مقاله پژوهشی

طراحی بهینه و زیربهینه فرستنده- گیرنده در شبکه‌های حسگری متراکم و اینترنت اشیا

فرزاد حسین‌پناهی، فریدون حسین‌پناهی و زهرا عسکری‌زاده اردستانی

چکیده: امروزه با توسعه بسیار سریع فناوری‌های نوین در حوزه اینترنت اشیا و شبکه‌های هوشمند، مفهوم شبکه‌های حسگر بی‌سیم بیش از هر زمان دیگری مورد توجه مراکز تحقیقاتی قرار گرفته است. در سال‌های اخیر، پیدایش این شبکه‌ها با ساختار متراکم، بر اهمیت به کارگیری فناوری‌های مخابراتی از جمله فناوری فراپهن باند با قابلیت اطمینان بالا، کاربرد صنعتی و همچنین امنیت ارتباطی مناسب افزوده است. اما همچنان نگرانی‌های بسیاری در ارتباط با میزان تداخل درون شبکه‌ای به ویژه ناشی از خطوط گسسته طیفی نامطلوب در این فناوری مطرح هستند و بنابراین ارائه یک راهکار بهینه برای حذف تداخل درون شبکه و کنترل طیف توان و سپس تعریف ساختارهای فرستنده- گیرنده مطلوب البته با در نظر گرفتن حساسیت‌های بالا نسبت به مسأله سنکرون‌سازی در شبکه‌های حسگری بی‌سیم مبتنی بر تکنولوژی فراپهن باند ضروری است. این اهداف در تحقیق کنونی با اعمال استراتژی بهینه طیفی در مدل سیگنال، ساختار حسگر فرستنده و سپس ترسیم ساختارهای حسگر گیرنده بهینه و یا زیربهینه دنبال می‌شوند که نتایج به دست آمده بیانگر بهبود عملکرد ارتباطات در شبکه‌های حسگر بی‌سیم است.

کلیدواژه: **شبکه‌های حسگر بی‌سیم، اینترنت اشیا، تداخل درون شبکه، ساختار فرستنده- گیرنده.**

۱- مقدمه

بدون تردید در آینده نزدیک، شبکه‌های حسگر بی‌سیم[1] و اینترت اشیا[2] به عنوان یک فناوری کلیدی در توسعه مفهوم شهرهای هوشمند و شبکه‌های مخابرتی سبز محسوب خواهد شد [۱] تا [۶]. یک شبکه حسگر، ساختاری متشکل از اجزای حس‌کننده، هسته پردازش داده و بخش مخابراتی است که در آن امکان جمع‌آوری و مدیریت داده‌ها در شبکه فراهم می‌شود. در واقع تجهیزات ارزان‌قیمت و هوشمند، همراه با چندین حسگر بر روی یک برد که از طریق لینک‌های بی‌سیم با یکدیگر تشکیل شبکه حسگری داده‌اند، امکانات و فرصت‌های بسیاری را در مدیریت و کنترل شهرها و محیط‌های پیرامون با اهداف متنوع ایجاد کرده است. امروزه، به کارگیری شبکه‌های حسگر بی‌سیم در کاربردهای صنعتی، چشم‌انداز جدیدی را در صنعت به وجود آورده است. در این زمینه، در سال‌های گذشته فناوری‌های مخابراتی بسیاری به ویژه مبتنی بر تکنولوژی زیگبی[3] پیشنهاد داده شده است. با این وجود فناوری مذکور عمدتاً در حوزه شبکه‌های کم‌هزینه با نرخ انتقال و توان پایین متمرکز شده که در زمینه انتقال داده‌هایی با حجم بالاتر به شکلی کارا عمل نمی‌کنند [۷] و [۸]. به این ترتیب، ویژگی‌های منحصر به فرد سیگنال‌های فراپهن باند[4]، این تکنولوژی را برای کاربردهای چندرسانه‌ای و صنعتی با برد متوسط و سرعت و امنیت بیشتر، بسیار مناسب کرده است که در قالب پروتکل IEEE ۸۰۲.۱۵.۰۴ در شبکه تعریف شده است [۹] و [۱۰]. اگرچه شبکه‌های حسگری بی‌سیم مبتنی بر سیستم‌های ارتباطی فراپهن باند از مزایایی همچون پیچیدگی کم، پایداربودن در مقابل فیدینگ چندمسیری[5]، احتمال پایین شنود[6] و عملکرد قابل قبول برخوردار هستند، اما این سیستم‌ها از اشکالات عمده‌ای ناشی از تداخل طیفی، به ویژه با افزایش تراکم شبکه‌های حسگری و اینترنت اشیا، رنج برده و به جهت پهنای باند فوق‌العاده بالا همچنان دچار مشکل هستند. بنابراین در سال‌های اخیر، شکل‌دهی طیف سیگنال‌های فراپهن باند به عنوان بستری امن، پرسرعت و قابل اطمینان برای سیگنالینگ داده در شبکه‌های حسگری متراکم و اینترنت اشیا، موجب جذب فزاینده علاقه محققان و مهندسین بسیاری شده است [۱۱] تا [۱۸]. بیشتر تکنیک‌های شکل‌دهی طیفی استفاده‌شده در تحقیقات، راه حل‌های مبتنی بر سنکرون‌سازی دقیق[7] برای مقابله با تداخل‌های طیفی به ویژه ناشی از خطوط گسسته طیفی ارائه می‌دهند. در واقع همان طور که در شکل ۱ قابل مشاهده است، خطوط گسسته طیفی نامطلوب (سیاه‌رنگ) در طیف تکنولوژی فراپهن باند، به شکل ناخواسته می‌تواند منجر به نقض مرزهای طیف- توان مصوب نهادهای استاندارد مخابرات بین‌المللی از جمله FCC شوند که خود این مسأله نه تنها باعث ایجاد تداخل ویرانگر در تکنولوژی‌های رادیویی معمولی می‌شود، بلکه ضمن بروز همبستگی سیگنالی با سایر تکنولوژی‌های باند باریک کنونی مانند حسگرهای مبتنی بر فناوری وای‌فای و استاندارد IEEE ۸۰۲.۱۱a به رشد تداخل درون شبکه خواهد انجامید [۱۱] و [۱۵]. بنابراین ارائه یک استراتژی بهینه طیفی در این زمینه و البته با در نظر گرفتن حساسیت‌های بالا نسبت به مسأله سنکرون‌سازی در تکنولوژی فراپهن باند ضروری است (واژگان اختصاری

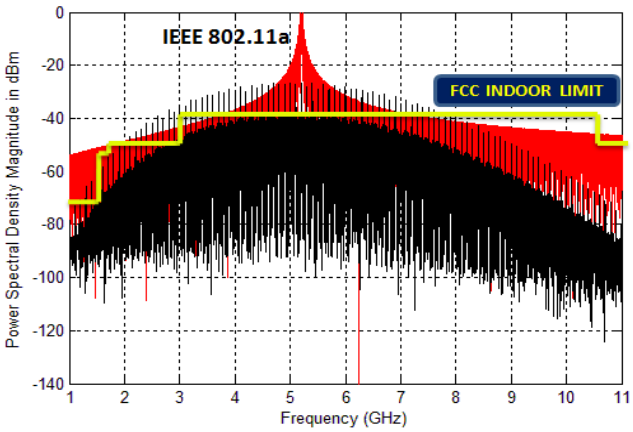
این مقاله در تاریخ ۲۲ تیر ماه ۱۳۹۸ دریافت و در تاریخ ۱۷ شهریور ماه ۱۴۰۰ بازنگری شد.

فرزاد حسین‌پناهی (نویسنده مسئول)، ، دانشکده مهندسی، دانشگاه کردستان، سنندج، ایران، (email: farzad.h.panahi@uok.ac.ir).

فریدون حسین‌پناهی، دانشکده مهندسی، دانشگاه کردستان، سنندج، ایران، (email: fereidoun.h.panahi@uok.ac.ir).

زهرا عسکری‌زاده اردستانی، دانشکده مهندسی، دانشگاه کردستان، سنندج، ایران، (email: z.askarizadeh@uok.ac.ir).

1. Wireless Sensor Network
2. Internet of Things
3. Zigbee Technology
4. Ultra Wide-Band Signals
5. Multi-Path Fading
6. Probability of Interception
7. Strict Synchronization



شکل ۱: خطوط طیفی نامطلوب (سیاه‌رنگ) در طیف سیگنال‌های فراپهن باند به ایجاد تداخل درون شبکه‌ای و همچنین تداخل متقابل مابین شبکه حسگری و فناوری‌های رادیویی موجود همانند وای‌فای (قرمزرنگ) منجر خواهد شد.

در جدول ۱ آمده است).

