

## کنترل توان توأمان در شبکه مخابرات رله‌ای با چندین منبع فرستنده و گیرنده، به‌روش تقویت و ارسال و با در نظر گرفتن مسیر مستقیم

عزیزالله بهمنی<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری؛ مهرزاد بیگش<sup>۲</sup>، استاد

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شیراز - شیراز - ایران - بلوار زند - azizbahmani@shirazu.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه شیراز - شیراز - ایران - بلوار زند - biguesh@shirazu.ac.ir

**چکیده:** کنترل بهینه و توأمان توان منابع و رله، در شبکه‌هایی متشکل از چند فرستنده و چند گیرنده که هم‌زمان از یک رله برای انتقال سیگنال‌هایشان استفاده می‌کنند، وقتی هر فرستنده، با همه گیرنده‌ها دید مستقیم هم داشته باشد، مسئله‌ای کاربردی و درعین‌حال پیچیده است. در حالتی که می‌خواهیم، هر زوج فرستنده و گیرنده از یک کیفیت سرویس معینی از نظر SINR برخوردار باشد، روش‌های موجود، بر دو قسم هستند. بعضی مبتنی بر جستجوی جامع<sup>۲</sup> هستند که با افزایش تعداد زوج‌های منبع-مقصد، غیرعملی می‌شوند و قسم دوم با وجود اینکه می‌توانند پیچیدگی راه‌حل را به‌خوبی کاهش دهند ولی برای ساده کردن حل مسئله، در آن‌ها از تقریب‌هایی استفاده شده که در همه شرایط، جواب بهینه را با دقت قابل‌قبول، به دست نمی‌دهند. بر همین اساس، در این مقاله سه روش ارائه شده که کیفیت عملکرد بهتری، نسبت به روش‌های قبلی، دارند. مبنای کار، بر استفاده از روابط دقیق و بدون تقریب، در معادلات کنترل توان است. با استفاده از شبیه‌سازی‌های کامپیوتری، نشان داده‌ایم، در شرایطی که کانال‌های منابع فرستنده، همبستگی کمی باهم داشته باشند، مقدار بهبود در حد چند درصد است اما وقتی همبستگی بین کانال‌های زوج‌های منبع-مقصد بالا می‌رود، بهبودی در حد پنجاه درصد یا چند دسی‌بل، در نتایج به‌دست می‌آوریم.

**واژه‌های کلیدی:** کنترل توان، شبکه‌های رله‌ای، مسیر مستقیم، نسبت سیگنال‌به‌نویز و تداخل.

## Joint Power optimization of Multiple Source-Destinations in Amplify and Forward Relay Networks with Direct Links

A. Bahmani<sup>1</sup>, PhD Student; M. Biguesh<sup>2</sup>, Professor

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Shiraz, Shiraz, Iran, Email: azizbahmani@yahoo.com

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, University of Shiraz, Shiraz, Iran, Email: biguesh@yahoo.com

**Abstract:** Joint sources and relay power optimization in relay network with multiple source-destination pairs, which simultaneously using the same relays for communications, when also every source has a direct links with all the destinations, is a practical and complicated problem. When every pair of SD pair need a required quality based on SINR, the current methods, are based on exhaustive search, which become impractical in situations like increasing the numbers of users, or are based on using approximations that become inexact in some conditions. In this situation, three modified methods are proposed, increasing the older methods performance. The new methods are based on exact power equations and based on computer simulations, we showed that in High SINR and low correlation channels, the benefits are low and about few percent, but by increasing the channel/code correlations, the gain become noticeable and become multiple dB.

**Keywords:** Power Control, Network Relays, Direct Link, SINR (Signal to Noise and Interference Ratio).

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۱۱/۲۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۳/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۲۸

نام نویسنده مسئول: مهرزاد بیگش

نشانی نویسنده مسئول: ایران - شیراز - بلوار زند - دانشگاه شیراز - دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر.

## ۱- مقدمه

روی جنبه‌های تئوری اطلاعاتی از جمله نواحی نرخ بیتی قابل دسترس<sup>۱</sup> و یا سقف ظرفیت، تمرکز کرده‌اند [۵-۶].

کنترل توان برای بهبود عملکرد کلی در شبکه‌های رله‌ای با چندین فرستنده و گیرنده، موضوع مهمی می‌باشد [۸-۹]. در حالی که در کارهای قبلی، حجم قابل توجهی از آن‌ها به کنترل توان برای شبکه‌های رله‌ای با یک فرستنده و گیرنده اختصاص یافته، (مثلاً به [۱۱-۱۰] و مراجع داخل آن‌ها نگاه شود)، مطالعات کمی در مورد بهینه‌سازی توان برای شبکه‌های رله‌ای با چندین فرستنده و گیرنده، انجام شده است. در [۷]، تخصیص بهینه توان از طریق جستجوی گسترده برای شبکه رله با دو فرستنده و گیرنده، انجام شده که رله را به صورت «آشکارسازی و ارسال» و «نیمه-دو طرفه»<sup>۲</sup> در نظر گرفته است. متأسفانه جستجوی گسترده، قابلیت تو سعه به تعداد زیاد زوج‌های منبع-مقصد را ندا شته و منجر به پیچیدگی غیرعملیاتی برای شبکه‌هایی با تعداد زیادی از فرستنده و گیرنده می‌شود. در [۸]، یک طرح تخصیص توان برای شبکه رله‌ای با چندین فرستنده و گیرنده، بر اساس برنامه‌ریزی هندسی<sup>۱۱</sup> پیشنهاد شده (این طرح فرض می‌کند که سیگنال‌های منابع مختلف از طریق کانال‌های متعام در سال می‌شوند و مسیر مستقیمی هم در گیرنده‌ها برای آشکارسازی، در نظر گرفته نمی‌شود). در [۱۱] مسئله کنترل توان بهینه در شبکه رله‌ای با چند فرستنده و گیرنده بدون دید مستقیم و تنها با یک رله انجام شده است که البته توانسته است به یک فرم بسته برای جواب دست پیدا کند.

در [۱۲] مسئله کنترل توان از طریق شکل‌دهی توزیع شده موج<sup>۱۱</sup> در شبکه رله‌ای با چند فرستنده و گیرنده، بدون دید مستقیم و تنها با شرط کمینه کردن توان در رله‌ها بررسی شده است. مسئله به کمک تکنیک‌های SDR<sup>۱۲</sup> حل شده است. در [۱۳] کنترل توان بهینه برای شبکه رله‌ای با چند فرستنده و گیرنده و چندین رله اما بدون دید مستقیم، به کمک محدب‌سازی تفاضلی<sup>۱۳</sup> (DCI) و سپس روش‌های گرادیانی حل شده است. در این مسئله همچنان به فرم بسته‌ای برای راه‌حل دست نیافته و از روش‌های بازگشتی برای محاسبه توان‌ها استفاده کرده است.

در [۱۴] کنترل توان برای شبکه رله‌ای با چندین رله و تنها یک فرستنده و گیرنده بررسی شده است. در مواردی که مسیر مستقیم وجود ندارد، باوجود اینکه فرستنده‌های دیگر و در نتیجه تداخل هم در شبکه وجود ندارد، توان رله به‌طور غیرخطی با کانال رله و به‌علاوه همه کانال‌های دیگر در شبکه وابسته می‌باشد که در حالت کلی حتی بر حسب ضرایب کانال هم مشتق‌پذیر نیست و در مواردی که مسیر مستقیم در آر سال دوم، وجود دارد، الگوریتم‌های عددی بازگشتی برای کنترل توان در فرستنده و رله ارائه شده است.

در [۱۵]، مسئله کنترل توان برای شبکه رله‌ای با چندین گیرنده و فرستنده، بررسی شده است، اما تفاوت آن با کار ما، یکی این است که از مسیر مستقیم در مدل سیستم صرف‌نظر کرده است که عموماً باعث سادگی روابط می‌شود و دیگر اینکه به‌جای روش تقویت و ارسال، از

مقالاتی که در مورد مشارکت رله‌ای<sup>۲</sup>، از دیدگاه تئوری اطلاعات و یا کاربرد عملی آن‌ها وجود دارند، نشان می‌دهد که مشارکت رله‌ای، منجر به بهبود عمده‌ای در آشکارسازی گیرنده‌ها و عملکرد کلی سیستم می‌شود (به [۳-۱] و مراجع داخل آن‌ها نگاه شود). به‌کارگیری رله در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم به‌عنوان راه‌حلی مناسب برای مقابله با آثار مخرب کانال از دهه ۷۰ میلادی مطرح بوده است. نخستین بار کانال رله در سال ۱۹۷۱ توسط «واندر مولن» مطرح گردید [۴] و سپس تحقیقات زیادی در زمینه طراحی و به‌کارگیری رله‌های مخابراتی تا به امروز صورت گرفته است. با به‌کارگیری رله‌های مخابراتی در چنین سیستم‌هایی علاوه بر افزایش محدوده تحت پوشش سیستم مخابراتی، افزایش قابلیت اطمینان سیستم، مقابله با آثار نامطلوب محوشدگی کانال و سایه‌افکنی<sup>۴</sup> نیز حاصل می‌شود.

ایده مخابرات اشتراکی از آنجا مطرح گردید که در یک سیستم مخابرات سلولی دو کاربره، می‌توان هر کاربر را به‌منزله یک شریک برای کاربر دیگر در نظر گرفت. در واقع هر کاربر علاوه بر داده مربوط به خود، می‌تواند داده مربوط به شریکش را نیز پس از دریافت، بفروشد. با این شیوه از طریق آنتن کاربران، دایورسیتی فضایی ایجاد می‌گردد که به آن اصطلاحاً دایورسیتی مشارکتی کاربران<sup>۵</sup> گفته می‌شود [۱]. روش‌های پردازش سیگنال در رله‌ها را می‌توان به دو دسته کلی روش‌های پردازشی احیاکننده<sup>۶</sup> و روش‌های پردازشی غیر احیاکننده تقسیم نمود. در روش احیاکننده، رله از روی سیگنال دریافتی، سیگنال ارسالی را بازسازی می‌کند و عمل دمدمولاسیون را انجام می‌دهد؛ کدگشایی و تشخیص خطا و در صورت امکان تصحیح خطا نیز در این روش در رله قابل انجام می‌باشند و مجدداً عملیات لازم برای ارسال اطلاعات به مقصد انجام می‌گیرد. مزیت روش احیاکننده، این است که با حذف نویز در رله، موجب عدم انتقال این نویز به مقصد می‌گردد. در این روش رله علاوه بر اطلاع داشتن از وضعیت کانال می‌بایستی اطلاعات لازم جهت آشکارسازی و یا کدگشایی را نیز داشته باشد.

در رویکرد غیر احیاکننده، رله پس از انجام یک سری پردازش روی سیگنال دریافتی، سیگنال را بدون آشکارسازی مجدداً برای مقصد ارسال می‌کند. در این روش برخلاف روش احیاگر آشکارسازی داده‌ها صورت نمی‌پذیرد. در برخی از مقالات عنوان دیگری برای روش غیر احیاکننده ذکر شده است به‌عنوان نمونه می‌توان به عبارت تقویت و آر سال<sup>۷</sup> اشاره نمود. مزیت این روش سادگی، امکان داشتن دایورسیتی کامل و محاسبات کمتر است [۳-۲]. اخیراً کارهای زیادی در مورد بررسی مزایای رله در شبکه‌هایی با چندین فرستنده و گیرنده انجام شده که نوید نتایج قابل توجهی در بهبود نرخ اطلاعات، برای شبکه‌های بی‌سیم با دسترسی چندگانه و با طیف فرکانسی مشترک می‌دهد [۷-۵]. کارهای قبلی در مورد شبکه‌های رله‌ای با چندین فرستنده-گیرنده، عمدتاً بر

چهار- بیان یک‌راه حل برای تبدیل مسئله از حالت غیر محدب به مسئله‌ای محدب (روش پیشنهادی سوم مقاله و به کمک نتایج بند قبلی). با این کار در هر بار تکرار، تنها نیاز به حل یک مسئله محدب می‌باشد که روش‌های ساده و روتینی برای آن وجود دارد. (قابل ذکر است که مسئله اصلی مورد بررسی ما، حتی در حالت ساده‌ای که مسیر مستقیم وجود ندارد و تنها نیاز به بهینه‌سازی توان رله بوده و توان منابع را معلوم فرض کنیم، در حالت کلی، غیر محدب است [۱۲])

در این مقاله، مقادیر اسکالر با حرف لاتین کوچک و مقادیر بردار و ماتریس به ترتیب با حروف لاتین توپر کوچک و بزرگ، نمایش داده می‌شود. مؤلفه  $i$  ام از بردار  $a$  را با  $a_i$  نشان می‌دهیم. امید ریاضی با علامت  $E\{\cdot\}$  بیان می‌شود.

