



پروژه مطالعاتی مخابرات بیسیم

مروری بر سیستم های MIMO OFDM در ISAC

نام استاد: دکتر کمال محامدپور

گردآورنده: فاطمه زهرا شهابی

شماره دانشجویی: ۴۰۳۰۸۰۶۴

مقدمه

در سال‌های اخیر، سیستم‌های یکپارچه حسگری و ارتباطات (ISAC) به عنوان یک تکنولوژی نوین در راستای پاسخگویی به چالش‌های پیچیده شبکه‌های بی‌سیم نسل ششم (6G) مورد توجه زیادی قرار گرفته است. این سیستم‌ها به طور همزمان عملکرد حسگری و ارتباطی را در یک باند فرکانسی مشترک بهبود می‌بخشند و به رفع مشکلاتی چون کمبود طیف فرکانسی کمک می‌کنند. در این راستا، استفاده از MIMO (چند ورودی، چند خروجی) و OFDM (تقسیم فرکانسی هم‌زمان چندگانه) به عنوان تکنولوژی‌های اساسی، امکان بهبود کارایی این سیستم‌ها را فراهم می‌آورد [۳].

یکی از مهم‌ترین جنبه‌ها در طراحی سیستم‌های ISAC، بهبود احتمال شناسایی راداری در محیط‌های پیچیده است. در این زمینه، طراحی موج‌برنامه‌های بهینه برای سیگنال‌های MIMO-OFDM به منظور افزایش احتمال شناسایی راداری تحت شرایط چندکاربره و چندهدفه مطرح می‌شود. مسأله بهینه‌سازی برای حداکثر کردن احتمال شناسایی راداری، در حالی که به محدودیت‌هایی همچون مشابهت الگوی پرتو بین اهداف مختلف، نسبت پیک به توان متوسط (PAPR) و نرخ جمعی کاربران ارتباطی توجه می‌شود، به وسیله روش تقریب متوالی غیرمقعر (SCA) حل می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد که این طرح موج‌برنامه بهبود قابل توجهی در شناسایی اهداف راداری ایجاد می‌کند [۳].

در زمینه دیگر، سیستم‌های MIMO-OFDM منوستاتیک برای استفاده هم‌زمان از سیگنال‌های OFDM برای ارتباطات و حسگری راداری معرفی می‌شوند. این سیستم‌ها با بهره‌گیری از تکنیک مجازی‌سازی پورت آنتن ارسال مبتنی بر تغییر چرخه، که در نسخه ۱۸ استاندارد 3GPP معرفی شده است، امکان ساخت آرایه‌های مجازی بزرگ برای عملیات MIMO را فراهم می‌آورند. این تکنیک علاوه بر رفع مشکلات انتخابی فرکانس در لینک‌های ارتباطی، با انتخاب پیش‌کدهای بهینه، از افت ظرفیت در جهت گیرنده‌های ارتباطی جلوگیری می‌کند. همچنین، استفاده از روش‌های مبتنی بر تحول فوریه سریع (FFT) برای ایجاد تصاویر ۴D از اهداف حسگری، این سیستم‌ها را برای کاربردهای آینده در شبکه‌های 6G بسیار مناسب می‌سازد [۲].

در نهایت، سیستم‌های MIMO-OFDM به عنوان یکی از تکنولوژی‌های کلیدی برای سیستم‌های مخابراتی نسل پنجم (5G) شناخته شده‌اند و پیش‌بینی می‌شود که این روند در شبکه‌های 6G ادامه یابد. با این حال، در ادبیات تحقیقاتی، هیچ مطالعه جامع و مروری در خصوص تمام ابعاد ضروری این سیستم‌ها وجود ندارد. در این مقاله، با مرور پیشرفت‌های اخیر در زمینه طراحی موج‌برنامه‌های MIMO و برآورد کانال MIMO-OFDM، به بررسی مشکلات و نوآوری‌های اخیر در زمینه سخت‌افزار و نرم‌افزار MIMO و همچنین تکنیک‌های تساوی MIMO-OFDM پرداخته می‌شود. این مقاله می‌تواند منبع مفیدی برای محققان در این زمینه باشد و برخی دیدگاه‌های تحقیقاتی نیز برای آینده مطرح می‌شود [۱].