۲- پیشینه تحقیق

همان طور که اشاره شد، حسگرهای مبتنی بر فناوری فراپهن باند اگرچه قابلیت تأمین تبادل اطلاعات با سرعت و امنیت بالا را فراهم می‌آورند، اما همچنان چالش‌های اساسی به ویژه در ارتباط با تداخل‌های احتمالی درون شبکه را به همراه دارند [۱۱]. در واقع بخش بزرگی از این مشکلات به ویژگی‌های ذاتی طیف پالس‌های ضربه‌مانند فراپهن باند مرتبط است چرا که دنباله‌ای از این پالس‌ها با تغییرات فوق‌العاده فشرده زمانی (حدود چند نانوثانیه) سبب تشکیل خطوط گسسته طیفی نامطلوب شده که این مسأله ضمن نقض محدوده توان مجاز FCC به ایجاد تداخل درون شبکه‌ای و همچنین تداخل متقابل مابین شبکه حسگری و فناوری‌های رادیویی موجود همانند وای‌فای منجر خواهد شد [۱۹] تا [۲۲]. برای مقابله با این پدیده، روش‌های بسیاری بر پایه به کارگیری دنباله کدهای شبه‌تصادفی پرش زمانی[۱] (PR-TH) و ضرایب شبه‌تصادفی دنباله مستقیم[۲] (PR-DS) پیشنهاد شده است [۱۶] و [۲۲]، اما با توجه به پیچیده‌ترشدن فرایند همگام‌سازی در فناوری پرسرعت فراپهن باند و همچنین عدم کارایی این گونه روش‌ها در مقابله با تداخلگرهای توان بالا، استقبال چندانی در عمل صورت نگرفت. از طرف دیگر پیچیدگی فرایند آشکارسازی در گیرنده‌های فراپهن باند با افزایش مسیرها یا مؤلفه‌ها در پدیده چندمسیری، به صورت نمایی افزایش می‌یابد. بنابراین بسیاری از تحقیقات بر به کارگیری استراتژی‌های غیر همدوس[۳] برای آشکارسازی، تخمین کانال و فرایند همگام‌سازی در شبکه‌های حسگری مبتنی بر فراپهن باند متمرکز شده‌اند [۲۳] تا [۳۱]. این استراتژی‌ها غالباً بر اساس سیگنالینگ فراپهن باند مبتنی بر ارسال پالس مرجع[۴] (TRP)، آشکارسازهای تفاضلی و آشکارسازهای انرژی طراحی شده‌اند. به طور کلی، ایده اصلی در سیگنالینگ TR ارسال یک پالس مرجع با دامنه ثابت و به دنبال آن پالس داده است که با تأخیر زمانی معینی از همدیگر تفکیک شده‌اند. اگرچه تزریق انبوهی از پالس‌های مرجع با دامنه ثابت به دنباله داده، با ایجاد تناوب ذاتی در این سیگنالینگ و در نتیجه افزایش

1. Pseudo-Random Time-Hopping Codes
2. Pseudo-Random Direct-Sequence Codes
3. Non-Coherent Strategies
4. Transmitted-Reference Pulse

جدول ۱: واژگان اختصاری.

BS	Base station
CH	Cluster head
CTRCCR	Conventional TR-based cross-correlation receiver
CM	Channel model
DSR	Data-statistics based reference
DSRCCR	DSR based cross-correlation receiver
EE	Energy efficiency
EH	Energy harvesting
GA	Genetic Algorithm
HetNet	Heterogeneous network
ODSRR	Optimal DSR based rayleigh receiver
ODSRLR	Optimal DSR based lognormal receiver
PSD	Power spectral density
SN	Sensor node
SDSRRR	Sub-optimal DSR based rayleigh receiver
SSDRLR	Sub-optimal DSR based lognormal receiver
TR	Transmitted reference
UWB	Ultra wide-band
WSN	Wireless sensor network

تداخل ناشی از تشدید خطوط گسسته طیفی نامطلوب همراه است اما همچنان بهترین گزینه برای حل چالش اساسی همگام‌سازی در فناوری پرسرعت و توان پایین فراپهن باند در شبکه‌های حسگری بی‌سیم به شمار می‌رود [۳۲] تا [۳۵]. به این ترتیب در این تحقیق با حفظ مدل کلی سیگنال‌های فراپهن باند مبتنی بر ارسال پالس مرجع یا TR (به جهت عملکرد فوق‌العاده آن در حل مشکلات سنکرون‌سازی در نرخ داده بالا) به عنوان زیربنای سیگنالینگ در یک شبکه حسگری متراکم و سپس با هدف بهبود مشخصه‌های طیفی، استراتژی بهینه طیفی و در نهایت ساختارهای بهینه و زیربهینه گیرنده- فرستنده‌های[۵] ممکن مطرح خواهند شد. با این توضیحات، در مجموع اهداف اصلی این مقاله به شکل ذیل در دو بخش قابل تفکیک است. این اهداف با اعمال استراتژی بهینه طیفی در مدل سیگنال و ساختار فرستنده و سپس استراتژی‌های بهینه و یا زیربهینه عملکرد در ساختار گیرنده در شبکه‌های حسگری متراکم و اینترنت اشیا دنبال می‌شوند:

- طراحی ساختار فرستنده حسگری با تعریف مدل سیگنال مبتنی بر ارسال پالس مرجع DSR[۶]، به عنوان یک نسخه بهبودیافته و با هدف حفظ ویژگی‌های سنکرون‌سازی بی‌نظیر مدل متداول TR در ارسال داده حسگر فرستنده و سپس کنترل و حذف خطوط گسسته طیفی نامطلوب مطابق با استراتژی بهینه طیفی.
- طراحی و تحلیل ساختارهای بهینه و زیربهینه برای حسگر گیرنده بر مبنای تحلیل‌های آماری مختلف.

۳- مدل شبکه حسگری

در اینجا یک شبکه حسگری با ساختار سلسله‌مراتبی دولایه ناهمگون[۷] متشکل از ایستگاه‌های پایه[۸]، سرخوشه‌ها یا چاهک‌های جمع‌آوری و پردازش اولیه داده‌ها و همین طور حسگرهای توزیع‌شده در سراسر شبکه به عنوان مدل پایه مطابق با شکل ۲ تعریف می‌شود. بر اساس این مدل، حسگرهای شبکه نیازی به برقراری ارتباط مستقیم با نزدیک‌ترین ایستگاه

5. Optimal and Suboptimal Transceivers
6. Data-Statistics Based Reference Pulse
7. Two-Tier Heterogonous Network
8. Base Stations

$$v(t) = Z_n \xi_n a_n g_f(t - nT_s - \Delta_n) + Z \sum_{k=1}^{N_w - 1} I_n \xi_{n,k} a_{n,k} g_f(t - nT_s - kT_r - c_{n,k}T_c - \theta_n T_B - \Delta_{n,k} - D) \quad (۱)$$

$$\phi_v(f) = \frac{|G(f)|^2}{T_s} G_N(f)[(\sigma_\xi^2 + \mu_\xi^2)(\sigma_z^2 + \mu_z^2) - \mu_\xi^2 \mu_z^2 \phi_\Delta^2(f) + Z^2 \mu_\xi^2 \phi_\Delta^2(f) \Lambda_1(f)(\sigma_i^2 + \mu_i^2 - \mu_i^2 \phi_\theta^2(f)) + \frac{1}{T_s} \mu_\xi^2 \phi_\Delta^2(f)(\mu_z^2 + 2Z\mu_z \mu_i \Lambda_2(f)\phi_\theta(f) + Z^2 \mu_i^2 \Lambda_1(f)\phi_\theta^2(f)) \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \delta(f - \frac{l}{T_s})] \quad (۹)$$

پایه ندارند بلکه در این ساختار، حسگرها به خوشه‌ها یا سلول‌هایی تقسیم می‌شوند که در هر خوشه (سلول) یک چاهک یا سرگروه خوشه (CH)[1] انتخاب می‌شود. این سرگروه‌ها وظیفه جمع‌آوری اطلاعات حسگرهای هر گروه را بر عهده دارند و در حقیقت نقش رله‌های ارتباطی به عنوان واسطه‌های انتقال اطلاعات مابین حسگرها و ایستگاه‌های پایه را ایفا می‌کنند. این کار با هدف کاهش اطلاعات ارسالی از حسگرها به ایستگاه پایه و در نتیجه بهبود بازده انرژی شبکه انجام می‌شود. معیارهای مختلف انتخاب سرخوشه و مدیریت پویای توپولوژی شبکه در تحقیقات بسیاری مورد بحث قرار گرفته است [۱] تا [۳]. در مدل ارائه‌شده، هر حسگر دارای یک ناحیه پوشش یا شعاع حسگری است که به نقاط موجود در آن محدوده احاطه کامل دارد. یکی از اهداف شبکه‌های حسگری این است که پوشش حداکثری در یک فضای معین تأمین شود.

٤- مدل بهینه سیگنال و حسگر فرستنده

همان طور که پیشتر اشاره شد، مدل در نظر گرفته شده در این مقاله به عنوان یک نسخه بهبودیافته از مدل متداول TR انتخاب شده است به طوری که هم از ویژگی‌های سادگی و خودسنکرون‌سازی برخوردار باشد و هم با وزن‌دهی پالس‌های مرجع از تشدید خطوط گسسته طیفی (که همانند تداخلگرهای ناخواسته عمل می‌کنند) پیشگیری کند [۱۳] و [۲۵]. به این ترتیب، هر سیمبل ارسال‌شده در یک بازه زمانی به طول T_s، به صورت یک پالس اولیه یا مقدمه DSR (معادل با پالس مرجع TR وزن‌دهی شده)، به همراه N_w پالس داده متوالی در برش‌های زمانی به طول T_r و شیفت‌های کوچک زمانی T_B متناسب با مدولاسیون متعامد M تایی، دنباله کد شبه‌تصادفی پرش زمانی PR-TH $\{c_{n,k}\}$ (با برش زمانی T_c) و ضرایب شبه‌تصادفی دنباله مستقیم PR-DS $\{a_{n,k}\}$ در نظر گرفته می‌شود. بنابراین در مجموع مدل سیگنال ارسالی برای سیمبل nام با لحاظ‌کردن پارامترهای واقعی همچون جیتر زمانی $\Delta_{n,k}$ (با توزیع یکنواخت در بازه $[-\tau_d, \tau_d]$) و تضعیف $\xi_{n,k}$ به صورت (۱) قابل بیان است. در این مدل، $v(t)$ سیگنال ارسالی برای سیمبل nام به صورت جفت بیت‌های (I_n, θ_n) در زمان t، پالس مرکب $g_f(t)$ ترکیب خطی با ضرایب معین به صورت کلمه کد $C = [l_0, l_1, \ldots, l_{Q_c-1}]$ و تأخیرهای τ_c از پالس گاوسی پایه $g(t)$ با دوره زمانی T_p $(\tau_c < T_p)$ است و Z_n ضرایب DSR یا دنباله کد شبه‌تصادفی با میانگین μ_z و واریانس σ_z^2 از مجموعه $\{-A, A\}$ و با دوره تناوب X_z است. پارامتر Z نیز مقدار ثابتی است که برای بهینه‌سازی عملکرد ارتباطی طراحی شده است. تأخیر زمانی مابین پالس مقدمه DSR و پالس‌های داده نیز در یک سیمبل با پارامتر D نشان داده شده است.