## ۲- مدل و تحلیل عملکرد سیستم

### ۲-۱ مدل سیستم

برای توضیح و سادگی در بیان، ما یک سیستم تک‌رله‌ای مالتی‌پلکس با تقسیم کد مشابه CDMA و  $K$  فرستنده و  $K$  گیرنده در نظر می‌گیریم که در شکل ۱، نشان داده شده است و ارسال‌ها از طریق کانال‌های غیرمتعامد در حالت کلی اتفاق می‌افتد. نتایج می‌تواند برای سیستم‌های با چند رله و یا سایر طرح‌های مالتی‌پلکس در زمان یا فرکانس، تعمیم یابد. (در حقیقت می‌توان با انتخاب کدهای مختلف، کانال‌ها را کاملاً متعامد و یا غیرمتعامد و دارای تداخل کمتر از ۱۰۰ درصد مثل CDMA و نهایتاً بدون کد و دارای تداخل ۱۰۰ درصد تعریف کرد.) با توجه به اینکه دو روش پیشنهادی ما بر اساس بهبود روش تقریبی [۱۶] است که در همه شبیه‌سازی‌های آن، از مقدار پارامتر همبستگی برابر ۰ یا ۰/۲۵ استفاده شده‌اند، بنابراین، در روابطی که در ادامه می‌آیند، پارامتر همبستگی هم ذکر شده است. با وجود این، روابط کلی بوده و هم‌چنان که در شبیه‌سازی‌ها هم نشان داده شده است، در بدترین حالت ممکن یعنی تداخل ۱۰۰ درصد و یا ضریب همبستگی برابر با یک، نتایج همچنان برقرار می‌باشند.

فرض کنید  $S_k$  بیانگر منبع  $k$  ام و  $D_k$  بیانگر مقصد متناظر با شد،  $k=1,2,\dots,K$  و فرض کنید  $R$  بیانگر رله باشد. رله به‌طور هم‌زمان، سیگنال‌های دریافتی از همه منابع را ارسال می‌کند. فرض کنید،  $b_k$  نشانگر سمبل اطلاعاتی ارسالی منبع  $S_k$  با انرژی واحد باشد، یعنی:  $E\{b_k^2\}=1, \forall k$ . آنگاه سیگنال ارسالی توسط منبع  $S_k$  خواهد شد:  $s_k = c_k b_k$  که  $c_k = [c_k^{(1)}, c_k^{(2)}, \dots, c_k^{(L)}]^T$ ، کد یا امضای منبع  $S_k$  بوده که یک بردار ستونی با انرژی واحد و طول  $L$  می‌باشد. کدها/کانال‌های منابع مختلف، در حالت کلی، باهم همبستگی دارند. فرض کنید  $\rho_{kj} = c_k^T c_j$  بیانگر همبستگی متقابل بین کد/کانال‌های  $k$  و  $j$  باشد که  $\rho_{kj} \in [0,1]$  برای  $k \neq j$  و مقدار  $\rho_{kk} = 1$  است. (بردارها انرژی واحد دارند)

استراتژی رله‌ای، تقویت و ارسال دومرحله‌ای، با دو برش زمانی است. در برش زمانی اول، هر منبع  $S_k$  سیگنال  $s_k$  را با توان  $p_k$  ارسال

روش آشکار سازی و ارسال استفاده می‌کند که باعث می‌شود، مدل و نتایج متفاوتی از مقاله ما به‌دست آید.

در این مقاله، مدلی که مدنظر قرار می‌گیرد بیشتر مبتنی بر مقاله [۱۶] است و از چند جهت با کارهای قبلی تفاوت اساسی دارد. یکی اینکه برخلاف اکثریت کارهای قبلی از دید مستقیم بین منبع و مقصد صرف‌نظر نشده است و بنابراین روابط کنترل توان به‌جای اغلب کارهای قبلی از حالت خطی به حالت غیرخطی تبدیل می‌شوند که باعث پیچیدگی روابط می‌شود. واضح است که در نظر گرفتن مسیر مستقیم باعث افزایش دایورسیتی می‌شود. دوم اینکه منابع برخلاف بیشتر کارهای قبلی از کانال‌های متعامد استفاده نمی‌کنند و پهنای باند مشترکی دارند که هم‌زمان باعث افزایش در بازدهی طیفی می‌شود. بنابراین باوجود بهبود در استفاده از پهنای باند، به‌جای روابط SNR با روابط SINR سروکار داریم و در نتیجه کیفیت یک زوج منبع و مقصد به کیفیت سایر منابع هم‌بستگی دارد. سوم اینکه، هم‌زمان، توان‌های منابع فرستنده و توان‌های رله، در بهینه‌سازی مدنظر قرار گرفته و عمل بهینه‌سازی، بر روی مجموع توان‌های ارسالی در شبکه صورت می‌گیرد. مجموع عوامل فوق باعث جامع شدن مدل و درعین حال پیچیده شدن مدل سیستم شده و هم‌چنان که در بخش‌های بعدی دیده خواهد شد، کارهای قبلی [۱۶] هر چند مجبور به تقریب شده‌اند، همچنان مسئله بهینه‌سازی حاصل، نیاز به جستجوی عددی بر روی یک فضای یک‌بعدی در ساده‌ترین حالت خواهد داشت.

بنابراین یکی از اهداف این پروژه، استفاده از روابط بدون تقریب برای بهبود در دقت محاسبات است. در ادامه، بعد از بیان مدل سیستم، دو روش بهبود یافته که مبتنی بر روابط مقاله [۱۶] می‌باشد، بیان می‌شود که هر دو متکی به جستجوی عددی بر روی فضای یک‌بعدی می‌باشد و سپس، روشی بر اساس تکنیک DCI بیان می‌شود که نیازی به جستجو نداشته و با داشتن یک نقطه امکان‌پذیر در مسئله، می‌تواند به‌صورت بازگشتی به جواب بهینه برسد.

اگر تعدادی از دست‌آوردهای مقاله را ذکر کنیم، می‌توان نوشت:

یک- نشان دادن اینکه جواب‌های روش تقریبی در حالت کلی با جواب روش‌های دقیق ما متفاوت است و به‌علاوه، در کانال‌های غیرمتعامد، می‌تواند تا ۳ دسی بل با روش دقیق فاصله داشته باشد. واضح است در حالت مرزی که بیشترین تفاوت وجود دارد، دقیقاً وضعیتی است که بازدهی طیفی بیشترین مقدار است.

دو- بیان یک روش برای یافتن جواب بهینه مسئله، مبتنی بر حل معادلات مرتبه دوم به‌جای روش مبتنی بر سعی و خطا و جستجوی گسترده (در مقالات در دست چاپ دیگر، نشان داده‌ایم که معادلات توان در این حالت به جای شکل معمول خطی به فرم غیرخطی و کوادراتیک تبدیل می‌شود و روابطی برای «امکان‌پذیری» مسئله هم به‌دست آمده است. منتها در اینجا تنها به حل معادلات اکتفا کرده‌ایم.)

سه- به دست آوردن یک رابطه صریح و چندجمله‌ای برای بیان روابط سیگنال به نویز و تداخل بر حسب توان‌های منابع و توان رله.

$$\alpha^2 = \frac{1}{E\{|\mathbf{y}_{sr}|^2\}} = \frac{1}{\sum_{l=1}^K p_l \beta_{s_{lr}} + 1} \quad (8)$$

که  $\beta_{s_{lr}} = \mathbf{c}_l^H E\{h_{s_{lr}}^H h_{s_{lr}}\} \mathbf{c}_l$  با جایگذاری رابطه (۶) و (۸) در رابطه (۷)، برای مسیر رله-مقصد، خواهیم داشت:

$$\mathbf{y}_{rd_k} = \sqrt{p_r} \alpha h_{rd_k} \sum_{l=1}^K \sqrt{p_l} h_{s_{lr}} \mathbf{c}_l b_l + \sqrt{p_r} \alpha h_{rd_k} \hat{\mathbf{n}}_{sr} + \hat{\mathbf{n}}_{rd_k} \quad (9)$$

در هر مقصد  $D_k$ ، سیگنال‌های دریافتی در مرحله اول و سیگنال‌های دریافتی از رله در مرحله دوم، ابتدا در کد سیگنال موردنظر، ضرب می‌شود تا اثر کد هر کاربر از بین برود و اثر کد بقیه کاربران با یک ضریب همبستگی، ظاهر شود.  $\rho_{kj} = \mathbf{c}_k^T \mathbf{c}_j$  و برای مقادیر متغیرهای نویز جدید را خواهیم داشت:

$$n_{sr} = \mathbf{c}_k^T \hat{\mathbf{n}}_{sr}, n_{sd_k} = \mathbf{c}_k^T \hat{\mathbf{n}}_{sd_k}, n_{rd_k} = \mathbf{c}_k^T \hat{\mathbf{n}}_{rd_k}$$

سیس سیگنال‌های هر دو مرحله باهم ترکیب می‌شود تا تواناً اطلاعات ارسالی توسط منبع  $S_k$ ، آشکارسازی شود. سیگنال ترکیبی از فاز اول و دوم در مقصد  $D_k$  را می‌توان به صورت برداری در زیر نوشت:

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{sd_k} \\ \mathbf{y}_{rd_k} \end{bmatrix} = \mathbf{h}_{kk} b_k + \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{h}_{lk} \rho_{lk} b_l + \mathbf{n}_k$$

که بردار

$$\mathbf{h}_{lk} = \begin{bmatrix} \sqrt{p_l} h_{s_{ld_k}} \\ \sqrt{p_l p_r} \alpha h_{s_{lr}} h_{rd_k} \end{bmatrix}$$

بردار کانال مجازی با اندازه ۲ از منبع  $S_l$  به مقصد  $D_k$  هست و

$$\mathbf{n}_k = \begin{bmatrix} n_{sd_k} \\ \sqrt{p_r} \alpha h_{rd_k} n_{sr} + n_{rd_k} \end{bmatrix}$$

یک بردار نویز معادل، با طول ۲ می‌باشد.  $\mathbf{h}_{kk}$  نشانگر بردار کانال، متناظر با منبع  $S_k$  بوده و  $\mathbf{h}_{lk}, (l \neq k)$  بردارهای کانال منابع تداخل کننده است. بر اساس آشکارسازی «ترکیب با بیشترین نسبت» [۱۸]، سیگنال ارسالی از منبع  $S_k$  به صورت زیر آشکارسازی می‌شود

$$\hat{b}_k = \arg \min_{b_k \in A} |\mathbf{w}_{ko}^H \mathbf{y}_k - b_k|^2 \quad (10)$$

که  $A$  مجموعه سمبل‌های ارسالی است.

بردار اوزان ترکیبی  $\mathbf{w}_{ko}$  در (۱۰) دارای اندازه ۲ بوده و به گونه‌ای انتخاب می‌شود که SINR در مقصد  $D_k$  بیشینه شود:

$$\text{SINR}(\mathbf{w}_k) = \frac{E\{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{kk} b_k|^2\}}{E\{|\mathbf{w}_k^H (\sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{h}_{lk} \rho_{lk} b_l + \mathbf{n}_k)|^2\}} \quad (11)$$

به عبارتی:  $\mathbf{w}_{ko} = \arg \max_{\mathbf{w}_k} \text{SINR}(\mathbf{w}_k)$

## ۲-۲ تحلیل عملکرد سیستم

برای تعیین بردار ضرایب  $\mathbf{w}_{ko}$  ای که SINR را بیشینه می‌کند و به دست آوردن SINR مربوطه در مقصد  $D_k$ ، ابتدا ماتریس‌های زیر را تعریف می‌کنیم:

می‌کند. آنگاه، سیگنال‌های دریافتی در مقصد  $D_k$  و رله  $R$  از این برش زمانی را می‌توان به ترتیب این گونه مدل کرد:

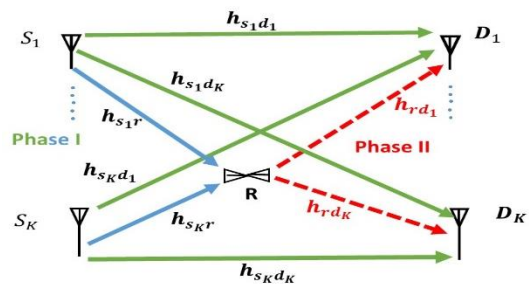
$$\mathbf{y}_{sd_k} = \sum_{l=1}^K \sqrt{p_l} h_{s_{ld_k}} \mathbf{c}_l b_l + \hat{\mathbf{n}}_{sd_k} \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_{sr} = \sum_{l=1}^K \sqrt{p_l} h_{s_{lr}} \mathbf{c}_l b_l + \hat{\mathbf{n}}_{sr} \quad (3)$$

در مرحله دوم و یا برش زمانی دوم، رله، سیگنال‌های دریافتی را تقویت کرده و به سمت مقصد، با ضریب تقویت  $\alpha$  و توان ارسالی  $p_r$  انتقال می‌دهد. سیگنال دریافتی در مقصد  $D_k$ ، در برش زمانی دوم را می‌توان نوشت:

$$\mathbf{y}_{rd_k} = \sqrt{p_r} \alpha h_{rd_k} \mathbf{y}_{sr} + \hat{\mathbf{n}}_{rd_k} \quad (4)$$

در روابط فوق  $(l, k = 1, \dots, K)$ ،  $h_{s_{ld_k}}, h_{s_{lr}}, h_{rd_k}$  به ترتیب ضرایب کانال‌های بین منبع  $S_l$  و رله  $R$ ، بین منبع  $S_l$  و مقصد  $D_k$  و بین رله  $R$  و مقصد  $D_k$ ، بوده و  $\hat{\mathbf{n}}_{sd_k}$  و  $\hat{\mathbf{n}}_{rd_k}$  بیانگر نویز در مقصد  $D_k$  در مرحله اول و دوم می‌باشند.



