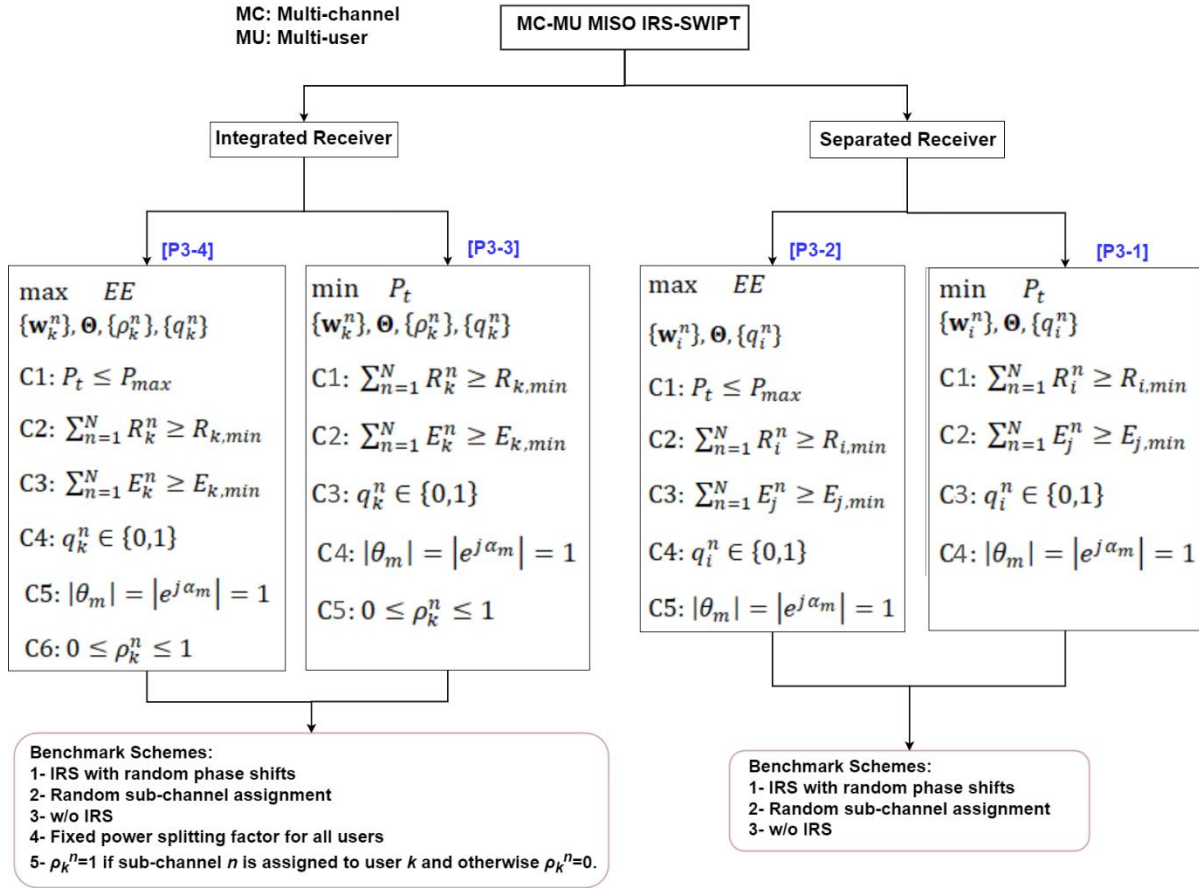


سیستم‌های IRS-SWIPT به دلیل افزایش ناحیه تحت پوشش و بهبود کیفیت خدمات نسبت به سیستم‌های SWIPT در چند سال اخیر مورد توجه زیادی قرار گرفته‌اند. همچنین، با توجه به سلولی بودن شبکه‌های مخابرات بی‌سیم و به منظور استفاده بهینه از منابع فرکانسی، مسئله تخصیص زیرکانال به کاربران در نسل فعلی و آتی این شبکه‌ها از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. از این رو، موضوع تخصیص زیرکانال در شبکه‌های چندکاربره IRS-SWIPT ایده پژوهش در این پیشنهاد رساله قرار گرفته است که با توجه به نوع گیرنده به کار رفته، قابل تقسیم‌بندی به دو حوزه با گیرنده‌های داده و انرژی مجزا و گیرنده‌های یکپارچه است. تاکنون پژوهش‌های اندکی در این حوزه انجام شده است که در فصل دوم به آن‌ها اشاره شد. با توجه به نمودار ۱-۲، در حوزه گیرنده‌های مجزا مرجع [۶۸] بر روی یک سیستم MISO IRS-SWIPT مبتنی بر SCMA با هدف کمینه کردن توان ارسالی از فرستنده کار کرده است. در این پژوهش فرض شده است که کتاب‌کد کاربران تقریباً نسبت به یکدیگر متعامد است و کاربران می‌توانند با اجرای الگوریتم MPA اثر تداخل ناشی از یکدیگر را به طور کامل حذف کنند؛ به طوری که در محاسبه نرخ داده به جای رابطه SINR از SNR استفاده شده است. اگرچه این فرض به مدیریت تداخل بین کاربران کمک می‌کند، اما در مسیر فروسو قابل تحقق نیست؛ زیرا در شرایطی می‌توان از الگوریتم انتشار پیام برای حذف تداخل بهره برد که کاربران به کتاب‌کد یکدیگر دسترسی داشته باشند. همچنین، این پژوهش از نظر بازدهی طیفی نیز عملکرد مطلوبی ندارد. به این دلیل که نرخ داده دریافتی در روش SCMA به طور معکوس به طول کد وابسته است. از طرف دیگر، به منظور برقراری شرط تعامد بین کتاب‌کد کاربران، طول کد باید به اندازه کافی بزرگ باشد که همین مسئله نرخ داده را کاهش می‌دهد و عملکرد سیستم را از منظر بازدهی طیفی تضعیف می‌کند. به علاوه، تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران داده در [۶۸] به طور استاتیک و نه در قالب فرایند حل مسئله بهینه‌سازی انجام شده است که این مسئله نیز عملکرد این سیستم را تحت شعاع قرار می‌دهد. با رجوع مجدد به نمودار ۱-۲، مراجع [۶۷]، [۶۹]، مربوط به پژوهش‌های انجام شده در حوزه سیستم‌های IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های یکپارچه هستند. به طور خاص، مرجع [۶۷] به مسئله بیشینه کردن بازدهی انرژی با طراحی چگونگی تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران، مقدار توان ارسالی به هر کاربر در زیرکانال‌ها و شکل‌دهی پرتو در IRS پرداخته است. با این حال، این پژوهش پارامتر شکل‌دهی پرتو در فرستنده را به عنوان پارامتر طراحی در نظر نگرفته است. همچنین، در [۶۷] مقدار ضریب تقسیم توان برای هر کاربر به دو مقدار صفر و یک محدود شده است. این در حالی است که می‌توان با متغیر گرفتن این کمیت در زیرکانال‌های مختلف انعطاف‌پذیری در طراحی را بالا برد. به علاوه، به دلیل آن که هر زیرکانال تنها به یک کاربر اختصاص می‌یابد، در رابطه نرخ داده نیز

