

تخصیص توان در رله‌های بهره ثابت و بهره متغیر تمام دوطرفه با وجود خطای تخمین ضرایب کانال

محمد لاری^۱، استادیار، محمد حسین مختاری^۲، دانشجوی کارشناسی ارشد

۱- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه سمنان - سمنان - ایران - m_lari@semnan.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه سمنان - سمنان - ایران - hosseinmokhtari@semnan.ac.ir

چکیده: بهبود عملکرد سیستم‌های رله با استفاده از الگوهایی همانند تخصیص توان نیازمند دسترسی به ضرایب لحظه‌ای کانال است. استخراج این اطلاعات از کانال مخابراتی همواره با خطا مواجه می‌شود و این خطا علاوه بر اینکه الگوی بهینه‌سازی سیستم‌های رله را برهم زده، بخش‌های نامطلوب سیگنال دریافتی در گیرنده را افزایش می‌دهد. رله‌های بهره ثابت و متغیر هرکدام با توجه به نوع عملکرد، تأثیرپذیری متفاوتی نسبت به خطای تخمین ضرایب کانال دارند. در این مقاله با بررسی دقیق تأثیر خطای تخمین ضرایب کانال با توجه به الگوی تخمین و الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی، تخصیص توان مناسبی برای کاهش اثرات بخش‌های نامطلوب در رله‌های بهره ثابت و بهره متغیر ارائه خواهد شد. مقالات مرجع در این موضوع برای تخصیص توان همواره از اطلاعات آماری مرتبه دوم استفاده کرده‌اند اما در این مقاله سعی می‌شود تا حد امکان از ضرایب تخمینی استفاده گردد. با توجه به پیچیدگی بیشتر عملکرد رله بهره متغیر در کنترل تأثیر کانال تداخلی در رله تمام دوطرفه، فرم بسته برای تخصیص توان ارائه می‌شود.

واژه‌های کلیدی: خطای تخمین، رله تمام دوطرفه، رله بهره ثابت، رله بهره متغیر.

Power Allocation in Fixed-Gain and Variable-Gain Full-Duplex Relays with Channel Estimation Error

Mohammad Lari, Assistant Professor ¹Mohammad Hossein Mokhtari, M.Sc. Student²

1- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Semnan University, Semnan, Iran, Email: m_lari@semnan.ac.ir

2- Faculty of Electrical and Computer Engineering, Semnan University, Semnan, Iran, Email: hosseinmokhtari@semnan.ac.ir

Abstract: Improving the performance of relay systems using patterns such as power allocation requires access to instantaneous channel coefficients. extraction of this information is always prone to errors and this error increases the undesirable portions of the received signal in the receiver, in addition to disrupting the relay system optimization pattern. the Fixed and variable Gain relays, according to the type of operation, have different effect on the estimation error of channel coefficients. in this paper, with a detailed examination of the effect of the estimation error of channel coefficients according to the pattern of estimation, suitable power allocation is proposed to reduce the effects of undesirable segments in the Fixed and variable Gain operation. Reference papers in this matter for power allocation always use second-order statistical data but in this paper, the estimated coefficients will be used. due to the complexity of the performance of the variable gain relay in control of the interference channel effect in two-way relay, the closed form for power allocation is presented.

Keywords: Error estimation, Full-Duplex relay, Fixed Gain relay, Variable gain relay

۱- مقدمه

با توسعه جمعیت و پیشرفت‌ها در فناوری اطلاعات و ارتباطات، رشد شگرفی در اشتراک خدمات تلفن همراه به وجود آمده به طوری که تقاضا برای افزایش حجم ارسال اطلاعات در دهه آینده به ۱۰۰۰ برابر میزان فعلی خود خواهد رسید [۱]. این رشد گسترده در سیستم‌های مخابراتی باعث حرکت پژوهشگران به سمت طراحی نسل‌های پیشرفته سیستم‌های مخابراتی با نرخ ارسال اطلاعات بالاتر و بهره طیفی بیشتر شده است. سیستم‌های مخابراتی تمام دوطرفه (Full-Duplex یا به اختصار FD) به بهره طیفی مناسبی با ارسال و دریافت اطلاعات به صورت هم‌زمان و هم فرکانس می‌رسد. در گذشته ارسال و دریافت اطلاعات به صورت هم‌زمان و هم فرکانس به علت ایجاد تداخل شدید مورد توجه قرار نگرفته و الگوی طراحی سیستم‌هایی مانند LTE-A¹ به صورت غیر هم فرکانس یا غیر هم‌زمان است [۲]. با تحقیقات انجام شده در زمینه کاهش تداخل در سیستم‌های FD مانند [۳]، استفاده از سیستم‌های FD امکان‌پذیر شده است. در ارسال FD از یک بازه زمانی و فرکانسی برای ارسال و دریافت اطلاعات استفاده می‌شود که باعث ایجاد تداخل خودی خواهد شد. منشأ این تداخل، بازگشت سیگنال ارسال شده توسط فرستنده به گیرنده خودی است. در سیستم‌های نیمه دوطرفه (Half-Duplex یا به اختصار HD) از دو بازه زمانی مجزا برای ارسال و دریافت اطلاعات استفاده می‌شود و تداخل خودی وجود ندارد. در صورت حذف کامل تداخل خودی، تکنیک FD همواره دارای ظرفیت دو برابر نسبت به حالت HD است. براساس [۴، ۵] این تداخل در سه حوزه دیجیتال، آنالوگ و انتشار قابل کاهش است و در صورتی که اثر این تداخل تا حد مطلوبی کاهش یابد می‌توان از سیستم‌های FD به صورت عملی استفاده کرد [۶] اما با وجود تمام تکنیک‌های موجود برای حذف تداخل خودی در رله‌های FD، همواره بخشی از اثر این تداخل به خاطر حذف ناقص در سیگنال دریافتی باقی می‌ماند [۷].

رله به سیستم واسطی گفته می‌شود که وظیفه آن دریافت اطلاعات از کاربر منبع و باز ارسال اطلاعات دریافتی به کاربر مقصد است و سیستم‌های رله برای افزایش نرخ گذردهی و همچنین گسترده سازی محدوده پوشش ایستگاه مرکزی شبکه‌های سلولی مورد استفاده قرار می‌گیرند [۸]. در کنار باز ارسال اطلاعات می‌توان از سیستم‌های رله برای بازار سال انرژی دریافتی و تامین انرژی گره‌های متحرک در شبکه استفاده نمود [۹، ۱۰]. سیستم‌های رله نیز می‌توانند بر اساس الگوی باز ارسال خود در دو گروه FD و HD طبقه بندی شوند. تداخل خودی در رله‌های FD استفاده از این گروه را دشوار ساخته و در استانداردهایی مانند DMR² از رله‌های HD استفاده می‌شود و تکرار کننده ارسال و دریافت خود را در دو فرکانس مجزا انجام می‌دهد [۱۱].

در رله‌های تقویت و باز ارسال (Amplify and forward) یا به اختصار رله (AF) اطلاعات دریافتی از کاربر منبع تقویت شده و به صورت مستقیم باز ارسال خواهد شد و فرایندی برای کدگشایی و

بازیابی اطلاعات انجام نخواهد شد. به علت سادگی عملکرد، رله‌های AF همواره مورد توجه طراحان سیستم‌های مخابراتی بوده و ما نیز در این مقاله بر روی رله‌های AF تمرکز خواهیم کرد. رله‌های AF براساس ضریب تقویت که بر روی سیگنال دریافتی اعمال می‌کنند به دو گروه بهره ثابت (Fixed gain یا به اختصار FG) بهره متغیر (Variable gain) یا به اختصار (VG) تقسیم می‌شوند. در رله‌های VG بهره اعمال شده بر روی سیگنال دریافتی بر اساس ضرایب لحظه‌ای کانال و در رله‌های FG بهره ثابتی در تمام لحظه‌ها بر روی دنباله دریافتی خود اعمال می‌شود. برای بهبود عملکرد سیستم‌های مبتنی بر رله از الگوهای مشارکتی مانند الگوی انتخاب رله [۱۲، ۱۳] و همچنین انتخاب آنتن در مقاله [۱۴]، استفاده شده است. در این فعالیت‌ها تلاش می‌شود تا باز ارسال اطلاعات دریافتی توسط بهترین رله یا آنتن صورت پذیرد. الگوی انتخاب آنتن می‌تواند با رویکرد بهینه سازی متفاوتی مانند [۱۵]، همراه باشد و کمینه شدن تأثیر کانال تداخلی در رله و بیشینه سازی بهره مسیرهای دریافت و ارسال در گره‌های منبع و مقصد باهم دنبال شود. یکی دیگر از روش‌های بهبود عملکرد رله‌ها، اختصاص توان برحسب شرایط کانال است [۱۶]. تخصیص توان در سیستم‌های مخابراتی با رویکردهای متفاوتی همانند کاهش تأخیر ارسال [۱۷] و یا بیشینه کردن نسبت سیگنال به نویز و تداخل (Signal to noise and interference ratio یا به اختصار SINR) انجام می‌شود. تخصیص توان با تنظیم توان گره منبع و رله FD، اثر کانال تداخلی را به حداقل مقدار خود می‌رساند اما با این حال به دلیل نیاز به اطلاعات لحظه‌ای کانال، پیچیدگی پیاده‌سازی آن در شرایط عملی بالاست [۱۸].

