مدیریت تداخل در شبکه‌های رادیوشناختگر با استفاده از شکل‌دهی پرتو همکارانه تحت اطلاعات غیر دقیق کانال

جواد زراعتکارمقدم[1] حمید فرخی[2] ناصر ندا[3]

۱- استادیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند – بیرجند - ایران
javad.zeraatkar.m@birjand.ac.ir

۲- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند – بیرجند - ایران
hfarrokhi@birjand.ac.ir

۳- استادیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه بیرجند – بیرجند - ایران
nneda@birjand.ac.ir

چکیده: در این مقاله، مدلی واقعی‌تر از شبکه‌های رادیوشناختگر همکارانه معرفی می‌گردد. در مدل پیشنهادی، ارسال اطلاعات در دو مرحله صورت می‌گیرد. در مرحله‌ی اول که فرض می‌شود لینک کاربر اولیه غیرفعال است، چندین کاربر ثانویه قادرند اطلاعات خودشان را به طور همزمان به سمت شبکه‌ی رله پخش نمایند. در مرحله‌ی دوم که فعال یا غیرفعال بودن لینک کاربر اولیه اهمیتی ندارد، رله‌هایی که اطلاعات را به درستی آشکار نموده‌اند، از یک روش شکل‌دهی پرتو همکارانه‌ی پیشنهادی بهره گرفته و آنها را به سمت مقصد مورد نظر ارسال می‌کنند. فرض شده است که اطلاعات حالت کانال بین شبکه‌ی رله و گیرنده‌ی اولیه در اختیار رله‌ها نیست و رله‌ها فقط تخمینی از این اطلاعات را در اختیار دارند. روش شکل‌دهی پرتو همکارانه‌ی پیشنهادی سبب می‌شود توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه بیشینه گردد در حالی که توان تداخل بعلاوه‌ی نویز دریافتی در کاربر اولیه را زیر حد آستانه‌ی مشخصی نگه می‌دارد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی اعتبار مدل پیشنهادی را تأیید می‌کنند. همچنین روش شکل‌دهی پرتو همکارانه‌ی پیشنهادی در مقایسه با روش ZFBF عملکرد بهتری از خود نشان می‌دهد و علاوه بر این در برابر خطای تخمین کانال نیز مقاوم است؛ حتی اگر خطای تخمین کانال بیشینه گردد.

کلمات کلیدی: رادیوشناختگر، شکل‌دهی پرتو همکارانه، مدیریت تداخل، خطای تخمین کانال، شبکه‌ی رله.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۱۲/۲۰

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۵/۰۷/۱۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۱۵

نام نویسنده‌ی مسئول: جواد زراعتکارمقدم

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران – بیرجند – انتهای بلوار دانشگاه – دانشگاه بیرجند – دانشکده‌ی برق و کامپیوتر – گروه مهندسی مخابرات

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

۱- مقدمه

با پیشرفت تکنولوژی مخابرات بی‌سیم و نیز رشد تعداد کاربران، امروزه با چالش کمبود پهنای باند در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم به ویژه جهت دسترسی به سرویس‌های جدید مواجه شده‌ایم. این پدیده ناشی از اختصاص ایستای پهنای باند به کاربران است که باعث کاهش بهره‌وری طیفی[۱] در سیستم‌های مخابراتی شده است. بنا بر آمار ارائه شده از سوی سازمان فدرال ارتباطات[۲] (FCC) میزان استفاده کاربران مختلف از پهنای باند اختصاص یافته به آن‌ها تا فرکانس 3GHz حدود ۱۳٪ بوده است [۴]. بنابراین محققین تکنولوژی رادیوشناختگر[۳] (CR) را به عنوان راهکاری جهت حل این مشکل ارائه نمودند.

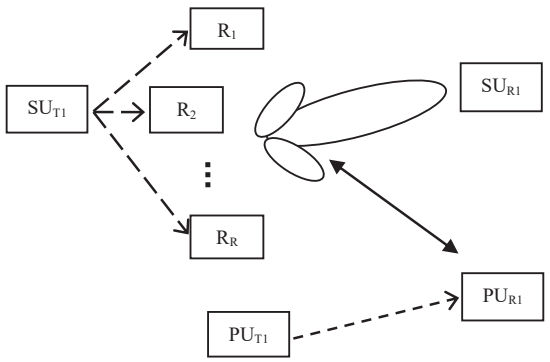
رادیوشناختگر طرح جدیدی از سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم است که بهره‌وری طیفی سیستم‌ها را بهبود می‌بخشد. شبکه‌ی CR بر اساس دسترسی دینامیکی به طیف توسط کاربران ثانویه[۴] (SU) طراحی شده است. کاربران ثانویه، کاربرانی هستندکه مجوز استفاده از طیف فرکانسی را در اختیار ندارند؛ ولی در شبکه‌ی CR به صورت فرصت‌طلبانه می‌توانند طیف فرکانسی اختصاصی کاربران اولیه[۵] (PU) را در اختیار گیرند. کاربران اولیه، کاربرانی هستند که مجوز استفاده از طیف فرکانسی را در اختیار دارند [۵، ۶].

دسترسی دینامیکی به طیف در شبکه‌ی CR به دو روش صورت می‌گیرد که عبارتند از: طیف زیرلایه[۶] و طیف رولایه[۷]. با استفاده از این دو روش، کاربران SU به صورت فرصت‌طلبانه طیف فرکانسی را در اختیار می‌گیرند. در روش رولایه، کاربران SU فقط زمانی مجاز به استفاده از طیف هستند که کاربران PU غیر فعال بوده و از طیف اختصاصی خودشان استفاده نکنند. بنابراین، کاربران SU بایستی در جستجوی حفره‌های فرکانسی[۸] باشند. بخشی از طیف فرکانسی اختصاصی کاربران PU که بعضی از مواقع توسط آن‌ها مورد استفاده قرار نمی‌گیرد را حفره‌های فرکانسی گویند. در روش زیرلایه، کابران SU همزمان با کابران PU می‌توانند از طیف فرکانسی استفاده نمایند؛ به شرط این‌که توان ارسالی کاربران SU طوری محدود شود که توان تداخلی ناشی از آن‌ها بر روی کاربر PU زیر حد آستانه‌ی مشخصی قرار گیرد. این دو روش سبب بهبود بهره‌وری طیفی شبکه خواهد شد؛ ولی در روش زیرلایه به دلیل استفاده‌ی همزمان کاربران SU و PU از طیف فرکانسی، بهره‌وری طیفی بیشتری را شاهد خواهیم بود [۴].

اخیراً مخابرات همکارانه توجه زیادی را به خود جلب کرده است. در این نوع از ارتباطات، کاربران در فرآیند ارتباطی با همدیگر مشارکت می‌کنند. در مخابرات همکارانه، بعضی از کاربران مانند رله عمل کرده و سیگنال دریافتی از مبدأ را با استفاده از روش‌های گوناگون به سمت مقصد ارسال می‌کنند؛ که این روش‌ها عبارتند از: تقویت - ارسال[۹] (AF)، دیکد - ارسال[۱۰] (DF) و غیره. بنابراین، سیگنال‌های دریافتی از مسیر مستقیم[۱۱] (LOS) و رله‌ها در سمت مقصد با همدیگر ترکیب شده و سیگنال ارسالی از مبدأ بازسازی می‌شود [۷، ۸].