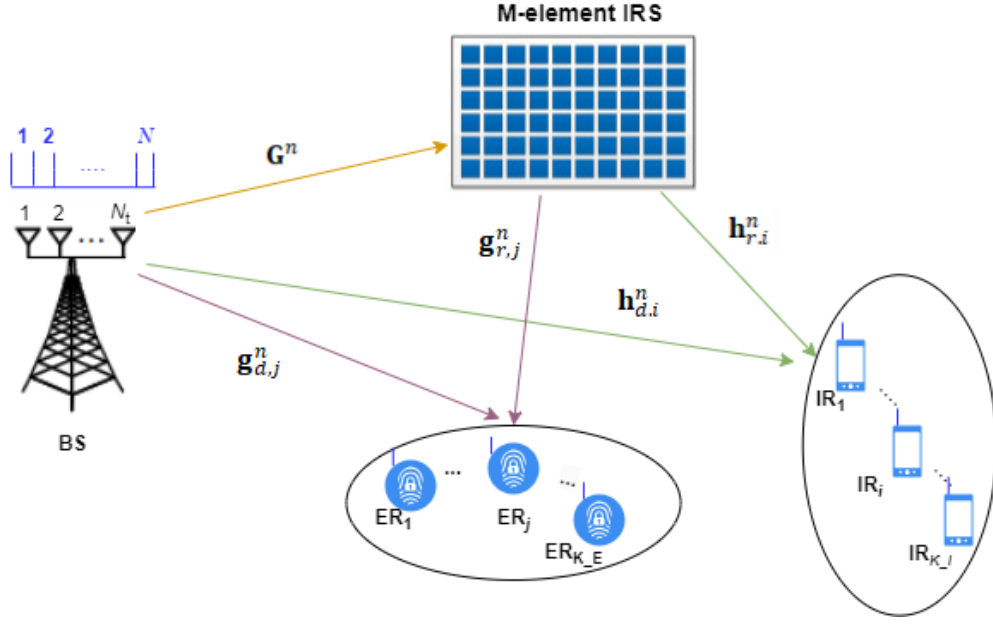
از SNR استفاده شده است که سبب کاهش کارایی طیفی می‌شود. همچنین، در این پژوهش نیز نحوه تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران به طور استاتیک انجام گرفته است. مرجع [۶۹] نیز یک شبکه ناهمگون IRS-SWIPT چندکاناله مجهز به پهباد را مورد بررسی قرار داده است. هدف این پژوهش بیشینه کردن بازدهی انرژی با طراحی ضرایب تخصیص زیرکانال‌ها به گیرنده‌های یکپارچه با رویکرد NOMA و روش SIC به منظور کاهش اثر تداخل بین کاربران در مسیر فروسو است که نیازمند اطلاع هر کاربر از کتاب‌کد سایر کاربران می‌باشد. اگرچه در [۶۹] ضرایب تخصیص زیرکانال از متغیرهای بهینه‌سازی است، اما طراحی آن خارج از فرایند حل مسئله و به صورت استاتیک انجام شده است. همچنین، [۶۹] نیز همانند [۶۷] از فرستنده‌های تک‌آنتنه استفاده کرده است؛ در حالی که می‌توان با چندآنتنه کردن فرستنده به بهره‌ادغام فضایی نیز دست یافت. مرجع [۶۹] موضوعات مختلفی را در مدل سیستم خود دخیل کرده است. حال آن که تاکنون به مسائل پایه‌ای در حوزه سیستم‌های چندکاربره IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های یکپارچه پرداخته نشده است. به منظور پاسخ‌گویی به مسئله تخصیص زیرکانال به کاربران و طراحی بهینه شکل‌دهی پرتو در حوزه سیستم‌های MISO IRS-SWIPT و چالش‌های بیان شده در [۶۷-۶۹]، هدف مسئله اصلی ارائه شده در این فصل بیشینه کردن بازدهی انرژی کل شبکه در دو مدل سیستم با گیرنده‌های مجزا و یکپارچه است؛ زیرا با بیشینه کردن تابع بازدهی انرژی، دو هدف بیشینه کردن مجموع نرخ کاربران و کمینه کردن توان مصرفی به طور همزمان در شبکه حاصل می‌شود. با این حال، به دلیل پیچیدگی این مسئله و به دلیل آن که یکی از الزامات برای بیشینه کردن بازدهی انرژی، کمینه‌سازی توان ارسالی در فرستنده است، ابتدا این مسئله با در نظر گرفتن قیدهای QoS مطرح می‌شود که پیچیدگی کمتری نیز دارد. همچنین، در سطوح پایین توان ورودی به گیرنده، مسئله با مدل خطی برداشت انرژی و در سطوح بالاتر با مدل غیرخطی در نظر گرفته می‌شود. در حل مسائل بهینه‌سازی این فصل پارامترهای شکل‌دهی پرتو در فرستنده، شکل‌دهی پرتو در IRS، ضرایب تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران و ضریب تقسیم توان (در صورت استفاده از گیرنده یکپارچه) متغیرهای بهینه‌سازی هستند. در این راستا، در ادامه این فصل به بررسی مسائل پیشنهادی برای سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله در دو حوزه گیرنده‌های مجزا و یکپارچه پرداخته می‌شود؛ به این ترتیب که ابتدا روابط ریاضی مربوط به هر مسئله به همراه ساختار مسئله بهینه‌سازی ارائه می‌شود و سپس چالش‌های موجود در حل و معیارهای پیشنهادی برای مقایسه نتایج بررسی می‌گردد. با توجه به رویکردهای متفاوت در سیستم‌های IRS-SWIPT در این بخش چند مسئله با دو تابع هدف طرح می‌شود. نمودار ۱-۳ مسائل مطرح شده در این پیشنهاد رساله را در یک نگاه نشان می‌دهد.

