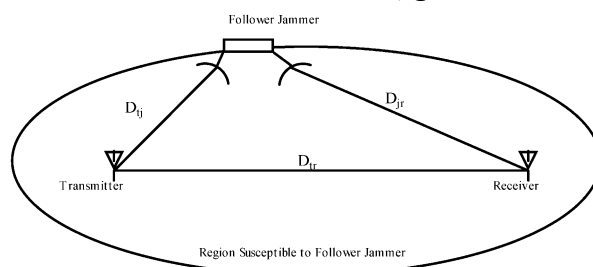
$$\begin{aligned} \hat{\Phi}_i(\Delta t) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} b(t + kT, \Delta t) \\ &= e^{j\omega_c \Delta t} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{jx(t + kT) \Delta t} \end{aligned} \quad (7)$$

T مدت زمان هر سمبل ($T = 1/R_s$) بوده و با فرض اینکه مقدار N بزرگ می‌باشد، برای مدولاسیون BFSK خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \gamma &\equiv \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{jx(t + kT) \Delta t} \\ &= \Pr\{d_k = 0\} e^{-j2\pi f_{\Delta} \Delta t} + \Pr\{d_k = 1\} e^{j2\pi f_{\Delta} \Delta t} \quad (8) \\ &= \cos(2\pi f_{\Delta} \Delta t) \end{aligned}$$

اندازه γ بستگی به تاخیر دارد و بزرگتر از یک نخواهد بود.

امکان تشخیص الگوی پرش وجود ندارد، اما می‌توان با استفاده از جمرهای دنباله‌رو لینک را مختل کرد. جمرهای دنباله‌رو می‌توانند در هر لحظه با دریافت سیگنال، فرکانس حامل آن را تخمین زده و سیگنال تداخلی در همان فرکانس و با توان بالا ارسال کنند تا در گیرنده اختلال ایجاد نمایند. با توجه به فاصله جمر از فرستنده و گیرنده (شکل ۲) محدودیتی برای جمر دنباله‌رو بر اساس نرخ پرش وجود دارد [3], [4], [5].

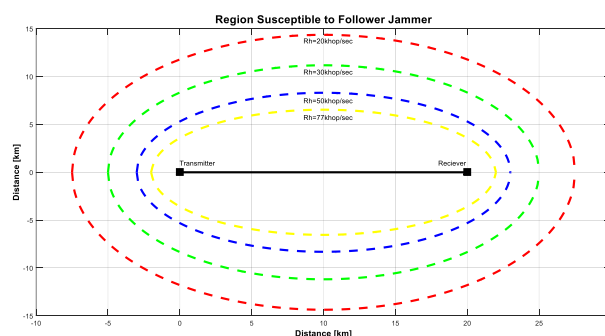


شکل ۲. ناحیه حساس برای جمر دنباله‌رو

ناحیه حساس برای جمر دنباله‌رو طبق مرجع [4] به صورت رابطه (۳) می‌باشد.

$$\frac{4(x - D_{tr}/2)^2}{(D_{tr} + c \times T_h)^2} + \frac{4y^2}{(D_{tr} + c \times T_h)^2 - D_{tr}^2} = 1 \quad (3)$$

در رابطه فوق D_{tr} فاصله فرستنده و گیرنده، c سرعت نور و T_h مدت زمان هر پرش می‌باشد. با افزایش نرخ پرش R_h (کوچک شدن T_h) ناحیه‌ای که جمر دنباله‌رو می‌تواند تاثیر گذار باشد کوچکتر می‌شود. مرزهای این نواحی بیضوی گون در شکل ۳ به ازای نرخ پرش‌های نوعی ۲۰، ۳۰، ۵۰ و ۷۷ هزار پرش در ثانیه برای فاصله فرستنده و گیرنده ۲۰ کیلومتر نشان داده شده‌اند.



شکل ۳. مرزهای بیضوی ناشی از محدوده تاثیر جمر دنباله‌رو بر اساس نرخ پرش‌های متفاوت

در طراحی لینک پرش فرکانسی با توجه به محل ممکن برای استقرار سامانه‌های تداخلی دشمن و با استفاده از رابطه (۳) نرخ پرش لینک انتخاب می‌گردد.