۱ معرفی

در چارچوب پیشنهادی اتحادیه بین‌المللی مخابرات (ITU)، سیستم‌های یکپارچه حسگری و ارتباطات (ISAC) به عنوان یکی از کاربردهای اصلی شبکه‌های نسل ششم (6G) معرفی شده‌اند [۳]. این سیستم‌ها با به اشتراک‌گذاری سکوی سخت‌افزاری و چارچوب پردازش سیگنال، امکان ارائه هم‌زمان عملکردهای ارتباطی و راداری را فراهم کرده و از طریق کسب سود یکپارچه و هماهنگی، به بهبود بازده انرژی و طیفی کمک شایانی می‌کنند [۳].

سیگنال MIMO-OFDM به طور گسترده‌ای به عنوان سیگنال یکپارچه در سیستم‌های ISAC مورد

استفاده قرار می‌گیرد [۳]. تمرکز اصلی تحقیقات پیشین در طراحی موج‌برنامه، بهینه‌سازی شاخص‌های حسگری مانند کمینه کردن کران کرامر-رائو (CRB)، پیشینه‌سازی نسبت سیگنال به نویز دریافتی رادار (SCNR) و یا بهینه‌سازی واگرایی کولبک-لایبلا (KLD) با در نظر گرفتن محدودیت‌های کیفیت سرویس (QoS) ارتباطی بوده است [۳]. همچنین، کنترل الگوی پرتو و بهره آن برای اطمینان از عملکرد حسگری مطلوب، از دیگر اهداف طراحی موج‌برنامه ذکر شده است. با این حال، بسیاری از این روش‌ها بر بهره الگوی پرتو یک هدف منفرد متمرکز بوده و مسأله شناسایی عادلانه اهداف در سناریوهای چندهدفه را در نظر نگرفته‌اند. این امر می‌تواند منجر به پوشیده شدن اهداف ضعیف توسط اهداف قوی و کاهش احتمال شناسایی شود. بنابراین، طراحی موج‌برنامه‌ای که محدودیت مشابهت بهره الگوی پرتو بین اهداف مختلف و همچنین محدودیت نسبت پیک به توان متوسط (PAPR) سیگنال OFDM را در نظر بگیرد، ضروری به نظر می‌رسد [۳].

از سوی دیگر، سیستم‌های MIMO-OFDM تک‌نگاری (Monostatic) امکان استفاده هم‌زمان از سیگنال‌های OFDM را برای ارتباطات و حسگری راداری فراهم می‌آورند. در این سیستم‌ها، با بهره‌گیری از تکنیک مجازی‌سازی پورت آنتن ارسال مبتنی بر تغییر چرخه (Cyclic Shift) که در نسخه ۱۸ استاندارد 3GPP NR معرفی شده است، می‌توان آرایه‌های مجازی بزرگ MIMO برای دستیابی به وضوح زاویه‌ای بالا سنتز کرد. با این حال، این تکنیک می‌تواند موجب انتخاب‌پذیری فرکانسی در جهت گیرنده ارتباطی شود. طراحی یک پیش‌کد مناسب روی کد پوششی تغییر چرخه می‌تواند این مشکل را برطرف کرده و از افت ظرفیت ارتباطی جلوگیری کند [۲]. همچنین، با به کارگیری روش‌های مبتنی بر تحول فوریه سریع (FFT) می‌توان تصویربرداری چهاربعدی (برد، دو زاویه، سرعت) از اهداف را محقق ساخت [۲].