۳-۲- مدل و روابط ریاضی سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های مجزا

در این بخش ساختار سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های مجزا توصیف می‌شود. طبق شکل ۱-۳، این سیستم از یک فرستنده (BS) مجهز به N_t آنتن، یک IRS با M المان بازتاب‌کننده، چند



نمودار ۱-۳: مسائل طراحی شده برای پیشنهاد رساله پیش‌رو



شکل ۳-۱: مدل سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های مجزا

گیرنده داده و چند گیرنده انرژی که همگی تک‌آنتنه هستند، تشکیل شده است. در گیرنده‌های داده و انرژی مجزا، یک دسته از کاربران به منظور دریافت داده و دسته دیگری از آن‌ها جهت برداشت انرژی در نظر گرفته می‌شوند که مجموعه کاربران در هر دسته به ترتیب با $\mathcal{K}_E$ و $\mathcal{K}_I$ مشخص شده‌اند؛ به گونه‌ای که مجموعه $\mathcal{K}_I$ دارای K_I عضو با شاخص‌های $i \in \{1, 2, \dots, K_I\}$ و مجموعه $\mathcal{K}_E$ دارای K_E عضو با شاخص‌های $j \in \{1, 2, \dots, K_E\}$ است. همچنین، هر عضو از مجموعه $\mathcal{K}_I$ و هر عضو از مجموعه $\mathcal{K}_E$ به ترتیب با نام گیرنده داده i (IR_i) و گیرنده انرژی j (ER_j) نمایش داده می‌شوند. ضریب بازتاب هر المان در IRS نیز یک عدد مختلط با دامنه β و فاز α است که به صورت $\theta_m = \beta_m e^{j\alpha_m}$, $m \in \{1, 2, \dots, M\} = \mathcal{M}$ نشان داده می‌شود و در آن، دامنه و فاز به ترتیب در بازه‌های $[0, 1]$ و $[0, 2\pi)$ تغییر می‌کنند. به این ترتیب، ماتریس ضرایب بازتاب IRS ($\Theta \in \mathbb{C}^{M \times M}$) به صورت $\Theta = \text{diag}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M)$ تعریف می‌شود. همچنین، کل پهنای باند به N زیرکانال تقسیم می‌شود؛ به گونه‌ای که مجموعه زیرکانال‌ها ($\mathcal{N}$) دارای N عضو با شاخص‌های $n \in \{1, 2, \dots, N\}$ است. به علاوه، q_i^n به عنوان ضریب تخصیص زیرکانال n به گیرنده داده i در نظر گرفته می‌شود. به طور خاص، $q_i^n = 1$ به معنی تخصیص زیرکانال n به گیرنده داده i است و در غیر این صورت $q_i^n = 0$ می‌باشد. طبق شکل ۳-۱، کانال‌های فروسو مربوط به مسیرهای $BS-IR_i$, $BS-ER_j$, $IRS-IR_i$ و $IRS-ER_j$ در زیرکانال n به ترتیب با $\mathbf{h}_{d,i}^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, $\mathbf{g}_{d,j}^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$, $\mathbf{h}_{r,i}^n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ و $\mathbf{g}_{r,j}^n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ نشان داده می‌شوند. به این ترتیب، کانال‌های معادل از BS تا IR_i ($\mathbf{h}_i^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$) و از BS تا ER_j ($\mathbf{g}_j^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$) به ترتیب زیر تعریف می‌شوند

$$\mathbf{h}_{d,i}^{nH} + \mathbf{h}_{r,i}^{nH} \mathbf{\Theta} \mathbf{G}^n = \mathbf{h}_i^{nH}, \quad \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N} \quad (1-3)$$

$$\mathbf{g}_{d,j}^{nH} + \mathbf{g}_{r,j}^{nH} \mathbf{\Theta} \mathbf{G}^n = \mathbf{g}_j^{nH}, \quad \forall j \in \mathcal{K}_E, \forall n \in \mathcal{N} \quad (2-3)$$

از آن جایی که گیرنده‌های انرژی می‌توانند از سیگنال داده برای برداشت انرژی استفاده کنند، سیگنال ارسالی تنها از مؤلفه داده تشکیل شده است. به این ترتیب، سیگنال ارسال شده از فرستنده در زیرکانال n ($\mathbf{x}^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$) به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\mathbf{x}^n = \sum_{i=1}^{K_I} q_i^n \mathbf{w}_i^n s_i^n, \quad \forall n \in \mathcal{N} \quad (3-3)$$

در رابطه (3-3)، $\mathbf{w}_i^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ و $s_i^n \in \mathbb{C}$ به ترتیب بردار شکل‌دهی پرتو داده و سمبل داده برای گیرنده داده i در زیرکانال n است که $\mathbb{E}(|s_i^n|^2) = 1$. به این ترتیب، توان ارسال شده از فرستنده (P_t) طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$P_t = \sum_{i=1}^{K_I} \sum_{n=1}^N q_i^n \|\mathbf{w}_i^n\|^2 \quad (4-3)$$

در نتیجه، رابطه سیگنال دریافتی در گیرنده داده i در زیرکانال n (y_i^n) و سیگنال دریافتی در گیرنده انرژی j در زیرکانال n (y_j^n) به ترتیب زیر است

$$y_i^n = (\mathbf{h}_{d,i}^{nH} + \mathbf{h}_{r,i}^{nH} \mathbf{\Theta} \mathbf{G}^n) \mathbf{x}^n + n_i^n = \mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{x}^n + n_i^n, \quad \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N} \quad (5-3)$$

$$y_j^n = (\mathbf{g}_{d,j}^{nH} + \mathbf{g}_{r,j}^{nH} \mathbf{\Theta} \mathbf{G}^n) \mathbf{x}^n + n_j^n = \mathbf{g}_j^{nH} \mathbf{x}^n + n_j^n, \quad \forall j \in \mathcal{K}_E, \forall n \in \mathcal{N} \quad (6-3)$$