٤-١ مشخصات طیفی سیگنال

در این بخش با توجه به مدل سیگنال ارائه‌شده در (۱) و به منظور ارزیابی مشخصات طیفی و سپس کنترل یا حذف خطوط گسسته طیفی، به محاسبه عبارت چگالی طیف توان (PSD)[2] بر اساس پارامترهای مدل سیگنال پرداخته می‌شود که نهایتاً پس از تجزیه و تحلیل کامل ریاضی و بر اساس (۲) تا (۸) به صورت (۹) قابل بیان است

$$\Lambda_1(f) = \sum_{k=1}^{N_W - 1} \sum_{K'=1}^{N_W - 1} \phi_{ss}(k - k') e^{-j2\pi f(k-k')T_r} \quad (۲)$$

$$\Lambda_2(f) = \sum_{k=1}^{N_w - 1} \phi_{ss}(k) \cos(2\pi f(kT_r + D)) \quad (۳)$$

$$C(f) = \sum_{q=0}^{Qc-1} l_q e^{-j2\pi f q \tau_c} \quad (۴)$$

$$G_N(f) = |C(f)|^2 \quad (۵)$$

$$\phi_\Delta(f) = E[e^{-j2\pi f \Delta_k}] \quad (۶)$$

$$\phi_\theta(f) = E[e^{j2\pi f \theta_n T_B}] \quad (۷)$$

$$\phi_{ss}(n - n', k) = \phi_{ss}(k) = E[a_k a_{k'} e^{-j2\pi f(c_k - c_{k'})}] \quad (۸)$$

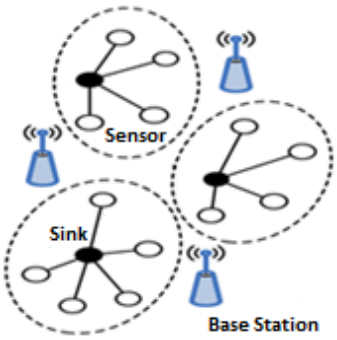
آنچه در اینجا واضح می‌باشد آن است که عبارت طیف توان $\phi_v(f)$ به دست آمده برای مدل سیگنال $v(t)$ را می‌توان به عنوان حاصل‌ضرب ۳ عبارت در نظر گرفت: طیف کلمه کد $G_N(f)$ مربوط به پالس مرکب، چگالی طیف انرژی $g(t)$ و عبارت طیف توان سیمبل داده به همراه تأثیر پارامترهای واقعی همچون تضعیف دامنه، جیتر زمانی و کدهای شبه‌تصادفی DS و TH. این نکته نقش مجزای این ۳ فاکتور کلیدی را در شکل‌دهی طیف سیگنال فراپهن باند به خوبی نشان می‌دهند.

٤-٢ استراتژی پیشنهادی بهینه طیفی

تا کنون بخش عمده‌ای از تحقیقات بر روی بهینه‌سازی شکل پالس‌های مختلف متمرکز شده‌اند تا بتوان حداکثر طیف توان در محدوده مجاز FCC و در زیر ماسک طیفی تعریف‌شده تأمین شود به طوری که از فضای طیفی تعریف‌شده به شکل بهینه استفاده کرد [۱۹] و [۲۰]. با وجود این، یک مدل ایده‌آل برای طراحی پالس بدون در نظر گرفتن پدیده تشدید خطوط گسسته طیفی نامطلوب ناشی از منابع داده نامتعادل (دنباله صفر و یک‌های با احتمال غیر یکنواخت) و یا دنباله داده وابسته، در عمل منجر به خروج تدریجی طیف سیگنال از ناحیه مجاز و ایجاد تداخل مخرب و اختلال در عملکرد شبکه حسگری خواهد شد. نکته قابل تأمل دیگر آن است که بهره‌گیری از کدهای شبه‌تصادفی با برش‌های زمانی بسیار کوچک برای اهداف شکل‌دهی طیف، به علت تشدید مشکلات سنکرون‌سازی به هیچ عنوان قابل توجیه نیست [۱۲] و [۱۳]. در این مقاله، ایده اصلی در استراتژی بهینه طیفی، طرح یک مسأله بهینه‌سازی برای عبارت طیف توان است به گونه‌ای که در نهایت هر حسگر فرستنده

1. Sink or Cluster Heads

2. Power Spectral Density



شکل ۲: مدل پایه شبکه حسگری با ساختار سلسله‌مراتبی دولایه ناهمگون شامل ایستگاه‌های پایه، سرخوشه‌ها یا چاهک‌ها و حسگرهای درون شبکه.

(سرگروه) بتواند جفت متغیر بهینه (μ_z,σ_z) را به عنوان مشخصه‌های یک فرایند تصادفی برای تولید دنباله کد شبه‌تصادفی Z_n یا همان ضرایب پالس‌های مقدمه DSR به کار ببرد. در واقع، اعمال پالس‌های DSR وزن‌دار (متناظر با همان پالس‌های مرجع بدون وزن در مدولاسیون TR) در مدل سیگنال معادل است با دادن درجه آزادی بیشتر برای کنترل خطوط طیفی نامطلوب، به ویژه در مورد الگوهای مدولاسیون داده غیر متقارن یا منابع داده نامتعادل. بنابراین لازم است فاکتورهای مهم در طرح مسأله بهینه‌سازی را مطابق با ملاحظات و اولویت‌های اشاره‌شده در دو اصل بهره‌وری حداکثری از محدوده مجاز طیفی تعریف‌شده و کنترل خطوط گسسته طیفی خلاصه کرد. اولین عامل کلیدی که باید بهینه‌سازی شود، تابع خطا است که به صورت (۱۰) می‌باشد

$$e(f)=S_D(f)-\phi_v(f) \qquad (۱۰)$$

که در آن $S_D(f)$ بیانگر همان ماسک یا حد مجاز طیفی FCC است. در واقع هدف از تعریف تابع خطا به عنوان یکی از فاکتورهای اساسی در مسأله بهینه‌سازی، تحقق اصل بهره‌وری حداکثری از محدوده مجاز طیفی تعریف شده است. به این صورت که با به حداقل رساندن این تابع می‌توان اطمینان حاصل کرد که طیف توان سیگنال ارسالی در حسگر سرگروه در نزدیک‌ترین فاصله از ماسک طیفی تعریف‌شده باقی خواهد ماند. واضح است که برای اطمینان از این که طیف توان مطابق با استاندارد طیفی و در زیر ماسک تعریف شده است، لازم است که مقدار تابع خطای $e(f)$ برای تمام فرکانس‌ها مثبت باشد. همان طور که پیشتر اشاره شد، برخلاف تحقیقات گذشته در نظر گرفتن یک اصل اساسی دیگر نیز در بهینگی طیفی ضروری است و آن اصل کنترل خطوط گسسته طیفی است. برای تحقق این اصل نیز تابع نسبت $\eta(f)$ به صورت قدر مطلق نسبت بخش گسسته (پیک‌های نامطلوب) به بخش پیوسته (سطح میانگین) طیف توان $\phi_v(f)$، برای محدوده فرکانسی خاصی شامل m/T_s که $m\in[L_1,L_2]$ است، تعریف می‌شود. مقادیر L_1 و L_2 به ترتیب تعیین‌کننده کران‌های پایین و بالا برای محدوده فرکانسی دلخواه مطابق با ماسک طیفی است. به این ترتیب تابع نسبت $\eta(f)$ را می‌توان بر اساس عبارت کامل طیف توان (رابطه (۹)) به صورت (۱۱) فرمول‌نویسی کرد. همان طور که اشاره شد، تابع نسبت $\eta(f)$ به دست آمده به عنوان فاکتور مهم دیگری به همراه تابع خطای $e(f)$ (در نقاط فرکانسی ناپیوسته) در مسأله بهینه‌سازی نهایی شرکت داده خواهد شد. نقاط فرکانسی مورد ارزیابی در طول فرایند بهینه‌سازی نیز به صورت توزیع یکنواخت در بازه فرکانسی دلخواه مطابق با ماسک طیفی و از طریق مقادیر L_1 و L_2 تعیین خواهد شد. به عبارت دیگر

$$\eta(f)=\frac{1}{T_s}\cdot\left|\frac{\mu_\xi^2\phi_\Delta^2(f)(\mu_z^2+2\mu_z\mu_i\Lambda_2(f)\phi_\theta(f)+\mu_i^2\Lambda_1(f)\phi_\theta^2(f))}{(\sigma_\xi^2+\mu_\xi^2)(\sigma_z^2+\mu_z^2)-\mu_\xi^2\mu_z^2\phi_\Delta^2(f)+\mu_\xi^2\phi_\Delta^2(f)\Lambda_1(f)(\sigma_i^2+\mu_i^2-\mu_i^2\phi_\theta^2(f))}\right| \qquad (۱۱)$$

وزنی مناسب دو تابع اصلی مسأله یعنی توابع خطا و نسبت می‌تواند به تعریف یک مسأله بهینه‌سازی با زمان پردازش کمتر کمک کند

$$\min_{\mu_z,\sigma_z} CF=\{w_1\eta'+w_2\varepsilon'\} \qquad (۱۵)$$

و مجموعه محدودیت‌های غیر خطی در (۱۴). همچنین تعریف شده است: $\eta'=\sum_{m=L_1}^{L_2}\eta^2(f)|_{f=\frac{m}{T_s}}$، $\varepsilon'=\sum_{m=L_1}^{L_2}e_m^2$ و در اینجا $W=[w_1,w_2]$، بردار وزن نرمال تعریف‌شده است. واضح است که پس از تعیین نقطه بهینه (μ_z,σ_z)، ضرایب DSR یا همان دنباله کد شبه‌تصادفی Z_n با میانگین μ_z و واریانس σ_z^2 از مجموعه $\{-A,A\}$ و با دوره تناوب X_z فقط در حسگر سرگروه اعمال شده و این دنباله در یک بازه زمانی طولانی مطابق با ترافیک و توپولوژی شبکه معتبر بوده و توسط حسگر سرگروه در اختیار سایر نودهای تحت پوشش برای آشکارسازی داده دریافتی قرار می‌گیرد.

$$\eta=\sum_{m=L_1}^{L_2}\eta(f)|_{f=\frac{m}{T_s}}$$
$$\varepsilon=\sum_{m=L_1}^{L_2}e_m \qquad (۱۲)$$

