

## تحلیل خاموشی و گذردهی شبکه‌های رله تقویت و ارسال رادیو شناختی دوجهتی با انتقال توان بی‌سیم

احسان سلیمانی نسب\*

\*عضو هیئت علمی دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفته، کرمان، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۰/۱۰/۲۵

تاریخ دریافت: ۱۴۰۰/۰۱/۲۱

نوع مقاله: پژوهشی

### چکیده

رادیو شناختی فناوری امیدبخشی است که هدف آن دستیابی به بهره‌برداری بهتر از طیف فرکانسی است. از طرف دیگر، برداشت انرژی بی‌سیم می‌تواند ملزومات انرژی بسیار زیاد گره‌ها را تامین کند. در این مقاله، دو سناریو در یک شبکه دوراها فرض شده‌اند که در اولی رله انرژی مورد نیازش را از دو منبع شبکه ثانویه و در دومی هر دو منابع، انرژی را از رله شبکه ثانویه برداشت می‌کنند. هر دوی محوشدگی ناکاگامی ناشی از انتشار سیگنال و تداخل روی رله ناشی از کاربران اولیه شبکه رادیو شناختی در نظر گرفته می‌شوند. روابط به فرم بسته‌ای برای احتمال خاموشی و گذردهی شبکه رله تقویت و ارسال رادیو شناختی با بکارگیری روش‌های برداشت انرژی و انتقال توان بی‌سیم روی کانال‌های محوشدگی مستقل و ناهمسان ناکاگامی ارائه شده است. روابط تحلیلی با شبیه سازی مونت کارلو صحت سنجی شده‌اند و نشان داده شده است که سناریوی اول همواره نسبت به دومی عملکرد بهتری دارد و هر دو سناریو عملکرد بهتری را نسبت به حالت بدون برداشت انرژی دارند.

**واژگان کلیدی:** رله تقویت و ارسال، شبکه رادیو شناختی، برداشت انرژی، انتقال توان بی‌سیم، رله دو جهته

### ۱. مقدمه

استفاده از سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم، روز به روز در حال افزایش است و تقاضا برای گذردهی بالاتر، نیاز به فناوری‌های نوین را به وجود آورده است. یکی از فناوری‌های نوین مطرح، برداشت انرژی می‌باشد که در مخابرات بی‌سیم نسل پنجم و بعد از آن از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. قبلاً برداشت انرژی (EH) از منابع طبیعی مانند باد، خورشید و... مطرح شده بود، اما برداشت انرژی از

سیگنال‌های فرکانس رادیویی (RF) اخیراً مورد توجه قرار گرفته است. در بین تمامی پروتکل‌های رله، پروتکل‌های تقویت و ارسال (AF) و کدبرداری و ارسال (DF) با بهبود سیگنال دریافتی در مقالات متنوعی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در روش AF، رله‌ها سیگنال‌های دریافتی از سایر منابع را که بر اثر عوامل مخربی چون افت مسیر، نویز و محوشدگی کانال تضعیف می‌شوند، فقط تقویت

نویسنده مسئول: احسان سلیمانی نسب [ehsan.soleimani@kgut.ac.ir](mailto:ehsan.soleimani@kgut.ac.ir)

سلولی رادیو شناختی توزیع شده نسل پنجم را بررسی کردند که در آن فناوری رادیو شناختی و هوش مصنوعی با یکدیگر در یک سیستم پیچیده چند عاملی تجمیع شده‌اند. با هدف بهره‌برداری بیشینه از منابع، استراتژی‌های بهینه تخصیص منابع برای کاربران رادیو شناختی مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. در [۴]، مولفان یک روش سنجش طیف جدید را در شبکه‌های سلولی نسل پنجم مطرح کردند که نشان داده شده است که روش ارائه شده در کانال‌های محوشدگی سریع عملکرد بهتری را دارد. مهمتر از آن، سنجش طیف مذکور در مقابل تخمین کانال غیردقیق نیز مقاوم است که در پیاده‌سازی واقعی از اهمیت زیادی برخوردار است. یک شبکه رادیو شناختی بر مبنای تسهیم و تجمع طیف فرکانسی در شبکه‌های نسل پنجم در [۵] مورد بررسی قرار گرفته است. مدیریت طیف پویا برای هر دوی کاربران دارای جواز و کاربران بدون نیاز به جواز انجام شده است که نتایج بهتری را از لحاظ نرخ مجموع، احتمال خاموشی و راندمان طیفی نشان می‌دهد. مولفان در [۶] کارهای انجام شده برای تسهیم طیف در شبکه سلولی نسل پنجم را مورد بررسی قرار داده‌اند. همچنین معماری شبکه، روشهای تخصیص طیف و دسترسی به آن مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. نشان داده شده است که تداخل چند کاربری مسئله اصلی است که از طریق مخابرات چندپرسی و دسترسی چندگانه غیر متعامد قابل حل است. در شبکه رادیو شناختگر مشارکتی، استفاده از شبکه دوراهه درعین پیچیده بودن نسبت به شبکه سنتی یک‌راهه ولی با مزیت افزایش بازدهی طیفی، پیشنهاد شده است [۱۰] - [۷]. در سال‌های اخیر پژوهشگران مسئله‌ی استفاده از محیط پیرامون برای تغذیه‌ی شبکه‌های رادیو شناختگر را مورد مطالعه قرار داده‌اند و سعی کرده‌اند با استفاده از انرژی منتشره در فضا به بهره‌وری همزمان انرژی و طیف دست پیدا کنند. با استفاده از این روش‌ها کاربران ثانویه با منابع محدود به طور بی‌سیم تغذیه می‌شوند و با استفاده از توانی که جمع‌آوری کرده‌اند به انتقال اطلاعات براساس الگوریتم تسهیم طیفی که دارند، می‌پردازند. در واقع، کاربران ثانویه بر اساس میزان و نوع برداشت انرژی، بهترین روش را برای رسیدن به بالاترین گذردهی ممکن با حداقل تداخل به کاربر اولیه باید انتخاب کنند. بطور کلی، رادیو شناختگر را می‌توان در چهار حوزه‌ی سنجش طیف، دسترسی به طیف، مدیریت طیف و دست‌به‌دست کردن طیف برای رسیدن به استفاده‌ی هوشمندانه و بهینه از طیف بررسی کرد. این حوزه‌ها را وقتی شبکه ثانویه از برداشت انرژی فرکانس رادیویی استفاده می‌کند می‌توان مورد بررسی قرار داد. کار اصلی سنجش طیف، تشخیص مناسب و درست فعالیت‌های کاربر اولیه می‌باشد که می‌توان این اهداف را به سه دسته تقسیم کرد: (۱) پیدا کردن فرصت‌های طیفی برای انتقال اطلاعات یا برداشت انرژی فرکانس