مخابرات همکارانه سبب افزایش ظرفیت و بهبود عملکرد سیستم می‌شود. همکاری در فرآیند ارتباطی به عنوان یک تکنولوژی مهم در شبکه‌های CR مطرح است. شکل‌دهی پرتو[۱۲] (BF)، نوعی از مخابرات همکارانه در شبکه‌های CR است که باعث بهبود عملکرد این نوع از شبکه‌ها می‌شود. به دلیل تقدم کاربران PU در استفاده از پهنای باند، چالش اساسی تضمین کیفیت سرویس[۱۳] (QOS) مورد نیاز این کاربران همراه با استفاده مفید از پهنای باند است؛ که جهت حل این چالش، تکنولوژی BF معرفی شده است. در شبکه‌های CR، بعضی از کاربران SU مانند یک آرایه‌ی مجازی متشکل از تعداد N آنتن عمل کرده و در ارسال اطلاعات بین مبدأ و مقصد مشارکت می‌کنند [۱، ۲، ۳]. این کاربران، الگوی آرایه‌ی آنتنی را با استفاده از روش‌های مختلف به سمت مقصد سوق داده و سیگنال‌های دریافتی را به سمت آن ارسال می‌کنند. این نوع از همکاری، در روش زیرلایه مورد استفاده قرار می‌گیرد و محدودیت تداخل ناشی از کاربر SU بر روی کاربر PU را برآورده ساخته و سبب تضمین QOS کاربر اولیه می‌شود [۹-۱۲].

در اغلب تحقیقات صورت گرفته در زمینه‌ی شبکه‌های CR، مدل سیستم مشابهی در نظر گرفته شده است [۱۳، ۱۴، ۱۵]. در این مدل که در شکل (۱) نشان داده شده است، فقط یک لینک ثانویه شامل یک فرستنده و یک گیرنده‌ی SU، تعدادی کاربر SU به عنوان رله و یک لینک اولیه شامل یک فرستنده و یک گیرنده‌ی PU وجود دارد. این مدل دو مرحله‌ای، شامل دو برش زمانی[۱۴] است. در برش زمانی اول، با فرض اینکه لینک اولیه غیرفعال[۱۵] است، تنها یک فرستنده‌ی SU اطلاعاتش را به سمت رله‌ها پخش می‌کند. در برش زمانی دوم که لینک اولیه فعال است، رله‌ها با استفاده از روش BF سیگنال دریافتی را به سمت مقصد SU ارسال می‌کنند. این روش ارسال سبب خواهد شد تداخل ایجاد شده بر روی کاربر PU زیر سطح آستانه‌ی مشخصی قرار گیرد؛ ولی در مدت دو برش زمانی فقط یک لینک ثانویه فعال خواهد بود.



شکل (۱): مدل شبکه‌ی رادیوشناختگر همکارانه‌ی متداول

در این مقاله، مدل سیستم جدیدی پیشنهاد می‌شود که نسبت به مدل‌های قبلی واقعی‌تر است. در مدل پیشنهادی که در شکل (۲) نشان داده شده است، تعدادی لینک ثانویه شامل تعدادی فرستنده و گیرنده‌ی ثانویه، یک لینک اولیه شامل یک فرستنده و یک گیرنده‌ی

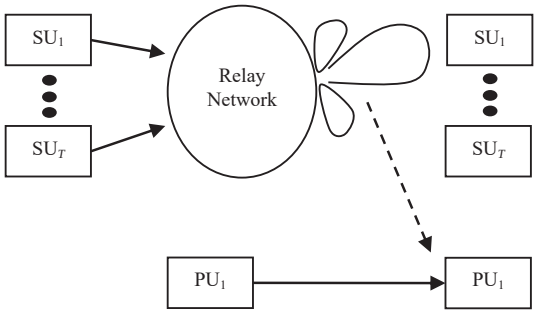
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]

اولیه و تعدادی کاربر SU که نقش رله را بر عهده دارند وجود دارد. به دلیل محدودیت‌های سخت‌افزاری، فرض می‌شود که تمامی نودهای[16] موجود در شبکه تک آنتنی هستند. مطابق مدل‌های قبلی، در مدل پیشنهادی نیز فرآیند ارسال از فرستنده‌های ثانویه به گیرنده‌های ثانویه شامل دو مرحله یا برش زمانی است. در برش زمانی اول که لینک اولیه غیرفعال است، تمامی فرستنده‌های ثانویه به طور همزمان اطلاعات خودشان را به سمت رله‌ها پخش می‌کنند. در برش زمانی دوم، رله‌هایی که اطلاعات ارسالی توسط فرستنده‌های ثانویه را با موفقیت آشکارسازی[17] کرده‌اند سیگنال دریافتی را دیکد کرده و بر اساس یک مکانیزم زمان‌بندی و با استفاده از روش BF، به سمت گیرنده‌های ثانویه ارسال می‌کنند. اگر در این مرحله، لینک اولیه غیرفعال باشد، از روش ZFBF[18] و در غیر این صورت از یک روش BF پیشنهادی استفاده می‌کنیم. همچنین، در این مرحله اگر فرستنده‌های SU سیگنالی جهت ارسال داشته باشند، اطلاعات آن‌ها در حافظه‌های نامحدودی ذخیره می‌شود و به محض اینکه کاربر PU غیرفعال شد، آن‌ها را به طور همزمان به سمت رله‌ها پخش می‌کنند.

به دلیل اینکه معمولاً احتمال حضور کاربر اولیه بیش از ۵۰ درصد است؛ بنابراین عرض برش زمانی اول از عرض برش زمانی دوم کمتر است. پس این امکان وجود دارد که در برش زمانی دوم سیگنال کاربران مختلف بر اساس یک مکانیزم زمان‌بندی به سمت مقصد مورد نظر فرستاده شوند. در نتیجه، ارسال اطلاعات چندین کاربران ثانویه به طور همزمان و در مدت دو برش زمانی، از ویژگی‌های منحصر به فرد مدل پیشنهادی است. در حالی که در مدل‌های قبلی تنها اطلاعات یک فرستنده‌ی SU در مدت زمان دو برش زمانی قابل ارسال بود. روش BF پیشنهادی سبب افزایش توان سیگنال دریافتی در گیرنده‌های SU می‌شود؛ در حالی که توان سیگنال تداخلی بعلاوه‌ی نویز دریافتی در گیرنده‌ی PU را نیز زیر حد آستانه‌ی مشخصی نگه می‌دارد؛ که دومین ویژگی مدل پیشنهادی است.