شکل ۱. شبکه رله‌ای با چندین منبع فرستنده و گیرنده و یک رله، با در نظر گرفتن مسیرهای مستقیم

درحالی‌که  $\hat{\mathbf{n}}_{sr}$  بیانگر نویز در رله می‌باشد. کانال‌های  $h_{s_{ld_k}}, h_{s_{lr}}, h_{rd_k}$  را به صورت متغیرهای تصادفی مستقل و گوسی با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_{s_{ld_k}}^2, \sigma_{s_{lr}}^2, \sigma_{rd_k}^2$  فرض می‌کنیم؛ و همه عناصر نویزها را هم متغیرهای مستقل گوسی با میانگین صفر و واریانس  $\sigma^2$  در نظر می‌گیریم. بدون از دست دادن کلی بودن بحث، واریانس نویزها را برابر یک فرض می‌کنیم.

آنگاه سیگنال‌های دریافتی را می‌توان مطابق زیر بازنویسی کرد:

$$\mathbf{y}_{sd_k} = \sum_{l=1}^K \sqrt{p_l} h_{s_{ld_k}} \mathbf{c}_l b_l + \hat{\mathbf{n}}_{sd_k} \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_{sr} = \sum_{l=1}^K \sqrt{p_l} h_{s_{lr}} \mathbf{c}_l b_l + \hat{\mathbf{n}}_{sr} \quad (6)$$

$$\mathbf{y}_{rd_k} = \sqrt{p_r} \alpha h_{rd_k} \mathbf{y}_{sr} + \hat{\mathbf{n}}_{rd_k} \quad (7)$$

که:  $\mathbf{y}_{sr} = [y_{sr}^{(1)}, y_{sr}^{(2)}, \dots, y_{sr}^{(L)}]^T$ ,  $\mathbf{y}_{sd_k} = [y_{sd_k}^{(1)}, y_{sd_k}^{(2)}, \dots, y_{sd_k}^{(L)}]^T$  و  $\mathbf{y}_{rd_k} = [y_{rd_k}^{(1)}, y_{rd_k}^{(2)}, \dots, y_{rd_k}^{(L)}]^T$  در روابط فوق بردارهای نویز  $\hat{\mathbf{n}}_{sd_k}, \hat{\mathbf{n}}_{sr}$  و  $\hat{\mathbf{n}}_{rd_k}$  عناصری دارند که متغیرهای گوسی تصادفی با میانگین صفر و واریانس واحد هستند. ضریب تقویت در رابطه (۷) این گونه مشخص می‌شود

### ۲-۳ تخصیص بهینه توان با شرط برآورده کردن SINR خاص

#### برای هر زوج منبع-مقصد

در این بخش، تخصیص توان بهینه را برای منابع و رله به نحوی انجام می‌دهیم که کل توان مصرفی، کمینه شود و SINR لازم برای هر زوج منبع-مقصد برآورده شود. فرض کنید که SINR لازم برای هر زوج منبع-مقصد  $(S_k, D_k)$  برابر  $\gamma_k$  به ازای  $k = 1, 2, \dots, K$  باشد. آنگاه، مسئله بهینه‌سازی توان به منظور کمینه کردن کل توان مصرفی که همه SINR های لازم زوج‌های منبع-مقصد را برآورده می‌کند، می‌توان این گونه نوشت:

$$\begin{cases} \min_{p_1, \dots, p_K; p_r} \sum_{k=1}^K p_k + p_r \\ \text{s.t. SINR}_k \geq \gamma_k, 1 \leq k \leq K \end{cases} \quad (18)$$

که متغیرهای توان ارسالی  $p_1, p_2, \dots, p_k, p_r$  همگی نامنفی هستند.

یک پارامتر کمکی  $x$  به صورت زیر تعریف می‌کنیم که می‌توان آن را به صورت ضرب توان نرمالیزه در رله، در نظر گرفت:

$$x = \alpha^2 p_r \quad (19)$$

$\alpha$  ضریب تقویتی است که در رابطه (۸) مشخص شده است. پارامتر  $x$  نقش کلیدی در فرایند بهینه‌سازی اجرا می‌کند.

بر اساس پیوست ب و تعاریف ماتریس‌های مربوطه، خواهیم داشت:

$$1 + \text{SINR}_k = \frac{\det(\mathbf{I}_K + \mathbf{F}^{(k)})}{\det(\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})} \quad (20)$$

اگر ماتریس  $\mathbf{G}^{(k)} = (g_{mn}^{(k)})$  را به گونه‌ای تعریف می‌کنیم که:

$$f_{mn}^{(k)} = \sqrt{p_m p_n} g_{mn}^{(k)} \quad m, n = 1, 2, \dots, K \quad (21)$$

می‌توانیم  $\text{SINR}_k$  را این گونه تقریب زد: (پیوست ب)

$$\text{SINR}_k \approx \frac{\det \mathbf{F}^{(k)}}{\det(\mathbf{F}_k^{(k)})} = \frac{p_k \det(\mathbf{G}^{(k)})}{\det(\mathbf{G}_k^{(k)})} \quad (22)$$

با این کار تنها یک متغیر توان به صورت صریح، در روابط باقی می‌ماند. عبارت فوق یک تقریب مجانبی نزدیک در SINR بالا می‌باشد [۱۶]. بر اساس این تقریب، مسئله بهینه‌سازی در (۱۸) را می‌توان به صورت زیر، دوباره نوشت:

$$\begin{cases} \min_{p_1, \dots, p_K; p_r} \sum_{k=1}^K p_k + p_r \\ \text{s.t. } \frac{p_k \det(\mathbf{G}^{(k)})}{\det(\mathbf{G}_k^{(k)})} \geq \gamma_k \end{cases} \quad (23)$$

می‌توان دید که برای هر مقدار مفروض از متغیر کمکی  $x$  در رابطه (۱۹) و بر اساس رابطه (۸)، توان ارسالی در رله  $p_r$  را این گونه به دست آورد:

$$p_r = \frac{x}{\alpha^2} = x \sum_{k=1}^K p_k \beta_{s_k r} + x \quad (24)$$

بنابراین برای هر  $x \geq 0$ ، مسئله بهینه‌سازی در (۲۳)، خواهد شد:

$$\mathbf{U}_k = \sum_{l=1, l \neq k}^K \rho_{lk} \mathbf{h}_{lk} \mathbf{h}_{lk}^H + \Gamma_k,$$

$$\Gamma_k = E\{\mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H\} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 + 1 \end{bmatrix}$$

آنگاه مقدار SINR در رابطه (۱۱) با هر بردار اوزان ترکیب‌کننده  $\mathbf{w}_k$  را می‌توان این گونه نوشت:

$$\text{SINR}(\mathbf{w}_k) = \frac{|\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_{kk}|^2}{\mathbf{w}_k^H \mathbf{U}_k \mathbf{w}_k} \quad (12)$$

به سادگی می‌توان بررسی کرد که  $\mathbf{U}_k$  تفکیک پذیر<sup>۱۶</sup> است و مطابق نامساوی شوارتز، بیشینه بردار اوزان  $\mathbf{w}_{ko}$  برای SINR می‌شود  $\mathbf{w}_{ko} = \mathbf{U}_k^{-1} \mathbf{h}_{k,k}$  با مقصد  $D_k$  در بردار اوزان بهینه  $\mathbf{w}_{ko}$  برابر است با:

$$\text{SINR}_k = \mathbf{h}_{kk}^H \mathbf{U}_k^{-1} \mathbf{h}_{kk} \quad (13)$$

اگر ماتریس  $\mathbf{F}^{(k)} = (f_{mn}^{(k)})$  را به صورت زیر تعریف کنیم:

$$f_{mn}^{(k)} = \rho_{mn} \sqrt{p_m p_n} \left( h_{s_m d_k}^* h_{s_n d_k} + \frac{\alpha^2 p_r |h_{rd_k}|^2 |h_{s_m r}^* h_{s_n r}|}{\alpha^2 p_r |h_{rd_k}|^2 + 1} \right) \quad (14)$$

آنگاه می‌توان  $\text{SINR}_k$  را این گونه بیان کرد: (تعاریف ماتریس ها و بردارها در ضمیمه الف)

$$\text{SINR}_k = f_{kk}^{(k)} - \mathbf{f}_k^{(k)H} (\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})^{-1} \mathbf{f}_k^{(k)} \quad (15)$$

که علامت  $(\cdot)^{(k)}$  به مقصد متناظر  $D_k$  اشاره می‌کند.

به عنوان یک مثال واضح، وقتی تنها دو زوج منبع-مقصد به همراه یک رله در شبکه داشته باشیم، یعنی  $K = 2$ ، آنگاه  $\text{SINR}_k$  در رابطه (۱۵) با کانال‌های شبه‌ایستار می‌توان به صورت رابطه (۱۶) بیان کرد که  $\rho = \rho_{12} = \rho_{21}$  و اندیس  $k = 1$  برای  $j = 2$  و اندیس  $k = 2$  برای  $j = 1$  می‌باشد.

$$\text{SINR}_k = f_{kk}^{(k)} - |f_{kj}^{(k)}|^2 (1 + f_{jj}^{(k)})^{-1} = p_k \left( h_{s_k d_k}^2 + \frac{\alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 h_{s_k r}^2}{\alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 + 1} \right) - \frac{\rho^2 p_k p_j |h_{s_k d_k}^* h_{s_j d_k} + \frac{\alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 h_{s_k r}^* h_{s_j r}|^2}{\alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 + 1}}{1 + p_j h_{s_j d_k}^2 + \frac{\alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 p_j h_{s_j r}^2}{\alpha^2 p_r h_{rd_k}^2 + 1}} \quad (16)$$

به علاوه، وقتی بردارهای کد/کانال  $\mathbf{c}_k$  بر هم متعامد باشند، یعنی برای  $j \neq k$ ،  $\rho_{kj} = \mathbf{c}_k^T \mathbf{c}_j = 0$ ، آنگاه برای کانال‌های شبه‌ایستار،  $\mathbf{f}_k^{(k)} = \mathbf{0}$  خواهد شد؛ بنابراین  $\text{SINR}_k$  در مقصد  $D_k$  این گونه محاسبه می‌شود:

$$\text{SINR}_k = f_{kk}^{(k)} = p_k |h_{s_k d_k}|^2 + \frac{\alpha^2 p_r |h_{rd_k}|^2 |h_{s_k r}|^2}{\alpha^2 p_r |h_{rd_k}|^2 + 1} \quad (17)$$

که شامل مجموع SNR های لینک مستقیم و لینک رله می‌باشد.

$$1 + \text{SINR}_k = \frac{\det(\mathbf{I}_K + \mathbf{F}^{(k)})}{\det(\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})} \quad (29)$$

$$= p_k \frac{\det(\mathbf{E}^{(k)} + \mathbf{G}^{(k)})}{\det(\mathbf{E}_k^{(k)} + \mathbf{G}_k^{(k)})}$$

که ماتریس‌های  $\mathbf{E}^{(k)}$  و  $\mathbf{E}_k^{(k)}$ ، ماتریس‌های قطری هستند و بر روی قطرشان، معکوس توان‌های منابع قرار دارد. برای ماتریس  $\mathbf{E}_k^{(k)}$ ، در مخرج کسر، تنها سطر و ستون مربوط به توان فرستنده  $k$  ام را از ماتریس  $\mathbf{E}^{(k)}$  حذف کرده‌ایم. مثلاً برای زوج منبع-مقصد اول  $k=1$  داریم:

$$\mathbf{E}^{(1)} = \begin{bmatrix} p_1^{-1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & p_2^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & p_K^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1^{-1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & & & \\ \dots & & & \mathbf{E}_1^{(1)} \\ 0 & & & \end{bmatrix}$$

و ماتریس‌های  $\mathbf{G}$  که قبلاً در روابط تقریبی هم تعریف شده‌اند و تنها به پارامتر  $x$  و ضرایب کانال وابسته‌اند.