کرده و سپس آنها را بدون انجام هیچ گونه کدگذاری و کدبرداری (برخلاف روش DF) به سمت گیرنده ارسال می‌کنند. علاوه بر این، رله با بهبود سیگنال دریافتی و سپس ارسال آن، انرژی مازادی را مصرف می‌کند. شاید برای رله‌هایی که به منبع توان متصل باشند، تامین انرژی مازاد نگرانی خاصی به وجود نیاید؛ اما برای رله‌هایی که توان خود را از باتری‌های توان محدود تامین می‌کنند، بسیار حائز اهمیت می‌باشد. علاوه بر موضوع بهره‌وری انرژی، موضوع بسیار مهم دیگر استفاده‌ی حداکثری از طیف فرکانسی موجود می‌باشد، که با توجه به افزایش استفاده‌های چند رسانه‌ای و همچنین تقاضای طیف بیشتر، اهمیت دوچندانی یافته است. یکی از روش‌های بهره‌وری طیفی استفاده از شبکه‌های رادیو شناختگر (CR) است، که برای استفاده‌ی موثر از طیف در شبکه‌های مخابراتی مطرح می‌باشد. سیاست تخصیص طیف فرکانسی در گذشته به خوبی عمل می‌کرد اما با رشد بسیار زیاد تقاضا برای دسترسی به طیف فرکانسی به علت استفاده در کاربردهای موبایل و دیگر کاربردهایی که در سال‌های اخیر رشد کرده‌اند، این نحوه‌ی تخصیص طیف دیگر مناسب و جوابگو نیست. محدودیت در طیف فرکانسی قابل استفاده به خاطر طبیعت انتشار امواج رادیویی و رشد تقاضا برای استفاده از آن، یک الگوی جدید برای استفاده‌ی بهینه از طیف را لازم می‌دارد. از همین‌رو دستیابی پویا به طیف فرکانسی به‌عنوان یک راه‌حل برای مسائل مطرح است. فناوری رادیو شناختی دستیابی پویا به طیف از طریق به اشتراک گذاشتن کانال با کاربران دارای مجوز و استفاده از طیف تخصیص یافته به صورت فرصت‌طلبانه امکان‌پذیر است. در شبکه‌های رادیو شناختگر، شبکه اولیه (PN) و شبکه ثانویه (SN) در نظر گرفته شده است. به کاربران شبکه ثانویه که مجوز استفاده از طیف را ندارند اجازه‌ی بهره‌برداری از طیف داده می‌شود، در صورتی که قابلیت اطمینان ارتباط و ارسال شبکه اولیه حفظ شود. شبکه‌های رادیو شناختگر در شبکه‌های بی‌سیم نسل جدید مانند نسل پنجم و نسل ششم نیز از اهمیت زیادی برخوردار هستند. در این شبکه‌ها، سناریوهای زیادی عمدتاً با ترافیک داده بالا همراه با کانال‌های متغیر با زمان سریع اتفاق می‌افتند که روش‌های رادیو شناختی سنتی عملکرد خوبی را ندارند. نویسندگان در [۱] روشی برای سنجش طیف در باندهای فرکانسی عمدتاً زیر ۶ گیگاهرتز که بازه‌های فرکانس مخابرات سلولی نسل ششم در اینجا قرار دارد، ارائه کرده‌اند. مشخصه‌های اصلی طراحی از جمله احتمال آشکارسازی، مقاومت در برابر محوشدگی و نویز، فرضیات مدل سیگنال و نویز، و پیچیدگی محاسباتی مورد بررسی قرار گرفته‌اند. مولفان در [۲] روش‌های دسترسی چندگانه غیر متعامد و رادیو شناختی را در تسهیم طیف شبکه‌های مخابراتی تجمیعی زمینی نسل ششم و ماهواره‌ای مورد بررسی قرار دادند. در [۳]، نویسندگان یک شبکه

شبکه رله دوراهه AF رادیو شناختی بررسی کرده که در آن کاربر شبکه ثانویه که مجهز به چندین آنتن است، انرژی مورد نیاز خود را از شبکه اولیه با طرح PS برداشت می‌کند. سپس مسئله بیشینه‌سازی نرخ قابل حصول شبکه ثانویه با قید تامین ملزومات نرخ قابل حصول شبکه اولیه بررسی شده است. با فرض اینکه اطلاعات ناقص کانال تمامی لینک‌ها در کاربر فرستنده شبکه ثانویه (SU) موجود باشد، نتایج بهینه‌ای بدست آمده است. در [۱۶] شبکه رله رادیو شناختی دوراهه‌ای با فرض برداشت انرژی رله SN از فرستنده‌های SN بررسی شده و احتمال خاموشی SU به صورت تحلیلی محاسبه شده است. با فرض کانال محوشدگی ناکاگامی و بکارگیری روش سوئیچ زمانی (TS)، احتمال خاموشی شبکه رادیو شناختگر برای یک شبکه دوراهه با فرض انتقال توان بی‌سیم در [۱۷] بدست آمده است. نویسندگان در [۱۸] احتمال خاموشی، احتمال خطا، ظرفیت ارگادیک، و گذردهی یک شبکه رادیو شناختی دوراهه را در حضور تداخل هم‌کانال بررسی کردند که در آن محدودیتی روی طیف فرکانسی و توان ارسالی وجود نداشت. مولفان در [۱۹]، احتمال خاموشی و نرخ گذردهی شبکه رادیو شناختی دوجهتی را با رله‌های برداشت‌کننده انرژی بدست آوردند. دو روش PS و TS بکار رفته و اثر نقصان سخت‌افزاری بر عملکرد سیستم نیز بررسی شده است. در [۲۰] گیرنده چند آنتنه یک شبکه ثانویه که از منابع فرکانسی شبکه اولیه با پروتکل‌های رادیو شناختی بهره می‌برد، انرژی مورد نیاز خود را برای ارسال اطلاعات به صورت بی‌سیم برداشت می‌کند. روابط تحلیلی و مجانبی تابع جرم احتمال، متوسط توان برداشت شده و احتمال خاموشی داده‌ها بدست آمده است که مصالحه بین ارسال داده و برداشت انرژی را نمایانگر هستند. در [۲۱]، مولفان عملکرد یک شبکه رادیو شناختی لایه زیرین دوراهه را که از کدینگ شبکه آنالوگ بهره می‌برد بررسی کردند. با فرض اینکه رله AF، پروتکل PS را برای برداشت انرژی بکار گیرد، روابط فرم بسته نرخ گذردهی بدست آمده است. در [۲۲]، شبکه رادیو شناختی دوراهه با برداشت انرژی معرفی شده است که کاربران ثانویه برای رله سیگنال‌های کاربران اولیه، انرژی مورد نیاز خود را از آنها به صورت بی‌سیم دریافت می‌کنند. احتمال خاموشی کاربران اولیه و ثانویه در گذر سیگنال از کانال انتخابگر فرکانسی بدست آمده است. مولفان در [۲۳]، شبکه‌ای مشارکتی رادیو شناختی معرفی کردند که در آن فرستنده SN به کمک جفت کاربران فرستنده-گیرنده PN برای ارسال اطلاعات به صورت دوجهتی، آمده است. کاربر ثانویه از کاربران اولیه با پروتکل SWIPT و طرح PS برداشت انرژی کرده و احتمال خاموشی آن بدست آمده است. در [۲۴]، راندمان انرژی امن برای یک شبکه دوراهه تمام‌دوطرفه رادیو شناختی بدست آمده است. برای بهبود راندمان انرژی، خودتداخلی گره تمام‌دوطرفه

رادیویی، ۲) پیدا کردن اطلاعات آماری در مورد طیف مورد استفاده برای کارهای بعدی و ۳) پیش‌بینی میزان سطح انرژی که کاربر ثانویه می‌تواند ذخیره کند. هدف اصلی در دسترسی به طیف، دسترسی به طیف بدون ایجاد تداخل و تصادم با کاربر اولیه و فراهم کردن تسهیم طیف بهینه و مطمئن، می‌باشد. در [۱۱]، ترکیب رله برداشتگر انرژی در یک سیستم رادیو شناختگر، به عنوان راه‌حلی برای مشکل استفاده ناکارآمد از طیف استفاده شده در مخابرات سبز، در نظر گرفته شده است. در سناریوی تسهیم طیف، عملکرد شبکه رادیو شناختگر با وجود ارتباطات منبع ثانویه با مقصد خودش، روی کانال‌های محوشدگی ناکاگامی و رله‌های DF با محاسبه احتمال خاموشی مصرف‌کننده اولیه، بررسی گشته است. همچنین، فرم بسته‌ی احتمال خاموشی شبکه ثانویه به دست آمده است. نتایج حاکی از آن است که تابع احتمال رله برداشت انرژی به برداشت انرژی، نرخ مصرفی انرژی و آستانه‌ی احتمال خاموشی اولیه وابسته است. نویسندگان در [۱۲] پروتکل انتقال بی‌سیم همزمان توان و اطلاعات (SWIPT) را در یک شبکه با چندین جفت فرستنده-گیرنده که از طریق رله‌های برداشتگر انرژی ارتباط داشتند، مورد بررسی قرار دادند. روش تقسیم توان (PS) توزیع شده با استفاده از تئوری بازی برای هر دو شبکه AF و DF بکار گرفته شد. نتایج بدست آمده عملکرد نزدیک به بهینه روش پیشنهادی را نشان می‌داد. در [۱۳] شبکه رله رادیو شناختگر فروسو در نظر گرفته شده است که در شبکه ثانویه، منبع اطلاعات را از طریق رله، با در نظر گرفتن طیف مجاز شبکه اولیه، به مقصد می‌فرستد. فرض شده که تمام فرستنده‌های شبکه اولیه در یک نقطه و تمام گیرنده‌های شبکه اولیه در نقطه‌ای دیگر واقع شده‌اند. منبع و رله انرژی را تنها از سیگنال‌های RF فرستنده‌های شبکه اولیه برداشت می‌کنند. تمامی کانال‌های محوشدگی، رایلی در نظر گرفته شده‌اند. احتمال خاموشی برای شبکه ثانویه با در نظر گرفتن سه قید (۱) حداکثر توان انتقالی در منبع ثانویه و رله ثانویه (۲) توان مجاز برای حداکثر تداخل در هر گیرنده‌ی شبکه اولیه و (۳) توان تداخل هر فرستنده شبکه اولیه به رله و مقصد شبکه ثانویه محاسبه شده است. همچنین، احتمال خاموشی و نرخ گذردهی با در نظر گرفتن اینکه تعداد فرستنده و گیرنده‌های شبکه اولیه به سمت بی‌نهایت روند، بدست آمده است.