در روابط (5-3) و (6-3)، n_i^n و n_j^n به ترتیب نویز دریافتی در IR_i و ER_j در زیرکانال n و با توزیع‌های $n_i^n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_i^{n^2})$ و $n_j^n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_j^{n^2})$ است. به این ترتیب، مقدار SINR برای IR_i در زیرکانال n (γ_i^n) از رابطه زیر به دست می‌آید

$$\gamma_i^n = \frac{q_i^n |\mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{w}_i^n|^2}{\underbrace{\sum_{i'=1, i' \neq i}^{K_I} q_{i'}^n |\mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{w}_{i'}^n|^2}_{\text{Interference from other IR nodes}} + \sigma_i^{n^2}}, \quad \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N} \quad (7-3)$$

به این ترتیب، میزان نرخ داده در IR_i و در زیرکانال n (R_i^n) طبق رابطه زیر به دست می‌آید

$$R_i^n = \log_2(1 + \gamma_i^n) = \log_2 \left(1 + \frac{q_i^n |\mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{w}_i^n|^2}{\sum_{i'=1, i' \neq i}^{K_I} q_{i'}^n |\mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{w}_{i'}^n|^2 + \sigma_i^{n^2}} \right), \quad \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N} \quad (8-3)$$

لازم به ذکر است که رابطه (۸-۳) نرخ قابل حصول دست‌یافتنی با فرض گوسی بودن کتاب‌کد تمامی کاربران است. همچنین، به دلیل آن که $q_i^n \in \{0,1\}$ است، می‌توان رابطه (۸-۳) را به صورت زیر بازنویسی کرد

$$R_i^n = q_i^n \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{w}_i^n|^2}{\sum_{\substack{l'=1, \\ l' \neq i}}^{K_I} q_{l'}^n |\mathbf{h}_i^{nH} \mathbf{w}_{l'}^n|^2 + \sigma_i^{n2}} \right), \quad \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N} \quad (9-3)$$

به علاوه، توان ورودی به ER_j در زیرکانال n (P_j^n) براساس رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$P_j^n = \mathbb{E}[y_j^n y_j^{n*}] = \left(\sum_{i=1}^{K_I} q_i^n |\mathbf{g}_j^{nH} \mathbf{w}_i^n|^2 \right), \quad \forall j \in \mathcal{K}_E, \forall n \in \mathcal{N} \quad (10-3)$$

دقت شود که در رابطه (۱۰-۳) از توان نویز دریافتی در ER_j صرف نظر شده است. در نتیجه، انرژی برداشت شده در گیرنده انرژی j در زیرکانال n بر اساس مدل خطی ($E_j^{n,Linear}$) و مدل غیرخطی ($E_j^{n,Non-linear}$) به ترتیب از روابط زیر به دست می‌آیند

$$E_j^{n,Linear} = \xi P_j^n, \quad \forall j \in \mathcal{K}_E, \forall n \in \mathcal{N} \quad (11-3)$$

$$E_j^{n,Non-linear} = \frac{\left[\frac{\Phi}{1+\exp(-a(P_j^n-b))} - \frac{\Phi}{1+\exp(ab)} \right]}{1 - \frac{1}{1+\exp(ab)}}, \quad \forall j \in \mathcal{K}_E, \forall n \in \mathcal{N} \quad (12-3)$$

لازم به یادآوری است که پارامتر ξ در رابطه (۱۱-۳) و پارامترهای a, b و Φ در رابطه (۱۲-۳) در بخش ۱-۸ معرفی شده‌اند و برای تمامی کاربران یکسان در نظر گرفته می‌شوند. در این مرحله تابعی به نام E_j^n معرفی می‌شود که بر حسب مدل استفاده شده برای برداشت انرژی یکی از روابط (۱۱-۳) یا (۱۲-۳) را اختیار می‌کند. اگر توان مصرف شده توسط هر المان برابر P_e و توان مصرف شده در مدار سیستم برابر P_c باشد، بازدهی انرژی کل شبکه (EE) از رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$EE(\{\mathbf{w}_i^n\}, \Theta, \{q_i^n\}) = \frac{\sum_{i=1}^{K_I} \sum_{n=1}^N R_i^n}{\sum_{i=1}^{K_I} \sum_{n=1}^N q_i^n \|\mathbf{w}_i^n\|^2 + MP_e + P_c} \quad (13-3)$$

با توجه به روابط بیان شده، مسائل مربوط به مدل سیستم در ادامه دسته‌بندی می‌شوند. لازم به ذکر است که به منظور بازتاب پرتوها با بیشترین دامنه، در مسائل این بخش دامنه ضرایب بازتاب برابر یک در نظر گرفته می‌شود ($\beta = 1$). هدف هر یک از این مسائل، طراحی متغیرهای شکل‌دهی پرتو داده در فرستنده، ضرایب بازتاب المان‌ها در IRS و ضرایب تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران است؛ به گونه‌ای که تابع هدف مورد نظر بیشینه یا کمینه شود.

۳-۲-۱- مسئله کمینه کردن توان ارسالی

مقدار توان ارسال شده از فرستنده همواره مقدار محدودی دارد و نمی‌توان آن را به میزان دلخواه افزایش داد. زیرا منابع توان محدود هستند و افزایش بی‌رویه توان ارسال از نظر اقتصادی به صرفه نیست. از این رو، یک رویکرد هوشمندانه این است که بتوان با حفظ عملکرد اجزای شبکه در حد مطلوب، میزان توان ارسال شده از فرستنده را تا حد امکان کم نمود. با توجه به توضیحات بیان شده و به جهت پاسخگویی به چالش‌های مطرح شده در [۶۸]، مسئله کمینه‌سازی توان ارسال از فرستنده در مدل سیستم در نظر گرفته شده به صورت زیر است

$$\mathcal{P}3 - 1: \min P_t \quad (14-3)$$

$$\{\mathbf{w}_i^n\}, \boldsymbol{\theta}, \{q_i^n\}$$

$$\text{s.t} \quad \text{C1: } \sum_{n=1}^N R_i^n \geq R_{i,min}, \quad \forall i \in \mathcal{K}_I$$

$$\text{C2: } \sum_{n=1}^N E_j^n \geq E_{j,min}, \quad \forall j \in \mathcal{K}_E$$

$$\text{C3: } q_i^n \in \{0,1\}, \quad \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N}$$

$$\text{C4: } |\theta_m| = |e^{j\alpha_m}| = 1, \quad \forall m \in \mathcal{M}$$

