

دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی

دانشکده مهندسی برق

گزارش پروژه درس سیستم های مخابراتی بی سیم

«طراحی مشترک Beamforming در سامانه های ISAC امن»

مبتنی بر RIS»

نگارنده:

سینا کریم پور ۴۰۳۱۱۲۴۴

استاد محترم:

آقای دکتر محامدپور

زمستان ۱۴۰۴



چکیده

در این مقاله، طراحی شکل دهی پرتو^۱ مشترک در یک سامانه‌ی یکپارچه‌ی حسگری و مخابرات (ISAC^۲) امن که توسط سطوح هوشمند باز پیکربندی شونده (RIS^۳) پشتیبانی می‌شود، مورد بررسی قرار گرفته است. این سامانه با کاربران قانونی در لینک پایین دست ارتباط برقرار می‌کند و هم‌زمان یک هدف بالقوه را آشکارسازی می‌نماید؛ هدفی که می‌تواند به عنوان یک شنودگر بالقوه عمل کرده و تلاش کند اطلاعات مخابراتی لینک پایین دست بین ایستگاه پایه (BS) و کاربران قانونی را استراق سمع کند.

به منظور تقویت امنیت لایه‌ی فیزیکی سامانه، سیگنال‌های تداخلی در ایستگاه پایه طراحی و به سامانه اضافه می‌شوند تا تلاش شنودگران برای رهگیری اطلاعات مخابراتی قانونی مختل گردد. ایستگاه پایه به طور هم‌زمان سیگنال‌های مخابراتی و سیگنال‌های تداخلی را ارسال می‌کند، به گونه‌ای که هر دو برای اهداف مخابرات و حسگری مورد استفاده قرار می‌گیرند و کیفیت عملکرد حسگری و مخابرات تضمین می‌شود.

با بهینه سازی هم‌زمان پرتوده فعال در ایستگاه پایه و ماتریس پرتوده‌ی غیر فعال RIS، هدف ما بهینه‌سازی نرخ محرمانگی قابل دستیابی و توان تشعشعی سامانه است. برای این منظور، یک روش مؤثر جهت استخراج ماتریس پرتوده‌ی فعال با استفاده از برنامه ریزی کسری (FP^۴) و برنامه ریزی نیمه معین (SDP^۵) توسعه داده شده و ماتریس تغییر فاز RIS از طریق یک روش جست و جوی محلی به دست می‌آید.

نتایج شبیه سازی، کارایی روش‌های پیشنهادی را در بهبود عملکرد مخابراتی و حسگری تایید می‌کند. افزون بر این، نتایج نشان می‌دهند که افزودن سیگنال‌های تداخلی و استفاده از RIS نقش مؤثری در افزایش امنیت لایه‌ی فیزیکی سامانه‌ی ISAC ایفا می‌کنند.

کلیدواژه‌ها: سطوح هوشمند باز پیکربندی شونده (RIS)، حسگری و مخابرات یکپارچه (ISAC)، امنیت لایه‌ی فیزیکی.

¹ Beamforming

² Integrated sensing and communications

³ reconfigurable intelligent surfaces

⁴ fractional programming

⁵ semi-definite programming

۱- مقدمه

با رشد انفجاری دستگاه‌های بی‌سیم، منابع طیفی و انرژی به دارایی‌هایی بسیار ارزشمند تبدیل شده‌اند. کمبود این منابع موجب توسعه فناوری‌های کارا تر شده است. حسگری و مخابرات یکپارچه (ISAC) به عنوان یک فناوری امید بخش مطرح شده که می‌تواند به طور قابل توجهی بهره‌وری طیفی و انرژی را در بسیاری از سامانه‌های بی‌سیم نسل آینده افزایش دهد. به دلیل مزایای منحصر به فرد در ادغام و هماهنگی، سامانه‌های ISAC توجه گسترده‌ای را در حوزه‌های مختلف به خود جلب کرده‌اند؛ از جمله شبکه‌های خودروپی، حسگری پهنابندها، و سامانه‌های مخابراتی و مکان یابی مبتنی بر حسگری.

در سامانه‌های ISAC، تلاش‌های فراوانی بر طراحی شکل موج‌های ISAC متمرکز بوده است تا پشتیبانی هم‌زمان از آشکار سازی اهداف و مخابرات از طریق انجام هم‌زمان حسگری و ارتباطات تحقق یابد. تمرکز اصلی این تحقیقات بر طراحی ارسال برای بهبود عملکرد مخابراتی کاربران قانونی بوده و توجه محدودی به حضور شنودگران بالقوه در محیط شده است.

از دیدگاه سامانه‌های راداری متداول، توان سیگنال حسگری می‌تواند در جهت اهداف مورد نظر متمرکز شود تا عملکرد آشکار سازی با دقت بالا تضمین گردد. در سامانه‌ی ISAC، سیگنال ارسالی نه تنها شامل اطلاعات حسگری، بلکه شامل اطلاعات مخابراتی نیز هست. بنابراین، اطلاعات مخابراتی در معرض رهگیری توسط اهداف حسگری بالقوه قرار می‌گیرد؛ اهدافی که می‌توانند به عنوان شنودگر بالقوه عمل کنند و ریسک‌های امنیتی جدیدی را به سامانه‌ی ISAC تحمیل نمایند.