با استفاده رابطه ۷ و ۸ تخمین فاز پرش طبق رابطه (۹) محاسبه می‌شود.

$$\hat{\Phi}_i(\Delta t) = \gamma e^{j\omega_i \Delta t} \quad (9)$$

پس از تخمین فاز پرش، می‌توان اطلاعات را استخراج کرد.

$$\hat{\Phi}_i^*(\Delta t)b(t, \Delta t) = \gamma e^{jx(t)\Delta t} \quad (10)$$

بنابراین در هر پرش ابتدا فاز پرش را تخمین زده سپس اطلاعات طبق رابطه (۱۱) استخراج می‌شود [6].

$$x(t) = \frac{1}{\Delta t} \arg(\hat{\Phi}_i^*(\Delta t)b(t, \Delta t)) \quad (11)$$

روش تخمین فاز پرش هنگامی کاربرد دارد که فقط یک فرستنده وجود داشته باشد. اگر کاربر دومی در همان پهنای باند با یک الگوی پرش متفاوت سیگنال ارسال کند، سیگنال‌های ارسال دو کاربر با هم ترکیب شده و قابل تفکیک نخواهند بود. با توجه به اینکه فرکانس حامل و فرکانس‌های پرش در تحلیل ارائه شده برای تخمین فاز پرش اثری ندارند، تاثیر نویز را در تخمین فاز پرش بر اساس مقدار N تحلیل می‌کنیم [6].

$$w(t) = \exp\left(j \int_0^t x(\tau) d\tau\right) + n(t) \quad (12)$$

نویز n(t) در رابطه (۱۲) دارای میانگین صفر و واریانس σ_n^2 می‌باشد. متغیر تصادفی $\Gamma(k)$ را به صورت رابطه (۱۳) تعریف می‌کنیم [6].

$$\Gamma(k) = w(t + kT)w^*(t + kT - \Delta t) = \sum_{i=1}^4 Z_i(k) \quad (13)$$

مقادیر Z_i در معادله (۱۳) به صورت زیر تعریف می‌شوند [6].

$$Z_1(k) = \exp\left(j \int_{t+kT-\Delta t}^{t+kT} x(\tau) d\tau\right) \quad (14)$$

$$Z_2(k) = \exp\left(j \int_0^{t+kT} x(\tau) d\tau\right) n^*(t + kT - \Delta t) \quad (15)$$

$$Z_3(k) = \exp\left(-j \int_0^{t+kT-\Delta t} x(\tau) d\tau\right) n(t + kT) \quad (16)$$

$$Z_4(k) = n(t + kT)n^*(t + kT - \Delta t) \quad (17)$$

میانگین $\Gamma(k)$ برابر γ بوده و مستقل از k می‌باشد [6].

$$\hat{\Phi}(k) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Gamma(k) \quad (18)$$

بر اساس قضیه حد مرکزی توزیع تخمین فاز پرش را می‌توان به صورت نرمال مدل نمود. میان‌های اول و دوم تخمین فاز پرش به صورت معادله (۱۹) و (۲۰) می‌باشند [6].

$$m_\Phi = E\{\hat{\Phi}(k)\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{\Gamma(k)\} = \gamma \quad (19)$$

$$\begin{aligned} m_{2,\Phi} &= E\{\hat{\Phi}(k)\hat{\Phi}^*(k)\} \\ &= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} E\{\Gamma(k)\Gamma^*(l)\} \\ &= \frac{1 + 2\sigma_n^2 + \sigma_n^4}{N} + \gamma^2 \left(1 - \frac{1}{N}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

در نتیجه تخمین فاز پرش به صورت توزیع نرمال با میانگین γ و واریانس σ_Φ^2 می‌باشد. واریانس σ_Φ^2 بر حسب N به صورت رابطه (۲۱) می‌باشد [6].

$$\sigma_\Phi^2 = m_{2,\Phi} - m_\Phi^2 = \frac{1}{N} (1 - \gamma^2 + 2\sigma_n^2 + \sigma_n^4) \quad (21)$$

همانطور که مشاهده می‌شود با کاهش مقدار N واریانس تخمین پرش افزایش می‌یابد. بنابراین روش تخمین فاز پرش برای لینک‌های پرش فرکانسی که تعداد سمبل‌های موجود در هر پرش $N = R_s/R_h$ کوچک باشد کارایی ندارد.

۳-۲ حذف فاز پرش

همواره درباره یک لینک پرش فرکانسی اطلاعات کلی از جمله نرخ پرش، فاصله کانال‌های پرش، نرخ سمبل، در دسترس است برای مثال ما می‌دانیم در لینک پرش فرکانسی بلوتوث نرخ پرش ۱۶۰۰ پرش در ثانیه، فاصله کانال‌های پرش از یکدیگر 1MHz و نرخ سمبل آن 1Msymbol/s می‌باشد. اگر هم این اطلاعات را نداشته باشیم می‌توان با مشاهده طیف سیگنال، نرخ پرش و فاصله کانال‌های پرش را محاسبه کرد. [7-8]

در این روش با دانستن نرخ پرش و فاصله کانال‌های پرش ابتدا فاز پرش را حذف نموده و سپس لینک را شنود می‌کنیم.