به طور کلی، سیستم‌های MIMO-OFDM به عنوان یک فناوری کلیدی در شبکه‌های 5G و آتی 6G شناخته می‌شوند. با وجود پیشرفت‌های چشمگیر در زمینه‌هایی مانند طراحی موج‌برنامه‌های MIMO، برآورد کانال و تکنیک‌های تساوی، ارائه یک مرور جامع که تمامی ابعاد ضروری این سیستم‌ها را پوشش دهد، ضروری به نظر می‌رسد. چنین مروری می‌تواند چالش‌های کنونی و زمینه‌های نوآوری در سخت‌افزار و نرم‌افزار MIMO را روشن کرده و راهنمای ارزشمندی برای پژوهش‌های آینده باشد [۱].

ماتریس پیش‌کدینگ برای تمام کاربران در k امین زیرحامل است. نماد داده در k امین زیرحامل s_k ابتدا در حوزه فرکانس توسط w_k پیش‌کد می‌شود. بنابراین ماتریس نماد پایه‌باند پیش‌کد شده در k امین زیرحامل را می‌توان به صورت

$$x_k = w_k s_k \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$$

بیان کرد و ماتریس نماد روی همه زیرحامل‌ها به صورت

$$x = [x_1^T, \dots, x_{N_c}^T]^T \in \mathbb{C}^{N_t N_c \times 1}$$

بیان می‌شود. سپس سیگنال پایه‌باند را با استفاده از تبدیل فوریه سریع معکوس (IFFT) $N_t N_c$ نقطه‌ای به حوزه زمان تبدیل می‌کنیم و $F_{N_t N_c} \in \mathbb{C}^{N_t N_c \times N_t N_c}$ را به عنوان ماتریس FFT نرمال شده نشان می‌دهیم. برای حذف تداخل بین نمادی (ISI) در انتقال چندحاملی، پیشوند حلقوی (CP) استاندارد OFDM به طول N_0 به سیگنال افزوده می‌شود. بنابراین شکل موج داده ارسالی در حوزه زمان را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$X = (F_{N_t N_c}^H \otimes I_{N_t}) x \in \mathbb{C}^{N_t \times (N_c + N_0)}.$$

مدل ارتباطی

سیگنال دریافتی کاربر u پس از حذف پیشوندهای حلقوی و تبدیل به حوزه فرکانس با استفاده از FFT N_c نقطه‌ای به صورت زیر بیان می‌شود:

$$y_{c,k,u} = h_{k,u}x_k + z_{c,k,u},$$

که در آن ماتریس اطلاعات حالت کانال (CSI) از ایستگاه پایه ISAC به کاربر u در k امین زیرحامل است که فرض می‌شود شناخته شده است؛ و $z_{c,k,u}$ نویز سفید گاوسی افزودنی (AWGN) کاربر u ام در k امین زیرحامل با متغیرهای تصادفی مستقل و هم توزیع (i.i.d.) پیرو $\mathcal{CN}(0, \sigma_c^2)$ است. با در نظر گرفتن تداخل چند کاربری (MUI) القاشده در انتقال پایین رونده MU-MIMO-OFDM که تأثیر زیادی بر عملکرد مجموع نرخ دست یافتنی و همچنین نرخ خطای بی‌تی (BER) کاربران پایین رونده دارد، نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز (SINR) کاربر $u \in \mathcal{U} = \{1, \dots, U\}$ در k امین زیرحامل را به صورت زیر بیان می‌کنیم:

$$\gamma_{k,u} = \frac{|h_{k,u}w_{k,u}|^2}{\sum_{j \neq u}^U |h_{k,u}w_{k,j}|^2 + \sigma_c^2}.$$

سپس مجموع نرخ دست یافتنی U کاربر پایین رونده در سیستم MIMO-OFDM ISAC برابر است با:

$$R = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \log_2 (1 + \gamma_{k,u}).$$