در مسئله $\mathcal{P}3 - 1$ ، قید C1 بیان می‌کند که کمینه نرخ داده مورد نیاز برای هر گیرنده داده برای عملکرد مطلوب برابر $R_{i,min}$ است. قید C2 نیز نشان می‌دهد که کمترین انرژی برداشتی مورد نیاز برای هر گیرنده انرژی به منظور دستیابی به عملکرد قابل قبول برابر $E_{j,min}$ است. همچنین، قید C3 نشان دهنده این است که ضرایب تخصیص، متغیرهای باینری هستند و دو مقدار از مجموعه $\{0,1\}$ را اختیار می‌کنند. قید C4 نیز نشان می‌دهد که دامنه ضرایب بازتاب برای تمام المان‌ها برابر واحد است. مسئله $\mathcal{P}3 - 1$ به دلیل وابستگی بین متغیرهای شکل‌دهی پرتو داده، ماتریس ضرایب بازتاب در IRS و ضرایب تخصیص زیرکانال در تابع هدف و قیدهای C2 و C3 نامحذب است. همچنین، قید C3 به دلیل گسسته بودن متغیر q_i^n یک قید نامحذب بوده و $\mathcal{P}3 - 1$ را به یک مسئله از نوع MINLP تبدیل کرده است. به علاوه، C4 نیز شامل M قید مدول واحد است که موجب نامحذب بودن مسئله می‌شود. تمامی دلایل بیان شده حل این مسئله را با چالش روبه‌رو می‌کند. با توجه به چالش‌های بیان شده برای [۶۸] در بخش ۲-۳-۲ و بخش ۳-۱ نمی‌توان از نتایج آن به عنوان معیار استفاده کرد. بنابراین، به منظور ارزیابی نتایج به دست آمده از حل مسئله $\mathcal{P}3 - 1$ می‌توان از این روش‌ها به عنوان ملاک سنجش استفاده کرد: ۱- آزادسازی قیدهای مربوط به ماتریس رتبه-یک در صورت استفاده از روش SDP ۲- حل مسئله به ازای تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران به طور تصادفی ۳- انتخاب تصادفی ضرایب بازتاب المان‌ها در IRS ۳- حل مسئله در حالت عدم استفاده از IRS.

۳-۲-۲- مسئله بیشینه کردن بازدهی انرژی

فناوری IRS میزان استفاده از زنجیره‌های پرمصرف RF را در مقایسه با سیستم‌های مجهز به رله فعال کم می‌کند. همچنین، این فناوری می‌تواند با تنظیم هوشمند ضرایب بازتاب‌المان‌ها و بازپیکربندی کانال بی‌سیم به افزایش نرخ داده در گیرنده کمک کند. در نتیجه، می‌توان از IRS برای افزایش بهره‌وری انرژی در شبکه کمک گرفت. از طرف دیگر، سیستم SWIPT امکان برداشت انرژی را همزمان با کدبرداری از سیگنال دریافتی در گیرنده فراهم می‌کند و سبب بهبود بازدهی انرژی می‌شود. از این رو، بیشینه‌سازی بازدهی انرژی همواره یکی از اهداف طراحی سیستم IRS-SWIPT است. در ادامه، مسئله بیشینه کردن بازدهی انرژی به صورت زیر بیان می‌شود

$$\mathcal{P}3 - 2: \max_{\{\mathbf{w}_i^n\}, \boldsymbol{\Theta}, \{q_i^n\}} EE(\{\mathbf{w}_i^n\}, \boldsymbol{\Theta}, \{q_i^n\}) \quad (15-3)$$

$$\begin{aligned} \text{s.t.} \quad & \text{C1: } P_t \leq P_{\max} \\ & \text{C2: } \sum_{n=1}^N R_i^n \geq R_{i,\min}, \forall i \in \mathcal{K}_I \\ & \text{C3: } \sum_{n=1}^N E_j^n \geq E_{j,\min}, \forall j \in \mathcal{K}_E \\ & \text{C4: } q_i^n \in \{0,1\}, \forall i \in \mathcal{K}_I, \forall n \in \mathcal{N} \\ & \text{C5: } |\theta_m| = |e^{j\alpha_m}| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \end{aligned}$$