با تکرار و مقایسه روابط دقیق و تقریبی می‌توان دید که:

$$p_k = (1 + \text{SINR}_k) \frac{\det(\mathbf{E}_k^{(k)} + \mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{E}^{(k)} + \mathbf{G}^{(k)})} \quad (29)$$

$$p_k = \text{SINR}_k \frac{\det(\mathbf{G}^{(k)})}{\det(\mathbf{G}_k^{(k)})} \quad (22)$$

اولاً، هر وقت مقدار SINR زیاد باشد و یا اینکه مقدار معکوس توان‌های منابع به نسبت عناصر ماتریس  $\mathbf{G}$ ، کوچک باشند، تقریب بهتری داریم. با دقت در روابط تقریبی و دقیق، دیده می‌شود که مقادیر توان‌هایی که از رابطه تقریبی در SINR های بالا، به دست می‌آیند در حقیقت مقادیری هستند که پس از یکبار تکرار از روابط اصلی و با فرض کردن مقادیر اولیه بینهایت و یا خیلی بزرگ، برای تکرار اول، محاسبه می‌شوند (با اختلاف ناچیز در عدد یک برای مقدار SINR)

دوماً، مشابه همه روابط کنترل توان، مقدار توان کمینه در روابط دقیق (29)، وقتی حاصل می‌شود که شرط تساوی برای قیود  $\text{SINR}_k$  برقرار باشد، یعنی وقتی توان بقیه فرستنده‌ها ثابت باشند، ولی توان فرستنده موردنظر کاهش یابد، صورت کسر به صورت یکنوا کاهش می‌یابد و بنابراین، مشابه روابط کنترل توان کلاسیک [۱۱]، توان‌های بهینه باید شرایط مرزی را برآورده کنند.

سوماً، اگر بخواهیم مقدار توان واقعی را برای یک SINR مشخص حساب کنیم، کافی است که برای هر مقدار از پارامتر  $x$ ، به کمک روابط تقریبی، مقادیر تقریبی توان‌ها را محاسبه کنیم و از مقدار تقریبی توان‌ها برای محاسبه ماتریس‌های  $\mathbf{E}^{(k)}$  و  $\mathbf{E}_k^{(k)}$  استفاده کرده و سپس مقدار توان هر زوج منبع-مقصد را از روابط بازگشتی زیر، به روز کرد (در شبیه‌سازی‌ها، با انتخاب هر مقدار اولیه برای ماتریس‌های قطری  $\mathbf{E}$  و با کمتر از پنج تکرار به توان‌های دقیق می‌رسیدیم):

$$p_k = (1 + \text{SINR}_k) \frac{\det(\mathbf{E}_k^{(k)} + \mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{E}^{(k)} + \mathbf{G}^{(k)})} \quad (30)$$

$$\begin{cases} \min \sum_{p_1, \dots, p_K} (x\beta_{kr} + 1)p_k + x, \\ \text{s.t. } p_k \geq \frac{\gamma_k \det(\mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{G}^{(k)})}, 1 \leq k \leq K. \end{cases} \quad (25)$$

مشاهده می‌کنیم که در رابطه (25)، برای هر مقدار  $x \geq 0$ ، مقدار  $\frac{\gamma_k \det(\mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{G}^{(k)})}$  یک مقدار ثابت است که مستقل از  $p_k, (k=1,2,\dots,K)$  می‌باشد؛ بنابراین مقدار کمینه در رابطه (25) وقتی به دست می‌آید که همه شرط‌ها با تساوی برآورده شوند، یعنی:

$$p_k = \frac{\gamma_k \det(\mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{G}^{(k)})}, \quad k=1,2,\dots,K. \quad (26)$$

آنگاه، برای عبارت کمینه توان کل مصرفی، داریم:

$$v(x) = \sum_{k=1}^K \gamma_k (x\beta_{kr} + 1) \frac{\det(\mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{G}^{(k)})} + x \quad (27)$$

که یک تابع از  $x \geq 0$  است. اگر مقدار کمینه تابع هدف مسئله (28) را با  $v^*$  نشان دهیم. آنگاه، می‌توان دید که:

$$v^* = \min_{x \geq 0} v(x) \quad (28)$$

بحث بالا نشان می‌دهد که می‌توانیم مسئله بهینه‌سازی در رابطه (18) بر روی فضای چندبعدی را به مسئله کمینه کردن در رابطه (28)، تبدیل کرد که تنها بستگی به یک متغیر  $x$  در یک فضای تک‌بعدی دارد. کمینه کردن  $v(x)$  در رابطه (27) را می‌توان به‌سادگی و با جستجوی عددی بر روی مقدار بهینه پارامتر  $x \geq 0$  حل کرد. با مقدار بهینه  $x^*$  که تابع  $v(x)$  را در (27) کمینه می‌کند، می‌توانیم مقدار بهینه توان متناظر  $p_k$  و  $p_r$  را، از روابط (26) و (24) به ترتیب محاسبه کرد.

### ۳- روش‌های پیشنهادی اول و دوم

در ادامه دو روش پیشنهادی که مبتنی بر معادلات دقیق کنترل توان بوده و از روابط بخش قبل استخراج شده‌اند، بیان می‌شود و آنگاه، بعد از بیان کردن شبیه‌سازی‌های این دو روش، روش پیشنهادی سوم ذکر می‌شود.

#### ۳-۱- روش پیشنهادی اول و بهبود در دقت محاسبات

در بخش قبلی، مقادیر SINR از روابط تقریبی به دست می‌آمد، یعنی:

$$\text{SINR}_k \approx \frac{\det(\mathbf{F}^{(k)})}{\det(\mathbf{F}_k^{(k)})} = \frac{p_k \det(\mathbf{G}^{(k)})}{\det(\mathbf{G}_k^{(k)})}$$

درحالی‌که رابطه دقیق SINR به‌صورت زیر است:

$$1 + \text{SINR}_k = \frac{\det(\mathbf{I}_K + \mathbf{F}^{(k)})}{\det(\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})}$$

با کمی دقت و به‌سادگی دیده می‌شود که رابطه SINR را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

و سپس مقدار  $v(x)$  را هم به‌طور دقیق محاسبه کنیم:

$$v(x) = \sum_{k=1}^K (x\beta_{s_{kr}} + 1)p_k + x = \sum_{k=1}^K (x\beta_{s_{kr}} + 1) \left( \frac{(1+\gamma_k)}{g_{kk}} - 1 \right) + x = \sum_{k=1}^K (x\beta_{s_{kr}} + 1) \left( \frac{(1+\gamma_k)}{|h_{s_k d_k}|^2 + \frac{x|h_{rd_k}|^2|h_{s_k r}|^2}{x|h_{rd_k}|^2 + 1}} - 1 \right) + x \quad (33)$$

به سادگی می‌توان نشان داد که عبارت فوق محدب است [۱۶]. واضح است در حالت کانال‌های متعامد، توان کل کمتر می‌شود ولی هم‌زمان بازدهی طیفی کاهش می‌یابد. (شکل ۳ در بخش ۲-۵)

تذکر دیگر در خصوص بازه پارامتر ایکس می‌باشد. با توجه به اینکه مقدار آن به توان رله بستگی مستقیم دارد:

$$x = \alpha^2 p_r$$

بنابراین شروع آن از مقدار متناظر با توان رله برابر با صفر، یعنی حالت بدون رله که مقدار صفر را برای ایکس به دست می‌دهد، بوده و با افزایش توان رله، مقدار ایکس هم افزایش می‌یابد و در این حالت، معمولاً توان کل از سالی در شبکه در ابتدا پایین می‌آید و سپس شروع به افزایش می‌کند که در طی این جستجو، یک نقطه کمینه به دست می‌آید. واضح است که این نقطه در روش تقریبی، لزوماً نقطه بهینه نهایی نیست، چرا که در روش‌های پیشنهادی هم اختلاف آن با جواب اصلی تا چند دسی بل می‌رسد.

### ۳-۲- روش پیشنهادی دوم و یافتن مقادیر توان بهینه

#### منابع

روش دومی که برای یافتن نتایج بهینه مسئله و هم‌چنین جهت مقایسه نتایج تقریبی و سایر روش‌های پیشنهادی، انجام شد، استفاده از جعبه‌ابزار متلب، برای حل یک سیستم معادلات غیرخطی برحسب توان‌های منابع است. به این صورت که به ازای نقاط مختلف پارامتر کمکی  $x$  و مقادیر SINR های لازم برای هر زوج منبع-مقصد که معلوم هستند، نقطه‌به‌نقطه، یک سیستم معادلات غیرخطی را حل کرده و سپس مقادیر توان منابع، به‌طور دقیق به دست می‌آید. روابط غیرخطی توان که تشکیل یک سیستم معادلات غیرخطی را می‌دهند، عبارت‌اند از:

$$1 + \text{SINR}_1 = p_1 \frac{\det(\mathbf{E}^{(1)} + \mathbf{G}^{(1)})}{\det(\mathbf{E}_1^{(1)} + \mathbf{G}_1^{(1)})} \quad (34)$$

$$1 + \text{SINR}_k = p_k \frac{\det(\mathbf{E}^{(k)} + \mathbf{G}^{(k)})}{\det(\mathbf{E}_k^{(k)} + \mathbf{G}_k^{(k)})} \quad (34)$$

$k = 1, 2, \dots, K.$

بعد از به دست آوردن توان منابع و محاسبه مقدار توان رله که به توان‌های منابع و پارامتر کمکی  $x$  وابسته است، در هر نقطه مجموع توان‌ها را حساب کرده و منحنی توان کل ارسالی را نقطه‌به‌نقطه رسم می‌شود و در نتیجه، می‌توان نقطه بهینه را به کمک جستجو بر روی

$$v(x) = \sum_{k=1}^K (x\beta_{s_{kr}} + 1)p_k + x, \quad (31)$$

و آنگاه با جستجو بر روی تابع تک متغیره‌ای برحسب  $x$ ، نقطه کمینه را پیدا کرد (پیوست د).

دلیل دیگری که باید سراغ روش بهبودیافته رفت (به‌جای اتکا به روابط روش تقریبی) این است که وقتی مقدار پارامتر ضریب همبستگی برابر «یک» می‌شود، (بدون کد دسترسی) مقادیر دترمینان در محاسبه منحنی تقریبی و در بعضی کانال‌ها صفر شده و نمی‌شود از روش تقریبی استفاده کرد.

سؤالی که ممکن است، مطرح شود، در مورد محدب بودن تابع فوق است، در حقیقت، پیچیدگی مسئله به غیر محدب بودن آن برمی‌گردد، هم‌چنان‌که در روش پیشنهادی سوم هم به آن اشاره خواهد شد؛ اما در مورد مسئله جدید با ابعاد کاهش‌یافته، با توجه به وجود روابط دترمینانی و تودرتو، اثبات محدب بودن روابط زیاد ساده نبوده ولی به استناد شبیه‌سازی‌های فراوان، مسئله کاهش‌یافته، رفتار محدبی دارد (این مسئله در مقاله اصلی [۱۶] هم مسکوت مانده و تنها در حالت خاص کانال‌های متعامد، به بررسی محدب بودن مسئله پرداخته است).

قابل ذکر است در حالتی که کانال‌ها متعامد باشند، برای روش تقریبی در مقاله اصلی روابط به شدت ساده شده و نشان داده شده که مسئله محدب می‌شود. هرچند هدف اصلی این مقاله، بیان کردن تفاوت چندین دسی‌بلی و معنادار جواب‌های روش تقریبی و دقیق در مسئله کنترل توان به‌خصوص در حالت کانال‌های غیرمتعامد بوده، ولی در ادامه به بیان روابطی از مسئله در حالت کانال‌های متعامد می‌پردازیم.