برای مقابله با مسائل امنیتی در سامانه‌های ISAC، شنودگران بالقوه می‌توانند به عنوان اهداف راداری در نظر گرفته شوند. در عین جلوگیری از استراق سمع اطلاعات قانونی، لازم است عملکرد حسگری سامانه نیز در سطح مطلوب حفظ شود. با این حال، چالش اصلی در ایجاد توازن میان سرکوب شنود و تضمین عملکرد مناسب حسگری نهفته است. تلاش برای دستیابی به عملکرد حسگری قوی ممکن است به طور ناخواسته موجب کاهش عملکرد مخابراتی کاربران قانونی در سامانه‌ی ISAC شود.

برای مقابله با مسئله‌ی امنیت و بیشینه سازی نرخ امنیتی ارتباطات، روش‌های مختلفی تا کنون پیشنهاد شده‌اند؛ از جمله استفاده از نویز مصنوعی، سیگنال‌های تداخلی و شکل دهی پرتو چند آنتنه. در برخی از پژوهش‌ها، امنیت سامانه‌های ISAC بررسی شده و هدف، بیشینه سازی نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز (SINR) رادار در کنار تضمین نرخ‌های امن برای کاربران قانونی بوده است. در برخی دیگر، روش‌هایی مبتنی بر استقرار نویز مصنوعی در سامانه‌های ISAC پیشنهاد شده‌اند؛ به گونه‌ای که ایستگاه پایه به طور هم‌زمان خدمات مخابراتی را به کاربران قانونی ارائه داده و اهداف راداری را آشکار سازی می‌کند.

در برخی مطالعات، سیگنال‌های تداخلی شبه تصادفی در حین ارسال سیگنال‌های مخابراتی معرفی شده‌اند. این سیگنال‌ها به گونه‌ای طراحی می‌شوند که تلاش شنودگران برای رهگیری سیگنال‌های مفید را مختل کرده و در عین حال، به عنوان سیگنال‌های مناسب برای آشکارسازی اهداف نیز مورد استفاده قرار گیرند. در پژوهش‌های دیگر، تداخل چند کاربره برای رفع مسائل امنیتی در سامانه‌های رادار و مخابرات دو کاره مورد بهره برداری قرار گرفته است. در این روش‌ها، تداخل سازنده برای تقویت سیگنال دریافتی کاربران مخابراتی و تداخل مخرب برای تضعیف سیگنال شنود شده در اهداف راداری به کار گرفته می‌شود.

در چارچوب سامانه‌های ISAC، افزایش نرخ امنیتی مخابرات برای کاربران قانونی در کنار حفظ عملکرد حسگری از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. با این حال، امنیت مخابراتی در این سامانه‌ها به شدت تحت تاثیر شرایط محیط انتشار بی سیم قرار دارد.

در سال‌های اخیر، با معرفی سطوح هوشمند باز پیکربندی شونده (RIS) در ارتباطات فراتر از نسل پنجم، سامانه‌های ISAC مبتنی بر RIS توجه گسترده‌ای را به خود جلب کرده‌اند. برای مثال، در برخی تحقیقات از RIS در سامانه‌های ISAC به منظور بهبود ارتباطات لینک پایین دست استفاده شده است. در این مطالعات، هدف پیشینه سازی SINR راداری و کمینه سازی تداخل چند کاربره (MUI) برای ارتباطات بوده است.

در برخی دیگر از پژوهش‌ها، RIS برای کاهش تداخل چند کاربره تحت قید کرامر-رائو (CRB) در تخمین زاویه ورود سیگنال (DOA) به کار گرفته شده است. همچنین، طراحی منصفانه‌ی شکل موج حسگری-مخابراتی با استفاده از RIS نیز مورد مطالعه قرار گرفته است؛ به طوری که بهینه سازی مشترک شکل دهی پرتو در ایستگاه پایه و RIS، انجام شده و هدف، پیشینه‌سازی SINR حسگری و کمینه سازی تداخل چند کاربره در ارتباطات بوده است.

با توجه به ظرفیت بالای RIS در بهبود عملکرد سامانه‌های ISAC، این فناوری به طور گسترده در طراحی سامانه‌های ISAC امن نیز مورد استفاده قرار گرفته است. در برخی پژوهش‌ها، نرخ محرمانگی کاربران قانونی از طریق افزودن RIS افزایش یافته است. در مطالعات دیگر، RIS برای حسگری و مکان یابی اهداف در شبکه‌های بی سیم به کار رفته است؛ به طوری که یک حسگر ویژه در نزدیکی RIS نصب شده و جهت اهداف نزدیک را از طریق RIS آشکار سازی می‌کند.

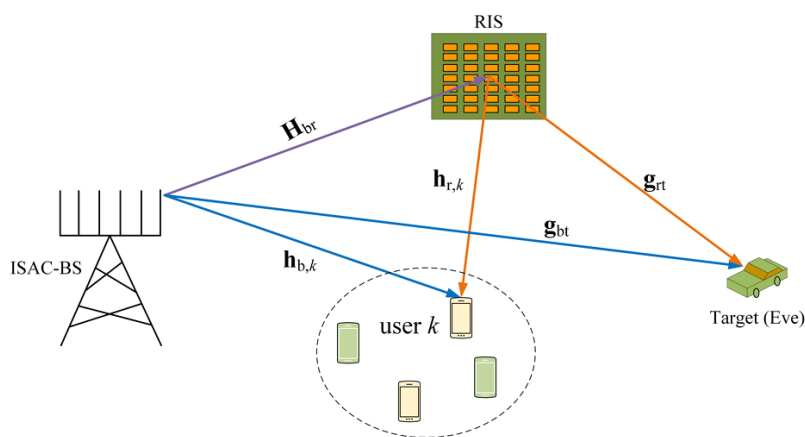
در برخی کارها، RIS برای پشتیبانی از سامانه‌های مخابراتی با طبقه بندی امنیتی استفاده شده است تا ضمن تضمین کیفیت سرویس کاربران عادی و نرخ امنیتی کاربران محرمانه، توان ارسالی ایستگاه پایه کاهش یابد. همچنین، RIS برای کمک به سامانه‌های ISAC به منظور پیشینه سازی SINR خروجی رادار در کنار تضمین کیفیت سرویس مخابراتی نیز به کار گرفته شده است. در برخی مطالعات، با طراحی مشترک شکل دهنده پرتو دریافتی رادار، ماتریس ضرایب بازتاب فعال RIS و شکل دهنده پرتو ارسالی، پیشینه سازی امنیت سامانه تحت قید بودجه‌ی توان کل و حداقل نسبت سیگنال به نویز رادار انجام شده است.