در ابتدا همانند روش تخمین فاز پرش، $b(t, \Delta t)$ را محاسبه می‌کنیم اما با این تفاوت که در این روش تعیین مقدار Δt بسیار مهم بوده و بستگی به نرخ پرش و نرخ سمبل دارد. مثال بلوتوث را در نظر می‌گیریم. در مثال بلوتوث تعداد ۷۹ کانال پرش وجود دارد که فاصله کانال‌ها از یکدیگر 1MHz، نوع مدولاسیون Guasian-Filtered 2FSK (GFSK)، کدینگ کانال از نوع همینگ (15,10)، نرخ سمبل 1Msymbol/sec و اندیس مدولاسیون 0.32 می‌باشد. پهنای باند فیلتر گوسی در باند پایه 0.5MHz می‌باشد. از GFSK به دلیل کاهش اندازه لوپ‌های فرعی استفاده می‌شود [9],[10].

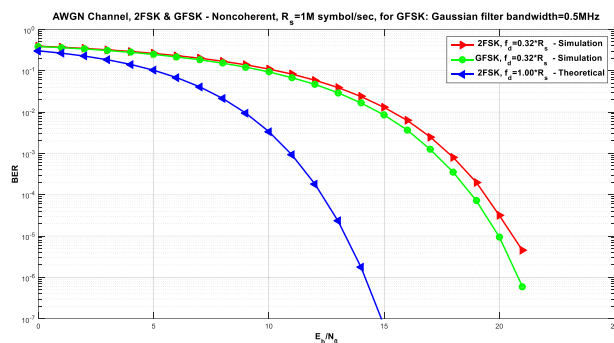
اگر میزان Δt به طور مناسب انتخاب شود می‌توان اثر فاز پرش را حذف کرد.

اگر بخواهیم تاخیر دادن و محاسبات را در قسمت دیجیتال و در باند پایه انجام دهیم فرکانس نمونه برداری باید حداقل برابر پهنای باند پرش فرکانسی در باند میانی باشد تا هنگامی که سیگنال از باند میانی توسط اسلاتور به باند پایه منتقل می شود حداقل فرکانس نمونه برداری، دو برابر پهنای باند پرش فرکانسی در باند پایه باشد تا نرخ ناپیوستگی رعایت شود.

بلوک فیلتر پایین گذر در شکل ۴ یک میانگین گیر می باشد (یک فیلتر FIR با تعداد ضرایب L و اندازه هر ضریب $1/L$) که جهت نرم کردن لبه های پرش فرکانسی به کار می رود. مقدار L بستگی به فرکانس نمونه برداری، نرخ پرش و نرخ سمبل دارد که در شبیه سازی این روش با فرکانس نمونه برداری 100Msample/s برای بلوتوث مقدار L برابر 50 و برای لینک هدایت پهنای مقدار L برابر 1000 در نظر گرفته شده است. در بلوک آشکارساز، از خروجی فیلتر پایین گذر یک انتگرال گیری به جهت کاهش نمونه در هر سمبل گرفته می شود. سپس فاز آن بررسی می شود و اطلاعات استخراج می شود.

۴- نتایج شبیه سازی

در شکل ۵ عملکرد آشکارسازی غیر همدوس 2FSK و GFSK با اندیس مدولاسیون 0.32 و 2FSK متعامد (اندیس مدولاسیون برابر 1)، بدون کدینگ کانال نشان داده شده است.



شکل ۵. عملکرد آشکارسازی غیر همدوس 2FSK و GFSK با اندیس مدولاسیون برابر 0.32 و 2FSK با اندیس مدولاسیون برابر 1

همانطور که در شکل ۵ مشاهده می شود در شرایطی که اندیس مدولاسیون 0.32 می باشد GFSK عملکرد بهتری نسبت به 2FSK دارد.