شکل (۲): مدل شبکه‌ی رادیوشناختگر همکارانه‌ی پیشنهادی

در ادامه، در بخش ۲، ابتدا مدل پیشنهادی توصیف می‌شود و سپس سیگنال‌های دریافتی توسط رله‌ها، سیگنال‌های ارسالی توسط رله‌ها و سیگنال‌های دریافتی توسط گیرنده‌های ثانویه و اولیه فرمول‌بندی می‌شوند. در بخش ۳، توان سیگنال مطلوب دریافتی در گیرنده‌های SU و همچنین توان سیگنال تداخلی دریافتی در گیرنده‌ی PU محاسبه می‌شود. در بخش ۴، بردار BF پیشنهادی تجزیه و تحلیل شده و مسئله‌ی بهینه‌سازی مربوط به آن مطرح و حل می‌شود. در بخش ۵، نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدل پیشنهادی و اعمال روش BF پیشنهادی بر روی آن بیان می‌شود. در نهایت، نتیجه‌گیری حاصل از این پژوهش را ارائه خواهیم داد.

نشانه‌گذاری: از حروف درشت و کج[19] بزرگ و کوچک به ترتیب برای نشان دادن ماتریس‌ها (مانند ماتریس $\boldsymbol{W}$) و بردارها (مانند بردار $\boldsymbol{h}$) استفاده شده است. ماتریس‌های $\boldsymbol{W}^*$، $\boldsymbol{W}^{\mathrm{T}}$ و $\boldsymbol{W}^{-1}$ به ترتیب ترانهاده مزدوج، ترانهاده و معکوس ماتریس مختلط $\boldsymbol{W}$ هستند. همچنین، عملگر ریاضی $\mathrm{E}\{.\}$ نشان دهنده‌ی عملگر امید ریاضی است.

۲- مدل سیستم

در این بخش به تجزیه و تحلیل مدل سیستم پیشنهادی نشان داده شده در شکل (۲) می‌پردازیم. در این مدل، تعداد T لینک ثانویه وجود دارد که شامل تعداد T فرستنده و T گیرنده‌ی SU می‌باشد. فرض شده است که هر فرستنده با یک گیرنده جفت شده است. همچنین تعداد R کاربر SU وجود دارد که نقش شبکه‌ی رله را در سیستم ایفا می‌کنند. علاوه بر این، یک لینک اولیه شامل تنها یک فرستنده و یک گیرنده‌ی PU نیز وجود دارد که با همدیگر جفت شده‌اند. همچنین فرض شده است که تمام گره‌های موجود در سیستم تک آنتنی هستند. به دلیل اثرات سایه[20] و تلفات مسیر[21] فرض شده است که هیچ‌گونه مسیر مستقیمی بین فرستنده‌ها و گیرنده‌ها وجود ندارد.

همان‌گونه که در بخش مقدمه نیز ذکر شد، در برش زمانی اول که لینک اولیه غیرفعال است، تمام فرستنده‌های SU اطلاعاتشان را که از قبل در حافظه‌هایی ذخیره شده است به سمت شبکه‌ی رله پخش می‌کنند. در برش زمانی دوم، فرستنده‌های SU اطلاعاتشان را مجدداً در حافظه‌های نامحدود ذخیره می‌کنند. در این مرحله، رله‌هایی که سیگنال دریافتی را با موفقیت آشکار کرده‌اند، آن‌ها را با استفاده از طرح DF و با بکارگیری یک روش BF مناسب به سمت گیرنده‌های SU ارسال می‌کنند. شبکه‌ی رله از نوعی مکانیزم زمان‌بندی نیز بهره می‌گیرد و بر اساس آن اطلاعات گیرنده‌های SU را به ترتیب ارسال می‌کند. در این مقاله، مکانیزم زمان‌بندی را بررسی نمی‌کنیم چون خارج از بحث این مقاله است.

تمامی ضرایب کانال، توزیع رایلی[22] مستقل و یکسان[23] (i.i.d.) دارند. اطلاعات حالت کانال[24] (CSI) بین شبکه‌ی رله و گیرنده‌ی PU به صورت کامل در اختیار شبکه‌ی رله نیست و شبکه‌ی رله برای بهره‌گیری از روش BF بایستی این اطلاعات را تخمین بزند؛ که قاعدتاً این تخمین همراه با خطا خواهد بود. ولی شبکه‌ی رله، CSI بین رله‌ها و گیرنده‌های SU را در اختیار دارد.

اگر s_t نشان‌دهنده‌ی سیگنال ارسالی توسط t امین فرستنده‌ی SU، $\boldsymbol{g}_t$ بردار کانال بین فرستنده‌های SU و شبکه‌ی رله، $\boldsymbol{n}_1$ بردار نویز

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

دریافتی در شبکه‌ی رله و T تعداد لینک‌های ثانویه باشد؛ در این صورت بردار سیگنال دریافتی در شبکه‌ی رله به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\boldsymbol{x}_1 = \sum_{t=1}^{T} \boldsymbol{g}_t s_t + \boldsymbol{n}_1 \quad (۱)$$

بعد از دریافت اطلاعات فرستنده‌های SU توسط شبکه‌ی رله، در مرحله‌ی دوم رله‌ها با در نظر گرفتن یک مکانیزم زمان‌بندی، سیگنال کاربران مختلف را آشکارسازی نموده و در بردار BF مربوط به آن ضرب می‌کند. بردار BF مربوط به کاربر t ام را با $\boldsymbol{w}_t$ نمایش داده و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\boldsymbol{w}_t = \begin{bmatrix} w_{t,1} & w_{t,2} & \cdots & w_{t,R} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \quad (۲)$$

که R نشان‌دهنده‌ی تعداد کاربران SU است که نقش رله را ایفا می‌کنند. سیگنال r امین رله ($r = 1, 2, \ldots, R$) توسط ضریب $w_{t,r}$ وزن داده شده و به سمت t امین گیرنده‌ی SU ارسال می‌شود.

شبکه‌های مخابراتی به دلیل حرکت تصادفی کاربران مدام در حال تغییر هستند. کاربران SU که نقش رله دارند معمولاً از لحاظ جغرافیایی در موقعیت‌های متفاوتی نسبت به یکدیگر قرار می‌گیرند. بنابراین استفاده از تمام رله‌ها در فرآیند ارتباطی باعث اتلاف منابع و در نتیجه کاهش بهره‌وری سیستم خواهد شد. بنابراین، اگر بهره‌وری طیفی[۲۵] سیگنال دریافتی توسط r امین رله کمتر از مقدار مشخصی باشد؛ رله نمی‌تواند سیگنال دریافتی را به درستی آشکار نماید. در نتیجه، رله نقشی را در این ارتباط نخواهد داشت و ضریب وزنی مربوط به آن را مساوی صفر در نظر می‌گیرم ($w_{t,r} = 0$). در حقیقت با در نظر گرفتن بهره‌وری طیفی در رله‌ها، نوعی استراتژی انتخاب رله اتخاذ کرده‌ایم.