مدل سنجش راداری

فرض می‌شود Q هدف در جهت‌های $\theta_q, q = 1, \dots, Q$ و G تداخل در جهت‌های $\theta_g, g = 1, \dots, G$ وجود دارند. سپس سیگنال بازگشتی (echo) گیرنده رادار در k امین زیرحامل به صورت زیر داده می‌شود:

$$\begin{aligned} y_{R,k} &= \sum_{q=1}^Q \zeta_q \alpha_r(\theta_q) \alpha_r^T(\theta_q) x_k + \sum_{g=1}^G \zeta_g \alpha_r(\theta_g) \alpha_r^T(\theta_g) x_k + z_R \\ &= \sum_{q=1}^Q \zeta_q A(\theta_q) w_k s_k + \sum_{g=1}^G \zeta_g A(\theta_g) w_k s_k + z_R, \end{aligned}$$

که در آن ζ_q و ζ_g ضرایب بازتاب مختلط در k امین زیرحامل هستند که شامل تلفات مسیر رفت و برگشت، سطح مقطع راداری (RCS)، تأخیر زمانی و تغییر دوپلر متناظر با هدف و g امین تداخل می‌شوند. $A(\theta) = \alpha_r(\theta) \alpha_r^T(\theta)$

$$\alpha(\theta) = [1, e^{-j2\pi\Delta \sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi(N-1)\Delta \sin(\theta)}]^T / \sqrt{N}$$

بردار هدایت آنتن است که در آن N تعداد آنتن‌ها و Δ فاصله بین آنتن‌های مجاور است. $z_R \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$. نویز سفید گاوسی با میانگین صفر و ماتریس کوواریانس R_N است. ابتدا با ماتریس نماد داده s_k تطبیق‌فیلتر (match-filtered) می‌شود، سپس توسط بردار شکل‌دهی پرتو گیرنده $V_{k,q} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ برای بیشینه‌سازی نسبت سیگنال‌به‌تداخل‌بعلاوه‌نویز (SCNR) فیلتر می‌شود و خروجی SCNR متناظر برای q امین هدف را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$\gamma_{k,q} = \frac{|\zeta_q|^2 |V_{k,q}^H A(\theta_q) w_k|^2}{|V_{k,q}^H (\Sigma + R_N) V_{k,q}|},$$

که در آن

$$\Sigma = \sum_{i=1}^{Q+G} |\zeta_i|^2 A(\theta_i) w_k w_k^H A^H(\theta_i).$$

$V_{k,q}$ بهینه برای بیشینه‌سازی SCNR رادار MIMO را می‌توان با راه‌حل پاسخ بدون اعوجاج کمینه واریانس (MVDR) به دست آورد. پس از استنتاج ریاضی ساده، SCNR متناظر سیگنال MIMO-OFDM را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\begin{aligned} \gamma_{k,q} &= |\zeta_q|^2 w_k^H A^H(\theta_q) (\Sigma + R_N)^{-1} A(\theta_q) w_k \\ &= w_k^H \Phi_q w_k, \end{aligned}$$

که در آن

$$\Phi_q = |\zeta_q|^2 A^H(\theta_q) (\Sigma + R_N)^{-1} A(\theta_q).$$

یکی از شاخص‌های مهم عملکرد رادار، احتمال تشخیص است. با داشتن مقدار احتمال هشدار اشتباه P_{FA} ، عبارت تحلیلی احتمال تشخیص رادار P_d به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P_d = Q\left(\sqrt{2\gamma}, \sqrt{-2 \ln P_{FA}}\right),$$

که در آن $Q(\cdot, \cdot)$ تابع مارکام Q است. مشاهده می‌شود که P_d با آستانه تشخیص و SCNR به صورت یکنوا افزایش می‌یابد. هنگامی که آستانه تشخیص ثابت باشد، احتمال تشخیص تنها به عملکرد SCNR رادار وابسته است.