وابستگی عملکرد سیستم‌های مخابراتی به ضرایب کانال قابل‌انکار نیست و در مقالات، نویسندگان کار خود را با فرض در دسترس بودن ضرایب کانال آغاز می‌کنند. در مقاله‌های [۱۹، ۲۰] تخصیص توان در گره رله و منبع بر اساس ضرایب لحظه‌ای کانال انجام شده است. در مقاله‌های [۲۱، ۲۲] برای انتخاب رله بهینه و همچنین در [۲۳، ۲۴] وضعیت عملکردی مناسب برای هر رله میان دو حالت FD و HD بر اساس ضرایب لحظه‌ای کانال انجام می‌شود. در [۲۵] طراحی بهینه گیرنده خطی برای سیستم‌های رله با رویکردهای متفاوتی از دسترسی به بخشی از ضرایب کانال بررسی شده است. دسترسی به ضرایب کانال نیازمند ارسال سمبل‌های آموزشی در چند دوره زمانی است و ارسال‌ها باید در یک بازه همدوسی کانال انجام شده تا ضرایب تخمین زده شده برای یک بسته اطلاعات معتبر باشد [۱۸]. در این مقاله تمرکز ما بر روی تأثیر خطا بر روی یک بسته ارسال است.

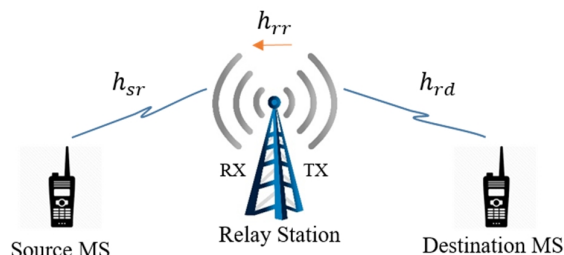
با وجود الگوهای مناسب برای طراحی سمبل‌های آموزشی و تخمین ضرایب کانال در رله‌ها، تخمین ضرایب کانال همواره با خطا همراه است و در [۲۶] سعی شده است تا تأثیر خطای تخمین ضرایب کانال در الگوی انتخاب رله بررسی گردد. نتایج [۲۶، ۲۷] نشان می‌دهد که افزایش تعداد رله‌ها به منظور بهبود کیفیت ارسال، تأثیر خطای تخمین در الگوی انتخاب رله را کاهش می‌دهد.

نیازی به تخمین آن نیست و در نقطه مقابل [۳۱، ۳۲] و دیگر مقالات در زمینه رله FD کانال تداخلی را به صورت یک کانال مستقل ضرب شونده در روابط در نظر می‌گیرند و ما در این مقاله کانال تداخلی را تخمین زده و تأثیر آن را به دقت بررسی می‌کنیم. در نوآوری دوم تلاش می‌شود برای تخصیص توان از ضرایب تخمینی استفاده شده تا مدل سیستم طراحی شده تا حد امکان به واقعیت نزدیک باشد و نشان داده خواهد شد که تخصیص توان با استفاده از ضرایب تخمینی نتایج بهتری به همراه خواهد داشت. در مقالات [۲۹، ۳۰] تنها تأثیر خطای تخمین بررسی شده و پارامترهای اضافه شده در رابطه SINR برای ساده شدن حل مسئله با مقدار واریانس آن جایگزین می‌شود؛ اما در این مقاله مقدار SINR براساس مقادیر لحظه‌ای ساخته شده و از ضرایب تخمینی برای تخصیص توان استفاده می‌شود. نوآوری دیگر این مقاله نسبت به [۳۰]، بررسی تأثیر خطای تخمین و همچنین تخصیص توان در رله‌های VG است که با توجه به نیاز رله به دسترسی به ضرایب کانال برای ساخت ضریب بهره مناسب و همچنین مطلع کردن گره مقصد از ضریب اعمال شده در رله، چالش‌های بسیاری را به همراه خواهیم داشت. در این مقاله سعی شده برای رله VG فرم بسته جهت تخصیص توان ارائه گردد.

در بخش ۲ مدل سیستم و در بخش ۳ تأثیر خطای تخمین در رله‌های FG بررسی شده و سپس الگوی مناسب برای ارسال سمبل‌های آموزشی و همچنین تخصیص توان بر اساس رویکردهای متفاوتی در دسترس به ضرایب کانال ارائه می‌شود. در بخش ۴ نیز الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی و تخصیص توان در رله VG نشان داده شده و فرم بسته برای تخصیص توان در رله و منبع ارائه می‌شود. در بخش ۵، نتایج و شبیه‌سازی‌ها آورده شده که در آن عملکرد رویکردهای متفاوت برای تخصیص توان در رله FG و VG نشان داده می‌شود. در نهایت و در بخش ۶، نتیجه‌گیری مقاله انجام شده است.

۲- مدل سیستم

در این مقاله از سیستم مشارکتی شکل ۱ استفاده می‌شود که شامل یک رله، یک گره منبع و یک گره مقصد است. در این شکل h_{sr} ضریب کانال بین رله و گره منبع و همچنین h_{rd} ضریب کانال بین رله و گره مقصد است.



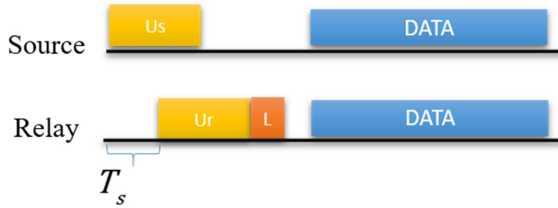
شکل ۱: مدل سیستم برای باز ارسال اطلاعات توسط رله FD.

در مراجع [۲۸، ۲۹] الگوی مورد نیاز برای ارسال سمبل‌های آموزشی نشان داده شده و سپس تأثیر خطای تخمین ضرایب کانال در رله HD بررسی شده است و سپس با استفاده از اطلاعات آماری مرتبه دوم یا واریانس ضرایب کانال، توان مناسب به سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله و منبع اختصاص می‌شود. همچنین در [۳۰] الگوی مورد نیاز برای ارسال سمبل‌های آموزشی و همچنین تخصیص توان برای رله‌های FD بررسی شده است. از نقاط ضعف این مقالات استفاده از اطلاعات آماری مرتبه دوم جهت تخصیص توان به جای استفاده از ضرایب تخمینی و همچنین مدل سازی غیر مناسب برای کانال تداخلی است. استخراج کانال تداخلی با مدل سازی مناسب می‌تواند تأثیر بسیار زیادی در بهبود عملکرد رله‌های FD داشته باشد و در مقاله‌های [۳۱، ۳۲] توجه ویژه‌ای به بررسی و تخمین مناسب کانال تداخلی در یک ارتباط FD شده است.

در این مقاله هدف ما بررسی تأثیر خطای تخمین ضرایب کانال بر اساس الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی در دو وضعیت رله FG و VG است. در هر دو وضعیت الگوی مناسب برای تخمین کانال تداخلی ارائه می‌شود. پس از ارائه ساختار سمبل‌های آموزشی و تخمین ضرایب کانال، تأثیر خطای تخمین بر روی دنباله دریافتی در گره مقصد بررسی و الگوی بهینه‌سازی ارائه خواهد شد؛ یعنی ابتدا بررسی می‌شود که الگوی ارسال برای سمبل‌های آموزشی و تخمین ضرایب کانال باعث ایجاد چه پارامترهای نامطلوبی خواهد شد و سپس با کنترل توان اختصاص یافته به گره‌های ارسال کننده در شبکه اثرات نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال را کاهش می‌دهیم.

استفاده از اطلاعات آماری مرتبه دوم یا واریانس‌ها می‌تواند حل مسئله را بسیار ساده کند و به دنبال آن می‌توان ساختار سیستم را به شکل بسیار ساده، بدون نیاز به فرایندهای پیچیده تخمین ضرایب کانال توصیف نمود اما در این مقاله برای تخصیص توان در رله‌های FG از ضرایب تخمینی و مدل سازی مناسب برای کانال تداخلی استفاده می‌شود. کانال تداخلی تأثیرات نامطلوب بسیار زیادی روی عملکرد رله FD دارد و در نظر گرفتن کانال تداخلی و تخمین آن برای تخصیص توان مناسب جهت کنترل اثرات نامطلوب ناشی از کانال تداخلی و همچنین عدم تخمین دقیق ضرایب کانال می‌تواند بهره مناسبی نسبت به مقاله [۳۰] در رله FG ایجاد کند. فعالیت و نوآوری بعدی این مقاله بررسی عملکرد رله‌های VG با وجود خطای تخمین ضرایب کانال است. نکته مهم در رله‌های VG این است که بهره تقویت در رله بر اساس شرایط کانال اعمال می‌شود و رله باید ضرایب کانال را تخمین بزند. گره مقصد نیز برای استخراج سمبل‌های اطلاعات باید ضرایب مورد نیاز خود و همچنین بهره اعمال شده در رله را به دست آورد.

هدف اصلی این مقاله بررسی دقیق‌تر تأثیر خطای تخمین ضرایب کانال در رله‌های FD و تخصیص توان با استفاده از ضرایب تخمینی است. مقاله [۳۰] مدل سازی مناسبی برای کانال تداخلی نداشته و با آن به صورت یک نویز جمع شونده رفتار می‌کند که در این صورت



شکل ۲: الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله FG.