در [۱۴]، مولفان پروتکل SWIPT را در یک شبکه رله رادیو شناختی بررسی کردند که در آن شبکه اولیه منابع طیفی و انرژی خود را در با شبکه ثانویه سهیم شده است. روابط فرم بسته احتمال خاموشی برای هر دوی شبکه‌های اولیه و ثانویه محاسبه شده است و مصالحه نرخ-انرژی بین بیشینه نرخ قابل حصول و بیشینه انرژی برداشت شده شبکه ثانویه انجام شده است. نویسندگان در [۱۵] اثر ارسال همزمان اطلاعات و انرژی را در یک

این مقاله بخش‌های زیر را شامل می‌شود. بخش ۲ مدل سیستم و آماره‌های محوشدگی مورد نظر را معرفی می‌کند. در ادامه در بخش‌های ۲ و ۳ به ترتیب دو سناریوی پیشنهادی مطرح شده و تحلیل عملکرد سیستم انجام شده و روابط به فرم بسته برای احتمال خاموشی و نرخ گذردهی حاصل شده است. تحلیل مجانبی و مرتبه چندگانگی نیز در این بخش ارائه شده است. در بخش ۴ نتایج شبیه سازی مونت کارلو ارائه شده و بخش ۵ به جمع بندی و نتیجه گیری می‌پردازد.

**نمادها:** در این مقاله،  $f_h(\cdot)$  و  $F_h(\cdot)$  نشان دهنده تابع چگالی احتمال (PDF) و تابع توزیع تجمعی (CDF) متغیر تصادفی  $h$  هستند.  $g(a, b)$  توزیع احتمال گاما را نشان می‌دهد که  $a$  و  $b$  پارامترهای شکل دهی و تطبیق هستند. PDF و CDF توزیع گاما به ترتیب به صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{a-1}}{b^a \Gamma(a)} e^{-\frac{\gamma}{b}}$$

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - \frac{\Gamma(a, \gamma/b)}{\Gamma(a)}$$

که در رابطه بالا  $\Gamma(n) = \int_0^\infty e^{-t} t^{n-1} dt$  تابع گاما و  $E[.]$  عملگر امید ریاضی و  $\Pr(\cdot)$  احتمال را نشان می‌دهد.

## ۲. مدل سیستم و کانال

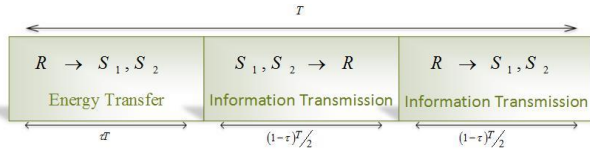
مطابق شکل ۱ مدل سیستم رله رادیو شناختی دوطرفه، در شرایطی که دو منبع اطلاعات خود را از طریق رله  $R$  تبادل می‌کنند، در نظر گرفته شده است. شبکه اولیه از تعداد  $N$  فرستنده و تعداد  $M$  گیرنده‌ی تشکیل شده است. رله تحت تاثیر تداخلات وارده از  $N$  فرستنده‌ی اولیه موجود در شبکه اولیه می‌باشد. ظرفیت انرژی ذخیره سازی رله محدود بوده و در سناریوی اول، رله انرژی را از دو منبع برداشت می‌کند؛ حال آنکه در سناریوی دوم، رله انرژی نامحدودی در اختیار دارد که آن را در اختیار دو منبع قرار می‌دهد. به علت جلوگیری از محوشدگی عمیق، فرض می‌شود لینک مستقیمی بین فرستنده و گیرنده وجود ندارد و هر دو تنها از طریق رله با یکدیگر ارتباط برقرار می‌کنند. واحد ذخیره‌ساز قابل شارژ می‌تواند باتری با کارایی بالا باشد و شبکه ثانویه می‌تواند طیف را با شبکه اولیه تسهیم کند. این بدین معناست که مصرف‌کننده‌های شبکه ثانویه، تا زمانی که تداخل بر شبکه اولیه از مقدار  $P_r$  تجاوز نکند، می‌توانند همزمان اطلاعات خود را ارسال کنند.

مطابق شکل ۲ در هر دوره زمانی، مقدار  $\tau T$  (دوره سمبل) از زمان  $(0 < \tau < 1)$  برای برداشت انرژی از دو منبع به رله و مابقی زمان به دو بازه زمانی برابر برای انتقال اطلاعات مشارکتی در شبکه ثانویه اختصاص داده شده است. در اولین بازه زمانی مشارکت، هر

به عنوان منبع بالقوه‌ای برای برداشت انرژی رله در نظر گرفته شده است. در ادامه مسئله بهینه سازی راندمان با قیدهای تضمین کیفیت سرویس مطرح و با روش‌های آزادسازی مسائل غیرمحدب، حل شده است. در [۲۵]، یک شبکه رادیو شناختی مشارکتی متشکل از دو کاربر PN و دو کاربر SN که ارتباطات دوراهاه PN را میسر می‌کنند در نظر گرفته شده است که روش‌های برداشت انرژی SWIPT بکار رفته است. روابط احتمال خاموشی و نرخ گذردهی قابل حصول SN و PN با فرض محوشدگی ناکاگامی بدست آمده و مقادیر بهینه پارامترهای سیستم محاسبه شده‌اند. اخیراً در [۲۶]، مسئله شکل‌دهی پرتو و TS همزمان برای یک شبکه انرژی محدود رادیو شناختی دوراهاه بررسی شده است. هدف غائی، بهینه سازی نرخ مجموع کاربران شبکه ثانویه با قید نرخ داده شبکه اولیه، قید برداشت انرژی و قید توان ارسالی کاربر SN است. مسئله بهینه سازی غیرمحدب با روش‌های برنامه‌نویسی هندسی به مسئله محدب تبدیل شده و حل گشته است. نویسندگان در [۲۷] تخصیص منابع را در شبکه‌های رله با بکارگیری روش‌های برداشت انرژی بررسی کردند. مقادیر بهینه توان و نرخ ارسالی در شبکه تمام‌دوطرفه با پیچیدگی کم بدست آمدند. در [۲۸] تحلیل کمبود انرژی در یک شبکه با نرخ ارسال ثابت با گره‌های برداشت کننده انرژی انجام شده و روابط به فرم بسته‌ای بدست آمده است. در [۲۹]، مولفان با طرح یک مسئله بهینه سازی، نرخ مجموع را در یک شبکه دو پرشی تمام دو طرفه بدست آوردند.

با توجه به منابع بررسی شده، هیچ‌کدام سیستم رله AF رادیو شناختی دوطرفه را مطابق دو سناریوی مطرح شده در این مقاله، بررسی نکرده‌اند. با تمرکز بر مدل محوشدگی ناکاگامی که به طور گسترده در سیستم‌های مخابراتی بکار می‌رود و کانال‌های محوشدگی رایلی حالت خاص آن است، در این مقاله دو سناریو بررسی شده است. در سناریوی اول و دوم، پروتکل EH برای سیستم رله AF رادیو شناختی طراحی گشته است. در سناریوی اول، رله انرژی را از دو منبع برداشت کرده و تحت تداخلات وارده از فرستنده‌های شبکه اولیه در سیستم رادیو شناختگر می‌باشد، از طرفی رله نیز بر گیرنده‌های شبکه اولیه، تداخل وارد می‌کند. در سناریوی دوم، دو منبع انرژی را از رله در شبکه ثانویه برداشت می‌کنند و تداخلات وارد بر رله از طرف فرستنده‌های شبکه اولیه در بهره‌ی آن تاثیر می‌گذارد. روابطی به فرم بسته برای احتمال خاموشی و نرخ گذردهی سیستم در SNRهای مختلف بدست آمده است. برای اینکه فهم بهتری از اثر پارامترهای سیستم مانند پارامترهای محوشدگی یا تعداد تداخل‌ها وجود داشته باشد، مرتبه چندگانگی بدست می‌آید.