بعد از آشکارسازی سیگنال دریافتی در رله‌ها، با در نظر گرفتن بردار BF معرفی شده در فرمول (۲)، بردار سیگنال ارسالی توسط شبکه‌ی رله به سمت t امین گیرنده‌ی SU به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\boldsymbol{x}_{2,t} = \boldsymbol{w}_t s_t \quad (۳)$$

اگر بردار کانال بین رله‌ها و t امین گیرنده‌ی SU را با $\boldsymbol{f}_t$ نشان دهیم، سیگنال دریافتی در t امین گیرنده‌ی SU توسط فرمول (۴) محاسبه می‌شود.

$$y_t = \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{x}_{2,t} + n_t \quad (۴)$$

متغیر n_t نویز دریافتی در t امین گیرنده‌ی SU است. با جایگذاری فرمول (۳) در فرمول (۴)، سیگنال دریافتی y_t به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$y_t = \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t s_t + n_t \quad (۵)$$

در ادامه می‌خواهیم سیگنال تداخلی دریافتی در گیرنده‌ی PU را با فرض اینکه CSI بین شبکه‌ی رله و گیرنده‌ی PU به طور کامل در اختیار شبکه‌ی رله نیست، محاسبه کنیم. اگر بردار کانال تخمینی بین شبکه‌ی رله و گیرنده‌ی PU را با $\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}$ و بردار خطای تخمین این کانال را با $\boldsymbol{e_h}$ نشان دهیم، بردار کانال واقعی متناظر با آن به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\boldsymbol{h}^{\mathrm{act}} = \boldsymbol{h}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{e_h} \quad (۶)$$

بر اساس دقت روش تخمین مورد استفاده، عدم قطعیت تخمین کانال را می‌توان با استفاده از مدل عدم قطعیت محدود شده[۲۶] مدل کرد. مدل عدم قطعیت محدود شده، مدل معروفی است که در مراجع [۱۷] و [۱۸-۲۰] نیز استفاده شده است. در این مدل، عدم قطعیت تخمین کانال با استفاده از ناحیه‌ی محدودی توصیف می‌شود که شکل این ناحیه به روش تخمین بکارگرفته شده وابسته است. بر اساس مرجع [۱۹]، ناحیه‌ی عدم قطعیت کروی سبب ایجاد بدترین خطای تخمین می‌شود. در این حالت، بردار خطای تخمین به صورت $\|\boldsymbol{e_h}\|^2 \le \varepsilon$ محدود خواهد شد.

سیگنال تداخلی y_{p} مطابق فرمول (۷) بدست می‌آید.

$$\begin{aligned} y_{\mathrm{p}} &= \boldsymbol{h}^{\mathrm{act}} \boldsymbol{x}_{2,t} + n_{\mathrm{p}} \\ &= \left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{e_h}\right) \boldsymbol{x}_{2,t} + n_{\mathrm{p}} \end{aligned} \quad (۷)$$

با جایگذاری فرمول (۳) در فرمول (۷)، سیگنال تداخلی y_{p} به صورت زیر بازنویسی خواهد شد:

$$y_{\mathrm{p}} = \left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{e_h}\right) \boldsymbol{w}_t s_t + n_{\mathrm{p}} \quad (۸)$$

۳- محاسبه‌ی توان سیگنال‌های دریافتی

در این بخش، توان سیگنال‌های دریافتی در گیرنده‌های SU و PU با استفاده از روابط بدست آمده در بخش ۲ محاسبه می‌شوند. فرض می‌کنیم که نویز دریافتی در گیرنده‌ها، گوسی مختلط مستقل[۲۷] با میانگین صفر و واریانس واحد باشد. سمبل‌های ارسالی از فرستنده‌های مختلف نسبت به همدیگر و همچنین نسبت به نویز، ناهمبسته هستند. علاوه بر این، بهره‌های ضرایب کانال‌ها نیز فرض می‌شود که مستقل از همدیگر باشند. بنابراین اگر p_0 ، $\delta_{tt'}$ و σ_t^2 به ترتیب نشان‌دهنده‌ی توان ارسالی سمبل s_t ، تابع دلتای کرونیکر[۲۸] و واریانس نویز باشند؛ خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \mathrm{E}\left\{n_t n_t^*\right\} &= \sigma_{\mathrm{n}}^2 \delta_{tt'} \\ \mathrm{E}\left\{s_t s_{t'}^*\right\} &= p_t \delta_{tt'} \end{aligned} \quad (۹)$$

توان سیگنال دریافتی در t امین گیرنده‌ی ثانویه با استفاده از فرمول (۵) به صورت زیر قابل تعریف است:

$$\begin{aligned} p_t &= \mathrm{E}\left\{y_t^* y_t\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\left(\boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t s_t\right)^* \left(\boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t s_t\right)\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t\right\} \mathrm{E}\left\{s_t^* s_t\right\} \\ &= \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{C}_t \boldsymbol{w}_t \end{aligned} \quad (۱۰)$$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

ماتریس $\boldsymbol{C}_t$ را ماتریس کوواریانس[۲۹] ضرایب کانال بین شبکه‌ی رله و t امین گیرنده‌ی SU گویند که با استفاده از فرمول (۱۱) قابل محاسبه است.

$$\boldsymbol{C}_t = p_0 \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t\right\} \tag{۱۱}$$

در ادامه قصد داریم توان سیگنال تداخلی بعلاوه‌ی نویز دریافتی در گیرنده‌ی PU را محاسبه نماییم. برای محاسبه توان این سیگنال، از فرمول (۸) کمک می‌گیریم. بنابراین داریم:

$$\begin{aligned} p_{\mathrm{p}} &= \mathrm{E}\left\{\left(\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}+\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right)\boldsymbol{w}_t s_t\right)^* \left(\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}+\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right)\boldsymbol{w}_t s_t\right)\right\} + \\ &\quad \mathrm{E}\left\{n_{\mathrm{p}}^* n_{\mathrm{p}}\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\left(\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}+\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right)\boldsymbol{w}_t\right)^* \left(\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}+\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right)\boldsymbol{w}_t\right)\right\} \times \\ &\quad \mathrm{E}\left(s_t^* s_t\right) + \sigma_{\mathrm{n}}^2 \\ &= p_0 \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{w}_t^* \left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}+\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right)^* \left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}+\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right)\boldsymbol{w}_t\right\} + \sigma_{\mathrm{n}}^2 \\ &= p_0 \boldsymbol{w}_t^* \mathrm{E}\left\{\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}\right)^* \boldsymbol{h}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}^* \boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right\}\boldsymbol{w}_t + \sigma_{\mathrm{n}}^2 \\ &= \boldsymbol{w}_t^* \left(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}}\right)\boldsymbol{w}_t + \sigma_{\mathrm{n}}^2 \end{aligned} \tag{۱۲}$$

که σ_{n}^2 واریانس نویز دریافتی در گیرنده‌ی PU است؛ $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}}$ و $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}}$ به ترتیب ماتریس کوواریانس ضرایب کانال تخمینی و ماتریس کوواریانس خطای تخمین کانال بین شبکه‌ی رله و گیرنده‌ی PU می‌باشند که به صورت زیر قابل محاسبه‌اند:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}} &= p_0 \mathrm{E}\left\{\left(\boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}\right)^* \boldsymbol{h}^{\mathrm{est}}\right\} \\ \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}} &= p_0 \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}^* \boldsymbol{e}_{\boldsymbol{h}}\right\} \end{aligned} \tag{۱۳}$$

۴- محاسبه‌ی بردار شکل‌دهی پرتو پیشنهادی

در این بخش، بردار BF پیشنهادی با استفاده از توان‌های p_t و p_p که در بخش قبل محاسبه شدند، فرمول‌بندی و مسئله‌ی بهینه‌سازی مربوط به آن معرفی می‌شود. در نهایت با پیشنهاد روش حل مناسبی، مسئله‌ی بهینه‌سازی را حل نموده و بردار BF پیشنهادی را بدست می‌آوریم.