در حالتی که کانال‌ها متعامد باشند، برای روابط دقیق مربوط به کنترل توان که در روش‌های ما به‌کاررفته‌اند، فرض تعامد باعث ساده شدن، روابط می‌شود و ماتریس‌هایی که در روابط دترمینانی ظاهر می‌شوند، قطری شده و تنها به یک عبارت کسری تقلیل می‌یابد.

$$p_k = (1 + \text{SINR}_k) \frac{\det(\mathbf{E}_k^{(k)} + \mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{E}^{(k)} + \mathbf{G}^{(k)})} = (1 + \gamma_k) \frac{\prod_{l=1, l \neq k}^K (p_l^{-1} + g_{ll})}{\prod_{l=1}^K (p_l^{-1} + g_{ll})} = (1 + \gamma_k) \frac{1}{(p_k^{-1} + g_{kk})} \quad (32a)$$

و آنگاه مقدار توان منابع خواهد شد:

$$p_k = \frac{(1 + \gamma_k)}{g_{kk}} - 1 = \frac{\gamma_k}{g_{kk}} + \left( \frac{1}{g_{kk}} - 1 \right) \quad (32b)$$

اگر عبارت فوق را با مقاله تقریبی [۱۶] مقایسه کنیم، قسمت دوم که با پراختز جدا شده، مقدار تفاوت در روش دقیق نسبت به روش تقریبی است. با جایگذاری مقادیر  $g_{kk}$ ، عبارت توان کل به‌طور مشابه قابل بیان است.

$$q_k \triangleq 1/(p_k^2) \quad (38)$$

$$\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_K]^T$$

و مسئله به فرم زیر که هنوز یک مسئله غیر محدب (ولی مناسب برای روش DCI) است، تبدیل می‌شود:

$$\min_{\mathbf{q}, p_r} \Phi(\mathbf{q}, p_r) \quad (39)$$

$$\text{s.t. } \gamma_k \beta_k(\mathbf{q}, p_r) - \alpha_k(\mathbf{q}, p_r) \leq 0$$

برای سادگی، از تعریف نماد  $\mathbf{z} \triangleq [\mathbf{q}^T, p_r]^T$  استفاده می‌شود. می‌توان نشان داد که با تغییر متغیر فوق و سپس نوشتن تقریب خطی (بسط تیلور مرتبه اول) برای قسمت  $\alpha_k(\mathbf{q}, p_r) = \alpha_k(\mathbf{z})$  در حول نقطه «امکان‌پذیر<sup>۱۷</sup>»  $\mathbf{z}(n)$  به صورت زیر:

$$\hat{\alpha}_k(\mathbf{z}) = \alpha_k(\mathbf{z}(n)) + \nabla \alpha_k(\mathbf{z}(n))(\mathbf{z} - \mathbf{z}(n)) \quad (40)$$

به مسئله‌ای محدب می‌رسیم:

$$\min_{\mathbf{q}, p_r} \Phi(\mathbf{q}, p_r) \quad (41)$$

$$\text{s.t. } \gamma_k \beta_k(\mathbf{q}, p_r) - \hat{\alpha}_k(\mathbf{q}, p_r) \leq 0$$

با توجه به اینکه مسئله فوق نیاز به «نقطه امکان‌پذیر» دارد، ابتدا امکان‌پذیری یا مسئله یافتن نقطه مناسب به صورت زیر حل می‌شود و از جواب حاصل برای نقطه شروع امکان‌پذیر مسئله اصلی استفاده می‌کنیم:

$$\min_{\mathbf{q}, p_r} s \quad (42)$$

$$\text{s.t. } \gamma_k \beta_k(\mathbf{q}, p_r) - \hat{\alpha}_k(\mathbf{q}, p_r) \leq s$$

مسئله امکان‌پذیری فوق در صورت وجود، با شروع از یک نقطه کاملاً تصادفی، بعد از چند تکرار با صفر شدن پارامتر  $s$  به جواب رسیده و یک نقطه شروع برای مسئله اصلی به دست می‌دهد.

از اینجا به بعد و بر اساس روش DCI روال کار به این صورت است که از یک نقطه امکان‌پذیر برای تقریب خطی، شروع می‌کنیم (رابطه (۴۰)) و بعد مسئله محدب حاصل (رابطه (۴۱)) را حل کرده و در تکرار بعدی، دوباره حول جواب به دست آمده، تقریب را تکرار می‌کنیم (رابطه (۴۰)) تا بعد از چند بار تکرار به نقطه کمینه برسیم (پیوست د)، با وجودی که الگوریتم تضمین می‌کند که به یک جواب بهینه محلی می‌رسیم (اثبات همگرایی در مقالات مشابه و بر اساس یکنوا بودن توابع و شرایط KKT<sup>۱۸</sup> آمده است) ولی در مقالات متعدد و بر اساس شبیه‌سازی‌های فراوان، نشان داده شده که در صورت همگرایی، نقطه حاصل، جواب بهینه سراسری است [۲۰-۱۹].

## ۵- شبیه‌سازی‌های روش اول و دوم

در این فصل، شبیه‌سازی‌هایی از نتایج روش تقریبی و روش‌های پیشنهادی، ارائه کرده و نقاط ضعف و قدرت آن‌ها را بررسی می‌کنیم. مشخص می‌شود که روش پیشنهادی، غیر از اینکه همیشه جواب بهتری می‌دهد، در بعضی شرایط می‌تواند بهبود چشمگیری به نتایج روش تقریبی، اضافه کند. در مقاله‌ای که روش تقریبی را ارائه کرده [۱۶].

پارامتر  $x$  ولی به صورت دقیق محاسبه کرد. با توجه به اینکه، همه روش‌هایی که تاکنون ذکر شد، بر اساس جستجو بودند، در بخش بعدی روشی بازگشتی که نیازی به جستجو بر روی کل بازه پارامتر  $x$  ندارد، بیان خواهد شد و در ادامه همه شبیه‌سازی‌ها ذکر می‌شود.

## ۴- روش پیشنهادی سوم و استفاده از تکنیک DCI

با توجه به اینکه هر دو روش قبلی برای حل مسئله، بر روابط مقاله روش تقریبی [۱۶] مبتنی بود، در نتیجه سعی شده بود تا از همان روابط برای بیان حل مسئله استفاده شود. در این بخش، روش سوم ارائه می‌شود که به جای بیان کردن روابط SINR بر حسب دترمینان و یا معکوس ماتریس (روابط (۱۳) و (۲۰))، از بسط معکوس ماتریس استفاده کرده و رابطه‌ای چندجمله‌ای به دست می‌آید که برای روش‌های مبتنی بر گرادیان و حل‌های بازگشتی، مناسب باشد. در این صورت می‌توان مقدار SINR<sub>k</sub> را بر حسب توان منابع و رله و به صورت نسبت دو چندجمله‌ای، چنین نوشت (پیوست ج):

$$\text{SINR}_k = \frac{\alpha_k(\mathbf{p}, p_r)}{\beta_k(\mathbf{p}, p_r)}$$

در بخش بعد سعی می‌شود در روش سوم از تکنیک DCI برای حل مسئله استفاده شود.

## ۴-۱- بیان مدل ریاضی مسئله کنترل هم‌زمان توان منابع و

### رله در روش DCI

در ادامه، تابع هدف و قیود مسئله کمینه کردن توان ارسالی، دوباره بر حسب روابط جدید بیان می‌شود.

تابع هدف (مثلاً مجموع توان ارسالی منابع و رله‌ها) را می‌توان این گونه نوشت: (با فرض واریانس نویز برابر با مقدار یک در رله‌ها و گیرنده‌ها)

$$\Phi(\mathbf{p}, p_r) = \sum_{k=1}^K p_k + \sum_{k=1}^K p_k h_{s_k r}^2 p_r + p_r \quad (35)$$

از اینجا به بعد با مسئله زیر که یک مسئله غیر محدب است، (هم از نظر تابع هدف و هم از نظر قیود)، طرف هستیم که قرار است، مجموع توان ارسالی، تحت نسبت سیگنال به نویز مورد نیاز برای هر کاربر کمینه شود:

$$\min_{\mathbf{p}, p_r} \Phi(\mathbf{p}, p_r) \quad (36)$$

$$\text{s.t. } \text{SINR}_k \geq \gamma_k$$

و یا به طور معادل:

$$\min_{\mathbf{p}, p_r} \Phi(\mathbf{p}, p_r) \quad (37)$$

$$\text{s.t. } \gamma_k \beta_k(\mathbf{p}, p_r) - \alpha_k(\mathbf{p}, p_r) \leq 0$$

هر کدام از اجزا عبارت فوق را می‌توان با تغییر متغیر زیر به صورت محدب درآورد، با این کار قیود مسئله به صورت تفاضل دو عبارت محدب نوشته می‌شوند: (جزئیات مشابه در مقالاتی که از روش DCI استفاده می‌کنند، از جمله مقاله [۲۰] آمده است)



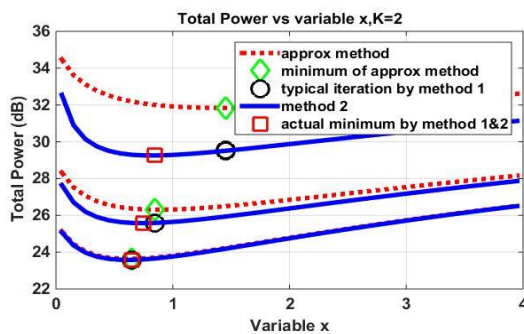
به‌دست‌آمده از روش تقریبی و نقطه مربعی، مقدار کمینه با روش اول و دوم است. نقاط دایره‌ای، از روش تکرار و با شروع از نقطه کمینه در روش تقریبی به‌دست‌آمده است.

### ۵-۲- شبیه‌سازی با مقادیر مختلف ضریب همبستگی

شبیه‌سازی‌هایی که قدرت روش پیشنهادی را نشان می‌دهد در زیر بررسی می‌شود، آنچه در روش تقریبی باعث کاهش دقت تقریب می‌شود، در حقیقت به SINR بستگی زیادی نداشته و بیشتر به مقدار همبستگی بین کدها/کانال‌ها ربط دارد (مقدار پارامتر  $\rho$ ).

در نمودارهایی که در روش تقریبی شبیه‌سازی شده‌اند [۱۶]، همگی از مقدار ضریب همبستگی برابر  $0.25$  استفاده کرده‌اند. ولی هنگامی که ضریب همبستگی افزایش یابد و به سمت یک میل کند و یا اینکه زوج‌های منبع-مقصد بدون کد ارسال شوند، تقریب در روابط، دقت خودش را از دست می‌دهد. برای نشان دادن این موضوع، مقادیر ضریب همبستگی  $\rho$  را  $0.25$ ،  $0.75$  و  $0.95$  قرار داده و شبیه‌سازی‌ها تکرار می‌شود. واضح است که در ضریب همبستگی یک، عملاً کدی وجود نخواهد داشت و در ضریب همبستگی صفر، کانال‌ها متعامد و کاملاً مستقل از هم می‌شوند. هر زوج منحنی خط‌چین و توپر برای یک مقدار ضریب همبستگی رسم شده‌اند. منحنی خط‌چین، روش تقریبی و منحنی توپر، منحنی بهینه و دقیق، ناشی از حل معادلات غیرخطی و بدون تقریب هستند. نقطه مربعی در منحنی‌ها، نظیر نقطه کمینه در منحنی تقریبی است که به کمک روش پیشنهادی، پس از چند تکرار روی منحنی دقیق، ثابت می‌شود و مقادیر دقیق را به دست می‌دهند.

با افزایش مقدار ضریب همبستگی، علاوه بر اینکه توان مجموع افزایش می‌یابد، فاصله منحنی تقریبی از منحنی بهینه متناظرش زیاد می‌شود (دقت تقریب کم می‌شود) و نقطه‌ای که منحنی تقریبی به‌عنوان نقطه کمینه پیدا می‌کند (نظیر نقطه دایره‌ای) از نقطه کمینه واقعی در منحنی بهینه توپر، فاصله پیدا می‌کند.



شکل ۳. منحنی مجموع توان بر حسب پارامتر  $x$  با افزایش ضریب همبستگی کد/کانال (۲ منبع)

در اینجا بهتر است اشاره کنیم که با توجه به اینکه هدف این مقاله بیشتر، نشان دادن بهبود نسبت به روش تقریبی است و درحالی که در مقاله روش تقریبی [۱۶] جواب بهینه و معیار با سعی و خطا و روش

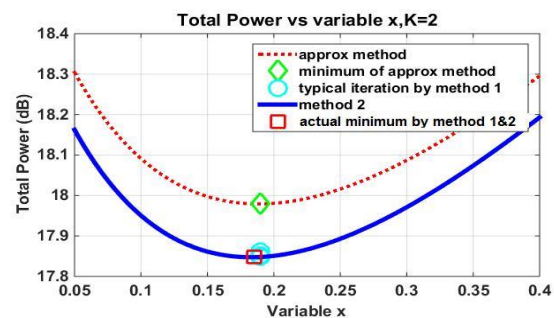
شبیه‌سازی‌هایی برای حالت دو زوج منبع-مقصد ذکر شده که سعی می‌شود دوباره آن‌ها را بازسازی کرد و با مقدار بهبودیافته مقایسه کرد. ضرایب کانال به‌صورت زیر مدل شده‌اند:

فرض شده است که با یک کانال فیدینگ آهسته روبرو هستیم که زمان همدوسی<sup>۱۹</sup> کانال خیلی بزرگ‌تر از تأخیر کانال است و بنابراین مقدار  $|h_{i,j}|^2$  را با واریانس آن  $\sigma_{i,j}^2$  تقریب می‌زنیم [۱۸]. بهره کانال برای هر لینک کانال از یک مدل افت مسیر، پیروی می‌کند که واریانس ضریب کانال از رابطه  $\sigma_{ij}^2 = \delta_{ij}^{-2}$  ( $i, j \in \{s_k, d_k, r\}$ ) به دست می‌آید.  $\delta_{s_i, d_i} = 2$ ، فاصله لینک کانال و  $\lambda$  نمای افت مسیر است (در شبیه‌سازی مقدار  $\lambda = 3$  فرض شده است). در شبیه‌سازی‌ها کانال‌ها را نامتقارن گرفته‌ایم، به طوری که یک فرستنده - گیرنده، نزدیک‌تر از سایرین به رله می‌باشد. مقادیر فاصله نقاط برابرند با:  $\delta_{s_1, d_1} = 2$ ،  $\delta_{s_1, r} = \delta_{s_2, r} = \delta_{d_1} = 1$ ،  $\delta_{s_1, d_2} = 3$ ،  $\delta_{s_2, d_2} = 3$  همه شبیه‌سازی‌ها برای سادگی برابر یک در نظر گرفته شده است.