مطابق شکل ۴ در هر دوره زمانی، مقدار  $\tau T$  از زمان برای تحویل انرژی از رله به دو منبع و مابقی زمان به دو بازه زمانی برابر برای انتقال اطلاعات مشارکتی در شبکه ثانویه داده شده است.



شکل ۴. فازهای ارسال سیستم سناریوی دوم

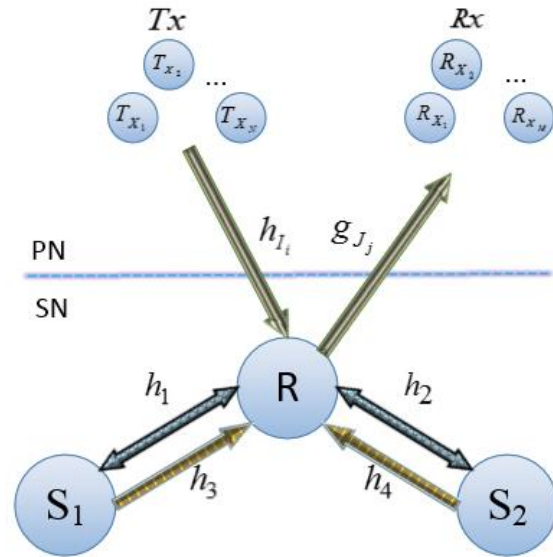
فرض می‌شود، تمام فرستنده‌های شبکه اولیه در یک مکان و تمام گیرنده‌های شبکه اولیه در مکانی دیگر قرار گرفته اند. همچنین فرض می‌شود  $S_1$  و  $S_2$  دور از فرستنده و گیرنده‌های شبکه اولیه هستند به نحوی که تداخلی دریافت نمی‌کنند.  $h_1$  کانال بین  $S_1$  و  $R$  و بالعکس (لینک‌های  $S_1 \rightarrow R$  و  $R \rightarrow S_1$ ) و  $h_2$  و کانال بین  $S_2$  و  $R$  و بالعکس می‌باشد (لینک‌های  $S_2 \rightarrow R$  و  $R \rightarrow S_2$ ) و به ترتیب، لینک‌های برداشت انرژی بین  $R$  و  $S_1$  و  $S_2$  می‌باشد. همچنین،  $h_{1i}$  کانال بین رله  $i$ -امین و اولیه می‌باشد و  $g_{1j}$  کانال بین  $j$ -امین  $(j=1,2,\dots,M)$  گیرنده شبکه اولیه و رله می‌باشد. همچنین،  $P_R$  توان انتقالی رله،  $P_{S_1}$  و  $P_{S_2}$  به ترتیب توان انتقالی  $S_1$  و  $S_2$  می‌باشد.  $P_{PU_{ix}}$  توان فرستنده‌های شبکه اولیه می‌باشد. SNR برای لینک‌های  $S_1 \rightarrow R$ ،  $S_2 \rightarrow R$ ،  $R \rightarrow S_1$ ،  $R \rightarrow S_2$ ، به ترتیب  $\gamma_1 = P_{S_1}\gamma'_1$ ،  $\gamma_2 = P_{S_2}\gamma'_2$ ،  $\gamma_3 = P_{S_1}\gamma'_3$  و  $\gamma_4 = P_{S_2}\gamma'_4$  می‌باشد؛ بطوریکه  $\gamma'_1 = \frac{|h_1|^2}{N_0}$ ،  $\gamma'_2 = \frac{|h_2|^2}{N_0}$ ،  $\gamma'_3 = \frac{|h_3|^2}{N_0}$  و  $\gamma'_4 = \frac{|h_4|^2}{N_0}$  تعریف می‌گردد. توزیع کانال‌ها به صورت  $|h_1|^2 \sim g(m_1, 1/a_1)$ ،  $|h_2|^2 \sim g(m_2, 1/a_2)$ ،  $|h_3|^2 \sim g(m_3, 1/a_3)$ ،  $|h_4|^2 \sim g(m_4, 1/a_4)$  و  $|g_{1j}|^2 \sim g(m_c, 1/c)$  می‌باشد بطوریکه  $a_1 = \frac{m_1}{\Omega_1}$ ،  $a_2 = \frac{m_2}{\Omega_2}$ ،  $a_3 = \frac{m_3}{\Omega_3}$ ،  $a_4 = \frac{m_4}{\Omega_4}$  و  $b = \frac{n}{\Omega_1}$  و  $c = \frac{m_c}{\Omega_j}$  می‌باشند.

سیگنال دریافتی در رله به صورت زیر نوشته می‌شود:

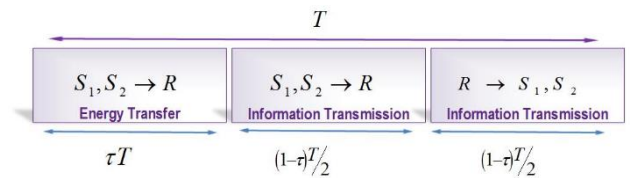
$$y_R = \sqrt{P_{S_1}} h_1 s_1 + \sqrt{P_{S_2}} h_2 s_2 + \sum_{i=1}^N \sqrt{P_{T_i}} h_{T_i} s_{T_i} + n_R \quad (1)$$

که در آن  $s_1$ ،  $s_2$  و  $s_{T_i}$  به ترتیب سیگنال‌های تولیدی  $S_1$ ،  $S_2$  و  $i$ -امین فرستنده PN اثرگذار بر رله می‌باشد.  $n_R$  نویز گوسی سفید

دو منبع اطلاعات خود را به رله فرستاده و در بازه زمانی دوم مشارکت، رله اطلاعات خود را به مقصد مناسب می‌فرستد.

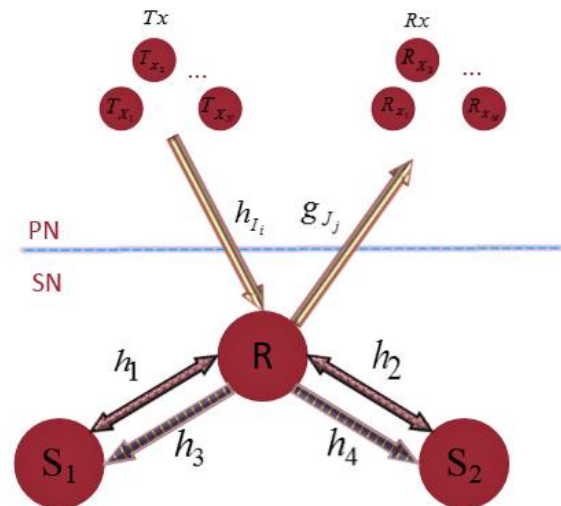


شکل ۱. مدل سیستم سناریوی اول



شکل ۲. فازهای ارسال سیستم سناریوی اول

مطابق شکل ۳ مدل سیستم رله‌ی رادیو شناختی دوطرفه در سناریوی دوم، در شرایطی که دو منبع اطلاعات خود را از طریق رله‌ی  $R$  تبادل می‌کنند، در نظر گرفته شده است. با فرض شبکه اولیه همانند سناریوی اول، در این سناریو رله در جایگاه مناسب‌تری بوده و دو منبع انرژی را از رله در شبکه ثانویه برداشت می‌کنند. در این سناریو، سیستم ارتباطی ذخیره‌ساز انرژی در دو منبع در نظر گرفته شده است تا بتوانند انرژی را از رله برداشت کنند.