در پژوهش‌های اخیر، RIS برای تقویت لینک مخابراتی بین ایستگاه پایه و کاربران قانونی و هم‌زمان برای آشکار سازی اهداف حسگری مورد استفاده قرار گرفته است. در این چارچوب، هدف بیشینه سازی نرخ محرمانگی کاربران قانونی در کنار تضمین یک مقدار مشخص SINR برای حسگری بوده است. نتایج این مطالعات نشان می‌دهد که RIS می‌تواند لینک‌های مخابراتی اضافی برای بهبود عملکرد شبکه فراهم کرده و هم‌زمان SINR کاربران قانونی را افزایش داده و SINR شنودگران را سرکوب کند. علاوه بر این، RIS موجب گسترش پوشش سامانه‌ی ISAC شده و نه تنها عملکرد مخابراتی بلکه عملکرد حسگری را نیز بهبود می‌بخشد. با الهام از این پژوهش‌ها، هدف ما استفاده از RIS برای بیشینه سازی هم‌زمان نرخ محرمانگی مخابرات و توان تشعشعی رادار در جهت هدف است.

در این مقاله، از قابلیت‌های RIS برای اصلاح محیط انتشار بی‌سیم استفاده کرده و یک شکل موج ISAC طراحی می‌کنیم تا عملکرد سامانه‌ی ISAC امن مبتنی بر RIS بهبود یابد. به طور مشخص، یک مسئله‌ی بهینه‌سازی برای بیشینه سازی نرخ محرمانگی کاربران قانونی و توان تشعشعی رادار در جهت شنودگر بالقوه (هدف حسگری) فرموله می‌شود.

۲- مدل سامانه

ما یک سامانه‌ی ISAC امن مبتنی بر RIS را در نظر می‌گیریم که شامل یک ایستگاه پایه‌ی دو کاره، یک RIS، یک شنودگر که می‌تواند به عنوان هدف حسگری مدل شود، و K کاربر تک آنتنه است.



شکل ۱- مدل سیستم.

همانگونه که در شکل ۱ نشان داده شده است. ایستگاه پایه به یک آرایه‌ی خطی یکنواخت با M آنتن فرستنده مجهز است و به K کاربر سرویس می‌دهد (به طوری که $M \geq K$) و هم‌زمان به آشکار سازی هدف می‌پردازد. RIS شامل N المان بازتابی است که هر یک دارای فاز قابل تنظیم گسسته می‌باشند. ماتریس قطری فاز بازتاب RIS با Θ نمایش داده می‌شود که به صورت $\Theta = \text{diag}\{\phi_1, \dots, \phi_n, \dots, \phi_N\}$ تعریف می‌گردد، که

در آن $\Phi_n = e^{j\theta_n}$ و مقدار فاز θ_n از مجموعه‌ی مقادیر گسسته $\{0, 1, \dots, 2^b - 1\}$ ، $\theta_n = 2\pi i / 2^b$ ، $i \in \{0, 1, \dots, 2^b - 1\}$ انتخاب می‌شود؛ در این جا b تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون فاز است. کاربران به صورت یکنواخت در یک ناحیه‌ی محدود توزیع شده‌اند، در حالی که هدف بالقوه در ناحیه‌ای متفاوت قرار دارد.

این پژوهش بر طراحی شکل موج ISAC برای مراحل مختلف افزایش امنیت در لایه‌ی فیزیکی تمرکز دارد. در مرحله‌ی نخست، با استفاده از اطلاعات پیشین درباره‌ی جهت تقریبی هدف، آشکار سازی هدف به صورت دقیق‌تری انجام می‌شود، در حالی که هم‌زمان کیفیت سرویس مخابراتی برای کاربران قانونی تضمین می‌گردد. در مرحله‌ی دوم، شکل موج‌های ISAC به گونه‌ای طراحی می‌شوند که سیگنال‌های تداخلی به صورت فعال به سمت شنودگران ارسال شده و بدین ترتیب نرخ محرمانگی افزایش یافته و عملکرد آشکار سازی هدف نیز بهبود یابد.