□□□. بیشینه‌سازی احتمال تشخیص

در این بخش، طراحی شکل موج MIMO-OFDM ISAC در سناریوهای چندکاربره و چندهدفی را با بیشینه‌سازی احتمال تشخیص رادار P_d و با در نظر گرفتن الزامات مربوط به بهره‌الگوی پرتو، PAPR و عملکرد ارتباطی، مورد بررسی قرار می‌دهیم.

الف. فرمول‌بندی مسئله بهینه‌سازی

اثبات‌پذیر است که بهینه‌سازی احتمال تشخیص معادل با بهینه‌سازی نسبت SCNR رادار است [۴]. بنابراین، هدف ما بهینه‌سازی SCNR رادار از طریق بهینه‌سازی ماتریس پیش‌کدینگ \mathbf{w}_k تحت قیود پرتو رادار، PAPR، توان ارسالی و قیود ارتباطی است. مسئله بهینه‌سازی حاصل به صورت زیر فرمول‌بندی می‌شود:

$$P_1 : \max_{\mathbf{w}_k} \min \{ \gamma_{k,1}, \dots, \gamma_{k,Q} \} \quad (12)$$

$$\text{s.t.} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \log_2 (1 + \gamma_{k,u}^C) \geq \Gamma_{th}, \quad (12a)$$

$$|P(\theta_i) - P(\theta_j)| \leq P_{diff}, \quad i \neq j, \quad (12b)$$

$$\eta \leq \eta, \quad 1 \leq \eta \leq N_t N_c, \quad (12c)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 \leq P_1. \quad (12d)$$

در اینجا، تابع هدف در (۱۲) تضمین می‌کند که حداقل مقدار SCNR رادار بین اهداف مختلف بهینه شود. قید (۱۲a) حد آستانه مجموع نرخ دست‌یافتنی کاربر را به صورت Γ_{th} نشان می‌دهد. قید (۱۲b) نشان‌دهنده قید تشابه P_{diff} برای بهره‌الگوی پرتو بین اهداف مختلف است. قید (۱۲c) مقدار قید PAPR پایین سیستم را به صورت η نشان می‌دهد و قید (۱۲d) قید توان ارسالی است.

ب. راه‌حل بهینه‌سازی مبتنی بر SCA

در قید توان (۱۲d)، داریم:

$$\|\mathbf{x}\|^2 = \sum_{k=1}^{N_c} \|\mathbf{w}_k \mathbf{s}_k\|^2 = \sum_{k=1}^{N_c} \|\mathbf{w}_k\|^2.$$

در مورد قید PAPR، با توجه به ثابت بودن توان ارسالی سیستم، پس از یک استنتاج ساده [۴]، قید PAPR معادل است با:

$$\sum_{k=1}^{N_c} \mathbf{w}_k^H \mathbf{E}_k \mathbf{w}_k \leq \frac{\eta P_1}{N_t N_c}, \quad 1 \leq \eta \leq N_t N_c, \quad (13)$$

که در آن:

$$\mathbf{E}_k(k_1, k_2) = \begin{cases} 1 & k_1 = k, k_2 = k \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (14)$$

هنگامی که $\eta = 1$ باشد، قید PAPR به قید constant modulus تبدیل می‌شود که الزامات سخت‌تری را برای شکل موج ایجاد می‌کند. برای بهینه‌سازی احتمال تشخیص ضمن تضمین مجموع نرخ کاربر، از روش successive convex approximation (SCA) برای یافتن یک راه‌حل بهینه محلی استفاده می‌کنیم تا نا محدب بودن قید مجموع نرخ دست‌یافتنی کاربر در مسئله بهینه‌سازی را حل کند. ابتدا متغیر زیر را معرفی می‌کنیم:

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H$$

به عنوان ماتریس کوواریانس زیرحامل k ام، که در شرط $\mathbf{W}_k \succeq 0$ ، $\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_k^H$ ، $\text{tr}(\mathbf{W}_k) = 1$ صدق می‌کند. سپس مسئله (1) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$P_2 : \max_{\mathbf{W}_k, \beta_k} \beta_k \quad (15)$$

$$\text{tr}(\Phi_q \mathbf{W}_k) \geq \beta_k, \quad (15a)$$

$$\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \log_2(1 + \gamma_{k,u}^C) \geq \Gamma_{th}, \quad (15b)$$

$$\sum_{k=1}^{N_c} \text{tr}(\mathbf{E}_k \mathbf{W}_k) \leq \frac{\eta P_1}{N_t N_c}, \quad 1 \leq \eta \leq N_t N_c, \quad (15c)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 \leq P_1. \quad (15d)$$

علاوه بر این، مجموع نرخ دست‌یافتنی کاربر ارتباطی u در زیرحامل k ام را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} R_{k,u} &= \log(1 + \gamma_{k,u}^C) \\ &= \log\left(1 + \frac{|h_{k,u} \mathbf{w}_{k,u}|^2}{\sum_{i \neq u} |h_{k,u} \mathbf{w}_{k,i}|^2 + \sigma_c^2}\right) \\ &= \log\left(\sigma_c^2 + \sum_{i=1}^U \text{tr}(\mathbf{H}_{k,u} \mathbf{W}_{k,i})\right) - \log\left(\sigma_c^2 + \sum_{i \neq u} \text{tr}(\mathbf{H}_{k,u} \mathbf{W}_{k,i})\right), \quad (16) \end{aligned}$$

که در آن $\mathbf{W}_{k,u} = \mathbf{w}_{k,u} \mathbf{w}_{k,u}^H$ و $\mathbf{H}_{k,u} = h_{k,u} h_{k,u}^H$ نمایش داده می‌شود. نا محدب بودن این قید ناشی از تداخل چندکاربره است که در جمله دوم یعنی $\mathbf{J}_{k,u}$ منعکس شده است. برای رفع این مشکل، از روش SCA با استفاده از بسط Taylor مرتبه اول به صورت خطی برای تقریب زدن $R_{k,u}$

استفاده می‌کنیم، که در آن $\mathbf{J}_{k,u}$ با کران پایین زیر تقریب زده می‌شود:

$$\mathbf{J}_{k,u} \geq \hat{\mathbf{J}}_{k,u} \triangleq -\log \left(\sum_{i \neq u} \text{Tr}(\mathbf{H}_{k,u} \mathbf{W}_{k,i}) \right) - \sum_{i \neq u} \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}_{k,u} (\mathbf{W}_{k,i} - \mathbf{W}_{k,i}^n))}{\left(\sigma_c^2 + \sum_{i \neq u} \text{Tr}(\mathbf{H}_{k,u} \mathbf{W}_{k,i}^n) \right) \ln 2}, \quad (17)$$

که در آن $\mathbf{W}_{k,u}^n$ مقداردهی اولیه یا متغیرهای بهینه‌شده در تکرار قبلی Algorithm 1 است. مجموع نرخ دست‌یافتنی کاربر ارتباطی u در زیرحامل k ام در رابطه (۱۶) با کران پایین زیر تخمین زده می‌شود:

$$\hat{R}_{k,u} = \frac{\Delta}{\log \left(\sigma_c^2 + \sum_{i=1}^U \text{Tr}(\mathbf{H}_{k,u} \mathbf{W}_{k,i}) \right)} + \tilde{J}_{k,u}. \quad (18)$$