شکل ۳. مدل سیستم سناریوی دوم

$$\gamma_{S_1}^I = \frac{\frac{\rho_1 \gamma_1 \gamma_2}{(\gamma_1 + 1)}}{\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{(\gamma_1 + 1)} + \rho_1 \gamma_1 + 1} \quad (5)$$

$$\approx \rho_1 \min \left( \gamma_1, \frac{\gamma_2}{1 + \rho_1 (\gamma_1 + 1)} \right) = \min(X^I, Y^I)$$

$$\gamma_{S_2}^I = \frac{\frac{\rho_2 \gamma_1 \gamma_2}{(\gamma_1 + 1)}}{\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{(\gamma_1 + 1)} + \rho_2 \gamma_2 + 1} \quad (6)$$

$$\approx \rho_2 \min \left( \gamma_2, \frac{\gamma_1}{1 + \rho_2 (\gamma_1 + 1)} \right)$$

$$\text{که } X^I = \min \left( \mu(\gamma_3 + \gamma_4), \frac{P_J}{\max_j |g_{J_j}|^2} \right) \gamma_1^I$$

$$Y^I = \frac{\gamma_2}{(\rho_1)^{-1} + \gamma_1 + 1}$$

کران بالا با توجه به این حقیقت نوشته شده است که

$$\min(X, Y) \text{ کران بالای محکمی برای } \frac{XY}{X+Y} \text{ است.}$$

بر مبنای رابطه (5)، CDF سناریوی اول در قضیه زیر آمده است:

قضیه اول: CDF شبکه رله AF رادیو شناختی دوجتهی سناریوی اول به صورت زیر بدست می‌آید

$$F_{\gamma}^I(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{S_1}^I \leq \gamma_{th}) \\ = 1 - (P_1(\gamma_{th}) + P_2(\gamma_{th})) \times P_3(\gamma_{th}) \quad (7)$$

که  $P_1(\gamma_{th})$ ،  $P_2(\gamma_{th})$  و  $P_3(\gamma_{th})$  به ترتیب برابرند با

جمع‌شونده (AWGN) در رله با واریانس  $N_0$  می‌باشد. رله سیگنال دریافتی را بدون هیچ‌گونه عملیات خاصی تقویت کرده و به سمت مقصد موردنظر ارسال می‌کند. بنابراین سیگنال دریافتی در  $S_1$  به صورت زیر نوشته می‌شود

$$y_{S_1} = \sqrt{P_R} h_1 G y_R + n_{S_1}$$

که بهره تقویت به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$G = \frac{1}{\sqrt{P_{S_1} |h_3|^2 + P_{S_2} |h_4|^2 + \sum_{i=1}^N P_{I_i} |h_i|^2}} \quad (3)$$

### 3. سناریوی پیشنهادی اول و تحلیل عملکرد آن

در سناریوی اول، رله در حضور شبکه رادیو شناختی، انرژی را از دو منبع برداشت کرده و از این انرژی برداشتی برای انتقال اطلاعات به دو منبع استفاده می‌کند. براساس تئوری برداشت انرژی، توان رله در سیستم رله رادیو شناختی با برداشت انرژی از دو منبع با در نظر گرفتن  $E_R = \eta \tau T (\gamma_3 + \gamma_4)$  به عنوان انرژی برداشت شده و  $\mu = \frac{2\eta \tau N_0}{(1-\tau)}$  است. در توان رله با وجود برداشت انرژی محدودیت تداخل بر گیرنده شبکه اولیه را نیز باید در نظر گرفت که کمینه این دو مقدار در (4) وارد شده است.

$$P_R = \min \left( \frac{E_R}{(1-\tau) \frac{T}{2}}, \frac{P_J}{\max_j |g_{J_j}|^2} \right) \\ = \min \left( \mu(\gamma_3 + \gamma_4), \frac{P_J}{\max_j |g_{J_j}|^2} \right) \quad (4)$$

در رابطه (4)،  $\eta$  راندمان تبدیل انرژی برداشت شده به رله می‌باشد. با جایگذاری (3) و (4) در (2) و بکارگیری (1)، نسبت سیگنال به نویز به علاوه تداخل (SINR) دریافتی در  $S_1$  و  $S_2$  با تعریف  $\rho_1 = \frac{P_R}{P_{S_1}}$  و  $\rho_2 = \frac{P_R}{P_{S_2}}$ ، به ترتیب

برابرند با

### ۳-۱ تحلیل SNR زیاد سناریوی اول

برای درک بهتر و بینشی عمیق تر از رابطه (۷)، در اینجا به بررسی مسئله در SNRهای زیاد پرداخته می شود. بدین منظور قضیه زیر ارائه می شود:

قضیه دوم: CDF سناریوی اول در SNRهای زیاد به صورت زیر بدست می آید

$$F_{\gamma}^{I,\infty}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{S_1}^I \leq \gamma_{th}) \\ = 1 - (P_4(\gamma_{th}) + P_5(\gamma_{th}) + P_6(\gamma_{th})) \times P_7(\gamma_{th}) \quad (12)$$

که  $P_4(\gamma_{th})$ ،  $P_5(\gamma_{th})$ ،  $P_6(\gamma_{th})$  و  $P_7(\gamma_{th})$  به ترتیب برابرند با

$$P_4(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^M \frac{(-1)^l}{l!} \sum_{i=1}^{m_3} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_{l-1}=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_{l-1}=0}^{m_{c_{n_{l-1}}}-1} \frac{(a_1')^{m_1}}{\Gamma(m_1)} \\ \times \left( \prod_{v=1}^l \frac{\left(\frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{u_v}}{u_v!} \right) \Gamma\left(\sum_{v=1}^l u_v + m_1\right) \left(a_1' + \sum_{v=1}^l \frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{-\left(\sum_{v=1}^l u_v + m_1\right)} \quad (13)$$

$$P_5(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^M \sum_{i=1}^{m_3} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_{l-1}=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_{l-1}=0}^{m_{c_{n_{l-1}}}-1} \sum_{t=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left( \prod_{v=1}^l \frac{\left(\frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{u_v}}{u_v!} \right) \\ \times \frac{A_i (-1)^l \left(\frac{a_3 \gamma_{th}}{\mu}\right)^i (a_1')^{m_1} \Gamma\left(\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - i\right)}{(a_3)^i l! \Gamma(i+1) \Gamma(m_1) \left(\sum_{v=1}^l \frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}} + a_1'\right)^{\left(\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - i\right)}} \quad (14)$$

$$P_6(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^M \sum_{j=1}^{m_4} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_{l-1}=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_{l-1}=0}^{m_{c_{n_{l-1}}}-1} \sum_{t=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left( \prod_{v=1}^l \frac{\left(\frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{u_v}}{u_v!} \right) \\ \times \frac{B_j (-1)^l \left(\frac{a_4 \gamma_{th}}{\mu}\right)^j (a_1')^{m_1} \Gamma\left(\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - j\right)}{(a_4)^j l! \Gamma(j+1) \Gamma(m_1) \left(\sum_{v=1}^l \frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}} + a_1'\right)^{\left(\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - j\right)}} \quad (15)$$

$$P_1(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^M \sum_{i=1}^{m_3} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_{l-1}=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_{l-1}=0}^{m_{c_{n_{l-1}}}-1} \sum_{t=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \\ \times \frac{2A_i (a_1')^{m_1} (-1)^l \left(\frac{a_3 \gamma_{th}}{\mu}\right)^l \left(\frac{a_3 \gamma_{th}^2}{\mu \left(\sum_{v=1}^l c_{n_v} P_J + a_1' \gamma_{th}\right)}\right)^{\frac{\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - t}{2}}}{(a_3)^i l! t! \Gamma(m_1)} \\ \times \left( \prod_{v=1}^l \frac{\left(\frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{u_v}}{u_v!} \right) K_{\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - t} \left( 2\sqrt{\frac{a_3 \left(\sum_{v=1}^l c_{n_v} P_J + a_1' \gamma_{th}\right)}{\mu}} \right) \quad (8)$$

$$P_2(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^M \sum_{j=1}^{m_4} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_{l-1}=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_{l-1}=0}^{m_{c_{n_{l-1}}}-1} \sum_{t=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \\ \times \frac{2B_j (a_1')^{m_1} (-1)^l \left(\frac{a_4 \gamma_{th}}{\mu}\right)^l \left(\frac{a_4 \gamma_{th}^2}{\mu \left(\sum_{v=1}^l c_{n_v} P_J + a_1' \gamma_{th}\right)}\right)^{\frac{\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - t}{2}}}{(a_4)^j l! t! \Gamma(m_1)} \\ \times \left( \prod_{v=1}^l \frac{\left(\frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{u_v}}{u_v!} \right) K_{\sum_{v=1}^l u_v + m_1 - t} \left( 2\sqrt{\frac{a_4 \left(\sum_{v=1}^l c_{n_v} P_J + a_1' \gamma_{th}\right)}{\mu}} \right) \quad (9)$$