### ۵-۱- شبیه‌سازی در SINR های پایین

موضوعی که از ابتدا باعث شد به سراغ روش پیشنهادی رفت، این بود که در روش تقریبی، روابط برای مقادیر بالای SINR به‌دست‌آمده بودند و بنابراین انتظار می‌رفت که در نسبت‌های پایین از سیگنال به نویز و تداخل، جواب‌های روش تقریبی از مقادیر بهینه فاصله بگیرند، به همین منظور با شبیه‌سازی، نتایج روش تقریبی در SINR های پایین تکرار شد که باوجوداین، دقت نتایج قابل قبول بود و کمتر از چند درصد و یا دو، سه دهم دسی‌بل از مقدار بهینه فاصله داشت. به‌عنوان مثال برای دو کاربر با مقادیر  $SINR = [3dB, 3dB]$ ، یکی از نمودارها در اطراف نقطه بهینه در شکل ۲، رسم شده است.

نکته‌ای که در نمودار ۲ قابل ذکر است، رفتار روش پیشنهادی است (نقاط دایره‌ای) که با هر بار تکرار از جواب تقریبی به سمت جواب



شکل ۲. منحنی توان مصرفی به دو روش پیشنهادی و تقریبی و در

SINR های پایین  $[3dB, 3dB]$

دقیق همگرا می‌شود. حتی با اولین تکرار هم به نزدیکی جواب دقیق می‌رسد. باوجوداین، همچنان اختلاف دو روش کمتر از چند درصد و یا دو دهم دسی‌بل است. (منحنی توپر و مرجع، به کمک روش دوم و حل معادلات غیرخطی، به‌دست‌آمده است). نقطه لوزی، مقدار کمینه

مسیر مستقیم، استفاده از دایور سیتی هر دو مسیر می‌باشد، چون در عمل مشخص نیست که در هر لحظه، کدام مسیر برای هر کاربر، قوی‌تر است. در انتها، با توجه به اینکه هیچ رابطه صریحی در حالت کلی، برای رابطه مجموع توان برحسب پارامتر  $x$  به‌طور دقیق موجود نیست، در نتیجه روش سوم بیان می‌شود.

### ۵-۳- مدل کانال و شبیه‌سازی‌های روش DCI

قبل از بیان نتایج شبیه‌سازی روش سوم، مدلی از کانال که در مقالات مشابه برای شبیه‌سازی، استفاده می‌شود و بر اساس آمارگان مرتبه دوم کانال است، بیان می‌شود. ضرایب کانال‌ها که با توان نویز هم‌نرمالیزه شده‌اند، به‌صورت زیر بیان می‌شود.

$$h_{s_k r} = \bar{h}_{s_k r} + \tilde{h}_{s_k r}, \quad \forall k = 1: K \quad (43a)$$

$$h_{s_l d_k} = \bar{h}_{s_l d_k} + \tilde{h}_{s_l d_k}, \quad \forall k, l = 1: K \quad (43b)$$

$$h_{r d_k} = \bar{h}_{r d_k} + \tilde{h}_{r d_k}, \quad \forall k = 1: K \quad (43c)$$

مقادیر مؤلفه اول از روابط فوق، مقدار میانگین کانال بوده و مؤلفه دوم، متغیرهای تصادفی با میانگین صفر هستند. شبیه‌سازی مقالات قبلی، مقادیر میانگین را می‌توان چنین نوشت.

$$\bar{h}_{r d_k} = \frac{\exp(\sqrt{-1}\zeta_{r d_k})}{\sqrt{1 + \lambda_{r d_k}}} \quad \forall k = 1: K \quad (44a)$$

$$\bar{h}_{s_l d_k} = \frac{\exp(\sqrt{-1}\Omega_{s_l d_k})}{\sqrt{1 + \lambda_{h_{s_l d_k}}}} \quad \forall k, l = 1: K \quad (44b)$$

$$\bar{h}_{s_k r} = \frac{\exp(\sqrt{-1}\theta_{s_k r})}{\sqrt{1 + \lambda_{h_{s_k r}}}} \quad \forall k = 1: K \quad (44c)$$

مقادیر زوایای رندم در فوق دارای توزیع یکنواخت در فاصله  $[0, 2\pi]$  بوده و مقادیر ثابت و مثبت  $\lambda_{h_{s_l d_k}}$ ،  $\lambda_{h_{s_k r}}$ ،  $\lambda_{h_{r d_k}}$  بیانگر مقدار عدم اطمینان در ضرایب کانال هستند که واریانس آن‌ها عبارت است از:

$$E\left\{\left|\tilde{h}_{r d_k}\right|^2\right\} = \frac{\lambda_{h_{r d_k}}}{1 + \lambda_{h_{r d_k}}} \quad (45a)$$

$$E\left\{\left|\tilde{h}_{s_l d_k}\right|^2\right\} = \frac{\lambda_{h_{s_l d_k}}}{1 + \lambda_{h_{s_l d_k}}} \quad (45b)$$

$$E\left\{\left|\tilde{h}_{s_k r}\right|^2\right\} = \frac{\lambda_{h_{s_k r}}}{1 + \lambda_{h_{s_k r}}} \quad (45c)$$

و مشابه سایر مقالات، کانال‌ها را مستقل از هم فرض کرده و در این حالت می‌توان مقدار پارامترهای روابط SINR را در روابط (۴۶) در بالای صفحه بعد نوشت. نتایج شبیه‌سازی مربوط به منحنی توان کل ارسالی برای یک شبکه رله‌ای با سه کاربر و یک رله و با در نظر گرفتن همه مسیرهای مستقیم بین کاربران، برای روش پیشنهادی در بخش‌های

جستجوی گسترده، به‌دست‌آمده بود، ولی روش پیشنهادی دوم ما، دقیقاً جایگزین روش معیار است، یعنی برای هر مقدار از پارامتر ایکس که متناظر با یک مقدار از توان رله هست، یک‌سری معادلات مرتبه دوم برای توان‌های منابع به دست می‌آید و سپس با کمک جعبه‌ابزار متلب، مقادیر بهینه توان منابع محاسبه می‌شود و با جمع کردن مقادیر توان رله و منابع، منحنی بهینه برای توان کل به دست می‌آید.

به‌عنوان مثال، قسمتی از نتایج روش تقریبی، روش دوم و روش جستجوی گسترده در جدول ۱ ذکر می‌شود و آنچه در مقاله مربوط به روش تقریبی [۱۶]، آمده است، در جدول ۲ تکرار می‌کنیم. ( $\rho = 1/25$ ) دیده می‌شود که جواب‌های روش تقریبی در شبیه‌سازی ما (جدول ۱)، مطابق انتظار، همان جواب‌های مقاله روش تقریبی است؛ که تحت عنوان روش پیشنهادی (Proposed Method) در جدول ۲ ذکر کرده‌اند. ولی جواب‌های دقیقی که ما در جدول ۱ به دست آورده‌ایم حتی از جواب‌های به‌دست‌آمده از روش جستجوی گسترده (Exhaustive search)، در جدول ۲ بهتر است. (چون کاملاً منطبق بر جواب‌های معادلات دقیق و غیرخطی‌اند) ولی در این حالت از شبیه‌سازی (که مقدار ضریب همبستگی کم است)، مقدار تفاوت ناچیز است و روش تقریبی هم جواب‌های مناسبی به دست می‌دهد؛ بنابراین برخلاف مقاله [۱۶] که از جستجوی گسترده برای پیدا کردن، جواب بهینه استفاده کرده است. روش فوق با دقت بهتری و بر اساس حل معادلات مرتبه دوم به جواب بهینه و معیار می‌رسد.

جدول ۱: نتایج توان مصرفی برای روش تقریبی و روش پیشنهادی

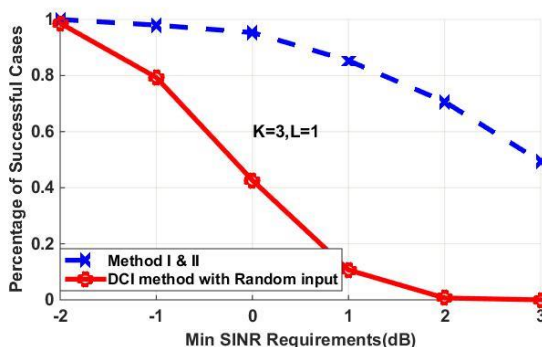
SINR = [۱۰ و ۲۰] (dB)	P1/σ <sup>2</sup> (dB)	P2/σ <sup>2</sup> (dB)	Pr/σ <sup>2</sup> (dB)	Pt/σ <sup>2</sup> (dB)
روش تقریبی	۱۱/۵۹۵۹	۲۷/۳۴۲۲	۲۹/۷۴۷۴	۳۱/۷۶۱۵
روش پیشنهادی (دقیق)	۱۱/۵۹۵۶	۲۷/۲۶۷۵	۲۹/۶۸۲۲	۳۱/۶۹۳۵

جدول ۲: نتایج توان مصرفی در روش تقریبی و روش جستجوی

گسترده (از مقاله روش تقریبی [۱۶])

SINR = [۱۰ و ۲۰] dB	P1/σ <sup>2</sup> (dB)	P2/σ <sup>2</sup> (dB)	Pr/σ <sup>2</sup> (dB)
Proposed method	۱۱/۵۹	۲۷/۳۴	۲۹/۷۴
Exhaustive search	۱۱/۷۶	۲۷/۲۸	۲۹/۷۰

مورد دیگری که در اینجا، لازم است اشاره شود، نتایج شبیه‌سازی در مورد نقش رله در سیستم و اهمیت آن است. هرچند به‌طور صریح در شبیه‌سازی‌ها، در مورد حالتی که رله از سیستم حذف شود، سخنی گفته نشده، اما در شبیه‌سازی‌ها، پوشش داده‌شده، انتها روی آن تأکیدی نشده است، همان‌طور قبلاً هم گفته شد، پارامتر ایکس، حاصل ضرب توان رله در عبارتی برحسب توان منابع است، وقتی توان رله صفر باشد؛ معادل با مقدار پارامتر ایکس برابر صفر بوده و در نتیجه، نقطه صفر در نمودارهای توان کل، معادل عدم وجود رله در سیستم است و مشخص است که مقدار توان کل ارسالی در این نقطه خیلی بیشتر از نقطه بهینه است (شکل ۳). دلیل استفاده از مسیر رله، غیر از



شکل ۵: منحنی درصد موفقیت برحسب مقدار SINR برای روش پیشنهادی اول و دوم در بخش قبل و روش DCI

در روش تقریبی [۱۶] تنها نیاز به یکبار محاسبات دترمینانی در هر نقطه از پارامتر ایکس وجود داشت. در روش اول پیشنهادی، نیاز به تکرار ۵ تا ۱۰ باره محاسبات دترمینانی به ازای هر نقطه از پارامتر ایکس وجود دارد. در روش دوم نیاز به تکرار نبوده ولی نیاز به یک بار حل مجموعه معادلات مرتبه دوم برای هر نقطه ایکس می‌باشد.

در روش سوم نیاز به تکرار ۱۰ تا ۱۵ باره برای حل یک مسئله محدب وجود دارد، (که روش‌های روتینی برای حل آن‌ها موجود است) ولی نیازی به جستجو بر روی بازه ایکس نبوده و مقادیر توان منابع و رله، هم‌زمان به دست می‌آیند.