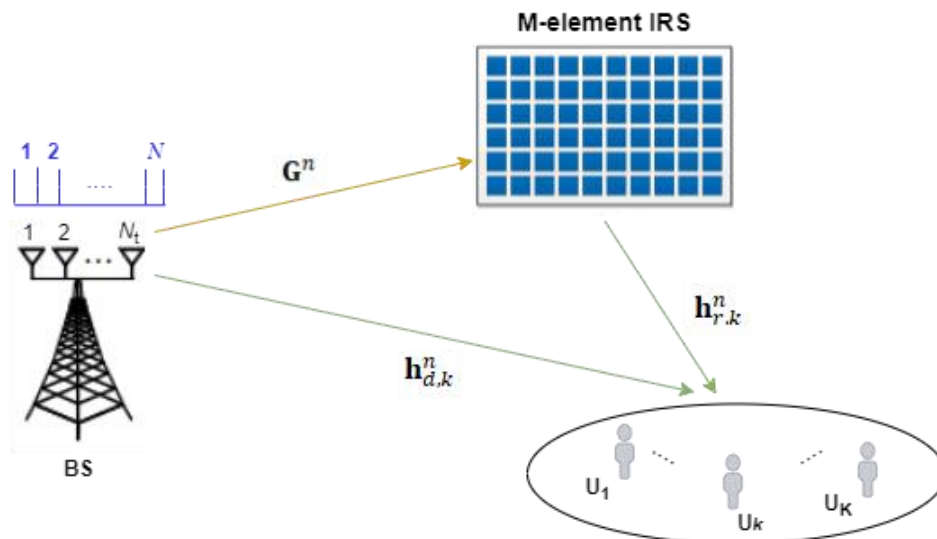
در مسئله $\mathcal{P}3 - 2$ ، قید C1 بیشینه مقدار مجاز توان ارسالی در فرستنده را به مقدار $P_{\max}$ محدود می‌کند. همچنین، قید C2 تعیین می‌کند که هر گیرنده داده باید کمینه نرخ داده $R_{i,\min}$ را کسب کند. در عین حال، مطابق با قید C3 کمترین انرژی مورد نیاز برای هر گیرنده انرژی برابر $E_{j,\min}$ تعیین شده است. قید C4 نیز بیان می‌کند که متغیر تخصیص زیرکانال یکی از دو مقدار صفر و یک را اختیار می‌کند. در نهایت، قید C5 نشان دهنده این است که دامنه ضرایب بازتاب تمام‌المان‌ها در IRS برابر یک است. مسئله $\mathcal{P}3 - 2$ ، به دلیل کسری بودن تابع هدف، وابستگی متغیرهای بهینه‌سازی در تابع هدف و قیدهای C1 تا C3، گسسته بودن ضرایب تخصیص زیرکانال در قید C4 و قیدهای مدول واحد در C5 نامحذب است. همچنین، معیارهای بیان شده برای ارزیابی مسئله $\mathcal{P}3 - 1$ ، برای مسئله $\mathcal{P}3 - 2$ نیز قابل استفاده هستند.

در ادامه و در بخش ۳-۳، به توصیف مدل سیستم IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های یکپارچه و بیان روابط ریاضی مربوط به آن پرداخته می‌شود. همچنین، مسائل بهینه‌سازی مربوط به این مدل سیستم به همراه چالش‌های موجود در حل آن‌ها و معیارهای مقایسه نیز ارائه می‌شود.

۳-۳- مدل و روابط ریاضی سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده یکپارچه

در این بخش ساختار سیستم IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های یکپارچه مبتنی بر رویکرد PS توصیف

می‌شود. از این رو، ضریب تقسیم توان گیرنده (ρ) به پارامترهای طراحی معرفی شده در بخش ۲-۳ که بردار شکل‌دهی پرتو داده، ماتریس ضرایب بازتاب در IRS و ضرایب تخصیص زیرکانال به کاربران هستند، اضافه می‌شود. طبق شکل ۲-۳، این سیستم از یک فرستنده (BS) مجهز به N_t آنتن، یک IRS با M المان



شکل ۲-۳: مدل سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده یکپارچه

بازتاب‌کننده و چندگیرنده یکپارچه که همگی تک‌آنتنه هستند، تشکیل شده است. در این شبکه، مجموعه کاربران با $\mathcal{K}$ مشخص شده است؛ به گونه‌ای که مجموعه $\mathcal{K}$ دارای K عضو با شاخص‌های $k \in \{1, 2, \dots, K\}$ است و هر عضو از مجموعه $\mathcal{K}$ به اختصار به صورت U_k نمایش داده می‌شود. تعاریف مربوط به ضرایب بازتاب مجموعه المان‌ها در IRS و مجموعه زیرکانال‌ها همانند بخش ۲-۳ است. متغیر q_k^n نیز ضریب تخصیص زیرکانال n به کاربر k است؛ به طوری که اگر زیرکانال n به کاربر k اختصاص یابد $q_k^n = 1$ بوده و در غیر این صورت q_k^n برابر صفر است. طبق شکل ۲-۳، کانال‌های فروسو مربوط به مسیرهای BS-IRS، BS- U_k و IRS- U_k در زیرکانال n به ترتیب با $\mathbf{h}_{d,k}^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ ، $\mathbf{h}_{r,k}^n \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ و $\mathbf{G}^n \in \mathbb{C}^{M \times N_t}$ نشان داده می‌شوند. به این ترتیب، کانال معادل از BS تا گیرنده k در زیرکانال n ($\mathbf{h}_k^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$) به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\mathbf{h}_{d,k}^{nH} + \mathbf{h}_{r,k}^{nH} \mathbf{G}^n = \mathbf{h}_k^{nH}, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (۱۶-۳)$$

در این شبکه، سیگنال ارسالی از فرستنده در زیرکانال n ($\mathbf{x}^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$) که تنها از مؤلفه داده تشکیل شده است، به صورت زیر تعریف می‌شود

$$\mathbf{x}^n = \sum_{k=1}^K q_k^n \mathbf{w}_k^n s_k^n, \quad \forall n \in \mathcal{N} \quad (17-3)$$

در رابطه (17-3)، $\mathbf{w}_k^n \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ و $s_k^n \in \mathbb{C}$ به ترتیب بردار شکل‌دهی پرتو داده و سمبل داده برای گیرنده k در زیرکانال n هستند که $\mathbb{E}(|s_k^n|^2) = 1, \forall k$. به این ترتیب، توان ارسال شده از فرستنده (P_t) طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$P_t = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N q_k^n \|\mathbf{w}_k^n\|^2 \quad (18-3)$$

در نتیجه، رابطه سیگنال دریافتی در گیرنده یکپارچه k در زیرکانال n (y_k^n) به صورت زیر است

$$y_k^n = (\mathbf{h}_{d,k}^n + \mathbf{h}_{r,k}^n \mathbf{G}) \mathbf{x}^n + n_k^n = \mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{x}^n + n_k^n, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (19-3)$$

در رابطه (19-3)، نویز دریافتی در گیرنده k در زیرکانال n و با توزیع $n_k^n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^{n2})$ است. همان طور که بیان شد، گیرنده یکپارچه به کار رفته در این پیشنهاد رساله مبتنی بر رویکرد تقسیم توان با ضریب ρ_k^n در زیرکانال n است. به این ترتیب، رابطه سیگنال تحویل داده شده به هر یک از بخش‌های کدبردار داده و برداشت‌گر انرژی در گیرنده k به ترتیب زیر بیان می‌شود

$$y_k^{n, \text{ID}} = \sqrt{\rho_k^n} (\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{x}^n + n_k^n) + z_k^n, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (20-3)$$

$$y_k^{n, \text{EH}} = \sqrt{1 - \rho_k^n} (\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{x}^n + n_k^n), \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (21-3)$$