برای دستیابی به این هدف، ایستگاه پایه به گونه‌ای طراحی شده است که به طور هم‌زمان دو نوع سیگنال مختلف را ارسال کند: سیگنال مخابراتی و سیگنال تداخلی. هر دو سیگنال برای آشکار سازی هدف بالقوه مورد استفاده قرار می‌گیرند. فرض می‌شود که سیگنال مخابراتی و سیگنال تداخلی به طور هم‌زمان از طریق آنتن‌های مشترک برای اهداف مخابرات و حسگری ارسال می‌شوند؛ به طوری که سیگنال مخابراتی شامل اطلاعات مورد نیاز کاربران قانونی بوده و سیگنال تداخلی برای ایجاد اختلال در عملکرد شنودگر به کار می‌رود. در این مدل، فرض می‌شود که اطلاعات مکانی پیشین از شنودگر در دسترس است. در سامانه‌های ISAC، چنین اطلاعاتی می‌تواند از طریق عملکرد حسگری سامانه و با در نظر گرفتن شنودگر به عنوان یک هدف حسگری به دست آید. ماتریس شکل دهی پرتو مخابراتی با $W_c \in \mathbb{C}^{\{M \times K\}}$ و ماتریس شکل دهی پرتو سیگنال تداخلی با $W_r \in \mathbb{C}^{\{M \times M\}}$ نمایش داده می‌شوند.

سیگنال دو کاره‌ی ارسالی از ایستگاه پایه با x نمایش داده شده و به صورت زیر بیان می‌شود:

$$x = W_c s_c + W_r s_r \quad (1)$$

که در آن، بردار سیگنال‌های مخابراتی و $s_r \in \mathbb{C}^{\{M \times 1\}}$ بردار سیگنال‌های تداخلی است. برای جلوگیری از تداخل متقابل میان سیگنال‌های مخابراتی و تداخلی، فرض می‌شود که این دو نوع سیگنال از نظر آماری مستقل و نامرتب هستند، به طوری که امید ریاضی حاصل ضرب آن‌ها برابر صفر است. این یک فرض متداول و موجه است، زیرا هر دو سیگنال در حوزه‌ی زمان ماهیتی شبیه نویز دارند و به طور مستقل تولید می‌شوند.

همچنین فرض می‌شود که ماتریس کوواریانس سیگنال‌های مخابراتی برابر با ماتریس همانی $K \times K$ و ماتریس کوواریانس سیگنال‌های تداخلی برابر با ماتریس همانی $M \times M$ است. برای سهولت در نمایش، ماتریس شکل دهی پرتو کلی به صورت $W = [W_c, W_r]$ و بردار سیگنال کلی به صورت $s = [s_c^T, s_r^T]^T$ تعریف می‌شوند.

۲-۱ مدل مخابراتی

ماتریس کانال بین ایستگاه پایه و RIS با $H_{br} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ نمایش داده می‌شود. بردار کانال بین ایستگاه پایه و کاربر k ام با $h_{\{b,k\}}^H \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ و بردار کانال بین RIS و کاربر k ام با $h_{\{r,k\}}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ نشان داده می‌شود. با توجه به نماد گذاری و مدل کانال‌های معرفی شده، سیگنال دریافتی در کاربر k ام به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$y_k = (h_{\{b,k\}}^H + h_{\{r,k\}}^H \Theta H_{br}) x + n_k \quad (2)$$

که در آن n_k نویز سفید گوسی جمع شونده با میانگین صفر و واریانس σ_k^2 است.

کانال مرکب مخابراتی از ایستگاه پایه به کاربر k ام $h_{\{br,k\}} = h_{\{b,k\}}^H + h_{\{r,k\}}^H \Theta H_{\{br\}}$ تعریف می‌شود. در نتیجه، نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز (SINR) دریافتی در کاربر k ام به صورت زیر قابل بیان است:

γ_k برابر است با:

توان سیگنال مطلوب دریافتی از شکل دهنده پرتو مربوط به کاربر k تقسیم بر مجموع توان تداخل ناشی از سایر شکل دهنده‌ها بعلاوه توان نویز که در آن ستون w_j زام از ماتریس W بوده و σ_k^2 توان نویز در کاربر k ام را نشان می‌دهد.

$$\gamma_k = \frac{\|h_{\{b,k\}}^H + h_{\{r,k\}}^H \Theta H_{br} w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{\{b,k\}}^H + h_{\{r,k\}}^H \Theta H_{br} w_j\|^2 + \sigma_k^2} = \frac{\|h_{br,k} w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{br,k} w_j\|^2 + \sigma_k^2} \quad (3)$$

بر اساس این تعریف، نرخ مجموع داده‌ی قابل دستیابی کاربران قانونی به صورت مجموع لگاریتم نرخ‌های هر کاربر محاسبه می‌شود.

که در آن $w_j \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ستون j ام از ماتریس W را نشان می‌دهد و σ_k^2 توان نویز در کاربر k ام است. مطابق رابطه‌ی (۳)، نرخ مجموع داده‌ی قابل دستیابی کاربران قانونی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$R_c = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \gamma_k). \quad (4)$$

۲-۲ مدل حسگری

فرض کنید $g_{bt} = \mu_{bt} a(\theta_{bt}) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ کانال مستقیم از ایستگاه پایه (BS) به هدف را نشان دهد و $g_{rt} = \mu_{rt} a(\theta_{rt}) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ کانال از RIS به هدف را نمایش دهد.

پارامترهای μ_{rt} و μ_{bt} به ترتیب تلفات مسیر از ایستگاه پایه به هدف و از RIS به هدف را نشان می‌دهند. همچنین، θ_{rt} و θ_{bt} به ترتیب جهت هدف نسبت به ایستگاه پایه و RIS را بیان می‌کنند.

بردار هدایت از ایستگاه پایه به هدف و از RIS به هدف به ترتیب به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$a(\theta_{bt}) = [1, e^{j2\pi\Delta\sin(\theta_{bt})}, \dots, e^{j2\pi(M-1)\Delta\sin(\theta_{bt})}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$$

و

$$a(\theta_{rt}) = [1, e^{j2\pi\Delta\sin(\theta_{rt})}, \dots, e^{j2\pi(N-1)\Delta\sin(\theta_{rt})}]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

که به ترتیب بردارهای هدایت از ایستگاه پایه به هدف و از RIS به هدف هستند.