در شکل ۶ عملکرد روش حذف فاز پرش برای بلوتوث و آشکارسازی غیر همدوس GFSK با اندیس مدولاسیون برابر 0.32 و کدینگ کانال همینگ (15,10) نشان داده شده است.

$$b(t, \Delta t) = e^{j\omega_i \Delta t} e^{jx(t) \Delta t} = e^{j2\pi f_i \Delta t} e^{\pm j2\pi f_d \Delta t} \quad (22)$$

$$f_i = (i - 39) \times 1\text{MHz}, \quad i = 0, 1, \dots, 78 \quad (23)$$

در طراحی بلوتوث با توجه به نرخ سمبل 1Msymbol/s و اندیس مدولاسیون 0.32 مقدار f_d برابر $0.32 \times 1\text{MHz}$ و $f_d = 0.16\text{MHz}$ می باشد. اگر مقدار Δt را برابر $0.5\mu\text{sec}$ قرار دهیم با توجه به اینکه f_i همواره ضریب صحیحی از 1MHz می باشد خواهیم داشت:

$$e^{j2\pi f_i \Delta t} = e^{j2\pi \times 1\text{M} \times 0.5\mu} = e^{jn\pi} = (-1)^n = \pm 1 \quad (24)$$

$$e^{\pm j2\pi f_d \Delta t} = e^{\pm j2\pi \times 0.16\text{M} \times 0.5\mu} = e^{\pm j0.16\pi} \quad (25)$$

$$b(t, \Delta t) = \pm e^{\pm j0.16\pi} = \pm(0.8763 \pm j0.4818) \quad (26)$$

با مشاهده فاز $b(t, \Delta t)$ می توان اطلاعات را استخراج کرد. اگر قسمت موهومی و حقیقی $b(t, \Delta t)$ هم علامت بودند یعنی یک ارسال شده و اگر هم علامت نبودند یعنی صفر ارسال شده است. شبیه سازی روش حذف فاز پرش برای لینک پرش فرکانسی سریع با نرخ پرش 50khop/s، نرخ سمبل 25ksymbol/s، نوع مدولاسیون 2FSK و کدینگ کانال از نوع رید سالامون (31,25) انجام شده است. تعداد کانال ها ۷۹ و فاصله کانال ها از یکدیگر 1MHz در نظر گرفته شده است. این لینک می تواند یک لینک هدایت پهنای باشد. با توجه به رابطه (۳) و فرض ارتفاع 10km برای پهنای، جمرهای دنباله رو نمی توانند این لینک را مختل کنند.

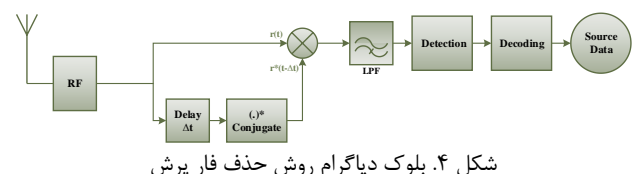
در طراحی لینک پرش فرکانسی سریع مقدار f_d با توجه به نرخ پرش که ضریبی از نرخ سمبل است تعیین می شود. [1] بنابراین مقدار f_d برابر $2 \times 25\text{kHz}$ بوده و مقدار f_d برابر 25kHz می باشد. اگر مقدار Δt را برابر $10\mu\text{sec}$ قرار دهیم با توجه به اینکه f_i همواره ضریب صحیحی از 1MHz می باشد خواهیم داشت:

$$e^{j2\pi f_i \Delta t} = e^{j2\pi \times 1\text{M} \times 10\mu} = e^{j20n\pi} = +1 \quad (27)$$

$$e^{\pm j2\pi f_d \Delta t} = e^{\pm j2\pi \times 25\text{k} \times 10\mu} = e^{\pm j\pi/2} \quad (28)$$

$$b(t, \Delta t) = e^{\pm j\pi/2} = 0 \pm j = \pm j \quad (29)$$

با مشاهده قسمت موهومی $b(t, \Delta t)$ می توان اطلاعات را استخراج کرد. اگر قسمت موهومی $b(t, \Delta t)$ مثبت بود یعنی یک ارسال شده و اگر منفی بود یعنی صفر ارسال شده است. بلوک دیاگرام روش حذف فاز پرش در شکل ۴ نشان داده شده است.



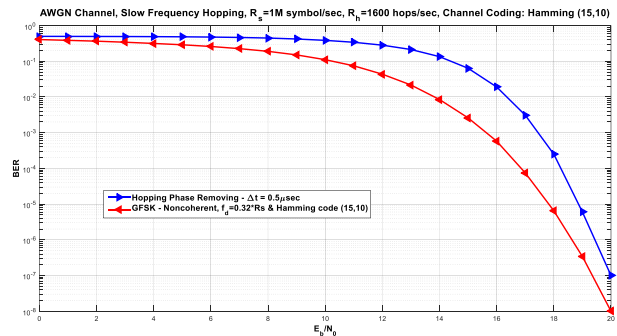
شکل ۴. بلوک دیاگرام روش حذف فاز پرش

سپاسگزاری

خداوند بزرگ را شاکریم که لطف خود را شامل حال ما نمود تا بتوانیم تحقیق خود را به پایان برسانیم و قدمی هر چند کوچک در راه توسعه علمی ایران عزیز برداریم.