در رابطه (20-3)، نویز جمع شونده ناشی از فرایند پردازش سیگنال در بخش ID از گیرنده یکپارچه k در زیرکانال n و با توزیع $z_k^n \sim \mathcal{CN}(0, \delta_k^{n2})$ است. بنابراین، مقدار SINR برای گیرنده یکپارچه k در زیرکانال n (γ_k^n) از رابطه زیر به دست می‌آید

$$\gamma_k^n = \frac{q_k^n \rho_k^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_k^n|^2}{\underbrace{\rho_k^n \sum_{k'=1, k' \neq k}^K q_{k'}^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_{k'}^n|^2}_{\text{Interference from other users}} + \rho_k^n \sigma_k^{n2} + \delta_k^{n2}}, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (22-3)$$

به این ترتیب، میزان نرخ داده برای گیرنده k در زیرکانال n (R_k^n) طبق رابطه زیر به دست می‌آید

$$R_k^n = \log_2(1 + \gamma_k^n) = \log_2 \left(1 + \frac{q_k^n \rho_k^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_k^n|^2}{\rho_k^n \sum_{k'=1, k' \neq k}^K q_{k'}^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_{k'}^n|^2 + \rho_k^n \sigma_k^{n2} + \delta_k^{n2}} \right), \quad \forall k, n \quad (23-3)$$

قابل ذکر است که رابطه (۲۳-۳) نرخ قابل حصول دست‌یافتنی با فرض گوسی بودن کتاب‌کد تمامی گیرنده‌های یکپارچه است. به دلیل آن که q_k^n یکی از دو مقدار صفر و یک را اختیار می‌کند، می‌توان رابطه نرخ داده را به صورت زیر نیز نوشت

$$R_k^n = \log_2(1 + \gamma_k^n) = q_k^n \log_2 \left(1 + \frac{\rho_k^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_k^n|^2}{\rho_k^n \sum_{k'=1, k' \neq k}^K q_{k'}^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_{k'}^n|^2 + \rho_k^n \sigma_k^{n2} + \delta_k^{n2}} \right), \quad \forall k, n \quad (24-3)$$

همچنین، توان ورودی به گیرنده k در زیرکانال n (P_k^n) براساس رابطه زیر محاسبه می‌شود

$$P_k^n = \mathbb{E}[y_k^{n, \text{EH}} (y_k^{n, \text{EH}})^*] = (1 - \rho_k^n) \left[\left(\sum_{k'=1}^K q_{k'}^n |\mathbf{h}_k^{nH} \mathbf{w}_{k'}^n|^2 \right) \right], \quad \forall k, n \quad (25-3)$$

در رابطه (۲۵-۳)، $\mathbb{E}[\cdot]$ معرف عملگر امید است. همچنین، از توان نویز دریافتی در گیرنده k در رابطه (۲۵-۳) چشم‌پوشی شده است. همچنین، در روابط (۲۳-۳) تا (۲۵-۳) عبارت $\forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N}$ به اختصار به صورت $\forall k, n$ نوشته شده است. با استفاده از رابطه (۲۵-۳)، انرژی برداشت شده در گیرنده k و در زیرکانال n بر اساس مدل خطی ($E_k^{n, \text{Linear}}$) و مدل غیرخطی ($E_k^{n, \text{Non-linear}}$) به ترتیب از روابط زیر به دست می‌آید

$$E_k^{n, \text{Linear}} = \xi P_k^n, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (26-3)$$

$$E_k^{n, \text{Non-linear}} = \frac{\left[\frac{\Phi}{1 + \exp(-a(P_k^n - b))} - \frac{\Phi}{1 + \exp(ab)} \right]}{1 - \frac{1}{1 + \exp(ab)}}, \quad \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \quad (27-3)$$

از آنجایی که هر دو مدل خطی و غیرخطی برداشت انرژی همانند بخش ۲-۳ در مدل این بخش نیز قابل استفاده هستند، در مسائل پیش رو از تابعی به نام E_k^n به عنوان یکی از روابط (۲۶-۳) یا (۲۷-۳) استفاده می‌شود. چنانچه P_e و P_c به ترتیب توان مصرفی توسط هر المان از IRS و توان مصرفی در مدارهای شبکه باشد، بازدهی انرژی کل شبکه (EE) را می‌توان از رابطه زیر به دست آورد

$$EE(\{\mathbf{w}_k^n\}, \Theta, \{\rho_k^n\}, \{q_k^n\}) = \frac{\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N R_k^n}{\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N q_k^n \|\mathbf{w}_k^n\|^2 + MP_e + P_c} \quad (28-3)$$

در ادامه، مسائل پیشنهادی مربوط به سیستم چندکاربره MISO IRS-SWIPT چندکاناله با گیرنده‌های یکپارچه ارائه می‌شود. پارامترهای طراحی این بخش شامل شکل‌دهی پرتو داده در فرستنده، ضرایب بازتاب در IRS، ضریب تقسیم توان در گیرنده و ضرایب تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران است. لازم به ذکر است که در مسائل این بخش نیز همانند بخش ۲-۳، دامنه ضرایب بازتاب برابر یک در نظر گرفته می‌شود ($\beta = 1$).

۳-۳-۱- مسئله کمینه کردن توان ارسالی

در این مسئله متغیرهای بهینه‌سازی به منظور کمینه کردن توان ارسالی از فرستنده طراحی می‌شوند. همچنین، در حل مسئله قیدهای QoS برای کاربران در نظر گرفته می‌شود. از این رو، فرمول‌بندی مسئله بهینه‌سازی به صورت زیر است

$$\begin{aligned} \mathcal{P}3 - 3: \quad & \min P_t & (29-3) \\ & \{\mathbf{w}_k^n\}, \boldsymbol{\theta}, \{\rho_k^n\}, \{q_k^n\} \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \sum_{n=1}^N R_k^n \geq R_{k,min}, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \text{C2: } \sum_{n=1}^N E_k^n \geq E_{k,min}, \forall k \in \mathcal{K} \\ & \text{C3: } q_k^n \in \{0,1\}, \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \\ & \text{C4: } |\theta_m| = |e^{j\alpha_m}| = 1, \forall m \in \mathcal{M} \\ & \text{C5: } 0 \leq \rho_k^n \leq 1, \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N} \end{aligned}$$