دنباله سمبل‌های اطلاعات دریافتی در مقصد به صورت

$$Y_d = \sqrt{p_{dr}} \sqrt{p_{ds}} h_{rd} h_{sr} x_d + p_{dr} h_{rd} h_{rr} x_r + \sqrt{p_{dr}} h_{rd} n_r + n_d \quad (1)$$

برای رله FG بر اساس [۲۳] نشان داده شده. در این رابطه p_{dr} توان سمبل‌های اطلاعات در رله، p_{ds} توان سمبل‌های اطلاعات گره منبع و x_r بخش تداخلی و n_r و n_d نویز گوسی سفید با میانگین صفر و واریانس σ^2 است. برای اینکه کاربر مقصد بتواند سمبل x_d یا همان سمبل اطلاعات را استخراج کند باید ضریب کانال معادل، $h_{rd} h_{sr}$ را تخمین بزند.

بسته اول سمبل‌های آموزشی به علت تأخیر ارسال به اندازه یک

سمبل، با استفاده از [۳۴] به صورت

$$U_d[k] = \sum_{j=1}^k h_{rd} \sqrt{p_{pr}} (\sqrt{p_{pr}} h_{rr})^{k-j} \{ \sqrt{p_{ps}} h_{sr} U_s[j] + n_r[j] \} + n_d[k] \quad (2)$$

در گره مقصد دریافت می‌شود. $U_d[1]$ و $U_d[2]$ دو سمبل آموزشی در یافتی در مقصد و L مقدار سمبل آموزشی، p_{pr} و p_{ps} توان اختصاص یافته به سمبل‌های آموزشی در رله و منبع است. در رابطه (۲)، K اندیس سمبل دریافتی در گره مقصد می‌باشد.

در اولین دوره ارسال سمبل‌های آموزشی، اولین سمبل از بسته U_s نمونه دریافتی $U_d[1]$

$$U_d[1] = \sqrt{p_{pr}} h_{rd} (\sqrt{p_{ps}} h_{sr} U_s[1] + n_r[1]) + n_d[1] \quad (3)$$

خواهد بود و با توجه به این موضوع که تأخیر ارسال در رله به اندازه یک سمبل در نظر گرفته شده است، در این نمونه اثری از تداخل دیده نمی‌شود و می‌توان با استفاده از

$$\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr} = \frac{(U_s[1])^* U_d[1]}{\sqrt{p_{pr}} \sqrt{p_{ps}} |U_s[1]|^2} = h_{rd} h_{sr} + \frac{h_{rd} n_r}{\sqrt{p_{ps}}} + \frac{n_d}{\sqrt{p_{pr}} \sqrt{p_{ps}}} \quad (4)$$

$h_{rd} h_{sr}$ را به سادگی استخراج کرد. $\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}$ مقدار تخمینی و $U_s[1]$ اولین سمبل آموزشی از بسته U_s است. عملگر $*$ (-) مقدار مزدوج مختلط را باز می‌گرداند.

در دوره ارسال سمبل آموزشی دوم، سمبل آموزشی اول در

رله دارای عملکرد FD بوده و شامل یک کانال تداخلی به صورت h_{rr} است که شامل برگشت سیگنال ارسال شده توسط آنتن فرستنده به آنتن گیرنده است. کانال‌های معرفی شده دارای توزیع گوسی مختلط است. جهت سهولت بیشتر، متغیرهای اصلی مقاله در جدول ۱ آورده شده است.

جدول ۱: پارامترهای اصلی مورد استفاده در این مقاله

متغیر	توضیح
h_{sr}	ضریب کانال میان منبع و رله
h_{rr}	کانال تداخلی
h_{rd}	ضریب کانال میان رله و مقصد
ψ	نسبت سیگنال به نویز و تداخل
γ	مرز تقسیم انرژی میان سمبل‌های آموزشی و اطلاعات
β_1	مرز تقسیم انرژی میان سمبل‌های آموزشی رله و منبع
β_2	مرز تقسیم انرژی میان سمبل‌های اطلاعات رله و منبع
L	سمبل آموزشی
G	بهره رله VG
p_{dr}	توان سمبل‌های اطلاعات رله
p_{pr}	توان سمبل‌های آموزشی رله
p_{ds}	توان سمبل‌های اطلاعات منبع
p_{ps}	توان سمبل‌های آموزشی منبع

سیستم مدل برای رله FG و VG همان شکل ۱ است. کانال مخابراتی به صورت متغیر با زمان بوده و دارای توزیع گوسی مختلط است. ضرایب کانال برای یک فریم ارسال ثابت فرض می‌شود. حال در صورتی که رله برای تمام فریم‌ها از یک ضریب ثابت برای باز ارسال اطلاعات دریافتی خود استفاده کند عملکرد آن FG و اگر ضریب اعمال شده در فریم وابسته به ضرایب کانال باشد عملکرد آن VG خواهد بود.

۳- رله FG

در رله FG برای ارسال سمبل‌های آموزشی و اطلاعات از الگوی شکل ۲ استفاده می‌شود. ابتدا بسته U_s که شامل دو سمبل آموزشی است ارسال می‌شود. بسته U_r باز ارسال بسته ارسال U_s از گره منبع توسط رله با تأخیر T_s (دوره ارسال یک سمبل) است. هدف از ارسال بسته U_s ، تخمین $h_{rd} h_{sr}$ و همچنین کانال تداخلی h_{rr} در گره مقصد است. رله یک سمبل آموزشی، L را به صورت مستقل از اطلاعات دریافتی خود به گره مقصد ارسال می‌کند تا بتوان کانال h_{rd} را در گره مقصد تخمین زد. برای تخمین کانال در سیستم‌های مخابراتی می‌توان از روش‌های وقتی مانند [۳۳]، استفاده نمود که این روش‌ها بیشتر در سیستم‌های چند آنتنی بررسی می‌شود. در سیستم‌های تک آنتنی نیز به علت سادگی حضور ضرایب کانال در رابطه سیگنال دریافتی می‌توان ضرایب را به صورت مستقیم تخمین زد.

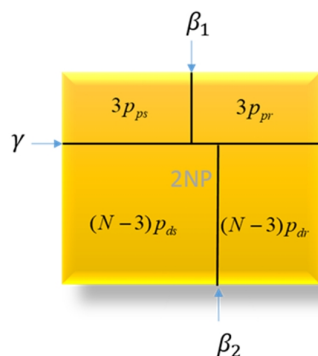
کار رله پس از ارسال دو سمبل آموزشی خود، یک سمبل آموزشی مستقل، L را به مقصد ارسال می‌کند و مقصد با سمبل دریافتی در $U_d[3] = \sqrt{p_{pr}} h_{rd} L + n_d[3]$ (۱۱)

کانال h_{rd} را به صورت رابطه (۱۲) تخمین می‌زند که در این رابطه $U_d[3]$ سمبل آموزشی ارسال شده از رله به صورت مستقیم در بازه سوم ارسال سمبل‌های آموزشی است.

$$\hat{h}_{rd} = \frac{(L)^*}{\sqrt{p_{pr}} |L|^2} U_d[3] = h_{rd} + \frac{n_d}{\sqrt{p_{pr}}} \quad (12)$$

برای تخصیص توان از الگوی شکل ۳ استفاده می‌کنیم. در یک بسته N سمبل ارسال می‌شود که شامل ۳ سمبل آموزشی و $N-3$ سمبل اطلاعات است و در مجموع $2N$ ضرب توان مورد استفاده قرار می‌گیرد یا به عبارت دیگر می‌توان گفت که $2NP$ انرژی مورد استفاده در یک بسته ارسال به کاربر مقصد است.

در شکل ۳، γ مرز میان انرژی اختصاص یافته به سمبل‌های آموزشی و اطلاعات است. β_1 انرژی اختصاص یافته میان سمبل‌های آموزشی رله و منبع و همچنین β_2 انرژی اختصاص یافته میان سمبل‌های اطلاعات منبع و رله را از هم تفکیک می‌کند. استفاده از این شیوه تخصیص توان یا به عبارت دیگر تخصیص انرژی از این جهت مناسب است که با حرکت هر متغیر در محدوده شکل ۳، مقدار متناظر آن نیز تغییر کرده و انرژی به بخش‌های دیگر منتقل می‌شود. افزایش γ به سمت مقدار ۱ باعث کاهش سهم توان سمبل‌های اطلاعات و به صورت متناظر سهم توان سمبل‌های آموزشی را افزایش می‌دهد.