$$P_3(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^{m_2-1} \sum_{p=0}^l \frac{b^{nN} \exp(-a_2 \gamma_{th}) (a_2 \gamma_{th})^l \Gamma(nN + p)}{(l-p)! p! \Gamma(nN) (a_2 \gamma_{th} + b)^{p+nN}} \quad (10)$$

$$A_i \square \lim_{s \rightarrow a_3} \frac{\partial^{m_3-i}}{(m_3-i)! \partial s^{m_3-i}} \left[ \frac{(a_3)^{m_3} (a_4)^{m_4}}{(s+a_4)^{m_4}} \right] \quad (11)$$

$$B_j \square \lim_{s \rightarrow a_4} \frac{\partial^{m_4-j}}{(m_4-j)! \partial s^{m_4-j}} \left[ \frac{(a_3)^{m_3} (a_4)^{m_4}}{(s+a_3)^{m_3}} \right]$$

همچنین  $K_\nu(x)$  تابع بسل بهبود یافته نوع دوم می باشد که در مرجع [۳۰] تعریف شده است.

اثبات قضیه اول در پیوست ۱ آمده است.

رابطه مشابهی برای SINR در  $S_2$  بدست می آید.

$$P_R = \frac{P_J}{\max_j |g_{Jj}|^2} \quad (20)$$

با ساده‌سازی در شبکه رله دوطرفه مطابق (۵) و در نظر گرفتن (۲۰) و (۱۹) نسبت سیگنال به نویز و تداخل سناریوی دوم مطابق (۲۱) می‌باشد

$$\gamma_{S_1}'' \approx \min \left( \frac{P_J}{\max_j |g_{Jj}|^2} \gamma_1', \frac{\frac{\mu P_J}{\max_j |g_{Jj}|^2} \gamma_2' \gamma_4'}{\mu \gamma_3' + \gamma_I + 1} \right) \quad (21)$$

با توجه به فرمول (۲۱)، در قضیه زیر تابع CDF به صورت زیر بدست می‌آید  
قضیه سوم: CDF شبکه رله AF رادیو شناختی دوجتهی سناریوی دوم به صورت زیر بدست می‌آید

$$F_\gamma''(\gamma) = 1 - \psi \left( A_i', i, m_3, \frac{a_3'}{\mu} \right) - \psi \left( B_j', j, nN, b \right) \quad (22)$$

که در آن  $\psi$  برابر است با

$$\psi \left( A_i', i, m_3, \frac{a_3'}{\mu} \right) = \sum_{l=0}^M \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_l=1}^M \sum_{u_l=0}^{m_{n_l}-1} \dots \sum_{u_1=0}^{m_{n_1}-1} \sum_{k=0}^{m_3-1} \sum_{t=0}^{m_3-1} \sum_{i=1}^{m_3} \prod_{v=1}^l \left( \frac{c_{n_v}}{u_v} \right)^{u_v} \frac{A_i' (-1)^l \left( \frac{a_3' \gamma_{th}}{P_J} \right)^k}{l! k! t! \Gamma(m_3) \left( \frac{a_3'}{\mu} \right)^{\frac{2i+m_3+t-1}{2}}} \frac{\Gamma(i+m_3) \Gamma(i+t)}{\Gamma(i)} \times \left( \frac{a_2' a_4' \gamma_{th}}{\mu P_J} \right)^{\left( \frac{m_3+t-1}{2} \right)} \left( -\sum_{v=1}^l c_{n_v} \phi_1 + \sum_{v=1}^l u_v \phi_2 \right) \quad (23)$$

در رابطه (۲۳)،  $\phi_1$  و  $\phi_2$  برابرند با

$$\phi_1 = \frac{\Gamma \left( \sum_{v=1}^q u_v + k + m_4 + 1 \right) \Gamma \left( \sum_{v=1}^q u_v + k + t + 1 \right) \left( \frac{a_2' a_4' \gamma_{th}}{a_3' P_J} \right)^{\frac{m_4-t+1}{2}}}{\Gamma \left( \sum_{v=1}^q u_v + i + k + m_4 + t + 1 \right) \left( \frac{a_1' \gamma_{th}}{P_J} + cq \right)^{\left( \sum_{v=1}^q u_v + k + m_4 + 1 \right)}} \times F \left( \sum_{v=1}^q u_v + k + m_4 + 1, m_4 + i; \sum_{v=1}^q u_v + i + k + m_4 + t + 1; -\frac{a_2' a_4' \gamma_{th} - a_3' a_4' \gamma_{th} + cq}{a_3' P_J + cq} \right) \quad (24)$$

$$P_\gamma(\gamma_{th}) = 1 - \sum_{q=0}^{m_2-1} \binom{m_2}{q} \frac{(a_2 \gamma_{th})^{m_2} \Gamma(nN + q + 1) b^{-(q+1)}}{\Gamma(m_2 + 1) \Gamma(nN)} \quad (16)$$

اثبات قضیه دوم در پیوست ۲ آمده است.

برخلاف رابطه (۷)، رابطه (۱۲) از تعداد محدودی از توابع مقدماتی ساده تشکیل شده است.

بر مبنای رابطه (۱۲)، مرتبه چندگانگی برابر با  $G_d^I = \min(m_1, m_2)$  است.

### ۲-۳ احتمال خاموشی سناریوی اول

احتمال خاموشی یک سیستم مخابراتی، احتمال اینست که SINR انتها به انتها از مقدار SNR آستانه  $\gamma_{th}$  کمتر شود. در این حالت سیگنال دریافتی در گیرنده به درستی آشکار نمی‌شود. احتمال خاموشی سناریوی اول برابر است با

$$P_{out}^I(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{S_1}^{I,up} \leq \gamma_{th}) = F_\gamma^I(\gamma_{th}) \quad (17)$$

### ۳-۳ نرخ گذردهی سناریوی اول

عملکرد نرخ گذردهی برخلاف احتمال خاموشی می‌باشد، بطوریکه با افزایش احتمال خاموشی نرخ گذردهی کاهش می‌یابد و بالعکس. در نرخ گذردهی سیستم در حالت حساس به تاخیر اطلاعات با نرخ ثابت  $\log_2(1 + \gamma_{th}) R_{ds}$  فرستاده می‌شوند. نرخ گذردهی در این حالت مطابق (۱۸) می‌باشد [۷]. رابطه نرخ گذردهی حساس به تاخیر بدان معنیست که نرخ ارسال موفق در طول زمان  $\frac{(1-\tau)T}{2}$  چقدر می‌باشد.

$$\tau_{ds}^I = \frac{(1-\tau)T}{T} R_{ds} (1 - P_{out}^I(\gamma_{th})) \quad (18)$$

با جایگذاری رابطه (۱۷) در (۱۸)، نرخ گذردهی حساس به تاخیر سناریوی اول بدست می‌آید.

### ۴. سناریوی پیشنهادی دوم و تحلیل عملکرد آن

در سناریوی دوم، دو منبع انرژی را از رله برداشت می‌کنند. براساس تئوری برداشت انرژی، توان دو منبع در حضور شبکه رادیو شناختی با برداشت انرژی از رله مطابق (۱۹)، و توان رله مطابق (۲۰) است.

$$\begin{aligned} P_{S_1} &= \mu P_R \gamma_3' \\ P_{S_2} &= \mu P_R \gamma_4' \end{aligned} \quad (19)$$



9

$$\Phi_1 = \Gamma \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + 2m_1 + m_4 + t + 1}{2} \right) \left( \sum_{v=1}^l c_{n_v} \right)^{-1} \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + 2m_1 + m_4 + t + 1}{2} \right),$$

$$\Phi_2 = \Gamma \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + 2m_1 + m_4 + t - 1}{2} \right) \left( \sum_{v=1}^l c_{n_v} \right)^{-1} \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + 2m_1 + m_4 + t - 1}{2} \right),$$

(۲۹)

$$\Phi_3 = \Gamma \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + m_4 + t + 1}{2} \right) \left( \sum_{v=1}^l c_{n_v} \right)^{-1} \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + m_4 + t + 1}{2} \right),$$

$$\Phi_4 = \Gamma \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + m_4 + t - 1}{2} \right) \left( \sum_{v=1}^l c_{n_v} \right)^{-1} \left( \frac{2 \sum_{v=1}^l u_v + m_4 + t - 1}{2} \right).$$

(۳۰)

اثبات قضیه چهارم در پیوست ۴ آمده است.