که در آن $e_m=e(f)|_{f=\frac{m}{T_s}}$. بنابراین در مجموع پس از در نظر گرفتن تمام پارامترهای مؤثر در بهینگی طیفی و در نتیجه حذف تداخل مخرب در شبکه‌های حسگری متراکم و اینترنت اشیا به ویژه ناشی از حسگرهای سرگروه، مسأله بهینه‌سازی مورد نظر بر اساس محدودیت‌های غیر خطی به صورت (۱۳) قابل تعریف است

$$\min_{\mu_z\sigma_z}\{\eta+\varepsilon\} \qquad (۱۳)$$

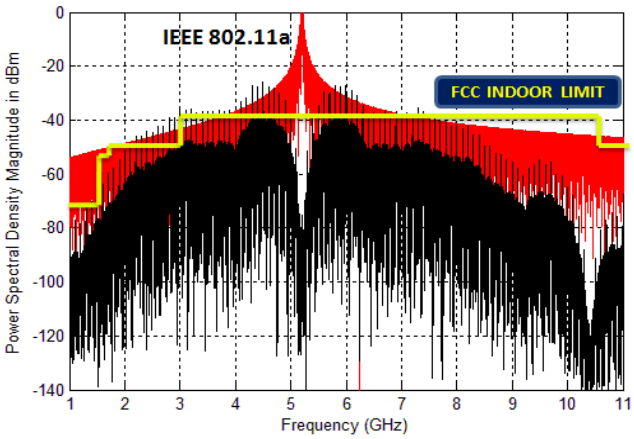
$$\text{s.t.}: e_m\geq 0,\forall m\in[L_1,L_2] \qquad (۱۴)$$

که هر محدودیت غیر خطی در (۱۴) را می‌توان به صورت مجموعه‌ای از محدودیت‌های منفرد در جعبه ابزارهای بهینه‌سازی در نظر گرفت. واضح است که مسأله بهینه‌سازی تعریف‌شده مطابق با (۱۳) غیر محدب است و بنابراین در فرم مناسب برای پیاده‌سازی در برنامه‌های بهینه‌سازی محدب قابل بازنویسی نیست. با وجود این، تغییر فرم مسأله اصلی به فرم مسأله‌ای شبه‌محدب، شبیه به تابع هزینه[1] تعریف‌شده در (۱۵)، به همراه ضرایب

۴-۳ استراتژی مقابله با تداخل باند محدود

تا کنون تمرکز مقاله بر تضعیف خطوط گسسته طیفی به عنوان تداخلگرهای جدی از طرف شبکه حسگری مبتنی بر سیگنال‌های فراپهن باند بر سایر تکنولوژی‌های مخابراتی بوده است [۱۱] و [۲۱]. در مقابل، هدف از این زیربخش، مهار تداخل ناشی از سایر سیستم‌های ارتباطی باند باریک در باندهای فرکانسی مختلف بر شبکه حسگری مبتنی بر سیگنال‌های فراپهن باند است. در حقیقت به کارگیری پالس مرکب $g_f(t)$ با کلمه کد $C=[l_0,l_1,\ldots,l_{Q_c-1}]$ و ظاهرشدن عبارت

1. Cost Function



شکل ۳: تضعیف یا مهار تداخل متقابل از طریق طراحی تهی طیفی.

$G_N(f)=|C(f)|^2$ در رابطه طیف توان نیز دقیقاً با همین هدف صورت گرفته است. با طراحی و تنظیم مقادیر کلمه کد C به راحتی می‌توان یک چاهک طیفی در طیف سیگنال فراپهن باند و در مقابل فرکانس کاری مربوط به هر سیستم ارتباطی باند باریک مجاور مطابق با شکل ۳ ایجاد کرد به گونه‌ای که کمترین اثرات ناشی از تداخل از سمت آن سیستم متوجه شبکه حسگری شود. برای مثال این استراتژی برای مقابله با تداخل‌های احتمالی در تکنولوژی وای‌فای و فرکانس کاری ۵/۲ گیگاهرتز اندیشیده شده است.

۵- ساختارهای پیشنهادی حسگر گیرنده

پس از آن که به تحلیل ساختار بهینه حسگر فرستنده به ویژه حسگر سرگروه از نظر طیفی پرداخته گردید و بر کنترل و کاهش میزان تداخل مخرب آن بر سایر حسگرهای تحت پوشش در شبکه حسگری تمرکز شد، در این بخش به طراحی ساختارهای بهینه و زیربهینه حسگرهای گیرنده پرداخته می‌شود. فرض می‌شود که دو متغیر E_{Con} و E_{DSR} به ترتیب نشان‌دهنده انرژی‌های محاسبه‌شده یک سیمبل برای مدل‌های سیگنال متداول و مبتنی بر DSR هستند. بنابراین می‌توان رابطه برابری انرژی را به صورت $A^2+(N_W-1)Z^2=\eta_\varepsilon N_W$ نوشت که در آن داریم: E_{DSR}/E_{Con} و $\eta_\varepsilon<\delta$ (δ: حد آستانه مطلوب). اکنون فرض کنید که سیگنال ارسالی $v(t)$ از حسگر فرستنده یا همان حسگر سرگروه تحت تأثیر کانال با فیدینگ چندمسیری $h_c(t)=\gamma\sum_{c=0}^{C-1}\alpha_c\delta(t-c\tau_\Delta)$ قرار می‌گیرد. پارامتر C بیانگر تعداد مسیرها یا مؤلفه‌های قابل تفکیک و γ نیز معرف پدیده سایه‌شدن است. همچنین پارامترهای $\alpha_c=p_c\eta_c$ و τ_Δ به ترتیب نشان‌دهنده دامنه و تأخیر مربوط به cامین مؤلفه است. متغیر پلاریته p_c در اسلات زمانی c دارای توزیع یکنواخت بر مجموعه $\{-1,+1\}$ است. دامنه η_c نیز که مستقل از متغیر p_c است دارای تابع توزیع ترکیبی $f(\eta_c)$ است به نحوی که مقدار η_c با احتمال $1-q$ مقدار صفر به خود گرفته و با احتمال q نیز مطابق با تابع توزیع احتمال $f(\eta_c)$ مقداردهی خواهد شد.

۵-۱ گیرنده حسگری بهینه

آشکارسازی جفت بیت داده (I_n,θ_n) در حسگر گیرنده بر اساس مشاهده زمانی $\tilde{r}$ از سیگنال دریافت‌شده $r_f(t)$ در بازه $t\in(0,T_s)$ است. طراحی یک گیرنده بهینه در حالت کلی بر اساس تست میانگین احتمال است که در واقع به حداقل احتمال خطای متوسط بیت منجر خواهد شد [۱۲]. بنابراین معیار تصمیم‌گیری را می‌توان به فرم زیر نشان داد

$$\max_{I_n,\theta_n}: P(\tilde{r}\,|I_n,\theta_n)P(I_n,\theta_n) \qquad (۱۶)$$

که در آن احتمال $P(\tilde{r}\,|I_n,\theta_n)$ برابر است با میانگین عبارت

$$P(\tilde{r}\,|I_n,\theta_n,\gamma,p,\eta)\equiv\exp\{-\frac{1}{N_0}\int_0^{N_wT_r}[r_f(t)-s(t)]^2\,dt\} \qquad (۱۷)$$

که $p\triangleq[p_0,p_1,\ldots,p_{C-1}]$ و $\eta\triangleq[\eta_0,\eta_1,\ldots,\eta_{C-1}]$ است. با فرض عدم وجود اطلاعات پیشین[1] می‌توان از عبارت $P(I_n,\theta_n)$ صرف نظر کرده و در نتیجه به معیار تصمیم‌گیری ساده‌تری دست یافت

$$\max_{I_n,\theta_n}: \sum_{c=0}^{C-1}F_c(S(c,I_n,\theta_n)) \qquad (۱۸)$$

و همچنین داریم

$$F_c(x)=E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\ln[\int\int_{-\infty}^{+\infty}\exp\{p_c\eta_c\gamma x - \frac{(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2\eta_c^2}{N_0}\}f(p_c)f(\eta_c)\,dp_c\,d\eta_c]\} \qquad (۱۹)$$

که تابع $F_c(x)$ همان تابع لگاریتم- شباهت[2] و $E_{\gamma,\xi,\Delta}[.]$ بیانگر امید ریاضی نسبت به پارامترهای γ، ξ و Δ است. در اینجا همچنین داریم

$$S(c,I_n,\theta_n)=\frac{2}{N_0}(R(c)+D(c,I_n,\theta_n)) \qquad (۲۰)$$

که $R(c)$ و $D(c,I_n,\theta_n)$ در (۲۱) و (۲۲) تعریف شده‌اند

$$R(c)=\int_0^{T_r}A\xi_n r_f(t)g(t-\Delta_n-c\tau_\Delta)\,dt \qquad (۲۱)$$

$$D(c,I_n,\theta_n)=\sum_{k=1}^{N_w-1}\int_{T_r}^{(N_w-1)T_r}Z\xi_{n,k}I_n r_f(t) \times g(t-kT_r-\theta_nT_B-\Delta_{n,k}-D-c\tau_\Delta)\,dt \qquad (۲۲)$$

۵-۱-۱ گیرنده بهینه توزیع رایلی[3] (ODSRRR)

پس از آن که فرم کلی معیار تصمیم‌گیری در (۱۸) مطرح شد، اکنون با فرض این که تابع چگالی احتمال η_c از توزیع رایلی تبعیت می‌کند، برای $\eta_c>0$ و به شرط دریافت سیگنال در برش زمانی c می‌توان نوشت $f(\eta_c|c)=(\eta_c/\sigma_c^2)\exp\{-\eta_c^2/2\sigma_c^2\}$ که $2\sigma_c^2=E[\eta_c^2|c]$ است. برای توابع توزیع احتمال مشخص برای پارامترهای p_c و η_c و با فرض تراکم بالای مؤلفه‌های چندمسیری $(q\simeq 1)$ تابع لگاریتم- شباهت در (۱۹) بعد از حذف عبارت‌های مشترک به شکل زیر قابل بیان است

$$F_c(x)=E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\frac{\gamma^2x^2U_c(\gamma)}{2}+\ln[\exp(-\frac{\gamma^2x^2U_c(\gamma)}{2}) +\sqrt{\frac{\pi\gamma^2x^2U_c(\gamma)}{2}}(1-2Q\sqrt{\gamma^2x^2U_c(\gamma)})]\} \qquad (۲۳)$$

که در آن تعریف شده است: $U_c(\gamma)=\sigma_c^2/(1+SNR_c)$ و همچنین $SNR_c=2(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2\sigma_c^2/N_0$.