همان‌طور که قبلاً نیز ذکر کردیم، در برش زمانی دوم که اطلاعات آشکار شده توسط شبکه‌ی رله به سمت گیرنده‌ی SU ارسال می‌شود؛ اگر لینک PU غیرفعال باشد از روش ZFBF برای شکل دادن به پرتو ارسالی در جهت گیرنده‌ی مدنظر استفاده می‌کنیم؛ ولی اگر لینک PU فعال باشد از روش BF پیشنهادی در بخش استفاده می‌کنیم.

در روش زیرلایه، که کاربران SU همزمان با PU فعال هستند، کاربران SU در صورتی می‌توانند از طیف اختصاصی کاربر PU استفاده نمایند که تداخل ناشی از آنها بر روی گیرنده‌ی PU از حد آستانه‌ی مشخصی تجاوز نکند. بنابراین BF به عنوان راهکاری برای حل این مشکل معرفی شده است.

در روش BF پیشنهادی سعی بر این داریم که توان سیگنال دریافتی در گیرنده‌های SU را بیشینه کنیم و به طور همزمان توان سیگنال تداخلی دریافتی در گیرنده‌ی PU را نیز مدیریت نماییم. فرض می‌کنیم بیشترین سطح آستانه‌ی تداخل مجاز بر روی گیرنده‌ی PU برابر γ_{th} باشد. با استفاده از توان سیگنال مطلوب و توان سیگنال تداخلی بدست آمده در بخش قبل، مسئله‌ی بهینه‌سازی زیر را جهت بدست آوردن بردار BF پیشنهادی معرفی می‌کنیم:

$$\text{Opt. Prob.} \quad \begin{cases} \max & p_t \quad ; \quad i = 1,2,...,T \\ \text{s.t.} & p_{\mathrm{p}} \le \gamma_{\mathrm{th}} \end{cases} \tag{۱۴}$$

با جایگذاری فرمول‌های (۱۰) و (۱۲) در فرمول (۱۴)، مسئله‌ی بهینه‌سازی به صورت فرمول (۱۵) بازنویسی می‌شود.

$$\text{Opt. Prob.} \quad \begin{cases} \boldsymbol{w}_t = \max\limits_{\boldsymbol{w}_t} \left(\boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{C}_t \boldsymbol{w}_t\right) \quad ; \quad i = 1,2,...,T \\ \text{s.t.} \quad \boldsymbol{w}_t^* \left(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}}\right)\boldsymbol{w}_t + \sigma_{\mathrm{n}}^2 \le \gamma_{\mathrm{th}} \end{cases} \tag{۱۵}$$

با تعریف $\gamma = \gamma_{\mathrm{th}} - \sigma_{\mathrm{n}}^2$ و با فرض اینکه CSI بین شبکه‌ی رله و گیرنده‌های SU به صورت کامل در اختیار رله‌هاست، فرمول (۱۵) را می‌توان مطابق فرمول (۱۶) بازنویسی کرد.

$$\text{Opt. Prob.} \quad \begin{cases} \boldsymbol{w}_t = \max\limits_{\boldsymbol{w}_t} \left(p_0 \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t\right) \quad ; \quad i = 1,2,...,T \\ \text{s.t.} \quad \boldsymbol{w}_t^* \left(\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}}\right)\boldsymbol{w}_t \le \gamma \end{cases} \tag{۱۶}$$

ماتریس کوواریانس ضرایب واقعی کانال را به صورت زیر تعریف می‌کنیم.

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{act}} = \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}} \tag{۱۷}$$

ماتریس کوواریانس خطای تخمین به صورت $\|\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{e}}\| \le \delta_{\boldsymbol{C}}$ محدود می‌شود؛ که $\delta_{\boldsymbol{C}}$ را کران ناحیه‌ی عدم قطعیت ماتریس کوواریانس $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}}$ گویند. ماتریس $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{act}}$ را می‌توانیم با استفاده از تبدیل چولسکی[۳۰] به صورت فرمول (۱۸) تجزیه کرد [۲۰].

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{act}} = \boldsymbol{H}^{\mathrm{act}} \left(\boldsymbol{H}^{\mathrm{act}}\right)^* \tag{۱۸}$$

که $\boldsymbol{H}^{\mathrm{act}}$ ماتریسی پایین مثلثی است. به طور مشابه، ماتریس کوواریانس تخمینی $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}}$ را نیز می‌توان مطابق فرمول (۱۹) تجزیه کرد.

$$\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\mathrm{est}} = \boldsymbol{H}^{\mathrm{est}} \left(\boldsymbol{H}^{\mathrm{est}}\right)^* \tag{۱۹}$$

با استفاده از فرمول‌های (۱۸) و (۱۹)، رابطه‌ی بین $\boldsymbol{H}^{\mathrm{act}}$ و $\boldsymbol{H}^{\mathrm{est}}$ را می‌توان به صورت فرمول (۲۰) بیان کرد.

$$\boldsymbol{H}^{\mathrm{act}} = \boldsymbol{H}^{\mathrm{est}} + \boldsymbol{H}^{\mathrm{e}} \tag{۲۰}$$

که $\|\boldsymbol{H}^{\mathrm{e}}\| \le \delta_{\boldsymbol{H}}$ و $\delta_{\boldsymbol{H}}$ کران ناحیه‌ی عدم قطعیت ماتریس پایین مثلثی $\boldsymbol{H}^{\mathrm{est}}$ است.

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]
Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers Vol14 No.2 Summer 2017

با استفاده از فرمول (۲۰) محدودیت تداخل مسئله‌ی بهینه‌سازی را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد.

$$\left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{act}} \right\|^2 \le \gamma \qquad (۲۱)$$

برای اطمینان از اینکه بردار BF طراحی شده، حد تداخل مجاز بر روی گیرنده‌ی PU را با استفاده از ماتریس $\boldsymbol{H}^{\text{est}}$ رعایت خواهد کرد؛ محدودیت فرمول (۲۱) بایستی به ازای بدترین حالت تخمین ماتریس $\boldsymbol{H}^{\text{act}}$ ارضا شود؛ یعنی

$$\max_{\left\|\boldsymbol{H}^{\text{e}}\right\|} \left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{act}} \right\| \le \sqrt{\gamma} \qquad (۲۲)$$

با استفاده از نامساوی مثلث، داریم:

$$\left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{act}} \right\| \le \left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{est}} \right\| + \left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{e}} \right\| \qquad (۲۳)$$

با استفاده از نامساوی کوشی-شوارتز[۳۱]، نامساوی فرمول (۲۳) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد.

$$\left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{act}} \right\| \le \left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{est}} \right\| + \left\| \boldsymbol{w}_t^* \right\| \left\| \boldsymbol{H}^{\text{e}} \right\| \qquad (۲۴)$$

با استفاده از بیشترین حد تداخل ایجاد شده بر روی گیرنده‌ی PU که در فرمول (۲۴) بدست آمده است، محدودیت تداخل مسئله‌ی بهینه‌سازی را می‌توان به صورت فرمول (۲۵) بازنویسی کرد.

$$\left\| \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{H}^{\text{est}} \right\| \le \left(\sqrt{\gamma} - \left\| \boldsymbol{w}_t^* \right\| \delta_{\boldsymbol{H}} \right) \qquad (۲۵)$$

با در نظر گرفتن رابطه‌ی بین $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}$ و $\boldsymbol{H}^{\text{est}}$، در نهایت می‌توان مسئله‌ی بهینه‌سازی فرمول (۱۶) را به صورت فرمول (۲۶) بازنویسی کرد.