با استفاده از (۱۸)، قید (۱۵) را می‌توان با $\hat{R} = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \hat{R}_{k,u}$ تقریب زد. در نهایت، با استفاده از semidefinite relaxation (SDR) و حذف قید رتبه یک، مسئله (۱۲) را با روش SCA به صورت زیر بازفرمول‌بندی می‌کنیم:

$$\text{P3 : } \max_{\mathbf{w}_{k,u}, \beta_k} \beta_k \quad (19)$$

$$\text{s.t. } \sum_{u=1}^U \text{Tr}(\Phi_q \mathbf{W}_{k,u}) \geq \beta_k, \quad (19a)$$

$$\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \hat{R}_{k,u} \geq \Gamma_{th}, \quad (19b)$$

$$|P(\theta_i) - P(\theta_j)| \leq P_{diff}, \quad i \neq j, \quad (19c)$$

$$\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \text{Tr}(\mathbf{E}_k \mathbf{W}_{k,u}) \leq \frac{\eta P_1}{N_t N_c}, \quad (19d)$$

$$\text{diag} \left(\sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \mathbf{W}_{k,u} \right) \leq P_t. \quad (19e)$$

که در آن $P(\theta) = \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{u=1}^U \mathbf{a}_r^H(\theta) \mathbf{W}_{k,u} \mathbf{a}_r(\theta)$

الگوریتم SCA

روش کلی در الگوریتم ۱ خلاصه شده است. فرض می‌کنیم از روش نقطه داخلی (IPM) برای حل SDR استفاده می‌شود. پیچیدگی محاسباتی الگوریتم پیشنهادی $O(N_c Q \log(1/\epsilon_{IPM}) U^{3.5} N_t^{3.5})$ است که در آن ϵ_{IPM} پارامتر همگرایی IPM است.

الگوریتم ۱: روش SCA برای بهینه‌سازی احتمال تشخیص

ورودی: آستانه همگرایی α ، حداکثر تعداد تکرار

۱. مقداردهی اولیه $\mathbf{W}_{k,u}$ عملی (با در نظر گرفتن قیود)

۲. تکرار:

$$(A) \text{ تنظیم } \mathbf{W}_{k,u}^n = \mathbf{W}_{k,u}$$

(ب) محاسبه SCNR سنچس γ^n بر اساس $\mathbf{W}_{k,u}^n$ مطابق فرمول (۸)

(ج) به‌روزرسانی $\mathbf{W}_{k,u}^n$ از طریق بهینه‌سازی (۱۳)

(د) محاسبه SCNR به‌روز شده γ بر اساس $\mathbf{W}_{k,u}^n$ مطابق فرمول (۸)

۳. تا زمانی که $|\gamma - \gamma^n| \leq \alpha$ یا حداکثر تعداد تکرارها رسیده باشد.

خروجی: $\mathbf{W}_{k,u}^n$

نتایج شبیه‌سازی عددی

نتایج شبیه‌سازی عددی برای تأیید عملکرد طرح پیشنهادی ارائه شده است. پایگاه MIMO-OFDM ISAC مجهز به $N_r = N_t = 16$ آنتن است. فرض می‌شود $U = 4$ کاربر، $Q = 3$ هدف راداری با زوایای $30^\circ, 0^\circ, -30^\circ$ و $G = 30$ اغتشاش با پارامترهای مشابه مرجع [۱۹] وجود دارند. واریانس ضریب بازتاب مختلط اهداف و اغتشاش‌ها 1.0 تنظیم شده است. توان نویز کاربر 110 dBm و قید توان پایگاه 20 dBm است. مقادیر آستانه مجموع نرخ کاربر $\Gamma_{th} = 10$ bit/s/Hz، قید تشابه بهره الگوی پرتو $P_{diff} = 1$ و قید PAPR $\eta = 3$ dB هستند. پارامتر α در الگوریتم ۱ برابر 10^{-4} است.