1. Priori Information
2. Log-Likelihood Function
3. Optimal DSR Based Rayleigh Receiver

$$F_c(x)=E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\ln[\int_{-\infty}^{+\infty}f(p_c)[(1-q)+q\int_{-\infty}^{+\infty}\exp\{-v_{c_{II}}^2\}\cdot\exp\{\Omega(x)\}\mathrm{d}v_{c_{II}}]\mathrm{d}p_c]\} \quad (۲۴)$$

$$F_c(x)\simeq E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\ln[q\sum_{i=1}^{N}\omega_i\exp\{-\frac{(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2}{N_0}h^2(i)\omega_L^2(c)\}.\cosh(h(i)\omega_L(c)\gamma x)+(1-q)]\} \quad (۲۶)$$

۵-۱-۲ گیرنده بهینه توزیع لگاریتم- نرمال (ODSRLR)[1]

در اینجا بر اساس مدل تعریف‌شده در استاندارد بین‌المللی IEEE ۸۰۲.۱۵.۳a، تابع لگاریتم- نرمال به عنوان تابع توزیع احتمال پارامتر قدرت مسیر η_c در نظر گرفته می‌شود. بنابراین در این حالت داریم: $f(\eta_c|c)=(20/(\ln 10\sqrt{2\pi\sigma^2\eta_c}))\exp\{-(20\log\eta_c-\mu_c)^2/(2\sigma^2)\}$ که در آن $\eta_c>0$ و همچنین μ_c و σ^2 به ترتیب میانگین و واریانس تابع $20\log\eta_c$ است. پس از دو تغییر متغیر به صورت $v_{c_I}=20\log\eta_c$ و $v_{c_{II}}=(v_{c_I}-\mu_c)/(\sqrt{2\sigma^2})$، (۲۴) را داریم که عبارت $\Omega(x)$ به شکل زیر تعریف شده است

$$\Omega(x)=\gamma x p_c 10^{\frac{\sqrt{2}\sigma v_{c_{II}}+\mu_c}{20}}-\frac{(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2}{N_0}\times 10^{\frac{2(\sqrt{2}\sigma v_{c_{II}}+\mu_c)}{20}} \quad (۲۵)$$

واضح است که آنالیز بیشتر (۲۴) بستگی به ساده‌سازی انتگرال دارد. لازم به ذکر است که راه حل فرم بسته‌ای برای یک تابع توزیع لگاریتم- نرمال تحت انتگرال قابل ارائه نیست. با وجود این، مطابق با [۳۶] می‌توان انتگرال داخلی در (۲۴) را به صورت انتگرال گاوس- هرمیت ساده‌سازی کرد. با فرض تابع توزیع احتمال یکنواخت برای p_c بر روی مجموعه $\{-1,+1\}$ معیار تصمیم‌گیری به فرم (۲۶) تقریب زده می‌شود که در آن $N\geq 20$، $\omega_L(c)=10^{\frac{\mu_c}{20}}$، $h(i)=10^{\frac{\sqrt{2}\sigma x_i}{20}}$ و همچنین x_i ریشه iام مربوط به چندجمله‌ای هرمیت $H_N(x)$ است که پس از ساده‌سازی ω_i به صورت $\omega_i=(2^{n-1}N!\sqrt{\pi})/(N^2H_{N-1}^2(x_i))$ می‌باشد.

۵-۲ گیرنده حسگری زیربهینه

در این زیربخش در واقع سعی بر آن است که به تحلیل ساختارهای مختلف زیربهینه برای گیرنده‌های حسگری پرداخته شود. به طور کلی، بر پایه (۱۹) با فرض تابع توزیع احتمال یکنواخت برای p_c از تقریب تابع دلتا مطابق با [۱۲] و بدون در نظر گرفتن هیچ گونه مدل آماری خاصی برای دامنه مسیر η_c می‌توان یک ساختار گیرنده زیربهینه را به دست آورد. به این ترتیب پس از انتگرال‌گیری روی پارامتر p_c خواهیم داشت

$$F_c(x)=E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\ln[\frac{H(x,\gamma,\xi)}{2}\times\int_0^{\infty}f(\eta_c)[N_{\eta_c}(\mu_{\eta_I},\sigma_{\eta_I}^2)N_{\eta_c}(\mu_{\eta_{II}},\sigma_{\eta_{II}}^2)]\mathrm{d}\eta_c]\} \quad (۲۷)$$

که در این رابطه $N_{\eta c}(.,.)$ بیانگر تابع چگالی احتمال نرمال برای متغیر η_c است که میانگین و واریانس مربوط به همراه تابع $H(x,\gamma,\xi)$ در (۲۸) تا (۳۰) آمده است

$$\mu_{\eta_I}=-\mu_{\eta_{II}}=\frac{-N_0 x}{2\gamma}(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2) \quad (۲۸)$$

$$\sigma_{\eta_I}^2=\sigma_{\eta_{II}}^2=\frac{N_0}{2}(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2 \quad (۲۹)$$

$$H(x,\gamma,\xi)=\sqrt{\frac{\pi N_0}{(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2}}\times\exp\{\frac{N_0 x^2}{4(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)}\} \quad (۳۰)$$

۵-۲-۱ گیرنده زیربهینه سیگنال به نویز (SDSRSR-H/L)[2]

در اینجا بر اساس سطح سیگنال به نویز مسیر یا SNR_c، دو نوع گیرنده زیربهینه قابل طراحی است. به عبارت دیگر اگر مقدار SNR_c به اندازه کافی بالا (H) باشد، می‌توان گفت که تابع توزیع احتمال نرمال $N_{\eta_c}(.,.)$ با یک شکل قله‌مانند باریک، مشابه با تابع دلتا رفتار می‌کند. در مقابل، چنانچه میزان SNR_c پایین (L) در نظر گرفته شود، این تابع $f(\eta_c)$ است که با یک نمودار نسبتاً باریک در اطراف مقدار میانگین η_c همانند تابع دلتا عمل می‌کند. به این ترتیب با استفاده از استراتژی فوق، معیارهای تصمیم‌گیری زیربهینه به ترتیب برای مقادیر سیگنال به نویز بالا و پایین (SDSRSR-H/L) به فرم (۳۱) و (۳۲) قابل محاسبه است

$$\max_{I_n,\theta_n}:\sum_{c=0}^{C-1}E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\ln[H(S(c,I_n,\theta_n),\gamma,\xi)]\}\cong\sum_{c=0}^{C-1}E_{\xi,\Delta}[D(c,I_n,\theta_n)(D(c,I_n,\theta_n)+2R(c))] \quad (\mathrm{H})\ (۳۱)$$

$$\max_{I_n,\theta_n}:\sum_{c=0}^{C-1}\ln[\cosh(E[\eta_c]E[\gamma]E_{\xi,\Delta}[S(c,I_n,\theta_n)])]\cong\sum_{c=0}^{C-1}E_{\xi,\Delta}[|R(c)+D(c,I_n,\theta_n)|] \quad (\mathrm{L})\ (۳۲)$$

اما در ادامه، مشابه تحلیل‌هایی که برای استخراج گیرنده‌های بهینه مطابق با (۲۳) و (۲۶) شد، با در نظر گرفتن دو توزیع احتمالی متداول برای دامنه مسیر η_c یعنی توزیع‌های رایلی و لگاریتم- نرمال و تقریب‌های مناسب می‌توان ساختارهای متفاوت دیگری برای گیرنده‌های زیربهینه ارائه کرد.

۵-۲-۲ گیرنده زیربهینه توزیع رایلی (SDSRRR)[3]

همان طور که پیشتر اشاره شد، با این فرض که شرایطی همچون توزیع احتمال رایلی برای دامنه مسیر η_c، $q\simeq 1$ و همچنین SNR_c بالا برقرار باشد می‌توان تابع تصمیم‌گیری $F_c(x)$ در (۲۳) را ساده‌تر کرد. به عبارت دیگر با در نظر گرفتن مفروضات مذکور می‌توان از عبارت

1. Optimal DSR Based Log-Normal Receiver

2. Sub-Optimal DSR Based SNR Receiver

3. Sub-Optimal DSR Based Rayleigh Receiver

$$\max_{I_n,\theta_n}:\sum_{c=0}^{C-1}E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\frac{1}{2}\gamma^2x^2U_c(\gamma)\}\cong\sum_{c=0}^{C-1}E_{\gamma,\xi,\Delta}\{\gamma^2U_c(\gamma)D(c,I_n,\theta_n)[D(c,I_n,\theta_n)+2R(c)]\} \quad (۳۳)$$

$$\max_{I_n,\theta_n}:\sum_{c=0}^{C-1}E_{\gamma,\xi,\Delta}\{-\frac{1}{N_0}(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\gamma^2\omega_L^2(c)+\ln[\cosh(\omega_L(c)\gamma x]\}$$
$$\cong\sum_{c=0}^{C-1}\omega_L(c)E[\gamma]E_{\xi,\Delta}[|R(c)+D(c,I_n,\theta_n)|]\cong\sum_{c=0}^{C-1}E_{\xi,\Delta}[|R(c)+D(c,I_n,\theta_n)|] \quad (۳۴)$$

$$P_e=\frac{1}{N_w-1}\sum_{n=1}^{N_w-1}E_\gamma[\frac{M-2}{2}erfc(\frac{\gamma^2\mu_\xi^2AZM_0^n+\mu_{ISI}}{2\sqrt{\sigma_N^2+\sigma_{ISI}^2}})+\frac{1}{2}erfc(\frac{\gamma^2\mu_\xi^2AZM_0^n+\mu_{ISI}}{\sqrt{\sigma_N^2+\sigma_{ISI}^2}})] \quad (۴۰)$$

لگاریتمی در این رابطه چشم‌پوشی کرد. بنابراین (۳۳) را داریم که با فرض بالابودن نسبت سیگنال به نویز مسیر SNR_c می‌توان نوشت که $U_c(\gamma)\simeq\sigma_c^2/SNR_c$ و در نتیجه پس از اعمال این فرض، (۳۳) به صورت $\sum_{c=0}^{C-1}E_{\xi,\Delta}\{D(c,I_n,\theta_n)[D(c,I_n,\theta_n)+2R(c)]\}$ ساده‌تر هم خواهد شد.