در این صورت، توان تشعشعی در جهت هدف به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P_b = (g_{bt}^H + g_{rt}^H \Theta H_{br})^H W W^H (g_{bt}^H + g_{rt}^H \Theta H_{br}) = h_{bt}^H W W^H h_{bt} \quad (5)$$

که در آن $h_{bt} = g_{bt}^H + g_{rt}^H \Theta H_{br}$ در رابطه (۵) تعریف شده است.

در سیستم ISAC مورد بررسی، هدف یک شنودگر بالقوه است که تلاش می‌کند اطلاعات ارسال شده به کاربران مجاز را رمزگشایی کند. نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز (SINR) دریافتی در هدف برای کاربر k -ام به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\gamma_{t,k} = \frac{\|h_{bt} w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{bt} w_j\|^2 + \sigma_t^2} \quad (6)$$

که در آن σ_t^2 توان نویز در هدف را نشان می‌دهد.

بر اساس رابطه (۶)، نرخ قابل دستیابی اطلاعات مخابراتی که توسط هدف شنود می‌شود به صورت زیر بیان می‌شود:

$$R_t = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \gamma_{t,k}) \quad (7)$$

در نتیجه، نرخ محرمانگی سیستم مورد نظر به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$R_s = R_c - R_t = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \gamma_k) - \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \gamma_{t,k}) \quad (8)$$

۳- فرمول بندی مسئله و طراحی الگوریتم

در این مقاله، ما به صورت مشترک شکل دهی پرتو ارسالی ایستگاه پایه W و ماتریس تغییر فاز RIS یعنی Θ را طراحی می‌کنیم تا نرخ محرمانگی سیستم و توان تشعشعی در جهت هدف بیشینه شوند.

۳-۱ فرموله کردن مسئله

مسئله به صورت زیر فرموله شده است:

$$\max_{W, \Theta} \rho R_s + P_b \quad (9)$$

با قیود:

$$\begin{aligned} C1: & \|W\|_F^2 \leq P, \\ C2: & \theta_n = \frac{2\pi i}{2^b}, i = 0, 1, \dots, 2^b - 1, \end{aligned}$$

که در آن:

- پارامتر منظم‌سازی (regularization) است، ρ
- توان تابشی در جهت هدف است، P_b
- حداکثر توان انتشار ایستگاه پایه (BS) می‌باشد. P

با توجه به روابط (۳) تا (۶)، تأثیر W و Θ بر بهینه سازی نرخ امنیتی و توان تابشی عمدتاً به γ_k ، $\gamma_{t,k}$ و P_b بستگی دارد.

مسئله (۹) یک مسئله بهینه سازی غیر محدب (non-convex) است و حل مستقیم آن دشوار می‌باشد. در ادامه، ابتدا مسئله را به دو مسئله بهینه سازی جداگانه نسبت به W و Θ تبدیل می‌کنیم و سپس با استفاده از روش SDP و FP یک راهکار با پیچیدگی پایین برای حل مسئله اصلی ارائه می‌کنیم.

۳-۲ روش پیشنهادی

در این بخش، مسئله (۹) را در دو مرحله حل می‌کنیم:

۱. بهینه سازی W با فرض ماتریس فاز RIS داده شده،
۲. بهینه سازی Θ با فرض ماتریس beamforming ایستگاه پایه (BS) ثابت.

این دو مرحله به صورت متناوب تکرار می‌شوند تا همگرایی حاصل شود.

۱-۲-۳: بهینه سازی ماتریس beamforming فعال W در BS

ماتریس beamforming ایستگاه پایه W را با ثابت نگه داشتن ماتریس ضرایب انعکاس RIS (Θ) حل می کنیم. در این صورت، مسئله (۹) به شکل ساده تری تبدیل می شود:

$$\max_W \rho(R_c - R_t) + P_b \quad (10)$$

با قید C1.

مسئله (۱۰) همچنان غیر محدب است، بنابراین آن را به یک مسئله محدب تبدیل می کنیم تا راه حل آن را بیابیم.

برای ترم غیرمحدب که شامل تفاوت دو تابع لگاریتمی در ترم اول است، یعنی $\rho R_s = \rho(R_c - R_t)$ ، از روش FP استفاده می کنیم تا آن را به یک مسئله محدب تبدیل کنیم.

برای ترم دوم P_b نیز، با روشی مشابه آن را باز شکل دهی (reshape) می کنیم تا محدب شود. با بازنویسی این دو ترم، تابع هدف نسبت به متغیر بهینه سازی W به فرم محدب تبدیل می شود.

ابتدا R_c را در تابع هدف مسئله (۱۰) به شکل محدب نسبت به W بازنویسی می کنیم. با توجه به رابطه (۴)، R_c در (۸) به صورت زیر بیان می شود:

$$R_c = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\|h_{br,k} w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{br,k} w_j\|^2 + \sigma_k^2} \right) \quad (11)$$

با استفاده از تبدیل مربعی^۶، رابطه (۱۱) به صورت دوگان لاگرانژی^۷ به شکل زیر نوشته می شود:

$$R_c = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \beta_k) - \sum_{k=1}^K \beta_k + \sum_{k=1}^K \frac{(1 + \beta_k) \|h_{br,k} w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{br,k} w_j\|^2 + \sigma_k^2} \quad (12)$$