شکل ۳: الگوی تقسیم توان میان سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله FG

با توجه به شکل (۳) می‌توان، توان اختصاص یافته به سمبل‌های آموزشی مبدأ (۱۳)، رله (۱۴)،

$$p_{ps} = \frac{\beta_1 \gamma (2NP)}{3} \quad (13)$$

$$p_{pr} = \frac{(1 - \beta_1) \gamma (2NP)}{3} \quad (14)$$

همچنین سمبل‌های اطلاعات مبدأ (۱۵) و رله (۱۶) را نوشت.

$$p_{ds} = \frac{\beta_2 (1 - \gamma) (2NP)}{(N - 3)} \quad (15)$$

$$U_d[2] = \sqrt{p_{pr}} h_{rd} (\sqrt{p_{ps}} h_{sr} U_s[2] + n_r[2]) + \sqrt{p_{pr}} h_{rd} (\sqrt{p_{pr}} h_{rr}) (\sqrt{p_{ps}} h_{sr} U_s[1] + n_r[1]) + n_d[2] \quad (5)$$

به صورت تداخل خود را نشان می‌دهد. در مرحله اول اثر سمبل آموزشی دوم را حذف می‌کنیم و در مرحله بعد و با استفاده از

$$\hat{h}_{rr} = \frac{(U_s[1] \hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr})^*}{p_r \sqrt{p_{ps}} |U_s[1] \hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}|^2} (U_d[2] - \sqrt{p_{ps}} \sqrt{p_{pr}} \hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr} U_s[2]) \quad (6)$$

کانال تداخلی را تخمین می‌زنیم.

همان‌طور که پیداست، خطای حاصل از تخمین کانال معادل یا همان $h_{rd} h_{sr}$ در فرایند تخمین کانال تداخلی نیز تأثیر می‌گذارد. مقدار $h_{rd} h_{sr}$ در رابطه (۱) را با عبارت موجود در رابطه (۴) جایگزین می‌کنیم و نتیجه آن را در

$$y_d = \sqrt{p_{rd}} \sqrt{p_{sd}} (\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr} + \frac{h_{rd} n_r}{\sqrt{p_{ps}}} + \frac{n_d}{\sqrt{p_{pr}} \sqrt{p_{ps}}}) x_d + p_{dr} h_{rd} h_{rr} x_r + \sqrt{p_{dr}} h_{rd} n_r + n_d \quad (7)$$

نشان می‌دهیم. در رابطه (۷) تنها عبارت $\sqrt{p_{dr}} \sqrt{p_{ds}} \hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}$ برای گیرنده به عنوان بخش مطلوب سیگنال شناخته شده و بخش $(\frac{h_{rd} n_r}{\sqrt{p_{ps}}} + \frac{n_d}{\sqrt{p_{pr}} \sqrt{p_{ps}}})$ به بخش‌های نامطلوب اضافه می‌شود.

وجود خطا در تخمین ضرایب کانال، بخش‌های نامطلوب دنباله دریافتی را افزایش می‌دهد. در

$$\Psi_{FD} = \frac{p_{rd} p_{ds} |\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}|^2}{C_1 + C_2 + \sigma^2} \quad (8)$$

نسبت توان بخش مطلوب سیگنال به بخش‌های تداخلی و نامطلوب یا همان SINR نشان داده شده است. در رابطه (۸) بخش نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال، C_1

$$C_1 = p_{dr} p_{ds} \left(\frac{|h_{rd}|^2 \sigma^2}{p_{ps}} + \frac{\sigma^2}{p_{pr} p_{ps}} \right) \quad (9)$$

و همچنین C_2

$$C_2 = p_{dr}^2 |h_{rd}|^2 |h_{rr}|^2 + p_{dr} |h_{rd}|^2 \sigma^2 \quad (10)$$

بخش نامطلوب ناشی از کانال تداخلی و نویز انتقال یافته از رله است.

می‌توان با یک الگوی مناسب توان مورد استفاده در رله و منبع برای ارسال سمبل‌های آموزشی و اطلاعات را محاسبه کرد و اثر بخش‌های نامطلوب را به حداقل میزان خود رساند. برای بیشینه سازی نسبت SINR در رابطه (۸) باید کانال h_{rd} را تخمین بزینم و برای این

از منابع مورد استفاده برای استخراج اطلاعات آماری مرتبه دوم چشم‌پوشی کرد.

با استفاده از توابع نرم افزار Matlab بهینه‌سازی رابطه‌های (۱۷)، (۱۸) و (۱۹) را انجام می‌دهیم و مقادیر مناسب برای β_1 ، β_2 و γ را به دست می‌آوریم. نکته قابل توجه در رویکرد دوم این است که نمی‌توان قبل از ارسال سمبل‌های آموزشی ضرایب تخمینی را استخراج کرد؛ بنابراین برای حل این چالش در رویکرد دوم ابتدا مقادیر γ و β_1 با استفاده از اطلاعات آماری مرتبه دوم تخمین زده شده و سپس مقدار β_2 با استفاده از ضرایب تخمینی و جایگذاری γ و β_1 در رابطه (۱۸)، مقدار بهینه β_2 را با حل مسئله به دست می‌آوریم. به عبارت دیگر می‌توان گفت که اختصاص مجموع انرژی به سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله و منبع با مرز γ و همچنین تقسیم انرژی میان سمبل‌های آموزشی رله و منبع با مرز β_1 ، به وسیله اطلاعات آماری مرتبه دوم و انرژی اختصاص یافته به سمبل‌های اطلاعات در رله و منبع با مرز β_2 و به وسیله ضرایب تخمینی انجام می‌شود. در رله FG با پیچیدگی محاسباتی مواجه هستیم زیرا برای دسترسی به مقادیر بهینه β_1 ، β_2 و γ نیاز به جستجوی گسترده عددی در یک فضای سه بعدی است. اما با توجه به محدود بودن مقدار این متغیرها به بازه $0 \leq \beta_1, \beta_2, \gamma \leq 1$ می‌توان از پیچیدگی آن چشم‌پوشی کرد.

۴- رله VG

در بخش‌های قبلی عملکرد سیستم‌های رله با بهره ثابت بررسی شد و عمده مقالات نیز اثر خطای تخمین را برای رله با بهره ثابت در نظر گرفته‌اند. در رله بهره ثابت متوسط توان ارسال از رله ثابت است اما رله با بهره متغیر به علت محدود کردن اثر کانال تداخلی و توان ارسال در رله با استفاده از ضرایب لحظه‌ای بیشتر مورد توجه طراحان سیستم‌های مخابراتی قرار می‌گیرد. در این بخش برای ساده‌سازی فرض می‌شود که سمبل‌های آموزشی برای تخمین ضرایب کانال در رله به صورت بهره ثابت ارسال می‌شود و تنها در بخش اطلاعات مقدار ضریب رله بر اساس شرایط کانال متغیر خواهد بود. مقدار ضریب رله یا همان G بر اساس [۲۳] در رابطه (۲۰) نشان داده شده است. دنباله دریافتی در رله را می‌توان به صورت $h_{sr}p_s + h_{rr}p_r + n_r$ نشان داد و با استفاده از ضریب

$$G^2 = \frac{1}{(|h_{sr}|^2 p_{ds} + |h_{rr}|^2 p_{dr} + \sigma^2)} \quad (20)$$

می‌توان انحراف توان در رله را کنترل کرد.

برای ساده‌سازی فرض می‌شود که رله در تخمین ضرایب کانال خطایی ندارد و مقدار G را به درستی بر روی سیگنال دریافتی خود اعمال می‌کند. در گیرنده مقصد برای آشکارسازی سیگنال دریافتی مقدار G مورد نیاز است. برای بازسازی مقدار G در مقصد نیاز به ضریب کانال تداخلی و کانال میان رله و منبع یا همان h_{sr} است. در

$$p_{dr} = \frac{(1-\beta_2)(1-\gamma)(NP)}{(N-3)} \quad (16)$$

حال می‌توان مقادیر β_1 ، β_2 و γ را به صورتی انتخاب کرد که نسبت SINR در رابطه (۸) به حداکثر مقدار خود برسد. صورت مسئله در

$$\max \{\psi_{FD}\} \\ s.t. \in \{(0 < \beta_1 < 1), (0 < \beta_2 < 1), (0 < \gamma < 1)\} \quad (17)$$

نشان داده شده و شرط لازم برای بهینه‌سازی رعایت محدوده شکل ۳ است.

در این بخش سه الگو برای بهینه‌سازی مورد بررسی قرار می‌گیرد: در رویکرد اول برای بهینه‌سازی از اطلاعات دقیق و بدون خطای کانال در مخرج رابطه (۸) استفاده می‌شود تا بتوان بهترین عملکرد سیستم را تحلیل کرد. نماد مورد استفاده در شکل‌ها برای این رویکرد AP1 و الگوی بهینه‌سازی آن رابطه (۱۷) است.