با توجه به اینکه روش تقریبی و روش‌های دقیق هر دو نیاز به اطلاعات آمارگان مرتبه دوم کانال‌ها دارند، از این بابت تفاوتی بین روش‌ها نیست.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، مسئله کمینه کردن توأمان توان‌های منابع و رله، در شبکه رله‌ای با چندین منبع و مقصد بررسی شد، در کلی‌ترین حالتی که کانال‌ها غیرمتعامد بوده و باهم تداخل دارند، به علاوه، زوج‌های منبع-مقصد دارای دید مستقیم، با یکدیگر هم هستند که منجر به پیچیدگی بیشتر و هم‌چنین جامع‌تر شدن مدل کانال می‌شود. از آنجایی که مسئله فوق در حالت کلی، برحسب توان‌های منابع، غیرخطی بوده و بنابراین روش‌های موجود یا با افزایش تعداد زوج‌های منبع-مقصد، غیرعملی می‌شوند و یا برای اجتناب از پیچیدگی مسئله، از تقریب‌هایی در حل مسئله استفاده کرده‌اند؛ بنابراین با پیشنهاد سه روش بهبودیافته، ضمن افزایش دقت، در مواردی هم که روش‌های تقریبی قادر به حل مسئله نیستند، جواب‌ها را می‌توان به دست آورد. شبیه‌سازی‌های ما برای بدترین حالت و یا تداخل کامل ارائه شدند. هم‌چنان که دیده شد، دو روش اول مبتنی بر جستجو بودند ولی روش سوم بر اساس روش گرادینتی بوده و تنها، به یک نقطه شروع امکان‌پذیر،

قبل و روش تکرار DCI در شکل ۴ آمده است. پارامترهای کانال برای شبیه‌سازی‌ها عبارت‌اند از:

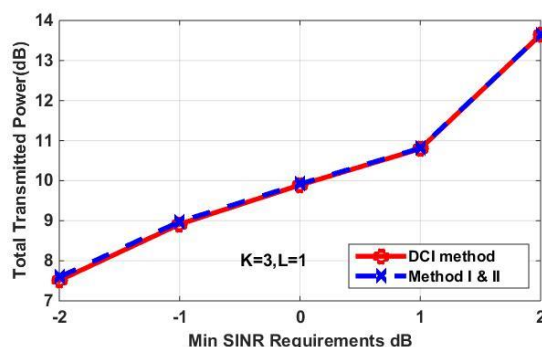
$$\lambda_{h_{1,d_k}} = -10dB, \lambda_{h_{1,r}} = -10dB, \lambda_{h_{2,d_k}} = -10dB$$

منحنی پس از اجرای هر دو الگوریتم با ۱۵۰ کانال مختلف و سپس میانگین گرفتن برای کانال‌هایی که در هر دو الگوریتم، به جواب می‌رسند، به دست آمده است. نتایج حاکی از عملکرد خوب DCI در مواردی است که می‌تواند به جواب برسد. تفاوت ناچیز به علت محدود کردن تعداد تکرارها در روش DCI و هم‌چنین رزولوشن پایین در جستجو به روش پیشنهادی بخش قبل است.

منحنی دیگری که در اینجا می‌توان به آن اشاره کرد، درصد موفقیت در روش DCI در یافتن نقطه امکان‌پذیر و امکان حل مسئله و سپس مقایسه کردن آن با روش‌های قبلی است، (شکل ۵). روشی که برای پیدا کردن نقطه امکان‌پذیر در بیشتر مقالات DCI استفاده می‌شود، این است که مقادیر کاملاً تصادفی برای توان‌های منابع و رله‌ها در نظر بگیریم و سپس به کمک الگوریتم «امکان‌پذیری» مبتنی بر DCI، نقطه امکان‌پذیر را پیدا کنیم (رابطه (۴۲)).

همان‌طور که دیده می‌شود، با افزایش SINR موردنیاز برای کاربران، درصد موفقیت روش‌های قبلی برای حالت تک رله، بهتر از روش DCI می‌باشد، یعنی در صورت وجود نقاط امکان‌پذیر برای یک کانال خاص، با روش جستجو که طبق معادلات دقیق توان است، می‌شود آن را به دست آورد.

نکته‌ای که در اینجا وجود دارد، این است که با تلفیق هر دو روش مبتنی بر جستجو و روش DCI می‌توان از مزایای هر دو روش استفاده کرد؛ یعنی در ابتدا کافی است، یک نقطه از منحنی توان کل از سالی را به روش جستجو پیدا کرد و سپس از روش DCI و به صورت بازگشتی و بدون نیاز به سعی و خطا به جواب بهبودیافته رسید.



شکل ۴: منحنی مجموع توان برحسب مقدار SINR برای روش پیشنهادی در بخش قبل و روش DCI

در انتها مطالبی در مورد پیچیدگی و سطح دسترسی به اطلاعات حالت کانال بیان می‌شود:

با افزایش دقت نتایج، مطمئناً پیچیدگی محاسبات هم بالا می‌رود.

$$E\{h_{lk}\} = E\{(h_{s_l d_k}^* h_{s_n r} - h_{s_n d_k}^* h_{s_l r}) \times (h_{s_l d_k}^* h_{s_n r} - h_{s_n d_k}^* h_{s_l r})^* h_{rd_k}^2\}$$

$$= ((\bar{h}_{s_l d_k}^2 \bar{h}_{s_n r}^2 + \lambda_{h_{s_l d_k}} / (1 + \lambda_{h_{s_l d_k}})) \lambda_{s_n r} / (1 + \lambda_{s_n r}) + (\bar{h}_{s_n d_k}^2 \bar{h}_{s_l r}^2 + \lambda_{h_{s_n d_k}} / (1 + \lambda_{h_{s_n d_k}})) \lambda_{s_l r} / (1 + \lambda_{s_l r}))$$

$$- (\bar{h}_{s_l d_k}^* \bar{h}_{s_n r} \bar{h}_{s_n d_k} \bar{h}_{s_l r}^*) - (\bar{h}_{s_l d_k}^* \bar{h}_{s_n r} \bar{h}_{s_n d_k} \bar{h}_{s_l r}^*) (h_{rd_k}^2 + \lambda_{h_{rd_k}} / (1 + \lambda_{h_{rd_k}})) \quad \text{if } l \neq n \quad (46a)$$

$$E\{h_{lk}\} = 0 \quad \text{if } l = n \quad (46b)$$

$$E\{d_{lk}\} = E\{h_{s_l r}^2 h_{rd_k}^2\} = (\bar{h}_{s_l r}^2 + \lambda_{s_l r} / (1 + \lambda_{s_l r})) (\bar{h}_{rd_k}^2 + \lambda_{rd_k} / (1 + \lambda_{rd_k})) \quad (46c)$$

که  $\mathbf{f}_k^{(k)}$  شامل کانال‌ها و همبستگی‌های متقابل بین منبع مورد نظر  $S_k$  و منابع تداخل کننده است، درحالی که  $\mathbf{F}_k^{(k)}$  شامل کانال‌ها و همبستگی متقابل میان منابع تداخل کننده است. بر اساس روابط فوق، می‌توان SINR<sub>k</sub> را این‌گونه بیان کرد:

$$\text{SINR}_k = f_{kk}^{(k)} - \mathbf{f}_k^{(k)H} (\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})^{-1} \mathbf{f}_k^{(k)} \quad (50)$$

که علامت  $(\cdot)^{(k)}$  به مقصد متناظر  $D_k$  اشاره می‌کند.

### پیوست (ب)

ماتریس  $\mathbf{G}^{(k)} = (g_{mn}^{(k)})$  به‌گونه‌ای تعریف می‌شود که:

$$f_{mn}^{(k)} = \sqrt{p_m p_n} g_{mn}^{(k)} \quad m, n = 1, 2, \dots, K \quad (51)$$

به‌سادگی می‌توان نشان داد که:

$$\det(\mathbf{F}^{(k)}) = \left( \prod_{l=1}^K p_l \right) \det(\mathbf{G}^{(k)}) \quad (52)$$

$$\det(\mathbf{F}_k^{(k)}) = \left( \prod_{l=1, l \neq k}^K p_l \right) \det(\mathbf{G}_k^{(k)}) \quad (53)$$

از رابطه (۱۶)، دیده می‌شود که  $\mathbf{I}_k + \mathbf{F}_k^{(k)}$  معکوس‌پذیر است؛ بنابراین، بر اساس فرمول شورور [۱۷]، داریم:

$$\det(\mathbf{I}_K + \mathbf{F}^{(k)}) = \det \begin{bmatrix} 1 + f_{kk}^{(k)} & \mathbf{f}_k^{(k)H} \\ \mathbf{f}_k^{(k)} & \mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)} \end{bmatrix}$$

$$= \det(\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)}) \cdot [1 + f_{kk}^{(k)} - \mathbf{f}_k^{(k)H} (\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})^{-1} \mathbf{f}_k^{(k)}] \quad (54)$$

که تساوی آخر از عبارت SINR<sub>k</sub> در رابطه (۱۵) ناشی می‌شود؛ بنابراین، خواهیم داشت:

$$1 + \text{SINR}_k = \frac{\det(\mathbf{I}_K + \mathbf{F}^{(k)})}{\det(\mathbf{I}_{K-1} + \mathbf{F}_k^{(k)})} \quad (55)$$

تا اینجا همه محاسبات و روابط دقیق هستند، با توجه به اینکه در محاسبه دترمینان‌های فوق، حاصل ضرب‌های مقادیر توان منابع ظاهر می‌شوند، برای فرار از پیچیدگی و غیرخطی شدن مسئله، در مقاله [۱۶] برای مقادیر SINR های متوسط و زیاد، تقریب، سری محاسبات ماتریسی، داریم:

نیاز داشت؛ بنابراین می‌توان با ترکیب روش‌های فوق، از مزایای آن‌ها استفاده کرد، به این صورت که با یافتن یک نقطه امکان‌پذیر توسط روش‌های یک و دو، جواب نهایی را به کمک روش سوم به‌صورت گرادینتی و بدون نیاز به جستجو، پیدا کرد. با توجه به شبیه‌سازی‌ها، وقتی مقدار ضریب همبستگی به سمت یک و یا تداخل کامل، نزدیک می‌شد، حدود سه دسی‌بل و یا پنجاه درصد در نتایج، بهبود داشتیم.

### پیوست (الف)

به‌منظور تخصیص توان بهینه به همه زوج‌های منبع-مقصد، SINR<sub>k</sub> در رابطه (۱۳)، دوباره بازنویسی می‌شود.

در روابط زیر،  $\hat{\mathbf{R}}_k = \text{diag}(\rho_{1,k}, \dots, \rho_{k-1,k}, \rho_{k+1,k}, \dots, \rho_{K,k})$ ، یک ماتریس قطری با ابعاد  $(K-1) \times (K-1)$  است که با قرار دادن مقادیر همبستگی بین بردارهای کد کاربر  $\mathbf{c}_k$  با بقیه کاربران، بر روی قطرها تشکیل می‌شود و

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_{1k}, \dots, \mathbf{h}_{k-1k}, \mathbf{h}_{k+1k}, \dots, \mathbf{h}_{Kk}]$$

یک ماتریس تداخل کانال به ابعاد  $2 \times (K-1)$  است. به کمک تعاریف بالا، SINR<sub>k</sub> را می‌توان این‌گونه نوشت:

$$\text{SINR}_k = \mathbf{h}_{kk}^H (\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{R}}_k \mathbf{H}_k^H + \Gamma_k)^{-1} \mathbf{h}_{kk} \quad (47)$$

و به کمک قضیه معکوس ماتریس [۱۶]، خواهیم داشت:

$$(\mathbf{H}_k \hat{\mathbf{R}}_k \mathbf{H}_k^H + \Gamma_k)^{-1} = \Gamma_k^{-1} - \Gamma_k^{-1} \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{R}}_k^{-5} (\mathbf{I}_{K-1} + \hat{\mathbf{R}}_k^{-5} \mathbf{H}_k^H \Gamma_k^{-1} \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{R}}_k^{-5})^{-1} \hat{\mathbf{R}}_k^{-5} \mathbf{H}_k^H \Gamma_k^{-1}$$

$$(48)$$

و اگر ماتریس  $\mathbf{F}^{(k)} = (f_{mn}^{(k)})$  را به‌صورت زیر تعریف کنیم:

$$f_{mn}^{(k)} = \rho_{mn} \sqrt{p_m p_n} \left( h_{m d_k}^* h_{s_n d_k} + \frac{\alpha^2 p_r |h_{rd_k}|^2 h_{s_m r}^* h_{s_n r}}{\alpha^2 p_r |h_{rd_k}|^2 + 1} \right) \quad (49)$$

و بردار ستونی  $\mathbf{f}^{(k)}$  را با  $\mathbf{F}^{(k)}$  نشان دهیم. بعد از یک سری محاسبات ماتریسی، داریم:

$$\begin{cases} f_{kk}^{(k)} = \mathbf{h}_{kk}^H \Gamma_k^{-1} \mathbf{h}_{kk} \\ \mathbf{f}_k^{(k)} = \hat{\mathbf{R}}_k^{1/2} \mathbf{H}_k^H \Gamma_k^{-1} \mathbf{h}_{kk} \\ \mathbf{F}_k^{(k)} = \hat{\mathbf{R}}_k^{1/2} \mathbf{H}_k^H \Gamma_k^{-1} \mathbf{H}_k \hat{\mathbf{R}}_k^{1/2} \end{cases}$$

۳- محاسبه مقادیر توان منابع و رله از روابط (۲۴) و (۲۶) برحسب پارامتر ایکس در نقطه کمینه

### الگوریتم روش اول

۱- روال کار شبیه الگوریتم روش تقریبی است، فقط در هر نقطه از پارامتر ایکس، برای محاسبه مقدار توان منابع، پس از محاسبه مقدار تقریبی آن‌ها از روابط (۲۴) و (۲۶)، مقادیر به‌دست‌آمده را در رابطه (۳۰) قرار داده و مقدار توان‌های منابع را به‌روز می‌کنیم،

۲- بعد از چند بار تکرار و با جایگذاری مجدد مقادیر توان منابع، به‌روز شده از تکرار قبل و در رابطه (۳۰)، مقادیر توان منابع همگرا می‌شوند و به یک جواب ثابت می‌رسند.