مشابه سناریوی اول برخلاف رابطه (۲۲)، رابطه (۲۷) از تعداد محدودی از توابع مقدماتی ساده تشکیل شده است بر مبنای (۲۷)، مرتبه چندگانگی سناریوی دوم برابر با  $G_d^{II} = \min(m_1, m_2)$  است.

#### ۲\_۴ احتمال خاموشی سناریوی دوم

احتمال خاموشی سناریوی دوم برابر است با

$$P_{out}^{II}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_{S_1}^{II} \leq \gamma_{th}) = F_{\gamma}^{II}(\gamma_{th}) \quad (۳۱)$$

#### ۳\_۴ نرخ گذردهی سناریوی دوم

نرخ گذردهی سناریوی دوم در حالت حساس به تاخیر برابر است با

$$\tau_{ds}^{II} = \frac{(1-\tau)T}{T} R_{ds} (1 - P_{out}^{II}(\gamma_{th})) \quad (۳۲)$$

#### ۵. شبیه‌سازی مونت کارلو

در این بخش، با انجام یک سلسله شبیه‌سازی مونت کارلو تاثیر پارامترهای مهم را بر عملکرد سیستم سنجیده می‌شود. برای تصدیق صحت نتایج تحلیلی، مقایسه با نتایج شبیه‌سازی مونت کارلو انجام می‌شود. در اینجا فرض می‌کنیم  $\gamma_{th} = 3, \tau = 0.5, \eta = 1/3$

9

$$\phi_2 = \frac{\Gamma \left( \sum_{v=1}^q u_v + k + m_4 \right) \Gamma \left( \sum_{v=1}^q u_v + k + t \right) \left( \frac{a'_2 a'_4 \gamma_{th}}{a'_3 P_j} \right)^{\frac{m_4 - t + 1}{2}}}{\Gamma \left( \sum_{v=1}^q u_v + i + k + m_4 + t \right) \left( \frac{a'_1 \gamma_{th}}{P_j} + cq \right)^{\left( \sum_{v=1}^q u_v + k + m_4 \right)}}$$

$$\times F \left( \sum_{v=1}^q u_v + k + m_4, m_4 + i; \sum_{v=1}^q u_v + i + k + m_4 + t; -\frac{a'_3 a'_4 \gamma_{th} - a'_2 a'_4 \gamma_{th} + cq}{\frac{a'_3 P_j}{a'_3 a'_4 \gamma_{th}} + cq} \right)$$

(۲۵)

در اینجا  $F(.,.,.;.)$  تابع فوق هندسی عمومی است که در رابطه ۹،۱ مرجع [۳۰] تعریف شده است و

(۲۶)

$$A'_i \square \lim_{s \rightarrow \frac{a'_3}{\mu}} \frac{\partial^{m_3 - i}}{(m_3 - i)! \partial s^{m_3 - i}} \left[ \frac{\left( \frac{a'_3}{\mu} \right)^{m_3} (b)^{nN}}{(s + b)^{nN}} \right],$$

$$B'_j \square \lim_{s \rightarrow b} \frac{\partial^{nN - j}}{(nN - j)! \partial s^{nN - j}} \left[ \frac{\left( \frac{a'_3}{\mu} \right)^{m_3} (b)^{nN}}{\left( s + \frac{a'_3}{\mu} \right)^{m_3}} \right].$$

اثبات قضیه سوم در پیوست ۳ آمده است.

#### ۱\_۴ تحلیل SNR زیاد سناریوی دوم

مشابه سناریوی اول تمرکز خود را بر روی تحلیل SNR زیاد سناریوی دوم گذاشته و قضیه زیر را مطرح می‌کنیم قضیه چهارم: CDF سناریوی دوم در SNRهای زیاد به صورت زیر بدست می‌آید

$$F_{\gamma}^{II, \infty}(\gamma_{th}) = 1 - \Theta \left( A_i, i, m_3, \frac{a'_3}{\mu} \right) - \Theta \left( B_j, j, nN, b \right) \quad (۳۷)$$

که

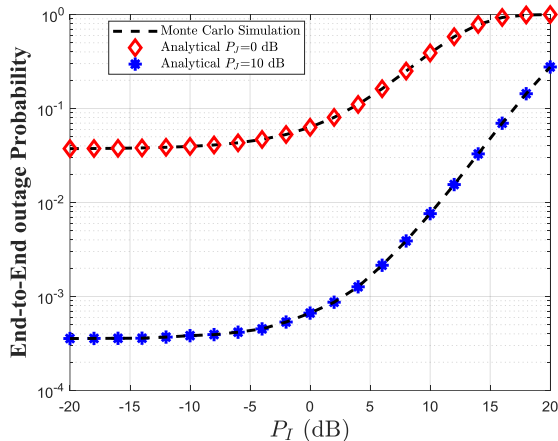
$$\Theta \left( A_i, i, m_3, \frac{a'_3}{\mu} \right) = \sum_{l=0}^M \sum_{t=0}^{m_3 - 1} \sum_{i=1}^{m_3} \underbrace{\sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_l=1}^M}_{n_1 \neq n_2 \neq \dots \neq n_l} \sum_{u_1=0}^{m_{n_1} - 1} \dots \sum_{u_l=0}^{m_{n_l} - 1} \frac{(-1)^l}{l!}$$

$$\times \left( \prod_{v=1}^l \frac{(c_{n_v})^{u_v}}{u_v!} \right) \frac{A_i \left( \frac{2i + m_4 + t - 1}{2} - 1 \right)! \left( \frac{a'_3}{\mu} \right)^{\left( \frac{2i + m_4 + t - 1}{2} \right)}}{t! \Gamma(m_4) \Gamma(i)} \left( \frac{a'_2 a'_4 \gamma_{th}}{\mu P_j} \right)^{\left( \frac{m_4 + t - 1}{2} \right)}$$

$$\times \left( -\sum_{v=1}^l c_{n_v} \Phi_1 + \sum_{v=1}^l u_v \Phi_2 - \frac{\left( \frac{a'_1 \gamma_{th}}{P_j} \right)^{m_1}}{\Gamma(m_1 + 1)} \left( -\sum_{v=1}^l c_{n_v} \Phi_3 + \sum_{v=1}^l u_v \Phi_4 \right) \right)$$

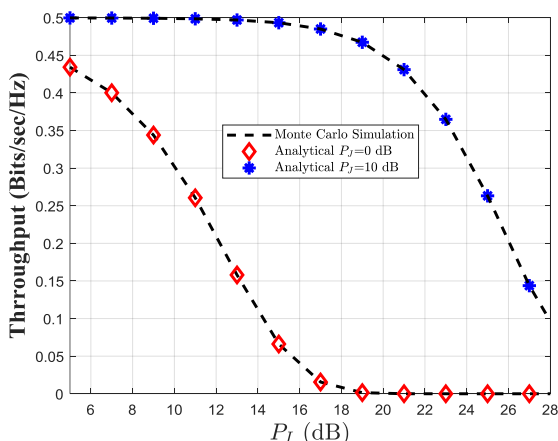
(۲۸)

می‌یابد. طبق انتظار ما با افزایش  $P_I$  و از نقطه مشخصی به بعد، احتمال خاموشی دیگر کاهش نمی‌یابد و اشباع رخ می‌دهد. شکل ۷ احتمال خاموشی سناریوی اول را نسبت به  $P_I$  در دو حالت متفاوت تحلیلی و شبیه‌سازی نشان می‌دهد که ۲ حالت متفاوت همچنین فرض شده اند.  $P_I = 0 \text{ dB}, 10 \text{ dB}$  شده اند. همچنین  $N = 50$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.