Opt. Prob.

$$\begin{cases} \boldsymbol{w}_t = \max\limits_{\boldsymbol{w}_t} \left(p_0 \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t \right) \;\; ; \;\; i = 1,2,...,T \\ \text{s.t.} \quad \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}} \boldsymbol{w}_t \le \beta \end{cases} \qquad (۲۶)$$

که

$$\beta = \left(\sqrt{\gamma} - \left\| \boldsymbol{w}_t^* \right\| \delta_{\boldsymbol{H}} \right)^2 \qquad (۲۷)$$

مسئله‌ی بهینه‌سازی فرمول (۲۶) یک مسئله‌ی محدب است؛ که تابع هدف محدب درجه‌ی دوم را با در نظر گرفتن قید محدب درجه‌ی دوم بیشینه می‌کند. شرایط بهینگی این مسئله‌ی بهینه‌سازی در مراجع [۸] و [۱۶] بررسی شده است. بر اساس مرجع [۸]، اگر دو شرط زیر برآورده شود، آن را می‌توان با استفاده از روش بهینه‌سازی دوگان مضارب لاگرانژ[۳۲] حل نمود.

۱. ماتریس‌های $p_0 \boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t$ و $\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}$ مثبت نیمه معین[۳۳] (PSD) باشند.

۲. بردار $\boldsymbol{w}$ ای وجود داشته باشد که بطوریکه قید مسئله را مطلقاً ارضا کند.

مسئله‌ی فرمول (۲۶) این دو شرط را بر اساس مرجع [۲۰] برآورده می‌سازد. بنابراین می‌توان آن را با استفاده از روش دوگان مضارب لاگرانژ حل نمود. اگر متغیر را λ را مضرب لاگرانژ فرض کنیم، تابع لاگرانژ را می‌توانیم به صورت فرمول (۲۸) بنویسیم.

$$L\left(\boldsymbol{w}_t, \lambda\right) = p_0 \boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t - \lambda \left(\boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}} \boldsymbol{w}_t - \beta \right) \qquad (۲۸)$$

برای بدست آوردن نقاط بحرانی تابع لاگرانژ، از آن نسبت به بردار λ و $\boldsymbol{w}$ مشتق گرفته و آن را مساوی صفر قرار دهیم که به ترتیب در فرمول‌های (۲۹) و (۳۰) نشان داده شده‌اند.

$$\boldsymbol{w}_t^* \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}} \boldsymbol{w}_t = \beta \qquad (۲۹)$$

$$p_0 \boldsymbol{f}_t^* \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t = \lambda \boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}} \boldsymbol{w}_t \qquad (۳۰)$$

با تعریف متغیر $\alpha = \boldsymbol{f}_t \boldsymbol{w}_t$ می‌توان فرمول (۳۰) را به صورت زیر بازنویسی کرد.

$$\boldsymbol{w}_t = \frac{p_0 \alpha}{\lambda} [\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^* \qquad (۳۱)$$

با قرار دادن فرمول‌های (۲۷) و (۳۱) در فرمول (۲۹) و بعد از ساده‌سازی داریم:

$$\frac{\alpha}{\lambda} = \frac{\sqrt{\gamma} - \left\| \boldsymbol{w}_t^* \right\| \delta_{\boldsymbol{H}}}{p_0 \sqrt{\boldsymbol{f}_t \left([\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \right)^* \boldsymbol{f}_t^*}} \qquad (۳۲)$$

با قرار دادن فرمول (۳۲) در فرمول (۳۱)، بردار BF بهینه‌ی $\boldsymbol{w}_t^{\text{opt}}$ به صورت فرمول (۳۳) بدست می‌آید.

$$\boldsymbol{w}_t^{\text{opt}} = \frac{\sqrt{\gamma} - \left\| \boldsymbol{w}_t^{\text{opt}} \right\| \delta_{\boldsymbol{H}}}{\sqrt{\boldsymbol{f}_t \left([\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \right)^* \boldsymbol{f}_t^*}} [\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^* \qquad (۳۳)$$

بنابراین برای محاسبه‌ی بردار BF بهینه باید مقدار نرم[۳۴] آن را مطابق فرمول (۳۴) بدست آوریم.

$$\left\| \boldsymbol{w}_t^{\text{opt}} \right\| = \frac{\sqrt{\gamma} \left\| [\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^* \right\|}{\delta_{\boldsymbol{H}} \left\| [\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^* \right\| + \sqrt{\boldsymbol{f}_t \left([\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \right)^* \boldsymbol{f}_t^*}} \qquad (۳۴)$$

با جایگذاری فرمول (۳۴) در فرمول (۳۳)، در نهایت بردار BF پیشنهادی به صورت فرمول (۳۵) محاسبه خواهد شد؛ بردار $\boldsymbol{w}_t^{\text{opt}}$ محاسبه شده در فرمول (۳۵)، بردار BF مخصوص t امین گیرنده‌ی SU می‌باشد.

$$\boldsymbol{w}_t^{\text{opt}} = \left(1 - \frac{\left\| [\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^* \right\| \delta_{\boldsymbol{H}}}{\delta_{\boldsymbol{H}} \left\| [\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^* \right\| + \sqrt{\boldsymbol{f}_t \left([\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \right)^* \boldsymbol{f}_t^*}} \right) \times \left(\frac{[\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \boldsymbol{f}_t^*}{\frac{1}{\sqrt{\gamma}} \sqrt{\boldsymbol{f}_t \left([\boldsymbol{C}_{\boldsymbol{h}}^{\text{est}}]^{-1} \right)^* \boldsymbol{f}_t^*}} \right) \;\; ; \;\; t = 1,2,...,T \qquad (۳۵)$$

Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers - Vol.14- No.2 Summer 2017

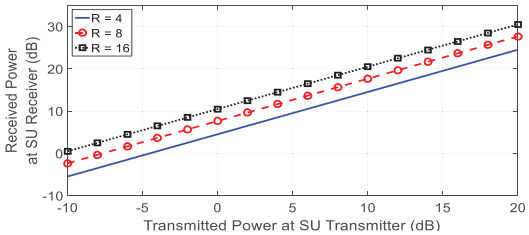
[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]