در رویکرد دوم برای بهینه‌سازی از اطلاعات تخمینی کانال در مقصد استفاده می‌شود و نماد مورد استفاده در شکل‌ها برای این رویکرد AP2 و الگوی بهینه‌سازی آن رابطه (۱۸) است.

$$\max \left\{ \psi_{FD, AP1} = \frac{p_{dr} p_{ds} |\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}|^2}{C_{1, AP1} + C_{2, AP1} + \sigma^2} \right\} \\ C_{1, AP1} = p_{dr} p_{ds} \left(\frac{|\hat{h}_{rd}|^2 \sigma^2}{P_{ps}} + \frac{\sigma^2}{P_{pr} P_{ps}} \right) \\ C_{2, AP1} = p_{dr}^2 |\hat{h}_{rd}|^2 |\hat{h}_{rr}|^2 + p_{dr} |\hat{h}_{rd}|^2 \sigma^2 \\ s.t. \in \{(0 < \beta_1 < 1), (0 < \beta_2 < 1), (0 < \gamma < 1)\} \quad (18)$$

در رویکرد سوم برای بهینه‌سازی از اطلاعات آماری مرتبه دوم استفاده می‌شود و نماد مورد استفاده در شکل‌ها برای این رویکرد AP3 و الگوی بهینه‌سازی آن رابطه (۱۹) است.

$$\max \left\{ \psi_{FD, AP1} = \frac{p_{dr} p_{ds} |\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}|^2}{C_{1, AP1} + C_{2, AP1} + \sigma^2} \right\} \\ C_{1, AP1} = p_{dr} p_{ds} \left(\frac{|\lambda_{rd}|^2 \sigma^2}{P_{ps}} + \frac{\sigma^2}{P_{pr} P_{ps}} \right) \\ C_{2, AP1} = p_{dr}^2 |\lambda_{rd}|^2 |\lambda_{rr}|^2 + p_{ds} |\lambda_{rd}|^2 \sigma^2 \\ s.t. \in \{(0 < \beta_1 < 1), (0 < \beta_2 < 1), (0 < \gamma < 1)\} \quad (19)$$

در رابطه (۱۹)، λ_{rr} و λ_{rd} به ترتیب متوسط مقادیر $\frac{|h_{rd}|^2}{\sigma^2}$ و

$\frac{|h_{rr}|^2}{\sigma^2}$ است و فرض می‌شود که تمامی گره‌های شبکه، اطلاعات آماری مرتبه دوم را به صورت دقیق در اختیار دارند و مقادیر آن برای تمامی بسته‌های ارسالی ثابت خواهد بود. اگر فرض شود که اطلاعات آماری مرتبه دوم برای تعداد بسیار زیادی از بسته‌ها ثابت باشد [۳۵]، می‌توان

است. با فرض اینکه سمبل آموزشی ارسالی برابر با ۱ باشد می‌توان دنباله دریافتی در مقصد را بر اساس مقادیر تخمینی و دقیق به صورت رابطه (۲۵) نوشت.

$$y_d = \sqrt{p_{dr}} \sqrt{p_{ds}} (\hat{G} + \frac{n_{d,2}}{\sqrt{p_{pr}}}) (\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr} + \frac{n_{d,1}}{\sqrt{p_{pr}}}) x_d + \sqrt{p_{dr}} G h_{rd} h_{sr} x_r + \sqrt{p_{dr}} G h_{rd} n_r + n_d \quad (25)$$

مقدار SINR در

$$\psi_{FD, VG} = \frac{p_{dr} p_{ds} \hat{G}^2 |\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}|^2}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + \sigma^2} \quad (26)$$

بیانگر نسبت توان بخش‌های مطلوب به بخش‌های نامطلوب و تداخلی است. در گیرنده مقصد تنها بخش $\sqrt{p_{dr}} \sqrt{p_{ds}} \hat{G} \hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr} x_d$ مطلوب و بخش‌های دیگر به عنوان بخش‌های نامطلوب شناخته می‌شود. توان بخش‌های نامطلوب در

$$C_1 = p_{dr} p_{ds} \hat{G}^2 \frac{\sigma^2}{p_{pr}} \quad (27)$$

به خاطر عدم تخمین دقیق $h_{rd} h_{sr}$ و

$$C_2 = p_{dr} p_{ds} |\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}|^2 \frac{\sigma^2}{p_{pr}} \quad (28)$$

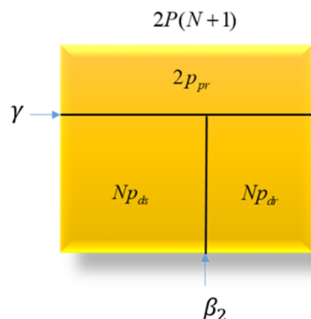
به خاطر عدم تخمین دقیق بهره متغیر رله است. بخش نامطلوب C_3

$$C_3 = \frac{p_{dr} p_{ds}}{p_{pr}^2} \sigma^4 \quad (29)$$

حاصل ضرب دو بخش قبل و C_4

$$C_4 = p_{dr}^2 G^2 |h_{rd} h_{rr}|^2 + p_{dr} G^2 |h_{rd}|^2 \sigma^2 \quad (30)$$

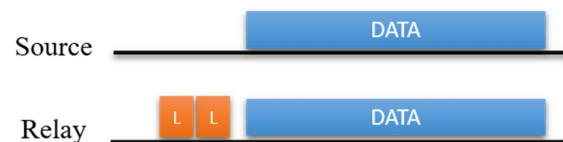
ناشی از کانال تداخلی و نویز انتقال یافته از گیرنده رله است. در این بخش فرض می‌شود که رله با در اختیار داشتن تمام ضرایب کانال بدون خطا، مسئولیت تخصیص توان را بر عهده می‌گیرد و تلاش می‌کنیم تا با تخصیص توان مناسب میان سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله و منبع، SINR در گیرنده مقصد به حداکثر میزان خود برسد.



شکل ۵: الگوی تقسیم توان میان سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله VG.

الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی شکل ۲ تنها کانال تداخلی، کانال میان رله و مقصد و $h_{sr} h_{rd}$ را تخمین زدیم. برای تخمین h_{sr} در مقصد می‌توان از دو مقدار تخمینی $\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}$ و \hat{h}_{rd} استفاده کرده و مقدار h_{sr} را به صورت مستقیم از روی $\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}$ با استفاده از تخمین بزیم. اما این الگو باعث می‌شود خطای تخمین $\hat{h}_{rd} \hat{h}_{sr}$ و \hat{h}_{rd} بر روی تخمین h_{sr} اثر بگذارد. همچنین قرار است که با به دست آوردن کانال تداخلی مقدار ضریب تقویت اعمال شده در رله G ، دوباره بازسازی شود و در صورتی که برای ساختن آن از ضرایب تخمینی قبلی استفاده شود خطای تخمین به شدت افزایش پیدا می‌کند.

بنابراین واضح است که این روش برای تخمین G مناسب نیست و بهتر است الگوی بدون انتشار خطا مورد استفاده قرار بگیرد؛ پس ابتدا باید یک الگوی مناسب جهت تخمین کانال $h_{sr} h_{rd}$ و ضریب تقویت رله G ، ارائه کنیم. در شکل ۴ الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی و اطلاعات برای رله VG نشان داده شده و هدف در طراحی این شیوه ارسال، جلوگیری از انتشار خطای تخمین ضرایب کانال نسبت به یکدیگر می‌باشد.



شکل ۴: الگوی ارسال سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله VG.

در مرحله اول رله با در اختیار داشتن تمام ضرایب کانال سعی می‌کند تا با ارسال سمبل‌های آموزشی، ضرایب مورد نیاز را در اختیار گره مقصد قرار دهد. اولین سمبل آموزشی رله، $h_{sr} L$ که حاصل ضرب کانال h_{sr} و سمبل L است ارسال می‌شود و دنباله دریافتی مقصد و مقدار تخمین زده شده در

$$(y_d[1] = \sqrt{p_{pr}} h_{sr} h_{rd} L + n_d) \rightarrow \hat{h}_{sr} \hat{h}_{rd} = \frac{L^*}{\sqrt{p_{pr}} |L|^2} y_d[1] = h_{sr} h_{rd} + \frac{L^* n_d}{\sqrt{p_{pr}} |L|^2} \quad (31)$$

نشان داده شده است.

ارسال مقدار ضریب G به گره مقصد مشابه با الگوی ارسال سمبل آموزشی اول بوده و رله با ارسال سمبل آموزشی،

$$x_p = G \frac{h_{rd}^*}{|h_{rd}|^2} L \quad (32)$$

مقدار ضریب G در مقصد را با استفاده از رابطه (۲۳) تخمین می‌زند.

$$(y_d[2] = \sqrt{p_{pr}} h_{rd} G \frac{h_{rd}^*}{|h_{rd}|^2} L + n_d) \rightarrow \hat{G} = \frac{L^*}{\sqrt{p_{pr}} |L|^2} y_d[2] = G + \frac{L^* n_d}{\sqrt{p_{pr}} |L|^2} \quad (33)$$

دنباله اطلاعات دریافتی در مقصد مطابق با

$$y_d = \sqrt{p_{dr}} \sqrt{p_{ds}} G h_{rd} h_{sr} x_d + p_{dr} G h_{rd} h_{sr} x_r + \sqrt{p_{dr}} G h_{rd} n_r + n_d \quad (34)$$

مشابه SINR در رله FD بدون وجود خطای تخمین است و مقدار تقریبی بهینه آن با استفاده از [۱۲، ۲۳]

$$\hat{\beta}_{2,opt} = \frac{\sqrt{(1+p_t|h_{rd}|^2)(1+p_t|h_{rr}|^2)}}{\sqrt{(1+p_t|h_{sr}|^2) + \sqrt{(1+p_t|h_{rd}|^2)(1+p_t|h_{rr}|^2)}}} \quad (35)$$

نشان داده شده و مقدار $p_t = 2p$ است.

مرز γ انرژی را میان سمبل‌های آموزشی و اطلاعات تقسیم می‌کند و افزایش آن باعث تخصیص انرژی بیشتر به سمبل‌های آموزشی و انرژی کمتر به سمبل‌های اطلاعات می‌شود. در تعیین مرز γ نمی‌توان تنها به بخش‌های نامطلوب حاصل از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال توجه کرد و باید تمام رابطه (۲۶) را با فرض مقدار به دست آمده $\hat{\beta}_{2,opt}$ در مسئله رابطه (۳۴) در نظر گرفت.