مراجع

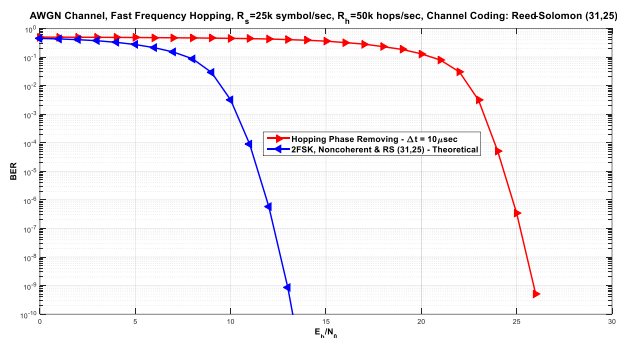
- [1] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Broth, Introduction to spread spectrum communication, 1995.
- [2] John G. Proakis, Masoud Salehi, Digital Communications, Fifth Edition, New York: McGraw Hill, 2008.
- [3] Don J. Torrieri, Principles of Secure Communication Systems, Artech House, 610 Washington Street, Dedham, Massachusetts, September 1985.
- [4] Barry E. Fealstead, "Follower Jammer Considerations for Frequency Hopped Spread Spectrum," Communication Research Centre, Upper Ottawa Canada, 1998.
- [5] D.J. Torrieri, "Fundamental limitations on repeater jamming of frequency-hopping communications," IEEE J. Selected Areas in Comm., vol. 7, pp. 569-575, May 1989.
- [6] Jinsuk Seong, Myungsup Kim, and Seong Ro Lee, a Hopping Phase Estimator for Frequency Hopped FM/BFSK Signals, IEEE ISCE 2014.
- [7] Yingke Lei, Zifa Zhong and Yanhua Wu, A New Hop Duration Blind Estimation Algorithm for Frequency-Hopping Signals, IEEE PACIR '08, 2008, pp. 695-699.
- [8] Zhi-Chao Sha, Zhang-Meng Liu, Zhi-Tao Huang, and Yi-Yu Zhou, Online Hop Timing Detection and Frequency Estimation of Multipath FH Signals, ETRI Journal, 2013, Vol. 35, No. 5, pp 748-756.
- [9] Robert Bogdan Staszewski and Poras T. Balsara, All-Digital Frequency Synthesizer in Deep-Submicron CMOS, 2006.
- [10] Sabih H. Gerez, Implementation of Digital Signal Processing: Some Background on GFSK Modulation, 2013.



شکل ۶. عملکرد روش حذف فاز پرش برای بلوتوث (پرش فرکانسی آرام) و آشکار سازی غیر همودوس GFSK با اندیس مدولاسیون برابر 0.32 و کدینگ کانال همینگ (15,10)

با توجه به شکل ۶ می‌توان اطلاعات بلوتوث را در $E_b/N_0=20\text{dB}$ با احتمال خطای کمتر از 10^{-6} از طریق روش حذف فاز پرش شنود کرد.

در شکل ۷ عملکرد روش حذف فاز پرش برای لینک هدایت پهپاد و آشکار سازی غیر همودوس 2FSK متعامد با کدینگ کانال رید سالامون (31,25) نشان داده شده است.



شکل ۷. عملکرد روش حذف فاز پرش برای لینک هدایت پهپاد (پرش فرکانسی سریع) و آشکار سازی غیر همودوس 2FSK متعامد با کدینگ کانال ریدسالامون (31,25)

با توجه به شکل ۷ می‌توان اطلاعات لینک هدایت پهپاد را در $E_b/N_0=25\text{dB}$ با احتمال خطای کمتر از 10^{-6} از طریق روش حذف فاز پرش شنود کرد.

۵- نتیجه گیری

با توجه به آنچه تا کنون گفته شد روش تخمین فاز پرش برای شنود لینک‌های پرش فرکانسی که تعداد سمبل‌های موجود در هر پرش کوچک باشد کارایی ندارد، در حالیکه روش پیشنهادی حذف فاز پرش برای شنود پرش فرکانسی سریع نیز کاربرد دارد. بنابراین برای شنود لینک‌های پرش فرکانسی روش حذف فاز پرش پیشنهاد می‌شود.