۵-۲-۳ گیرنده زیربهینه توزیع لگاریتم- نرمال (SDSRLR)[1]

تقریب مشابهی را می‌توان در مورد مدل احتمالی دامنه مسیر η_c بر اساس تابع توزیع لگاریتم- نرمال و فرض محیط چندمسیری متراکم ($q\simeq1$) در نظر گرفت و به این ترتیب عبارت متفاوتی را از (۲۶) به دست آورد. چنانچه در همین رابطه و در تقریب هرمیت- گاوس هم فرض شود که $N=1$ باشد، می‌توان به مقادیر $x_1=0$، $h(1)=1$ و $\omega_1=1$ نیز دست یافت و بنابراین در مجموع، پس از ساده‌سازی‌های ریاضی و اعمال تقریب‌های مذکور، معیار تصمیم‌گیری در گیرنده زیربهینه مطابق با (۳۴) قابل بیان است.

۶- ارزیابی عملکرد در ارتباطات حسگری

در واقع، تحلیل عملکرد ارتباطات حسگری در ساختارهای ارائه‌شده بهینه و زیربهینه بسیار پیچیده است. با وجود این در مورد دو ساختار زیربهینه SDSRRR و SDSRSR-H یک عبارت فرم بسته برای عملکرد ارتباطات حسگری به کمک ضمیمه 9A در [۳۶] قابل محاسبه است. بنابراین با جایگذاری پارامترها در رابطه (9A.15) در [۳۶]، احتمال خطای (POE) ارتباطات حسگری به صورت (۳۵) تخمین زده می‌شود

$$P_e\simeq E_{\gamma,\xi}[\frac{1}{2}+\frac{1}{2^{C-1}}\sum_{c=1}^{\frac{C}{2}}\binom{C-1}{\frac{C}{2}-c}(Q_c(a,b)-Q_c(b,a))] \quad (۳۵)$$

پس از عملیات ساده‌سازی ریاضی، پارامترهای تعریف‌شده a و b در [۳۶] به صورت (۳۶) تا (۳۹) تغییر خواهند کرد

$$a\simeq\sqrt{\frac{2\gamma^2\sum_{c=0}^{C-1}\eta_c^2}{(N_w-1)^2N_0}(\xi_I-\xi_{II})} \quad (۳۶)$$

$$b\simeq\sqrt{\frac{2\gamma^2\sum_{c=0}^{C-1}\eta_c^2}{N_0(N_w-1)}(\frac{1}{N_w-1}\xi_I+\xi_{II})} \quad (۳۷)$$

$$\xi_I=(N_w-1)A^4\xi_n^4+Z^4(\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)^2 \quad (۳۸)$$

$$\xi_{II}=(A^2\xi_n^2+Z^2\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2)\sum_{k=1}^{N_w-1}\xi_{n,k}^2 \quad (۳۹)$$

که $Q(.,.)$ بیانگر تابع Q مارکیوم است. در ادامه برای این که بتوان مقایسات بیشتری از عملکرد را به بحث اضافه نمود، نتیجه محاسبات عملکرد گیرنده DSR مبتنی بر همبستگی متقابل (DSRCCR)[2] نیز مختصراً مطرح می‌شود. به بیان دیگر با فرض مدل توزیع احتمال گاوسی برای نویز و تداخل بین سیمبلی (ISI)، یک کران بالا برای عبارت POE به صورت (۴۰) قابل محاسبه می‌باشد که در آن، M_p^q مطابق با (۴۱) و (۴۲) تعریف شده است

$$M_p^q=\int_0^{T_w}E[g_r(t-\Delta_n)g_r(t+pT_r+(\theta_q-\theta_n)T_B-\Delta_{n,k})]\mathrm{d}t \quad (۴۱)$$

$$g_r(t)=g(t)*h_c(t) \quad (۴۲)$$

۷- نتایج شبیه‌سازی کامپیوتری

در این بخش ضمن جمع‌بندی رویکرد طیفی نزدیک به بهینه در پیاده‌سازی واقعی ناشی از محدودیت‌های توان و زمان در شبکه حسگری متراکم و اینترنت اشیا، ارائه مقایسات عملکرد بر اساس نتایج عددی و شبیه‌سازی کامپیوتری در ارتباطات گره سرخوشه (فرستنده) به حسگر تحت پوشش (گیرنده) است. اما پیش از آن، به منظور وضوح ارزیابی‌ها و مقایسات صورت‌گرفته، همه اسامی مطرح‌شده برای ساختارهای مختلف گیرنده حسگری به همراه نام‌های مخفف در جدول ۲ گردآوری شده است.

۷-۱ رویکرد طیفی زیربهینه در شبکه حسگری

همان طور که پیشتر اشاره شد، طراحی ساختار فرستنده حسگری و سپس کنترل و تضعیف خطوط گسسته طیفی نامطلوب مطابق با استراتژی بهینه طیفی یکی از اهداف اصلی تحقیق کنونی است. بنابراین در مجموع با در نظر گرفتن محدودیت‌های توان مصرفی و نیز جهت حفظ سرعت ارتباطات حسگری، در اینجا مدل سیگنال و استراتژی بهینه طیفی ارائه‌شده محدود به گره‌های سرخوشه (به عنوان فرستنده‌های سنسوری) شده که مدیریت ترافیک حسگرهای هر سلول را بر عهده دارند و معمولاً دسترسی بیشتری به منابع تغذیه دارند. علاوه بر این گره‌های سرخوشه با توجه به پوشش بالاتر در شبکه حسگری به احتمال بیشتری در تشدید تداخل درون شبکه نقش خواهند داشت و از این نظر به عنوان فرستنده حسگری نیاز و وابستگی بیشتری به پیاده‌سازی استراتژی طیفی بهینه و البته در عمل، نزدیک به بهینه دارند. با این توضیحات، مراحلی مطابق با

1. Sub-Optimal DSR Based Log-Normal Receiver

2. DSR Based Cross-Correlation Receiver

۱) تعیین و مقداردهی اولیه پارامترهای مدولاسیون داده، دنباله کدهای از پیش تعریف شده TH یا DS و تعداد پالس داده در هر سیمبل ارسالی (N_w) و همچنین تأخیرهای زمانی.

۲) تخمین مقادیر بهینه میانگین (μ_i) و واریانس (σ_i^2) داده در فریم‌های ارسالی توسط سرخوشه در یک بازه زمانی خاص از ترافیک شبکه.

۳) تعیین ضرایب داده (Z) با توجه به وضعیت فیدینگ کانال و عملکرد لینک سرخوشه- حسگر و همچنین تعیین دنباله شبه‌تصادفی پالس مرجع DSR $(\{Z_n\})$ بر اساس استراتژی بهینه طیفی در (۱۵) و مجموعه مقادیر $\{-A,+A\}$.

این دنباله شبه‌تصادفی در میان حسگرهای یک سلول توسط سرخوشه مربوط به اشتراک گذاشته می‌شود و در یک بازه زمانی مشخص بسته به تغییرات مربوط به مشخصات آماری داده معتبر خواهد بود.

شکل ۴: الگوریتم ۱) رویکرد طیفی زیربهینه در پیاده‌سازی واقعی مدل سیگنال.

جدول ۲: اسامی مختلف گیرنده حسگری.

گیرنده بهینه مبتنی بر توزیع رایلی	ODSRRR
گیرنده بهینه مبتنی بر توزیع لگاریتم- نرمال	ODSRLR
گیرنده‌های زیربهینه مبتنی بر سیگنال به نویز	SDSRSR-H/L
گیرنده زیربهینه مبتنی بر توزیع رایلی	SDSRRR
گیرنده زیربهینه مبتنی بر توزیع لگاریتم- نرمال	SDSRLR
گیرنده DSR مبتنی بر همبستگی متقابل	DSRCCR
گیرنده TR مبتنی بر همبستگی متقابل	CTRCCR

الگوریتم ۱ به عنوان رویکرد طیفی زیربهینه در پیاده‌سازی واقعی مدل سیگنال در سرخوشه‌های شبکه‌های حسگری متراکم و اینترنت اشیا جمع‌بندی شده است (شکل ۴).