۵- پیاده‌سازی نرم‌افزاری

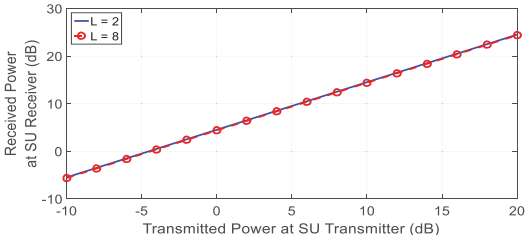
در این بخش به پیاده‌سازی نرم‌افزاری مدل پیشنهادی می‌پردازیم و عملکرد مدل پیشنهادی و همچنین روش BF پیشنهادی را ارزیابی می‌کنیم. فرض می‌کنیم که تمام ضرایب کانال توزیع مستقل با تابع چگالی احتمال رایلی[۳۵] دارند. نویز شبکه، گوسی مختلط مستقل با میانگین صفر و واریانس واحد است. احتمال فعال بودن لینک اولیه برابر 0.7 درنظر گرفته شده است. حد آستانه‌ی تداخل مجاز بر روی مقصد اولیه نیز برابر 1.5dB فرض شده است. مقدار بهره‌وری طیفی در شبکه‌ی رله به منظور آشکارسازی سیگنال اطلاعات برابر 1bit/sec/Hz فرض شده است. به دلیل تغییر ضرایب کانال در هر دفعه اجرای برنامه‌ی شبیه‌سازی شده توسط نرم‌افزار متلب[۳۶]، از روش مونته کارلو[۳۷] بهره گرفته‌ایم و نتایج حاصل از شبیه‌سازی به ازای ۱۰۰۰ دفعه اجرای برنامه و میانگین‌گیری بر روی نتایج خروجی بدست آمده است.

در شکل (۳)، توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه نسبت به توان سیگنال ارسالی در مبدأ ثانویه به ازای $L = 2$ و تعداد رله‌های مختلف رسم شده است. همان‌طور که در شکل (۳) نیز مشخص است، افزایش توان سیگنال ارسالی در مبدأ ثانویه منجر به افزایش توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه خواهد شد. همچنین، افزایش تعداد رله‌های موجود در شبکه‌ی رله سبب افزایش توان دریافتی در مقصد خواهد شد.



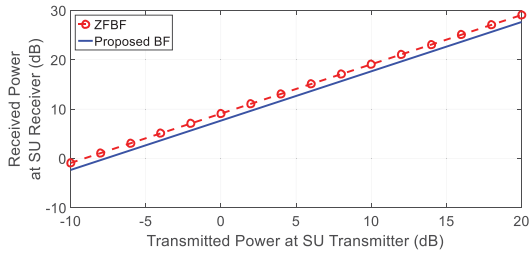
شکل (۳): توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه نسبت به توان سیگنال ارسالی در مبدأ ثانویه به ازای $L = 2$

در شکل (۴)، توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه نسبت به توان سیگنال ارسالی در مبدأ ثانویه با ازای $R = 4$ و تعداد لینک‌های ثانویه مختلف رسم شده است. مشاهده می‌کنیم که در روش BF پیشنهادی، توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه با افزایش تعداد لینک‌های ثانویه تنزل نخواهد داشت.



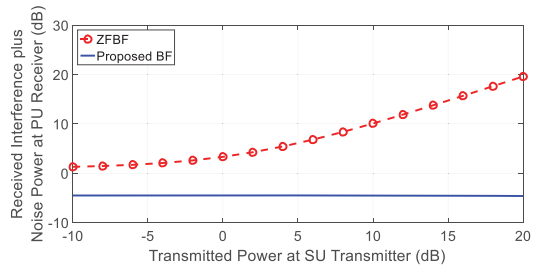
شکل (۴): توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه نسبت به توان سیگنال ارسالی در مبدأ ثانویه به ازای $R = 4$

روش BF پیشنهادی با روش ZFBF در شکل‌های (۵) و (۶) مقایسه شده است؛ که مقدار $L = 2$ و $R = 8$ فرض شده‌اند. بر اساس شکل (۵)، توان سیگنال دریافتی توسط ZFBF کمی بیشتر از توان سیگنال دریافتی توسط روش BF پیشنهادی است؛ ولی روش ZFBF نمی‌تواند حد آستانه‌ی تداخل مجاز بر روی مقصد اولیه را رعایت کند در حالی که در روش BF پیشنهادی رعایت شده است؛ که شکل (۶) گویای این ادعاست. بر اساس شکل (۶)، توان تداخل بعلاوه‌ی نویز ایجاد شده بر روی مقصد اولیه توسط روش BF پیشنهادی با افزایش توان سیگنال ارسالی نیز ثابت مانده و حد تداخل مجاز رعایت شده است؛ ولی در روش ZFBF تواند تداخل بعلاوه‌ی نویز ایجاد شده با افزایش توان سیگنال ارسالی مدام افزایش می‌یابد. بنابراین، روش BF پیشنهادی در برابر خطای تخمین کانال نیز مقاوم است.



شکل (۵): مقایسه توان سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه با استفاده از روش BF پیشنهادی و روش ZFBF به ازای $L = 2$ و $R = 8$

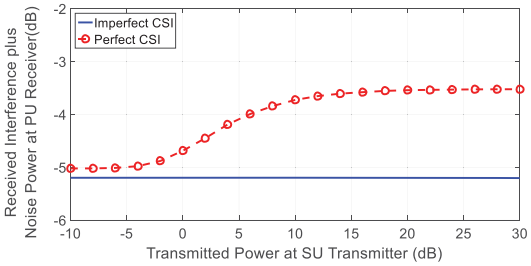
در روش BF پیشنهادی، خطای تخمین کانال بین شبکه‌ی رله و مقصد اولیه نیز در نظر گرفته شده است. در شکل (۷)، روش پیشنهادی را برای هر دو حالت CSI کامل[۳۸] و CSI ناقص[۳۹] ارزیابی کرده‌ایم. مشاهده می‌کنید که در هر دو حالت نیز حد تداخل مجاز بر روی مقصد اولیه رعایت شده است. اما تداخل ایجاد شده در حالت CSI ناقص کمتر از حالت CSI کامل است؛ زیرا در طراحی بردار BF پیشنهادی بیشترین خطای تخمین کانال را در نظر گرفتیم یعنی بردار BF پیشنهادی را به ازای بدترین تخمین کانال مقاوم نموده‌ایم.