در رابطه (۱۲)، $[\beta_1, \dots, \beta_K]$ متغیر کمکی (auxiliary variable) معرفی شده است. توجه کنید که هنوز یک قسمت کسری (fractional part) در سمت راست رابطه (۱۲) باقی مانده است؛ بنابراین دوباره از تبدیل مربعی استفاده می کنیم و داریم:

^۶ quadratic transformation

^۷ Lagrangian dual

$$R_c = \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \beta_k) - \sum_{k=1}^K \beta_k - \sum_{k=1}^K \frac{|\varepsilon_k|^2 \sigma_k^2}{1} + 2 \sum_{k=1}^K \frac{\sqrt{1 + \beta_k}}{1} \Re\{\varepsilon_k^* h_{br,k} w_k\} - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k|^2 \sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} |h_{br,k} w_j|^2 \quad (13)$$

که در آن $[\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_K]$ نیز متغیر کمکی جدید معرفی شده است.

توجه کنید که β_k و ε_k هر دو متغیر کمکی هستند.

با ثابت نگه داشتن سایر متغیرها، β_k و ε_k را می‌توان با حل معادلات زیر به دست آورد:

$$\frac{\partial R_c}{\partial \beta_k} = 0, \quad \frac{\partial R_c}{\partial \varepsilon_k} = 0.$$

جزئیات محاسبات سراسر داده نشده است، ولی نتایج به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\beta_k = \frac{\|h_{br,k} w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{br,k} w_j\|^2 + \sigma_k^2} \quad (14)$$

$$\varepsilon_k = \frac{\sqrt{1 + \beta_k}}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{br,k} w_j\|^2 + \sigma_k^2} h_{br,k} w_k \quad (15)$$

برای بازنویسی ماتریس‌ها، تعریف می‌کنیم:

$$\bar{w} = \text{vec}\{W\}, \quad w_j = \Gamma_j \bar{w}$$

که Γ_j یک ماتریس جابه‌جایی⁸ است.

همچنین متغیرهای زیر را تعریف می‌کنیم:

$$v = [2\varepsilon_1^* \sqrt{1 + \beta_1} h_{br,1}, \dots, 2\varepsilon_K^* \sqrt{1 + \beta_K} h_{br,K}, \dots, 0_{1 \times M(K+M) - MK}]^H \in \mathbb{C}^{M(K+M) \times 1} \quad (16)$$

$$U = [u_{1,1}, \dots, u_{K,K+M}]^T \in \mathbb{C}^{(K+M) \times M(K+M)} \quad (17)$$

که در آن $u_{k,j} = |\varepsilon_k| \Gamma_j^T h_{br,k}^H$.

با توجه به روابط (۱۳)–(۱۷)، R_c را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$R_c = f_1 + \Re\{v^H \bar{w}\} - \|U \bar{w}\|^2 \quad (18)$$

⁸ permutation matrix

که در آن: $f_1 = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_k) - \sum_{k=1}^K \beta_k - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_k|^2 \sigma_k^2$ سپس R_t در تابع هدف مسئله (۱۰) نیز به فرم محدب نسبت به W بازنویسی می‌شود.

به طور مشابه، R_t در رابطه (۸) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$R_t = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\|h_{bt}w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{bt}w_j\|^2 + \sigma_k^2} \right) \quad (19)$$

و فرم چند جمله‌ای آن به شکل زیر است:

$$R_t = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_{r,k}) - \sum_{k=1}^K \beta_{r,k} - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_{r,k}|^2 \sigma_t^2 + 2 \sum_{k=1}^K \sqrt{1 + \beta_k} \Re\{\varepsilon_{r,k}^* h_{br,k} w_k\} - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_{r,k}|^2 \sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} |h_{br,k} w_j|^2 \quad (20)$$

که در آن $\beta_{r,k}$ و $\varepsilon_{r,k}$ متغیرهای کمکی هستند و به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\beta_{r,k} = \frac{\|h_{bt}w_k\|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{bt}w_j\|^2 + \sigma_t^2} \quad (21)$$

$$\varepsilon_{r,k} = \frac{\sqrt{1 + \beta_{r,k}} h_{bt}w_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^{K+M} \|h_{bt}w_j\|^2 + \sigma_t^2} \quad (22)$$

توجه کنید که $\beta_{r,k}$ در رابطه (۲۱) و $\varepsilon_{r,k}$ در رابطه (۲۲) دوباره با حل معادلات زیر به دست می‌آیند:

$$\frac{\partial R_t}{\partial \beta_{r,k}} = 0, \quad \frac{\partial R_t}{\partial \varepsilon_{r,k}} = 0.$$

متغیرهای کمکی v_1 و U_1 به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$v_1 = [2\varepsilon_{r,1}^* \sqrt{1 + \beta_{r,1}} h_{bt,1}, \dots, 2\varepsilon_{r,K}^* \sqrt{1 + \beta_{r,K}} h_{bt,K}, \dots, 0_{1 \times M(K+M) - MK}]^H \in \mathbb{C}^{M(K+M) \times 1} \quad (23)$$

$$U_1 = [u_{11,1}, \dots, u_{1K,K+M}]^T \in \mathbb{C}^{(K+M) \times M(K+M)} \quad (24)$$

که در آن $u_{1k,j} = \varepsilon_{r,k} \Gamma_j^T h_{bt}^H$.