۷-۲ ارزیابی متوسط عملکرد ارتباطات حسگری

در این بخش، شبیه‌سازی تحلیلی و مونت‌کارلو برای ارزیابی عملکرد و ویژگی‌های طیفی سیستم فرستنده- گیرنده پیشنهادی در یک شبکه حسگری شامل ایستگاه‌های پایه، سرخوشه و حسگرهای توزیع‌شده مطابق شکل ۵ اجرا می‌شود. برای انجام این ارزیابی، منابع داده باینری نامتعادل (با دنباله خروجی صفر و یک با توزیع غیر یکنواخت) در حسگرهای فرستنده (در اینجا حسگرهای سرخوشه) در نظر گرفته می‌شود. پارامترهای مربوط به مدل سیگنال، مدل کانال فراپهن باند استاندارد CM۱، تداخلگر باند باریک (NBI) و مدهای عملکرد تعریف‌شده به ترتیب در (۴۳) تا (۴۶) مقداردهی شده است

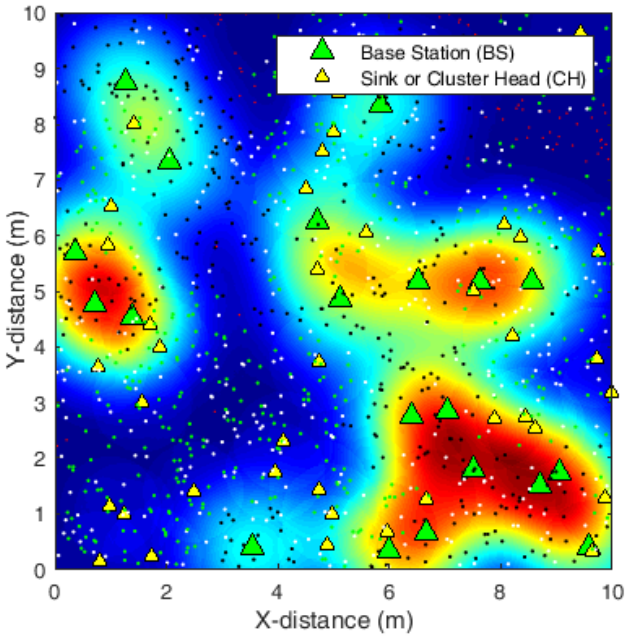
$$M=2(I_n\in\{-1,+1\},\theta_n\in\{0,1\})\ ,\ N_w=5\ ,$$
$$T_r=45\,\text{ns}\ ,\ T_c=6\,\text{ns}\ ,\ T_p=0.9\,\text{ns}\ ,\ T_B=3\,\text{ns}\ , \qquad (43)$$
$$D=14\,\text{ns}\ ,\ \tau_d=0.05\,\text{ns}$$

$$T_{mds}=50\,\text{ns}\ ,\ C=50\ ,\ \tau_\Delta=1\,\text{ns} \qquad (44)$$

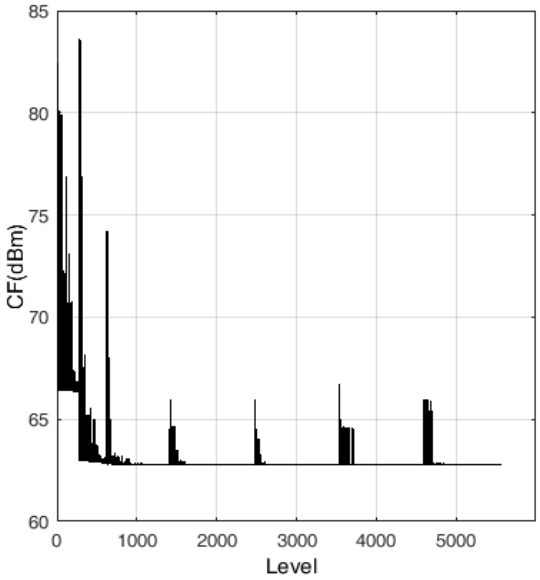
$$f_c=5.2\,\text{GHz}\ ,\ SIR=-10\,\text{dB}\ ,\ \tau_c=\frac{1}{f_c}\simeq 0.19\,\text{ns} \qquad (45)$$

$$\delta=1.3$$
$$ModeI:[\eta_\varepsilon=1,A=1,Z=1]$$
$$ModeII:[\eta_\varepsilon=1,A=1.18,Z\simeq 0.89] \qquad (46)$$
$$ModeIII:[\eta_\varepsilon=1.2,A=1.13,Z\simeq 1]$$

فرایند تولید دنباله شبه‌تصادفی در سرخوشه‌ها بر اساس جستجوی آگاهانه مبتنی بر الگوریتم ژنتیک با در نظر گرفتن ۱۰۰ نقطه فرکانسی گسسته

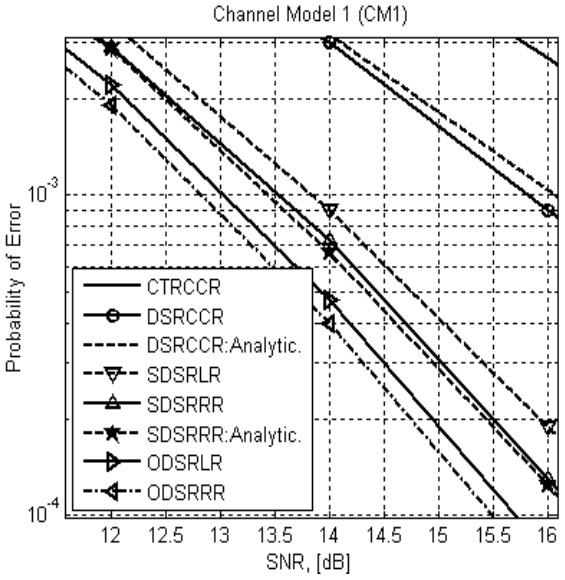


شکل ۵: شبکه حسگری شبیه‌سازی شده شامل ایستگاه‌های پایه، سرخوشه‌ها و حسگرهای توزیع‌شده.



شکل ۶: فرایند بهینه‌سازی با استفاده از جستجوی آگاهانه مبتنی بر الگوریتم ژنتیک.

$(m\in[1,100])$ در باند فرکانسی $([L_1=1.5\text{GHz},L_2=8\text{GHz}])$ و نیز بردار وزن $W=[0.9084,0.4194]$ و برای تکرارهای پایین، در ادامه صورت گرفته است (شکل ۶). به این ترتیب دنباله شبه‌تصادفی $\{Z_n\}$ بر اساس مقادیر زیربهینه (μ_z,σ_z) تولید خواهد شد. این کار با هدف اجرای فرایندی سبک و غیر پیچیده با توجه به محدودیت‌های شبکه حسگری به ویژه طول عمر شبکه صورت گرفته و در عمل با توجه به سرعت بالای همگرایی الگوریتم تأثیر معناداری در تضعیف عملکرد انتقال داده ندارد. مطابق با نتایج به دست آمده، به طور کلی میانگین میزان محدوده نوسانات خطوط طیفی در سیگنالینگ پیشنهادی مبتنی بر پالس‌های مرجع وزن‌دار (DSR) در حدود ۱۲/۱۳ dBm است که نشان‌دهنده کاهشی در حدود ۲۱/۴۷ dBm نسبت به سیگنالینگ متداول (TR) است که این مسأله خود، نگرانی‌ها از بابت نقض ماسک طیفی FCC توسط خطوط طیفی را تا حدودی برطرف می‌کند. در نمودار شکل ۷ نیز عملکرد ساختارهای مختلف گیرنده حسگری توسط فاکتور میانگین



شکل ۷: مقایسه عملکرد ساختارهای مختلف گیرنده حسگری با توجه به میانگین احتمال خطا بر حسب نسبت سیگنال به نویز بر روی مدل کانال استاندارد CM۱.

احتمال خطا برای سیگنالینگ مبتنی بر پالس‌های مرجع وزن‌دار و مد کاری شماره یک (مطابق با (۴۶)) در مقایسه با سیگنالینگ متعارف (TR) بر روی مدل کانال فراپهن باند استاندارد CM۱ بیانگر بهبود قابل توجهی است. این مسأله ناشی از کاهش سطح تداخل درون شبکه‌ای و در نتیجه بهبود عملکرد ارتباطات حسگری به واسطه تضعیف خطوط نامطلوب طیفی با اعمال پالس‌های مرجع وزن‌دار است. همان طور که در این شکل قابل مشاهده است، کمترین میانگین میزان احتمال خطا و به بیان دیگر بهترین عملکرد مربوط است به گیرنده‌های حسگری ODSRRR، ODSRLR با $N=۱۰$ و SDSRRR که مجموعاً رفتار تقریباً مشابهی دارند. از این رو گیرنده SDSRRR به سبب معیار تصمیم‌گیری ساده‌تر، انتخاب بهتری در میان گیرنده‌های نام‌برده است.

همان طور که انتظار آن نیز می‌رفت گیرنده حسگری زیربهینه SDSRLR اندکی در مقایسه با گیرنده زیربهینه SDSRRR با افت عملکرد همراه است که واضح است این مسأله نتیجه چشم‌پوشی از محاسبات کامل و ناشی از اعمال تأثیر تنها یک عبارت در ساده‌سازی انتگرال هرمیت- گاوس بوده است. بنابراین عملکرد این دو گیرنده زیربهینه با در نظر گرفتن اطلاعات کانال در (۳۳) و (۳۴) بهبود خواهد یافت. گیرنده DSR مبتنی بر همبستگی متقابل یا DSRCCR نیز بهبود عملکرد در حدود ۱٫۹ dB برای مد کاری I در مقایسه با گیرنده همبستگی متقابل متداول مبتنی بر پالس مرجع TR (CTRCCR)[1] را در احتمال خطای یکسان و معادل با $۱۰^{-۳}$ نشان می‌دهد. ارزیابی مشابه برای مدهای کاری II (که در این حالت $\eta_\varepsilon=۱$ بوده و همانند مد کاری I به معنای عدم مصرف توان اضافی در فرستنده حسگری است) و III نیز به ترتیب بیانگر بهبود عملکرد در حدود ۳٫۲ dB و ۳٫۹ dB است.

۸- نتیجه‌گیری

استراتژی بهینه طیفی ارائه‌شده برای شبکه‌های حسگری بی‌سیم و اینترنت اشیای مبتنی بر فناوری فراپهن باند یک چارچوب یکپارچه جهت طراحی ساختار فرستنده حسگری (با هدف انعطاف‌پذیری بیشتر طیفی و در نتیجه تضعیف تداخل درون شبکه) و همچنین طراحی ساختارهای گیرنده حسگری بهینه و زیربهینه را فراهم می‌کند. تحلیل متوسط عملکرد ارتباطات حسگری در مدل شبکه تعریف‌شده بر حسب ساختارهای متفاوت گیرنده حسگری نشان می‌دهد که مدل‌های زیربهینه علی‌رغم افت نسبی عملکرد در مقایسه با گیرنده‌های بهینه، به سبب طراحی ساده‌تر انتخاب مناسب‌تری در شبکه‌های حسگری بی‌سیم محسوب خواهند شد.

1. Conventional TR Based Cross-Correlation Receiver

مراجع

[1] H. Kim and S. Han, "An efficient sensor deployment scheme for large-scale wireless sensor networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, no. 1, pp. 98-101, Jan. 2015.