شکل (۶): مقایسه توان سیگنال تداخل بعلاوه‌ی نویز دریافتی در مقصد ثانویه با استفاده از روش BF پیشنهادی و روش ZFBF به ازای $R = 8$ و $L = 2$

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]



شکل (۷): مقایسه توان سیگنال تداخل بعلاوه‌ی نویز دریافتی در مقصد ثانویه با استفاده از روش BF پیشنهادی در حالت CSI ناقص و CSI کامل به ازای $L = 2$ و $R = 8$

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله مدل جدیدی از شبکه‌های رادیوشناختگر همکارانه معرفی نمودیم که نسبت به مدل‌های قبلی واقعی‌تر است؛ به طوری که چندین کاربر ثانویه قادرند اطلاعات خودشان را به طور همزمان ارسال نمایند. علاوه بر این یک روش شکل‌دهی پرتو همکارانه‌ی جدید برای مدل مذکور پیشنهاد دادیم که توان سیگنال دریافتی در گیرنده‌های ثانویه را بیشینه می‌کرد در حالی که توان تداخل بعلاوه‌ی نویز دریافتی بر روی کاربر اولیه را نیز زیر حد آستانه مشخصی نگه می‌داشت. در روش شکل‌دهی پرتو پیشنهادی، افزایش تعداد رله‌ها در شبکه سبب افزایش توان دریافتی در گیرنده‌های ثانویه می‌شود و افزایش تعداد کاربران ثانویه نیز تأثیری در توان دریافتی در گیرنده‌های ثانویه ندارد. روش پیشنهادی نسبت به روش ZFBF عملکرد بهتری دارد؛ زیرا ZFBF نمی‌تواند حد تداخل مجاز بر روی کاربر اولیه را برآورده سازد. همچنین، به دلیل فرض اطلاعات حالت کانال ناقص در شبکه‌ی رله، بردار شکل‌دهی پرتو همکارانه‌ی پیشنهادی حتی نسبت به بیشترین خطای تخمین کانال نیز مقاوم است.

مراجع

[۱] زراعتکارمقدم. جواد، ندا. ناصر، قاضی‌زاده. رضا، "مدل‌سازی دو بعدی کانال‌های چند ورودی – چند خروجی با آرایه‌های قطبی شده"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال یازدهم، شماره دوم، پاییز و زمستان ۱۳۹۳.

[۲] زراعتکارمقدم. جواد، فرخی. حمید، ندا. ناصر، " بررسی تأثیر فاصله‌ی بین آنتن‌ها در فرستنده و گیرنده بر روی ظرفیت کانال MIMO"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال سیزدهم، شماره دوم، تابستان ۱۳۹۵.

[۳] راشد محصل. جلیل، محمدپور اقدم. کریم، فرجی دانا. رضا، "طراحی، شبیه‌سازی و ساخت آنتن مسطح سینوسی با پلاریزاسیون دوگانه در محدوده فرکانسی ۱۸-۲ GHz"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال اول، شماره سوم، زمستان ۱۳۸۳.

[4] Hossain, E., Niyato, D., Han, Z., Dynamic spectrum access and management in cognitive radio networks, Cambridge University Press, 2009.

[5] Wyglinski, A. M., Nekovee, M., Hou, T., Cognitive radio communications and networks, Academic Press of Elsevier, 2010.

[6] Fette, B. A., Cognitive radio technology, Newnes Press of Elsevier, 2006.

[7] Fitzek, F. H. P., Katz, M. D., Cooperation in wireless networks: principles and applications, Springer Press, 2006.

[8] Rao, S. S., Engineering optimization: theory and practice. John Wiley & Sons, 2009.

[9] Xia, M., Aissa, S., "Cooperative AF relaying in spectrum-sharing systems: performance analysis under average interference power constraints and Nakagami-m fading", IEEE Trans. on Communications, Vol. 60, No. 6, pp. 1523-1533, 2012.

[10] Liu, J., Shroff, N. B., Sherali, H. D., "Optimal power allocation in multi-relay MIMO cooperative networks: theory and algorithms", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 30, NO. 2, pp. 1-10, 2012.

[11] Kumar, N., Bhatia, V., "Performance analysis of amplify-and-forward cooperative networks with best-relay selection over weibull fading channels", Wireless Personal Communications, Vol. 85, No. 3, pp. 641-653, 2015.

[12] Sarma, S., Agnihotri, S., Kuri, J., "Secure communication in amplify-and-forward networks with multiple eavesdroppers: decoding with SNR thresholds", Wireless Personal Communications, Vol. 85, No. 4, pp. 1945-1956, 2015.

[13] Liu, J., Chen, W., Cao, Z., Zhang, Y. J. A., "Cooperative beamforming for cognitive radio networks: a cross-layer design", IEEE Trans. on Communications, Vol. 60, No. 5, pp. 1420-1431, 2012.

[14] Beigi, M. A., Razavizadeh, S. M., "Cooperative beamforming in cognitive radio networks", IEEE Conf. on Wireless Days, pp. 1-5, 2009.

[15] Liu, J., Chen, W., Cao, Z., Zhang, Y. J. A., "A distributed beamforming approach for enhanced opportunistic spectrum access in cognitive radios", IEEE Conf. on Global Telecommunications, pp. 1-6, 2009.

[16] Hiriart, U. J. -B., "Global optimality conditions in maximizing a convex quadratic function under convex quadratic constraints", Springer Journal of Global Optimization, Vol. 21, No. 4, pp. 443-453, 2001.

[17] Al-Khasib, T., Shenouda, M., Lampe, L., "Dynamic spectrum management for multiple-antenna cognitive radio systems: designs with imperfect CSI", IEEE Trans. Wireless Communications, Vol. 10, pp. 2850-2859, 2011.

[18] Zheng, G., Wong, K. -K., Ottersten, B., "Robust cognitive beamforming with bounded channel uncertainties", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 57, No. 12, pp. 4871-4881, 2009.

[19] Zhang, Y., DallAnese, E., Giannakis, G., "Distributed optimal beamformers for cognitive radios robust to channel uncertainties", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 60, No. 12, pp. 6495-6508, 2012.

[20] Phan, K., Vorobyov, S., Sidiropoulos, N., Tellambura, C., "Spectrum sharing in wireless networks via QoS-aware secondary multicast beamforming", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 57, No. 6, pp. 2323-2335, 2009.

زیرنویس‌ها

[1] Spectrum efficiency

[2] Federal communication commission

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]

[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]

[3] Cognitive radio
[4] Secondary user
[5] Primary user
[6] Spectrum underlay
[7] Spectrum overlay
[8] Spectrum holes
[9] Amplify-and-forward
[10] Decode-and-forward
[11] Line-of-sight
[12] Beamforming
[13] Quality of service
[14] Time slot
[15] Idle
[16] Node
[17] Detect
[18] Zero forcing beamforming
[19] Boldface italic letter
[20] Shadowing
[21] Path loss
[22] Rayleigh distribution
[23] Identically and independently distributed
[24] Channel state information
[25] Spectral efficiency
[26] Bounded uncertainty model
[27] Independent complex Gaussian noise
[28] Kronecker delta function
[29] Covariance
[30] Cholesky decomposition
[31] Cauchy-Schwartz
[32] Lagrangian dual problem
[33] Positive semidefinite
[34] Norm
[35] Rayleigh distribution
[36] Matlab
[37] Monte Carlo method
[38] Perfect channel state information
[39] Imperfect channel state information

[Downloaded from jiaeee.com on 2026-10-10]
[DOR: 20.1001.1.26765810.1396.14.2.1.4]