یک نکته بسیار مهم در مسئله بالا این است که رله دسترس به مقادیر تخمین زده شده \hat{G}^2 و $|\hat{h}_{rd}\hat{h}_{sr}|^2$ در مقصد ندارد و برای حل مسئله (۳۴) با قرار دادن آن‌ها با مقدار دقیق مسئله را حل می‌کند. با مشتق‌گیری از رابطه (۳۴) نسبت به γ و برابر با صفر قرار دادن آن می‌توان مقدار بهینه برای γ را در

$$\hat{\gamma}_{opt} = \frac{2N\beta_2 + 4|h_{rr}|^2|h_{rd}h_{sr}|^2\beta_2p(N+1) + A_1 + A_2}{2A_3} \quad (36)$$

نشان داد و همچنین A_1 ، A_2 و A_3 به ترتیب در رابطه‌های (۳۷)، (۳۸) و (۳۹) مشخص شده است.

در این مقاله برای رله VG سه رویکرد مورد بررسی قرار می‌گیرد. رویکرد اول به وضعیتی گفته می‌شود که در آن مقادیر بهینه β_2 و γ به صورت عددی و با استفاده از تابع نرم‌افزار Matlab استخراج می‌شود. در رویکرد دوم مقادیر بهینه β_2 و γ از فرم‌های بسته رابطه‌های (۳۵) و (۳۶) به دست می‌آید و در رویکرد سوم مقادیر β_2 و γ از اطلاعات آماری مرتبه دوم کانال و از روش‌های عددی با استفاده از نرم‌افزار Matlab استخراج می‌شود. در وضعیت Equal power به تمامی سمبل‌های آموزشی و اطلاعات توان برابر اختصاص داده می‌شود. در رله VG پیچیدگی بسیار پایینی داریم زیرا رله برای ساخت γ و β_2 ، دارای فرم بسته بوده و به راحتی به مقادیر بهینه دسترسی پیدا می‌کند و تنها پیچیدگی که با آن مواجه خواهد شد این است که این ضرایب را در اختیار گره مبدأ قرار دهد.

۵- نتایج و شبیه‌سازی

در شبیه‌سازی‌های این مقاله، $\lambda_{sr} = \lambda_{rd} = 1$ ، واریانس نویز $\sigma^2 = 1$ و بهره کانال تداخلی $\lambda_{rr} = 0.2$ می‌باشد. طول بسته ارسالی $N=100$ است. دلیل این موضوع که بهره کانال تداخلی مانند کانال‌های دیگر برابر با ۱ فرض نشده این است که برای حذف تداخل خودی تکنیک‌هایی در حوزه‌های انتشار و آنالوگ مانند ایزوله کردن آنتن‌های

برای تخصیص توان از الگوی شکل ۵ استفاده می‌کنیم. تفاوت این الگو با الگوی شکل ۳، عدم تخصیص توان به سمبل‌های آموزشی منبع است. در این بخش واضح است که هیچ انتشار خطایی وجود ندارد و خطای تخمین در هر کدام از پارامترهای کانال وابسته به الگوی تخمین و توان اختصاص یافته به آن پارامتر است.

توان اختصاص یافته به سمبل‌های آموزشی رله در

$$2P_{pr} = \gamma 2P(N-1) \rightarrow P_{pr} = \frac{\gamma 2P(N+1)}{2} \quad (31)$$

و توان اختصاص یافته به سمبل‌های اطلاعات، رله و منبع در رابطه‌های (۳۲) و (۳۳) نشان داده شده است.

$$P_{ds} = \frac{\beta_2(1-\gamma)(2P(N+1))}{N} \quad (32)$$

$$P_{dr} = \frac{(1-\beta_2)(1-\gamma)(2P(N+1))}{N} \quad (33)$$

مسئله بهینه‌سازی در

$$\max\{\gamma_{FD, VG}\} \\ s.t \rightarrow (0 < \beta_2 < 1), (0 < \gamma < 1) \quad (34)$$

نشان داده شده و شرط این مسئله محدود بودن مقادیر β_2 و γ میان ۰ و ۱ است.

حل مسئله بسیار دشوار بوده و برای رسیدن به یک فرم بسته باید از یک تقریب مناسب استفاده کنیم. برای این تقریب پارامتر N یا طول بسته اطلاعات می‌تواند وابستگی توان اختصاص یافته به سمبل‌های اطلاعات را به توان اختصاص یافته به سمبل‌های آموزشی کاهش دهد. برای این هدف، پارامتر N را به $(N \rightarrow \infty)$ و γ را به $(\gamma \rightarrow \frac{1}{N})$ میل می‌دهیم. بنابراین توان اختصاص یافته به سمبل‌های آموزشی $P_{pr} = P$ ، سمبل‌های اطلاعات منبع $P_{ds} = \beta_2 2p$ و رله $P_{dr} = (1-\beta_2)2p$ خواهد بود.

پارامتر β_2 در شکل ۵ تعیین کننده مرز میان توان اختصاص یافته به سمبل‌های اطلاعات رله و منبع است و می‌توان وظیفه آن را به این شکل تعریف کرد که انرژی باقی‌مانده از مرز تعیین شده توسط γ را میان سمبل‌های اطلاعات رله و منبع تقسیم کند تا بتواند اثر کانال تداخلی را هنگام ارسال سمبل‌های اطلاعات کنترل کند.

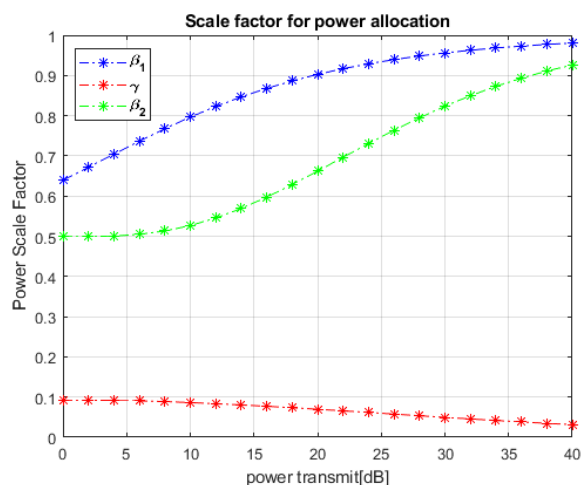
می‌توان این نتیجه را گرفت که β_2 نمی‌تواند تأثیری بر روی کاهش اثرات نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال داشته باشد. برای محاسبه مقدار β_2 ابتدا بخش‌های نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال را برابر با صفر قرار می‌دهیم و رابطه کاملاً

$$A_1 = N\sqrt{2\beta_2|h_{rd}|^2(N+|h_{rd}h_{sr}|^2(N\sigma^2+2(1-\beta_2)(N+1)p|h_{rr}|^2+2(1+N)\beta_2p|h_{sr}|^2))} \quad (37)$$

$$A_2 = |h_{rd}h_{sr}|^2(2N\beta_2\sigma^2+4(N+1)\beta_1^2p(|h_{sr}|^2-|h_{rr}|^2)) \quad (38)$$

$$A_3 = 2N\beta_2 - N^2|h_{rd}|^2+4\beta_2(N+1)p|h_{rr}|^2|h_{rd}h_{sr}|^2+A_2 \quad (39)$$

یا همان رویکرد سوم این مقاله در توان‌های ارسالی بالا ایجاد کند. در توان‌های ارسالی پایین، تفاوتی میان سه رویکرد وجود ندارد؛ تداخل خودی و نویز تقویت و بازارسال شده از رله تأثیر بیشتری نسبت به بخش‌های نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال دارد.



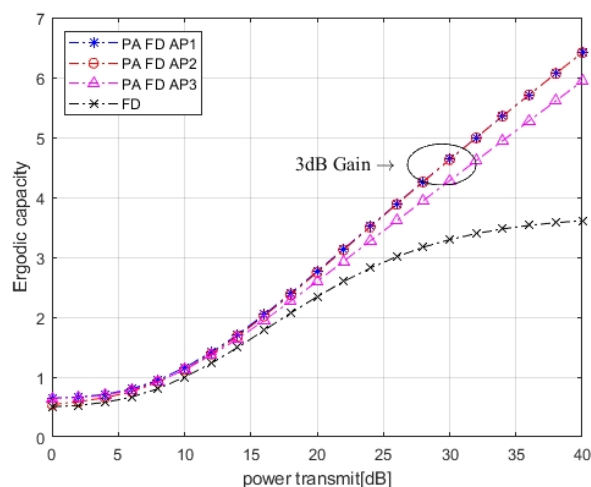
شکل ۷: ضرایب تخصیص توان در الگوی تخصیص توان با استفاده از ضرایب تخمینی در رله FG.