[2] F. Shahzad, T. R. Sheltami, and E. M. Shakshuki, "Multi-objective optimization for a reliable localization scheme in wireless sensor networks," *J. of Communications and Networks*, vol. 18, no. 5, pp. 796-805, Oct. 2016.

[3] Y. Zhang, X. Zhang, S. Ning, J. Gao, and Y. Liu, "Energy-efficient multilevel heterogeneous routing protocol for wireless sensor networks," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 55873-55884, 2019.

[4] R. Morello, S. C. Mukhopadhyay, Z. Liu, D. Slomovitz, and S. R. Samantaray, "Advances on sensing technologies for smart cities and power grids: a review," *IEEE Sensors J.*, vol. 17, no. 23, pp. 7596-7610, Dec. 2017.

[5] T. I. Krebesz, G. Kolumban, C. K. Tse, F. C. M. Lau, and H. Dong, "Use of UWB impulse radio technology in in-car communications: power limits and optimization," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 7, pp. 6037-6049, Jul. 2017.

[6] J. L. Burbank, J. Andrusenko, S. Everett, and W. T. M. Kasch, *Wireless Networking: Understanding Internetworking Challenges,* Wiley-IEEE Press, Jun. 2013.

[7] T. de Almeida Oliveira and E. P. Godoy, "Zigbee wireless dynamic sensor networks: feasibility analysis and implementation guide," *IEEE Sensors J.*, vol. 16, no. 11, pp. 4614-4621, Jun. 2016.

[8] H. Chen, C. Meng, Z. Shan, Z. Fu, and B. K. Bhargava, "A novel low-rate denial of service attack detection approach in zigbee wireless sensor network by combining hilbert-huang transformation and trust evaluation," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 32853-32866, 2019.

[9] S. Sharma, V. Bhatia, and A. Gupta, "Noncoherent IR-UWB receiver using massive antenna arrays for wireless sensor networks," *IEEE Sensors Letters*, vol. 2, no. 1, Art No.: 1500204, 4 pp., Mar. 2018.

[10] Z. Yin, M. Wu, Z. Yang, N. Zhao, and Y. Chen, "A joint multiuser detection scheme for UWB sensor networks using waveform division multiple access," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 11717-11726, 2017.

[11] M. Chiani and A. Giorgetti, "Coexistence between UWB and narrow-band wireless communication systems," *Proc. of the IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 231-254, Feb. 2009.

[12] Y. L. Chao and R. A. Scholtz, "Ultra-wideband transmitted reference systems," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 1556-1569, Sept. 2005.

[13] F. H. Panahi and A. Falahati, "Spectral efficient impulse radio-ultra-wideband transmission model in presence of pulse attenuation and timing jitter," *IET Communications*, vol. 6, no. 11, pp. 1544-1554, 2012.

[14] Y. P. Nakache and A. F. Molish, "Spectral shaping of UWB signals for time-hopping impulse radio," *IEEE J. on Selected Areas in Com.*, vol. 24, no. 4, pp. 738-744, Apr. 2006.

[15] S. Frattasi and F. Della Rosa, *Mobile Positioning and Tracking: from Conventional to Cooperative Techniques,* John Wiley & Sons Ltd, Jul. 2017.

[16] K. Kouassi, L. Clavier, I. Doumbia, and P. Rolland, "Optimal PWR codes for TH-PPM UWB multiple-access interference mitigation," *IEEE Communication Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 103-106, Jan. 2013.

[17] M. Bashar and Q. Nidal, "Enhancing the bitrate and power spectral density of PPM TH-IR UWB signals using a sub-slot technique," *Int. J. of Advanced Computer Science and Applications*, vol. 11, no. 2, pp. 341-346, 2020.

[18] S. V. Mir-Moghtadaei, "A new UHF/ultra wideband-radio frequency identification system to solve coexistence issues of ultra wideband-radio frequency identification and other in-band narrowband systems," *Trans. on Emerging Telecom. Tech.*, vol. 32, no. 1, Article No.: e4147, Jan. 2020.

[19] X. Wu, Z. Tian, T. N. Davidson, and G. B. Giannakis, "Optimal waveform design for UWB radios," *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol. 54, no. 6, pp. 2009-2021, Jun. 2006.

[20] P. Walk, P. Jung, and J. Timmermann, "Lowdin transform on FCC optimized UWB pulses," in *Proc. IEEE Wireless Communication*

and Networking Conf., 6 pp., Sydney, NSW, Australia, 18-21 Apr. 2010.
[21] Y. Wang, X. Dong, and I. J. Fair, "Spectrum shaping and NBI suppression in UWB communications," *IEEE Trans. on Wireless Com.*, vol. 6, no. 5, pp. 1944-1952, May 2007.
[22] M. E. Khedr, A. El-Helw, and M. H. Afifi, "Adaptive mitigation of narrowband interference in impulse radio UWB systems using time-hopping sequence design," *J. of Communications and Networks*, vol. 17, no. 6, pp. 622-633, Dec. 2015.
[23] S. R. Acdudodla, S. Vijayakumaran, and T. E. Wong, "Timing acquisition in ultra-wideband communication systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1570-1583, Sept. 2005.
[24] J. D. Choi and W. E. Stark, "Performance of ultra-wideband communications with suboptimal receivers in multipath channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1754-1766, Dec. 2002.
[25] J. Romme and K. Witrisal, "Transmitted-reference UWB systems using weighted autocorrelation receivers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1754-1761, Apr. 2006.
[26] Y. L. Chao and R. A. Scholtz, "Optimal and suboptimal receivers for ultrawideband transmitted reference systems," in *Proc. IEEE Global Commun. Conf.,* vol. 2, pp. 759-763, San Francisco, CA, USA, 1-5 Dec. 2003.
[27] S. Gezici, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, "On the performance of transmitted-reference impulse radio," in *Proc. IEEE Global Commun. Conf.,* pp. 2874-2879, Dallas, TX, USA, 29 Nov.-3 Dec. 2004.
[28] M. Casu and G. Durisi, "Implementation aspects of a transmitted-reference UWB receiver," *Wireless Commun. Mobile Comput.*, vol. 5, no. 5, pp. 537-549, Aug. 2005.
[29] R. Hoctor and H. Tomlinson, "Delay-hopped transmitted-reference RF communications," in *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Technol.*, pp. 265-269, Baltimore, MD, USA, 21-23 May 2002.
[30] M. Ho, V. S. Somayazulu, J. Foerster, and S. Roy, "A differential detector for an ultra-wideband communications system," in *Proc. 55th IEEE Veh. Technol. Conf., Birmingham, AK, USA*, vol. 4, pp. 1896-1900, May 2002.
[31] I. Guvenc, Z. Sahinoglu, and P. V. Orlik, "TOA estimation for IR-UWB systems with different transceiver types," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1876-1886, Apr. 2006.
[32] W. Gifford and M. Win, "On transmitted-reference UWB communications," in *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.,* vol. 2, pp. 1526-1531, Pacific Grove, CA, USA, 7-10 Nov. 2004.
[33] Y. Jin and K. S. Kwak, "A transmitted reference pulse cluster averaging UWB receiver," *IEEE Systems J.*, vol. 11, no. 2, pp. 1107-1115, Jun. 2017.
[34] H. Matti, *et al*., "Ultra-wideband radar-based indoor activity monitoring for elderly care," *Sensors*, vol. 21, no. 9, Article No.: 3158, 2 May 2021.
[35] J. Fusselman, M. Gilliam, Y. Shrestha, Y. Zhang, and K. Kelly, "Ultra-compact ultra-wideband radar for high-speed target tracking," *Radar Sensor Technology*, vol. 11742, Article No.: 117420F, 2021.
[36] M. K. Simon and M. S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels a Unified Approach to Performance Analysis*, John Wiley & Sons, Inc., 2000.

فرزاد حسین‌پناهی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی ارشد و دکتری در رشته مهندسی برق گرایش سیستم‌های مخابراتی به‌ترتیب در سال‌های ۱۳۸۷ و ۱۳۹۳ در دانشگاه علم و صنعت ایران به پایان رساند و هم‌اکنون استادیار دانشکده مهندسی دانشگاه کردستان است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: اینترنت اشیاء و شبکه‌های سنسوری هوشمند، مخابرات نوری و تکنولوژی‌های مخابراتی سبز مبتنی بر پهپاد و یادگیری ماشین.

فریدون حسین‌پناهی تحصیلات دوره های کارشناسی ارشد و دکتری تخصصی را در رشته مهندسی برق- مخابرات در کشور ژاپن و در دانشگاه «کیو» (Keio University) سپری نمود. بعد از اخذ مدرک دکتری بلافاصله در مقطع پسا دکتری و در دانشگاه های کیو ژاپن و یو سی ال ای (University of California, Los Angeles-UCLA) مشغول به تحقیق و پژوهش شد. اخذ معتبرترین بورسیه‌های تحصیلی در ژاپن در مقاطع کارشناسی ارشد (از JGC-S Scholarship Foundation) و دکتری (Monbukagakusho or MEXT)، دریافت معتبرترین فلوشیپ محقق‌های برتر جوان برای مقطع دکتری و پسا دکتری از JSPS در ژاپن، دریافت گرنت‌های پژوهشی متعدد از دولت ژاپن، دانشگاه کیو و شرکت‌های ژاپنی از جمله موفقیت‌های به‌دست آمده توسط ایشان می باشند. وی در حال حاضر استادیار گروه مهندسی برق، الکترونیک- مخابرات در دانشگاه کردستان می‌باشد.

زهرا عسکری‌زاده اردستانی مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد خود را به ترتیب در گرایش‌های مهندسی برق- الکترونیک و مهندسی برق- مخابرات سیستم در سال‌های ۱۳۹۳ و ۱۳۹۹ در دانشگاه آزاد اسلامی واحد اراک و دانشگاه کردستان دریافت کرد. زمینه‌های علاقه‌مندی وی شبکه‌های سنسوری هوشمند، مخابرات سبز، یادگیری ماشین و ساخت نانو حسگرهای شیمیایی می‌باشد.