با توجه به روابط (۲۰) تا (۲۴)، R_t را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$R_t = f_2 + \Re\{v_1^H \bar{w}\} - \|U_1 \bar{w}\|^2 \quad (25)$$

که در آن: $f_2 = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \beta_{r,k}) - \sum_{k=1}^K \beta_{r,k} - \sum_{k=1}^K |\varepsilon_{r,k}|^2 \sigma_t^2$ با جایگذاری روابط (۱۸) و (۲۵) در (۸)، نرخ امنیتی R_s به شکل زیر تبدیل می‌شود:

$$R_s = f_1 + \Re\{v^H \bar{w}\} - \|U \bar{w}\|^2 - f_2 - \Re\{v_1^H \bar{w}\} + \|U_1 \bar{w}\|^2 \quad (26)$$

در نهایت، ترم آخر P_b در تابع هدف مسئله (۱۰) نیز به شکل محدب نسبت به W بازنویسی می‌شود.

برای محدب کردن این ترم، ابتدا رابطه (۵) را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$P_b = h_{bt}^H W W^H h_{bt} = \sum_{k=1}^{K+M} w_k^H (M I_M - h_{bt} h_{bt}^H) w_k - M P \quad (27)$$

توجه کنید که $Z = M I_M - h_{bt} h_{bt}^H$ یک ماتریس مثبت نیمه معین است، بنابراین رابطه (۲۷) یک تابع محدب است.

با جایگذاری روابط (۲۶) و (۲۷) در (۱۰)، مسئله (۱۰) می‌تواند به شکل زیر بازنویسی شود:

$$\max_W \rho(\Re\{v^H \bar{w}\} - \|U \bar{w}\|^2 + \|U_1 \bar{w}\|^2) + \sum_{k=1}^{K+M} w_k^H Z w_k \quad (28)$$

s.t. C1

با توجه به این که $h_{br,k} = h_{b,k}^H + h_{r,k}^H \Theta H_{br}$, $h_{bt} = g_{bt}^H + g_{rt}^H \Theta H_{br}$

و با استفاده از روابط (۱۶) تا (۲۴) و (۲۷)، می‌توان دید که مسئله (۲۸) تابعی از W و Θ است.

توجه کنید که وقتی Θ ثابت باشد، مسئله (۲۸) یک مسئله محدب SDP است و می‌توان آن را به صورت کارآمد با CVX toolbox حل کرد.

۲-۲-۳: بهینه‌سازی ماتریس beamforming غیرفعال (Passive) در RIS

برای W داده شده، مسئله (۹) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$\max_{\Theta} \rho R_s + P_b \quad \text{s.t. C2} \quad (29)$$

در رابطه (۲۹)، بازه فاز قابل دسترس برای هر عنصر انعکاسی به تعداد بیت‌های RIS بستگی دارد. وقتی W ثابت باشد و قیود توان حذف شوند، تابع هدف نسبت به Θ همچنان غیرمحدب باقی می‌ماند.

با توجه به پیچیدگی مسئله، در این بخش از روش خاصی برای حل این مشکل استفاده می‌کنیم. برای حل مسئله غیر محدب فاز RIS، از روش جستجوی محلی^۹ استفاده می‌کنیم. برای بهینه سازی فاز عنصر n-ام RIS، ابتدا فاز سایر $N - 1$ عنصر RIS را ثابت در نظر می‌گیریم (برای عناصری که قبلاً بهینه شده‌اند، فاز آنها در مقدار بهینه شان ثابت می‌ماند).

$$\theta_n = \frac{2\pi i}{2^b}, i = 0, 1, \dots, 2^b - 1$$

سپس همه مقادیر ممکن در بازه مجاز را می‌شماریم:

و مقداری را که بیشترین نرخ امنیتی R_s را تولید می‌کند، به عنوان فاز بهینه برای عنصر n-ام انتخاب می‌کنیم. این فرآیند جستجو تا زمانی ادامه می‌یابد که تمام عناصر RIS فاز بهینه خود را بدست آورند. در نهایت، جستجو $N \times 2^b$ بار اجرا می‌شود تا همه عناصر RIS به فاز بهینه برسند.

۳-۲-۳ چارچوب کلی بهینه‌سازی

در بخش‌های ۳-۲-۱ و ۳-۲-۲، راهکارهایی برای بهینه‌سازی beamforming ایستگاه پایه (BS) و بهینه‌سازی تغییر فاز RIS ارائه شد.

در این بخش، روش جایگزین کلی (alternate optimization) پیشنهادی شرح داده می‌شود:

به طور مشخص، ابتدا مرحله ۱ و سپس مرحله ۲ اجرا می‌شوند و سپس به صورت متناوب بین این دو مرحله تکرار می‌کنیم تا یک سیستم ISAC امن با کمک RIS ایجاد شود. این فرآیند در الگوریتم ۱ نمایش داده شده است.

الگوریتم ۱: طرح مشترک beamforming پیشنهادی در سیستم‌های ISAC امن با کمک RIS

۱- ورودی: مقادیر اولیه $\varepsilon_{r,k}$, $\beta_{r,k}$, ε_k , β_k , $\Theta[0]$, $W[0]$ و تعداد بیت‌های کوانتیزاسیون b ؛ مقدار اولیه شماره تکرار $i = 1$ را تعیین کنید.