در شکل ۷ ضرایب β_1 و γ بر اساس اطلاعات آماری مرتبه دوم استخراج شده و در تمام دنباله‌های ارسالی ثابت است و ضریب β_2 به صورت لحظه‌ای و بر اساس اطلاعات تخمینی کانال به دست آمده و مقدار متوسط آن در شکل ۷ نشان داده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود با افزایش توان ارسالی، مقدار متوسط γ کاهش پیدا کرده و سهم سمبل‌های آموزشی از توان نسبت به سمبل‌های اطلاعات کمتر می‌شود. افزایش مقدار β_2 با افزایش مقدار توان ارسالی به این دلیل است که در توان‌های ارسالی بالا، رله با کاهش توان خود شدت تأثیر کانال تداخلی را کنترل می‌کند و توان بیشتری را به سمبل‌های اطلاعات مبدأ اختصاص می‌دهد. افزایش مقدار β_1 نیز به این معنا است که در توان‌های ارسالی بالا تأثیر پارامترهای نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال افزایش پیدا کرده و می‌توان با کاهش سهم توان رله این پدیده را کنترل کرد.

در شکل ۸ مقادیر بهینه و تخمین زده شده در رابطه (۳۵) و (۳۶) نشان داده شده است. مقدار بهینه $\beta_{2,opt}$ و γ_{opt} به صورت عددی به دست آمده و همان‌طور که در شکل ۸ دیده می‌شود به مقدار استخراج شده در فرم بسته $\hat{\beta}_{2,opt}$ ، رابطه (۳۵) و $\hat{\gamma}_{opt}$ ، (۳۶) با دقت بسیار زیادی نزدیک است. در صورتی که مقدار $\hat{\beta}_{2,opt}$ به درستی به دست نیامده

ارسال و دریافت نسبت به هم، مورد استفاده قرار می‌گیرد که این کاهش شدت تداخل را در بهره کانال تداخلی در نظر می‌گیریم.

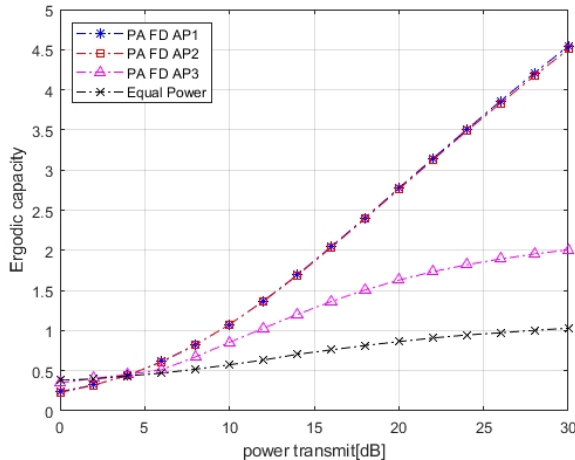
الگوی شبیه‌سازی به این صورت است که در مرحله اول مجموعه ضرایب کانال $\{h_{rr}, h_{rd}, h_{sr}\}$ تولید شده و سپس در رابطه SINR مربوط به الگوی شبیه‌سازی قرار داده می‌شود. برای مثال در رله بهره ثابت بعد از تولید تصادفی ضرایب کانال با توزیع مناسب، مقدار آنها در رابطه (۸) قرار داده می‌شود. پارامترهای تصادفی که بر روی مقدار SINR در گیرنده گره مقصد تأثیر می‌گذارد شامل ضرایب کانال و همچنین نویز گوسی در گیرنده رله و مقصد است. ضرایب کانال به صورت لحظه‌ای لحاظ شده و مقادیر نویز به صورت واریانس در رابطه قرار داده می‌شود. هدف از این مقاله بررسی تأثیر پارامترهای نامطلوب ناشی از ضرایب کانال است که خود را با شکل‌های متفاوتی در رابطه SINR نشان می‌دهد. به طور معمول در سیستم‌های رله FD چالش‌های ایجاد شده توسط کانال تداخلی بیشتر از پدیده نویز مورد توجه قرار می‌گیرد که در [۲۴، ۲۲] و مقالات دیگر این موضوع دیده می‌شود.



شکل ۶: متوسط نرخ ارسال اطلاعات در الگوهای تخصیص توان با وجود خطای تخمین در رله FG.

رویکرد اول در تخصیص توان رله FG می‌تواند تأثیر خطای تخمین و کانال تداخلی را به کمترین مقدار خود برساند و این پدیده را می‌توان در شکل ۶ دید. رویکرد دوم توانسته تنها با استفاده از ضرایب تخمینی و اطلاعات مرتبه دوم آماری به عملکرد رویکرد اول برسد. در رویکرد سوم تنها از اطلاعات آماری مرتبه دوم استفاده شده است و نمی‌تواند به عملکرد رویکرد اول و دوم برسد.

نواوری این مقاله که شامل تخمین کانال تداخلی و استفاده از ضرایب تخمینی است توانسته بهره مناسبی نسبت به الگوی مقاله [۳۰]



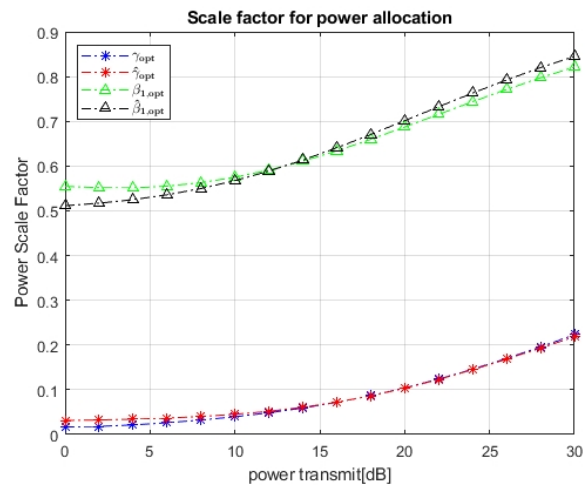
شکل ۹: متوسط نرخ ارسال اطلاعات در الگوهای تخصیص توان با وجود خطای تخمین در رله VG.

۶- نتیجه‌گیری

وجود خطا در تخمین ضرایب کانال باعث ایجاد بخش‌های نامطلوب در سیگنال دریافتی در گره مقصد می‌شود. در مرحله اول باید بررسی دقیقی بر روی اثر این خطا و پارامترهای نامطلوب ناشی از آن را داشت و این شرایط برای رله‌های FG و VG متفاوت خواهد بود. در بخش رله FG ابتدا اثر خطای تخمین ضرایب کانال با ارائه الگوی مناسب برای ارسال سمبل‌های آموزشی بررسی شده و سپس با استفاده از ضرایب تخمین زده شده، تخصیص توان میان سمبل‌های آموزشی رله و منبع برای کنترل هم‌زمان اثرات نامطلوب ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال و همچنین کانال تداخلی صورت گرفته است. با بررسی شبیه‌سازی‌ها به این نتیجه رسیدیم که الگوی این مقاله یعنی استفاده از ضرایب تخمینی برای تخصیص توان به بهره‌ای در حدود 3dB نسبت الگوی تخصیص توان با استفاده از اطلاعات واریانس خواهد رسید.

در بخش رله‌های VG با چالش بیشتری مواجه شدیم. رله VG برای اعمال بهره کانال در رله، نیازمند دسترسی به ضرایب کانال است. با ساده‌سازی و فرض دسترسی رله به ضرایب دقیق کانال امکان تخصیص توان مناسب به سمبل‌های آموزشی و اطلاعات برای کنترل اثرات ناشی از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال در گره مقصد و کانال تداخلی فراهم گردید. در این مقاله برای دسترسی به یک فرم بسته براساس ضرایب کانال از یک فرضیه و تقریب برای مستقل نمودن مرزهای تقسیم انرژی میان سمبل‌های آموزشی و اطلاعات استفاده شد و سپس با استفاده از شبیه‌سازی دقت تقریب‌های استفاده شده تا حد بسیار زیادی به مقادیر واقعی نزدیک بود. از نکات مهم دیگر در رله‌های VG این بود که عدم توجه خطای تخمین و تخصیص توان برابر به تمام

باشد خطای آن به صورت مستقیم روی مقدار $\hat{\gamma}_{opt}$ تأثیر می‌گذارد و موجب انتشار خطا می‌شود و با نتایج به دست آمده از شکل ۸ می‌توان دید که فرضیه مورد استفاده در استخراج $\hat{\beta}_{2,opt}$ یعنی عدم وابستگی مقدار بهینه β_2 به بخش‌های حاصل از عدم تخمین دقیق ضرایب کانال صحیح بوده است. نکته دیگری که در شکل ۸ دیده می‌شود این است که با افزایش توان ارسالی مقدار $\hat{\gamma}_{opt}$ نیز افزایش پیدا می‌کند و این موضوع نشان می‌دهد که با افزایش توان ارسالی، بخش‌های نامطلوب ناشی از خطای تخمین ضرایب کانال شدت پیدا کرده و با افزایش سهم توان سمبل‌های آموزشی شدت این بخش نامطلوب کاهش پیدا می‌کند.



شکل ۸: ضرایب تخصیص توان در الگوی تخصیص توان با استفاده از ضرایب تخمینی در رله VG.