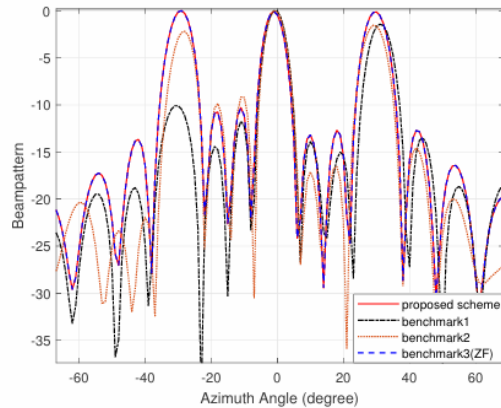
طرح‌های مرجع برای مقایسه

عملکرد راداری طرح پیشنهادی با سه طرح مرجع مقایسه شده است:

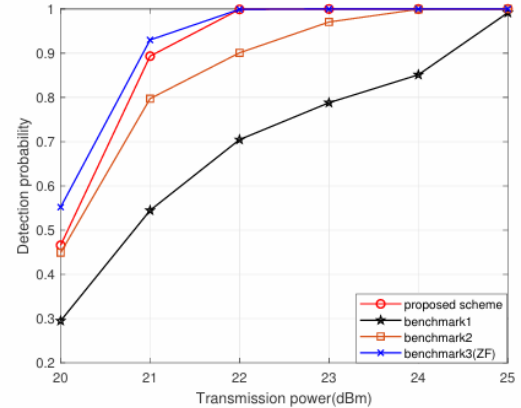
□ مرجع ۱: بهینه‌سازی عملکرد تشخیص رادار تنها تحت قیود ارتباطی و PAPR

□ مرجع ۲: همانند مرجع ۱ اما با افزودن قید بهره الگوی پرتو یکسان برای هر هدف

□ مرجع ۳ (ZF): طرح حذف تداخل صفر بین کاربران ارتباطی



(a)



(b)

شکل ۱:

ارزیابی عملکرد

□ الگوی پرتو: الگوی پرتو در طرح پیشنهادی و مرجع ۲ مشابه تر است. در مرجع ۱، بهره الگوی پرتو برای هدف ضعیف در -30° به اندازه کافی قوی نیست.

□ احتمال تشخیص: احتمال تشخیص در طرح پیشنهادی از مرجع ۱ و ۲ بهتر است. عملکرد مرجع ۲ به دلیل اضافه شدن قید بهره الگوی پرتو از مرجع ۱ بهتر است.

□ تأثیر قید تشابه P_{diff} : با سخت تر شدن مقدار P_{diff} ، هدف در -30° بهره لوب اصلی بالاتری دارد.

در این پژوهش، بر مطالعه طراحی شکل موج در سیستم ISAC چندکاربره و چندهدفی مبتنی بر سیگنال‌های MIMO-OFDM تمرکز شده است. مدل بهینه‌سازی با هدف بیشینه‌سازی احتمال تشخیص رادار تحت قیود تشابه بهره الگوی پرتو بین اهداف مختلف، PAPR، مجموع نرخ دست‌یافتنی ارتباطی و توان ارسالی، استقرار یافته است. همزمان، از روش تقریب محدب متوالی (SCA) برای حل مسئله غیرمحدب در فرآیند بهینه‌سازی استفاده شده است.

نتایج عددی نشان می‌دهد که طرح پیشنهادی بهبودهای ارزشمندی (حدود ۰.۱ تا ۰.۳) را از نظر احتمال تشخیص تحت قید تشابه بهره الگوی پرتو به دست می‌آورد. علاوه بر این، قید تشابه و قید PAPR بر احتمال تشخیص رادار تأثیر می‌گذارند که انعطاف‌پذیری در طراحی شکل موج را فراهم می‌کند.

مراجع

Journal. A Survey on MIMO-OFDM Systems: Review of Recent Trends [۱]
.of Wireless Communications, ۲۰۲۳.

Performance Analysis and Design of a Monostatic MIMO OFDM In- [۲]
IEEE Transactions on Integrated Communication and Sensing System
Communications .۲۰۲۳

Waveform Design with Detection Probability Maximization for MIMO- [۳]
Journal of 6G OFDM Integrated Sensing and Communication System
Wireless Networks .۲۰۲۴