۲- تکرار کنید:

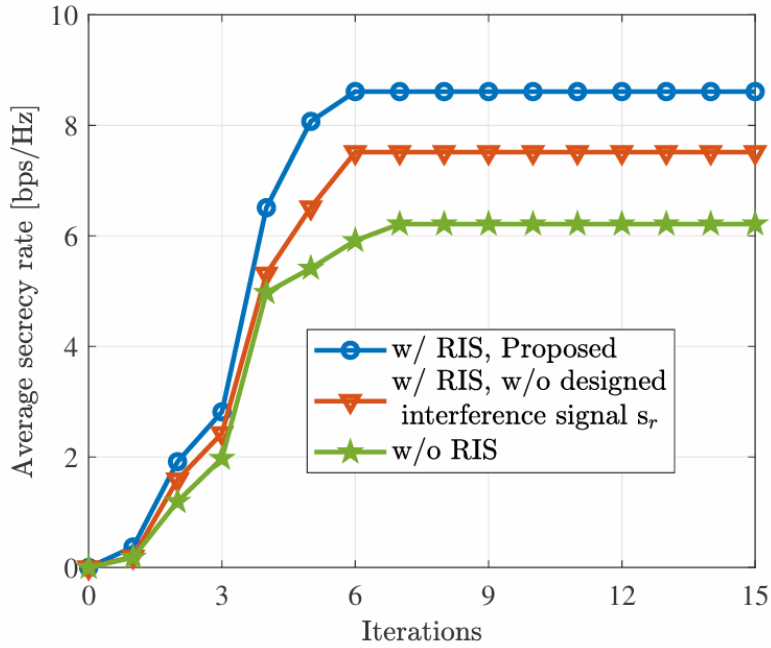
- محاسبه $\beta_k^{[i]}$ با حل رابطه (۱۴)
- به روز رسانی $\varepsilon_k^{[i]}$ با حل رابطه (۱۵)
- محاسبه $\beta_{r,k}^{[i]}$ با حل رابطه (۲۱)
- به روز رسانی $\varepsilon_{r,k}^{[i]}$ با حل رابطه (۲۲)

⁹ local search method

- با $W^{[i]}$ ، $\theta = \theta^{[i-1]}$ را با حل مسئله (۱۰) به روز رسانی کنید.
- $W = W^{[i]}$ ، $\theta^{[i]}$ را با حل مسئله (۲۹) به روز رسانی کنید.
- برای $n = 1$ تا N :
- همه مقادیر ممکن برای θ_n را بررسی کرده و مقداری که R_s را بیشینه می کند انتخاب کنید.
- $i = i + 1$
- ۳- تا زمانی که $\delta \leq |R_s^{[i]} - R_s^{[i-1]}|$ یا به حداکثر تعداد تکرار برسد، ادامه دهید.

۴- نتایج شبیه سازی

- شکل ۲ همگرایی الگوریتم پیشنهادی را در سناریوهای با RIS ، بدون RIS و بدون سیگنال تداخل طراحی شده نشان می دهد، با $N = 20$.
- همان طور که مشخص است، نرخ امنیتی متوسط (R_s) حاصل از الگوریتم پیشنهادی با افزایش تعداد تکرارها به سرعت افزایش می یابد و در کمتر از ۱۰ تکرار به همگرایی می رسد.
- همچنین مشاهده می شود که استفاده از RIS و سیگنال های تداخل طراحی شده به طور قابل توجهی عملکرد امنیتی سیستم ISAC را بهبود می بخشد.



شکل ۲- همگرایی الگوریتم پیشنهادی.

"w/o" و "w/" به ترتیب به معنای بدون و با هستند.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، طراحی یک سیستم ISAC امن معرفی شد و طرح بهینه سازی مشترک بر روی beamforming فرستنده و ماتریس ضرایب RIS ارائه گردید.

- با استفاده از توانایی RIS، سیگنال‌های تداخل طراحی شده در فرستنده BS اضافه شدند تا شوندکنندگان غیرمجاز گیج شوند و اطلاعات کاربران قانونی را نتوانند رهگیری کنند.
- برای تضمین همزمان نرخ امنیتی کاربران قانونی و عملکرد حسگری در تشخیص هدف، یک مسئله بهینه سازی برای بیشینه سازی نرخ امنیتی کاربران قانونی و توان تابشی حسگری فرموله شد.
- برای غلبه بر غیر محدب بودن مسئله بهینه سازی، تکنیک‌هایی مانند FP و SDR به کار گرفته شد تا مسئله غیر محدب به مسئله محدب تبدیل شود.
- سپس مسئله با یک روش جایگزینی کم پیچیدگی (alternating optimization) حل گردید.

نتایج شبیه سازی مؤثر بودن روش پیشنهادی را تأیید کردند:

- استفاده از RIS و سیگنال‌های تداخل، نرخ امنیتی و عملکرد حسگری سیستم ISAC را به طور مؤثر بهبود می‌بخشد.

مسیرهای آینده

- هرچند روش‌های بهینه سازی استفاده شده، بهبود قابل توجهی در سیستم ISAC امن ایجاد کرده‌اند، اما می‌توان در آینده:
 - سایر تکنیک‌های بهینه سازی مانند Majorization–Minimization (MM) و بهینه‌سازی روی منیفلد (manifold optimization) را بررسی کرد.
 - روش‌های جدیدی برای کنترل null ها در طراحی شکل موج برای افزایش نرخ امنیتی و کارایی انرژی سیستم ISAC توسعه داد.
 - استفاده از روش‌های یادگیری ماشین برای مقابله با همبستگی کانال بین شنود کنندگان و کاربران قانونی و بهبود امنیت و کارایی سیستم.
 - گسترش طرح پیشنهادی به سناریوهای چند RIS (multi-RIS) نیز می‌تواند مسیر تحقیقاتی جالبی باشد.

مرجع

J. Chen, K. Wu, J. Niu, and Y. Li, “Joint active and passive beamforming in RIS-assisted secure ISAC systems,” *Sensors*, vol. 24, no. 1, Art. no. 289, 2024, doi: 10.3390/s24010289