در شکل ۹ متوسط نرخ ارسال اطلاعات برای سه رویکرد AP1، AP2 و AP3 نشان داده شده و وضعیت Equal Power به شرایطی گفته می‌شود که به تمام سمبل‌های آموزشی و اطلاعات توان یکسانی اختصاص داده شده باشد. همان‌طور که در شکل ۹ مشاهده می‌شود رویکرد دوم با دقت بسیار زیاد به رویکرد اول یا همان وضعیت بهینه نزدیک است و می‌توان تقریب‌های استفاده شده در رابطه (۳۵) را مناسب دانست. در بخش رله با بهره ثابت استفاده از اطلاعات مرتبه دوم آماری وضعیت بهتری داشته اما در رله با بهره متغیر، استفاده از اطلاعات آماری مرتبه دوم روش مناسبی برای تخصیص توان نیست. بدترین روش برای تخصیص توان در رله با بهره متغیر مطابق با شکل ۹ تخصیص توان یکسان به سمبل‌های آموزشی و اطلاعات است. نوآوری این مقاله در زمینه رله VG و ارائه فرم بسته، می‌تواند چالش‌های موجود در زمینه پیاده‌سازی عملی رله VG را آشکار کند. تخصیص توان یکسان می‌تواند وضعیت بسیار نامطلوبی در عملکرد رله VG ایجاد کند.

- [19] L. Rodriguez, N. Tran, and T. Le-Ngoc, "Optimal Power Allocation and Capacity of Full-Duplex AF Relaying under Residual Self-Interference," IEEE Wireless Communication Letter, vol. 3, no. 2, pp. 233–236, 2014.
- [20] K. Ntontin, M. Di Renzo, and C. Verikoukis, "On the Feasibility of Full-Duplex Relaying in Multiple-Antenna Cellular Networks," IEEE Transaction Communication, vol. 65, no. 5, pp. 2234–2249, 2017.
- [21] X. Rui, J. Hou, and L. Zhou, "On the performance of full-duplex relaying with relay selection," Electronic. Letter, vol. 46, no. 25, pp. 1674–1676, Dec. 2010.
- [22] K. Yang, H. Cui, L. Song, and Y. Li, "Efficient Full-Duplex Relaying With Joint Antenna-Relay Selection and Self-Interference Suppression," IEEE Trans. Wireless Communication, vol. 14, no. 7, pp. 3991–4005, Jul. 2015.
- [23] S. Li, M. Zhou, J. Wu, L. Song, Y. Li, and H. Li, "On the Performance of X-Duplex Relaying," IEEE Transaction Wireless Communication, vol. 16, no. 3, pp. 1868–1880, 2017.
- [24] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation," IEEE Transaction Wireless Communication, vol. 10, no. 9, pp. 3074–3085, Sep. 2011.
- [25] O. Muñoz-Medina, J. Vidal, and A. Agustín, "Linear transceiver design in nonregenerative relays with channel state information," IEEE Transaction Signal Processing, vol. 55, no. 6 I, pp. 2593–2604, Jun. 2007.
- [26] K. Ho-Van, K. Doan-Nguyen, and H. Ho-Ngoc, "Impact of Channel Estimation Error on the Performance of Relay Selection in Cognitive Radio Networks," Wireless Personal Communication, vol. 84, no. 4, pp. 2513–2536, Oct. 2015.
- [27] X. Zhang, J. Xing, Z. Yan, Y. Gao, and W. Wang, "Outage performance study of cognitive relay networks with imperfect channel knowledge," IEEE Communication Letter, vol. 17, no. 1, pp. 27–30, 2013.
- [28] F. S. Tabataba, P. Sadeghi, and M. R. Pakravan, "Outage probability and power allocation of amplify and forward relaying with channel estimation errors," IEEE Transaction Wireless Communication, vol. 10, no. 1, pp. 124–134, Jan. 2011.
- [29] F. S. Tabataba, M. R. Pakravan, P. Sadeghi, and T. Lamahewat, "Statistical properties of amplify and forward relay links with channel estimation errors," in Proceedings of the 2009 Australian Communications Theory Workshop, AusCTW 2009, 2009, pp. 44–49.
- [30] M. Pashazadeh and F. S. Tabataba, "Impact of loop-back interference and channel estimation errors on full-duplex relay networks," Wireless Networks, vol. 23, no. 4, pp. 1133–1143, May 2017.
- [31] B. P. Day, A. R. Margetts, D. W. Bliss, and P. Schniter, "Full-duplex bidirectional MIMO: Achievable rates under limited dynamic range," IEEE Transaction Signal Processing, vol. 60, no. 7, pp. 3702–3713, Jul. 2012.
- [32] T. M. Kim, H. J. Yang, and A. J. Paulraj, "Distributed sum-rate optimization for full-duplex MIMO system under limited dynamic range," IEEE Signal Processing Letter, vol. 20, no. 6, pp. 555–558, 2013.

[۳۳] احسان دشتیان، علی شهزادی، محمد لاری، «تخمین کانال MIMO با الگوریتم‌های LMS و RLS بوسیله تجزیه QR»، پردازش سیگنال پیشرفته، ۴، ۱، ۲۹–۳۷، ۱۳۹۹.

- [34] D. P. Moya Osorio, E. E. Benítez Olivo, H. Alves, J. C. S. Santos Filho, and M. Latva-Aho, "Exploiting the direct link in full-duplex amplify-and-forward relaying networks," IEEE Signal Processing Letter, vol. 22, no. 10, pp. 1766–1770, Oct. 2015.
- [35] A. Goldsmith, Wireless communications, vol. 9780521837163. Cambridge University Press, 2005.

زیر نویس‌ها

¹ Long Term Evolution-Advanced (LTE-A)

² Digital Mobile Radio (DMR)

سمبل‌های آموزشی و اطلاعات در رله و منبع، عملکرد را به‌شدت کاهش می‌دهد.

مراجع

- [1] L. Zhang, M. Xiao, G. Wu, M. Alam, Y. C. Liang, and S. Li, "A Survey of Advanced Techniques for Spectrum Sharing in 5G Networks," IEEE Wireless. Communication. vol. 24, no. 5, pp. 44–51, Oct. 2017.
- [2] TSGR, "LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio access capabilities (3GPP TS 36.306 version 12.2.0 Release 12) TECHNICAL SPECIFICATION," 2014.
- [3] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays," IEEE Trans. Signal Process., vol. 59, no. 12, pp. 5983–5993, Dec. 2011.
- [4] M. Duarte and A. Sabharwal, "Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: Feasibility and first results," in 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2010, pp. 1558–1562.
- [5] E. Everett, M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Empowering full-duplex wireless communication by exploiting directional diversity," Conf. Rec. - Asilomar Conf. Signals, System. Computer. pp. 2002–2006, 2011.
- [6] R. Li, Y. Chen, G. Y. Li, and G. Liu, "Full-Duplex Cellular Networks," IEEE Communication. Mag., vol. 55, no. 4, pp. 184–191, Apr. 2017.
- [7] E. Everett, A. Sahai, and A. Sabharwal, "Passive Self-Interference Suppression for Full-Duplex Infrastructure Nodes," vol. 13, no. 2, pp. 680–694, 2014.
- [8] D. Soldani and S. Dixit, "Wireless relays for broadband access [radio communications series]," IEEE Communication. Mag., vol. 46, no. 3, pp. 58–66, Mar. 2008.
- [9] M. M. Feghhi, M. Mirmohseni, and A. Abbasfar, "Power Allocation in the Energy Harvesting Full-Duplex Gaussian Relay Channels," Int. J. Commun. Syst., vol. 30, no. 2, Nov. 2014.
- [10] M. M. Feghhi, A. Abbasfar, and M. Mirmohseni, "Low complexity resource allocation in the relay channels with energy harvesting transmitters," Ad Hoc Networks, vol. 77, pp. 108–118, Aug. 2018.
- [11] T. Specification, "TS 102 361-4 - V1.9.1 - Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM); Digital Mobile Radio (DMR) Systems; Part 4: DMR trunking protocol," vol. 1, pp. 1–300, 2017.
- [12] K. Yang, H. Cui, L. Song, and Y. Li, "Efficient Full-Duplex Relaying With Joint Antenna-Relay Selection and Self-Interference Suppression," IEEE Trans. Wireless. Communication. vol. 14, no. 7, pp. 3991–4005, Jul. 2015.
- [13] I. Krikidis, H. A. Suraweera, P. J. Smith, and C. Yuen, "Full-duplex relay selection for amplify-and-forward cooperative networks," IEEE Trans. Wireless Communication. vol. 11, no. 12, pp. 4381–4393, 2012.
- [14] M. Lari and S. Asaeian, "Multi-objective Antenna Selection in a Full Duplex Base Station," Wireless Personal Communication. 2019.
- [۱۵] محمد لاری، سینا عصائیان، «معیار چند هدفی برای انتخاب آنتن در یک ایستگاه مرکزی Full-Duplex»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، ۵۰، ۳، ۱۳۶۵–۱۳۷۲، ۱۳۹۹.
- [16] T. Riihonen, S. Werner, R. Wichman, and Z. B. Eduardo, "On the feasibility of full-duplex relaying in the presence of loop interference," IEEE Work. Signal
- [۱۷] محمد لاری، «تخصیص منابع جهت کمینه‌سازی تأخیر ارسال در سامانه‌های مخابراتی تغذیه‌شونده به‌صورت بی‌سیم»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، ۴۷، ۳، ۱۲۰۵–۱۲۱۲، ۱۳۹۶.
- [18] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, no. 4, pp. 951–963, Apr. 2003.