۳- در این حالت می‌توان از روی مقدار توان منابع مرحله دوم و به کمک رابطه (۳۱) مقدار توان کل را هم محاسبه کرد تا نقطه کمینه واقعی را به دست آورد.

### الگوریتم روش دوم

۱- شروع از مقادیر معلوم برای پارامتر ایکس و مقدار SINR و جایگذاری آن‌ها در رابطه (۳۴)

۲- روابط (۳۴) برحسب توان منابع به یک مجموعه معادلات غیرخطی منجر می‌شود که با حل آن‌ها، مقادیر توان منابع به دست می‌آیند.

۳- مشابه روش‌های قبل، مقدار توان رله و توان کل از روابط (۲۴) و (۳۱) قابل محاسبه بوده و نقطه کمینه قابل محاسبه است.

### الگوریتم روش سوم

۱- شروع از یک نقطه تصادفی و استفاده از رابطه (۴۰) برای محاسبه تقریب خطی و به دست آوردن نقطه امکان‌پذیر اولیه از حل مسئله (۴۲)

۲- استفاده از نقطه امکان‌پذیر مرحله اول (فقط برای شروع) و یا جواب مرحله سوم (در تکرارهای بعدی) و سپس رابطه (۴۰) برای محاسبه تقریب خطی مجدد حول این نقطه

۳- به دست آوردن جواب جدید به کمک حل مسئله محدب (۴۱)

۴- تکرار مراحل ۲ و ۳ تا همگرا شدن الگوریتم

بنابراین، از رابطه (۵۵) می‌توانیم را این‌گونه تقریب زد:

$$\text{SINR}_k \approx \frac{\det(\mathbf{F}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{F}_k^{(k)})} = \frac{p_k \det(\mathbf{G}_k^{(k)})}{\det(\mathbf{G}_k^{(k)})} \quad (56)$$

### پیوست (ج)

رابطه (۱۳) در اینجا بازنویسی می‌شود:

$$\text{SINR}_k = \mathbf{h}_{kk}^H \mathbf{U}_k^{-1} \mathbf{h}_{kk}$$

که مقادیر ماتریس‌ها و بردارهای فوق عبارت‌اند از:

$$\mathbf{U}_k = \sum_{l=1, l \neq k}^K \rho_{lk} \mathbf{h}_{lk} \mathbf{h}_{lk}^H + \Gamma_k$$

$$\Gamma_k = E\{\mathbf{n}_k \mathbf{n}_k^H\} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & p_r \alpha^2 h_{rdk}^2 + 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{h}_{lk} = \begin{bmatrix} \sqrt{p_l} h_{s_l d_k} \\ \sqrt{p_l p_r \alpha} h_{s_l r} h_{rdk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_{lk}]_1 \\ [h_{lk}]_2 \end{bmatrix}$$

با توجه به اینکه ماتریسی که معکوس می‌شود، از مرتبه دو هست، آنگاه برای مقدار SINR فرمول (۵۷) را در پایین صفحه خواهیم داشت. (برای سادگی در روابط، مقدار ضریب همبستگی بین کاربران را برابر یک فرض می‌کنیم. یعنی تداخل کامل و بدترین حالت ممکن:  $\rho_{kj} = 1$ ) و پس از مقداری عملیات جبری می‌توان به روابط مفیدی رسید (رابطه (۵۸) در پایین صفحه).

مقادیر پارامترهای جدید که به ضرایب کانال وابسته‌اند، در رابطه (۵۹) آمده است. به‌عنوان مثال برای حالتی که شبکه تک رله‌ای ما، سه کاربر دارد، رابطه (۶۰) در صفحه بعد را خواهیم داشت.

### پیوست (د)

#### الگوریتم روش تقریبی [۱۶]:

۱- محاسبه توان کل برحسب پارامتر ایکس از رابطه (۲۷)

۲- یافتن مقدار کمینه و مقدار متناظر پارامتر ایکس در این نقطه از رابطه (۲۸)

$$\text{SINR}_k = \frac{p_k \begin{bmatrix} [h_{kk}]_1 \\ [h_{kk}]_2 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \sum_l p_l [h_{lk}]_2^2 + d_2 & -\sum_l p_l [h_{lk}]_2^* [h_{lk}]_1 \\ -\sum_l p_l [h_{lk}]_1^* (1) h_{lk}(2) & \sum_l p_l [h_{lk}]_1^2 + d_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [h_{kk}]_1 \\ [h_{kk}]_2 \end{bmatrix}}{\det \left( \begin{bmatrix} \sum_l p_l [h_{lk}]_2^2 + d_2 & -\sum_l p_l [h_{lk}]_2^* [h_{lk}]_1 \\ -\sum_l p_l [h_{lk}]_1^* [h_{lk}]_2 & \sum_l p_l [h_{lk}]_1^2 + d_1 \end{bmatrix} \right)} \quad (57)$$

$$\text{SINR}_k = \frac{p_k \sum_{l \neq k} p_l ([h_{kk}]_1 [h_{lk}]_2^* - [h_{kk}]_2 [h_{lk}]_1^*)^2 + p_k d_1 [h_{kk}]_2^2 + p_k d_2 [h_{kk}]_1^2}{\sum_{l \neq k} \sum_{n \neq l, k} p_l p_n ([h_{lk}]_2 [h_{nk}]_1^* - [h_{lk}]_1 [h_{nk}]_2^*)^2 + d_1 \sum_{l \neq k} p_l [h_{lk}]_2^2 + d_2 \sum_{l \neq k} p_l [h_{lk}]_1^2 + d_1 * d_2} \quad (58)$$

$$\text{SINR}_k = \frac{\sum_{l \neq k} p_l p_k h_{lkk} p_r + p_k d_{kk} p_r + p_k h_{s_k d_k}^2 h_{rd_k}^2 p_r + p_k h_{s_k d_k}^2}{\sum_{l \neq k} \sum_{n \neq l, k} p_l p_n h_{lnk} p_r + \sum_{l \neq k} p_l d_{lk} p_r + \sum_{l \neq k} p_l h_{s_l d_k}^2 h_{rd_k}^2 p_r + \sum_{l \neq k} p_l h_{s_l d_k}^2 + h_{rd_k}^2 p_r + 1} = \frac{\alpha_k(\mathbf{p}, p_r)}{\beta_k(\mathbf{p}, p_r)} \quad (59)$$

$$h_{lnk} = (h_{s_l d_k}^* h_{s_n r} - h_{s_n d_k}^* h_{s_l r}) \times (h_{s_l d_k}^* h_{s_n r} - h_{s_n d_k}^* h_{s_l r})^* h_{rd_k}^2$$

$$d_{lk} = h_{s_l r}^2 h_{rd_k}^2$$

$$\text{SINR}_k = \frac{p_1 p_2 h_{211} p_r + p_1 p_3 h_{311} p_r + p_1 d_{11} p_r + p_1 h_{s_1 d_1}^2 h_{rd_k}^2 p_r + p_1 h_{s_1 d_1}^2}{p_2 p_3 h_{231} p_r + p_2 d_{21} p_r + p_3 d_{31} p_r + p_2 h_{s_2 d_1}^2 + p_3 h_{s_3 d_1}^2 + p_2 h_{s_2 d_1}^2 h_{rd_k}^2 p_r + p_3 h_{s_3 d_1}^2 h_{rd_k}^2 p_r + 1 + h_{rd_k}^2 p_r} \quad (60)$$

systems," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 7, no. 3, pp. 1073–1083, Mar. 2008

- [11] B. Lashkari, M. Biguesh, S. Gazor, "Optimal power allocation and relay selection for multiple code division multiple access peer-to-peer communication", IET Commun., vol. 8, no. 11, pp. 1892–1901, Jul. 2014
- [12] S. Fazeli-Dehkordy, Sh. Shahbazpanahi, and S. Gazor "Multiple peer-to-peer communications using a network of relays," IEEE Trans Signal Process., vol. 57, no. 8, pp. 2053–3062, Aug. 2009
- [13] Y. Cheng, and M. Pesavento, "Joint optimization of source power allocation and distributed relay beamforming in multiuser peer-to-peer relay networks," IEEE Trans Signal Process., vol. 60, no. 6, pp. 2962–2973, Jun. 2012
- [14] Y. Jing and H. Jafarkhani, "Network beamforming using relays with perfect channel information," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.6, no.55, pp. 2499–2517, May. 2009
- [15] H. Q. Ngo, H. A. Suraweera, M. Matthaiou and E. G. Larsson, "Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear processing," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Special Issue on Full-duplex Wireless Communications and Networks, vol. 32, pp. 1721-1737, Sept. 2014
- [16] F. Chen, W. Su, S. Batalama, and J. D. Matyjas, "Joint power optimization for multi-source multi-destination relay networks," IEEE Trans. Signal. Process. vol. 59, no. 5, pp. 2370–2381, May. 2011
- [17] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*. New York: Cambridge Univ. Press, 1990.
- [18] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th Ed. New York: McGraw- Hill, 2000.
- [19] Ha. H. Kha, H. D. Tuan, Ha H. Nguyen, and T. T. Pham, "Optimization of Cooperative Beamforming for SC-FDMA multi-user multi-relay networks by tractable D.C. programming," IEEE Trans. Signal. Process. vol. 61, no. 2, pp. 467–479, Jan. 2013
- [20] A. Schad, Ka L. Law, and M. Pesavento, "Rank-two beamforming and power allocation in multicasting relay networks," IEEE Trans. Signal Process., vol. 64, no.13, pp. 3435–3447, Jul.2015

## مراجع

- [1] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 10, pp. 2415–2425, Oct. 2003.
- [2] W. Su, A. K. Sadek, and K. J. R. Liu, "Cooperative communication protocols in wireless networks: Performance analysis and optimum power allocation," Wireless Pers. Commun. (Springer), vol. 44, no. 2, pp. 181–217, Jan. 2008.
- [3] K. J. R. Liu, A. Sadek, W. Su, and A. Kwasinski, *Cooperative Communications and Networking*, New York: Cambridge Univ. Press, 2009.
- [4] E. C. van der Meulen, "Three-terminal communication channels", Adv. Applied Probability, vol.3, no. 1, pp.120-154, Apr. 1971.
- [5] O. Sahin and E. Erkip, "On achievable rates for interference relay channel with interference cancellation, in Proc. Asilomar Conf. on Signals, Syst. Comput. pp. 805–809, Pacific Grove, CA, Nov. 2007.
- [6] S. Sridharan, S. Vishwanath, S. A. Jafar, and S. Shamai, "On the capacity of cognitive relay assisted gaussian interference channel," in Proc. IEEE Int. Symp. Inf. Theory, pp. 549–553, Toronto, Canada, Jul. 2008.
- [7] O. Sahin and E. Erkip, "Dynamic resource allocation for multi sourcedestination relay networks," in Proc. 41st Ann. Conf. Inf. Sci. Syst., pp. 19–24, Baltimore, MD, Mar. 2007.
- [8] T. K. Phan, L. B. Le, S. A. Vorobyov, and T. Le-Ngoc, "Centralized and distributed power allocation in multiuser wireless relay networks," in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., pp. 1–5, Dresden, Germany, Jun. 2009.
- [9] L. Le and E. Hossain, "Multihop cellular networks: Potential gains, research challenges, and a resource allocation framework," IEEE Commun. Mag., vol. 45, no. 9, pp. 66–73, Sep. 2007.
- [10] D. S. Michalopoulos and G. K. Karagiannidis, "Physical-layer fairness in amplify and forward cooperative diversity

## زیر نویس ها

<sup>11</sup> Distributed Beamforming

<sup>12</sup> Semidefinite Relaxation

<sup>13</sup> Difference of Convex Iteration

<sup>14</sup> MRC: Maximum Ratio Combining

<sup>15</sup> Combining Weight Vector

<sup>16</sup> Hermitian

<sup>17</sup> Feasible Point

<sup>18</sup> Karush-Kuhn-Tucker

<sup>19</sup> Coherence Time

<sup>20</sup> Schur Complement Formula

<sup>1</sup>Signal to Noise and Interference Ratio

<sup>2</sup>Exhaustive Search

<sup>3</sup>Cooperative Relaying

<sup>4</sup>Shadowing

<sup>5</sup>User Cooperation Diversity

<sup>6</sup>Regenerative

<sup>7</sup>Amplify and Forward (AF)

<sup>8</sup>Achievable Rate Region

<sup>9</sup>Half-Duplex

<sup>10</sup>Geometric Programming