در مسئله $\mathcal{P}3 - 3$ ، C1 و C2 قیدهای QoS هستند. به طور دقیق‌تر، $R_{k,min}$ و $E_{k,min}$ به ترتیب نشان دهنده کمترین مقدار نرخ داده و کمترین انرژی مورد نیاز برای گیرنده k به منظور داشتن عملکرد مطلوب هستند. در قید C3 نیز مقادیر قابل اختیار برای متغیرهای تخصیص زیرکانال به کاربران مشخص شده است. همچنین، در قید C4 اندازه ضریب بازتاب برای هر المان از IRS برابر واحد در نظر گرفته شده است. در قید C5 نیز محدوده تغییرات ضرایب تقسیم توان برای تمام گیرنده‌ها، بازه $[0,1]$ تعیین شده است. مسئله $\mathcal{P}3 - 3$ به دلیل وابستگی متغیرهای طراحی در تابع هدف و قیدهای C1 و C2 نامحدب است. همچنین، گسسته بودن متغیر q_k^n در C3 مسئله را به نوع MINLP تبدیل کرده است. C4 نیز شامل قیدهای مدول واحد است که نامحدب می‌باشند. همه این عوامل حل مسئله $\mathcal{P}3 - 3$ را با مشکل رو به رو می‌کنند. به منظور ارزیابی سطح عملکرد رویکرد به کار رفته در مسئله $\mathcal{P}3 - 3$ می‌توان این معیارها را به کار گرفت: ۱- آزادسازی قیدهای ماتریس‌های رتبه-یک در صورت استفاده از روش SDP ۲- انتخاب تصادفی ضرایب بازتاب و ضرایب تخصیص زیرکانال‌ها ۳- تخصیص زیرکانال‌ها به کاربران به طور تصادفی همراه با طراحی بهینه ضرایب بازتاب (و برعکس) ۴- انتخاب مقدار ثابت ضریب تقسیم توان برای تمام کاربران ۵- حل مسئله در حالت عدم استفاده از IRS.

۳-۳-۲- مسئله بیشینه کردن بازدهی انرژی

همان طور که در زیربخش ۳-۲-۲ بیان شد، بازدهی انرژی در سیستم SWIPT مجهز به IRS کمیتی قابل توجه است و بیشینه کردن آن یکی از اهداف در طراحی پارامترهای بهینه‌سازی است. از طرف دیگر، هدف پژوهش در [۶۷]، [۶۹]، بیشینه کردن بازدهی انرژی بوده است که چالش‌های مربوط به آن‌ها در زیربخش ۲-۴-۲ و بخش ۳-۱ بیان شد. از این رو، به منظور پاسخ‌گویی به این چالش‌ها، دومین مسئله برای سیستم استفاده کننده از گیرنده یکپارچه، مسئله بیشینه کردن بازدهی انرژی است که به صورت زیر فرمول‌بندی می‌شود

$$P3 - 4: \max_{\{\mathbf{w}_k^n\}, \boldsymbol{\Theta}, \{\rho_k^n\}, \{q_k^n\}} EE(\{\mathbf{w}_k^n\}, \boldsymbol{\Theta}, \{\rho_k^n\}, \{q_k^n\}) \quad (30-3)$$

$$\text{s.t.} \quad \{\mathbf{w}_k^n\}, \boldsymbol{\Theta}, \{\rho_k^n\}, \{q_k^n\}$$

$$C1: P_t \leq P_{max}$$

$$C2: \sum_{n=1}^N R_k^n \geq R_{k,min}, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$C3: \sum_{n=1}^N E_k^n \geq E_{k,min}, \forall k \in \mathcal{K}$$

$$C4: q_k^n \in \{0,1\}, \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N}$$

$$C5: |\theta_m| = |e^{j\alpha_m}| = 1, \forall m \in \mathcal{M}$$

$$C6: 0 \leq \rho_k^n \leq 1, \forall k \in \mathcal{K}, \forall n \in \mathcal{N}$$

در مسئله $P3 - 4$ ، $C1$ قید بودجه توان است و نشان می‌دهد که بیشینه توان قابل ارسال از فرستنده برابر P_{max} است. قید $C2$ کمترین نرخ داده قابل قبول مربوط به بخش کدبردار از گیرنده k را برابر $R_{k,min}$ تعیین می‌کند. قید $C3$ نیز بیان می‌کند که برداشت گر در گیرنده k باید از کلیه زیرکانال‌ها کمینه انرژی $E_{k,min}$ را برای عملکرد مطلوب برداشت کند. همچنین، قید $C4$ نشان دهنده این است که ضریب تخصیص زیرکانال n به کاربر k یک متغیر باینری با مقادیر $\{0,1\}$ است. قید $C5$ نیز نشان می‌دهد که دامنه ضرایب بازتاب برای تمام المان‌ها برابر واحد در نظر گرفته شده است. در نهایت، قید $C6$ نیز حدود تغییرات ضریب تقسیم توان هر کاربر را به بازه $[0,1]$ محدود می‌کند. در مسئله $P3 - 4$ ، بین متغیرهای طراحی در تابع هدف و در قیدهای اول تا سوم وابستگی وجود دارد. همچنین، قید $C4$ به دلیل گسسته بودن متغیر q_k^n نامحدب است و قید $C5$ نیز شامل M قید مدول واحد است. تمام عوامل نام برده شده، موجب نامحدب بودن مسئله $P3 - 4$ می‌شوند و حل آن را با چالش روبه‌رو می‌کنند. به منظور سنجش رویکرد استفاده شده در مسئله $P3 - 4$ ، می‌توان نتایج حاصل از آن را با نتایج به دست آمده از معیارهای عنوان شده برای مسئله $P3 - 3$ مقایسه کرد. همچنین، می‌توان در مسئله $P3 - 4$ همانند [۶۷]، مقدار کمیت ضریب تقسیم توان را در زیرکانال‌های تخصیص یافته به کاربر برابر یک و در زیرکانال‌های تخصیص نیافته به آن برابر صفر در نظر گرفت و نتایج را با رویکرد اصلی مقایسه کرد.