شکل ۷. احتمال خاموشی سناریوی اول برحسب  $P_I$

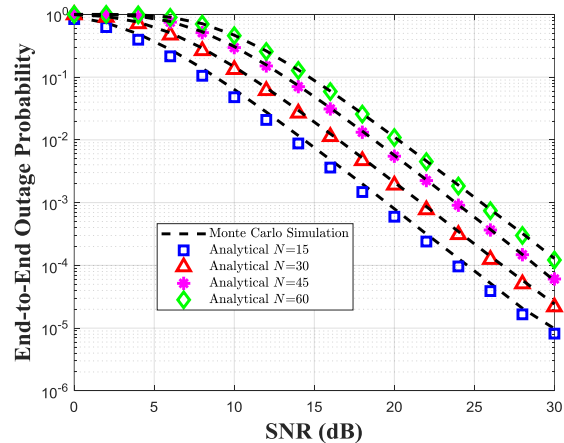
دید می‌شود که با افزایش  $P_I$ ، احتمال خاموشی کاهش می‌یابد. به عنوان مثال، با فرض  $P_I = 5 \text{ dB}$ ، احتمال خاموشی با افزایش  $P_I$  از ۰٫۱ به ۰٫۰۰۱ کاهش می‌یابد. از طرفی با افزایش  $P_I$ ، احتمال خاموشی هر دو حالت افزایش می‌یابد تا در انتها به حداکثر احتمال خاموشی یعنی ۱ همگرا می‌شوند. در شکل ۸، نرخ گذردهی سناریوی اول نسبت به  $P_I$  رسم شده است. ۲ حالت متفاوت  $P_I = 0 \text{ dB}, 10 \text{ dB}$  فرض شده اند. همچنین  $N = 50$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.



شکل ۸. نرخ گذردهی سناریوی اول برحسب  $P_I$

می‌توان دید که با افزایش مقدار  $P_I$ ، نرخ گذردهی افزایش می‌یابد. این مهم به آن دلیل است که طبق رابطه (۴)، محدودیت توان روی شبکه اولیه قدری برداشته می‌شود. به عنوان مثال با فرض  $P_I = 12 \text{ dB}$ ، نرخ گذردهی از ۰٫۲ bps/Hz به نرخ

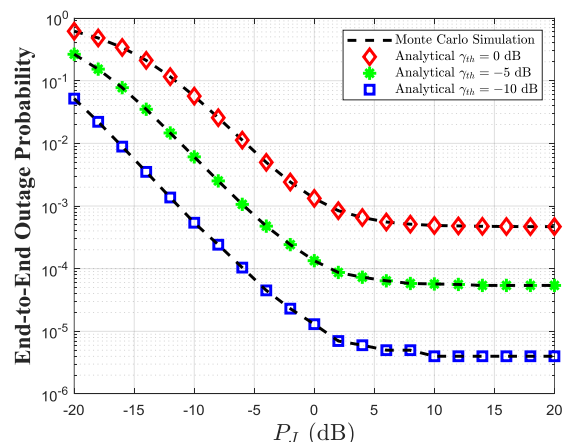
شکل ۵ احتمال خاموشی سناریوی اول را نسبت به SNR در دو حالت تحلیلی و شبیه‌سازی نشان می‌دهد که ۴ حالت متفاوت همچنین فرض شده است.  $N = 15, 30, 45, 60$  همچنین  $M = 2$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.



شکل ۵. احتمال خاموشی سناریوی اول برحسب SNR

دید می‌شود که برای SNR مشخص با افزایش  $N$ ، احتمال خاموشی افزایش می‌یابد. به عنوان مثال برای SNR ۲۰ دسیبل، احتمال خاموشی برای ۱۵ و ۶۰ گره تداخلگر به ترتیب برابر ۰٫۰۰۱ و ۰٫۰۱ خواهد بود. همچنین با افزایش SNR همواره احتمال خاموشی کاهش می‌یابد.

شکل ۶ احتمال خاموشی سناریوی اول را نسبت به  $P_I$  در دو حالت تحلیلی و شبیه‌سازی نشان می‌دهد که ۳ حالت متفاوت همچنین فرض شده است.  $\gamma_{th} = 0, -5, -10 \text{ dB}$  همچنین  $N = 50$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.

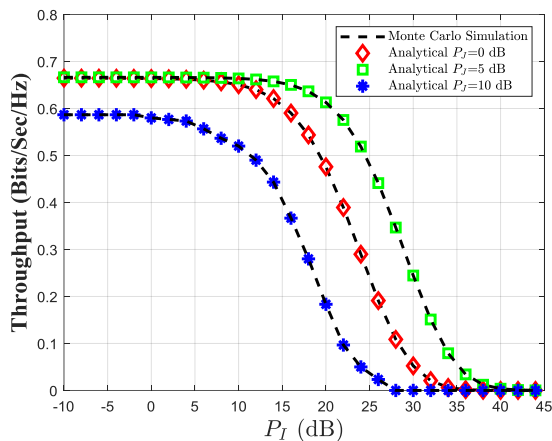


شکل ۶. احتمال خاموشی سناریوی اول برحسب  $P_I$

مشاهده می‌شود که برای احتمال خاموشی مشخص با افزایش  $P_I$ ،  $\gamma_{th}$  افزایش می‌یابد. به عنوان مثال برای احتمال خاموشی ۰٫۰۰۱، به ترتیب  $P_I$  برابر ۱۲، ۶- و صفر دسیبل خواهد بود. همچنین با افزایش  $P_I$  همواره احتمال خاموشی کاهش

و ۲۰ دسیبل توان  $P_r$  موردنیاز است. با افزایش  $P_r$ ، مقدار نرخ گذردهی هر سه حالت  $P_r = 5 \text{ dB}, 15 \text{ dB}, 25 \text{ dB}$  کاهش یافته تا در نهایت به مقدار ثابت ۰٫۶۸ بیت بر ثانیه بر هر تیز همگرا می‌شوند و نرخ گذردهی به دلیل محدودیتی که شبکه اولیه گذاشته است قابل افزایش بیشتری نیست.

در شکل ۱۱ نرخ گذردهی سناریوی دوم نسبت به  $P_r$  رسم شده است. ۳ حالت متفاوت توان تداخلگر  $P_r = 0 \text{ dB}, 5 \text{ dB}, 10 \text{ dB}$  فرض شده‌اند. همچنین  $N = 50$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.



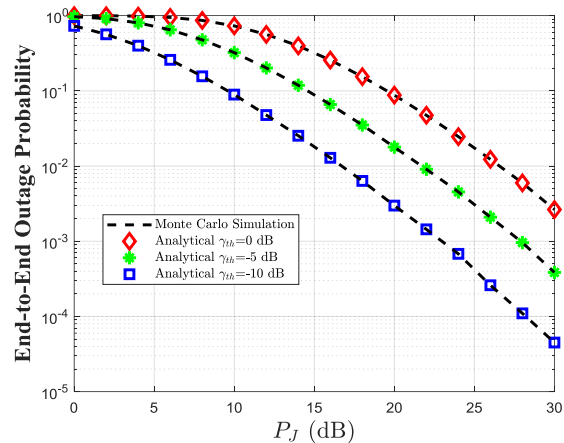
شکل ۱۱. نرخ گذردهی سناریوی دوم برحسب  $P_r$

مشاهده می‌شود که با افزایش  $P_r$ ، نرخ گذردهی کاهش می‌یابد. به عنوان مثال در  $P_r = 20 \text{ dB}$  با افزایش  $P_r$  از صفر دسیبل به ۱۰ دسیبل، نرخ گذردهی به ترتیب ۰٫۲، ۰٫۵ و ۰٫۶ بیت بر ثانیه بر هر تیز است. همچنین با افزایش  $P_r$ ، نرخ گذردهی هر سه حالت کاهش یافته تا در نهایت به مقدار صفر همگرا شوند.

در آخر شکل ۱۲، به مقایسه دو سناریوی اول و دوم برداشت انرژی بی‌سیم با حالت معمولی بدون برداشت انرژی می‌پردازد. همچنین  $N = 30$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 3$  در نظر گرفته شده است. به این منظور احتمال خاموشی هر سه سناریو نسبت به توان داخلی  $P_r$  رسم شده است. دیده می‌شود که هر دو سناریو نسبت به حالت بدون برداشت انرژی، احتمال خاموشی کمتری دارند که بدین معنی است که برداشت انرژی می‌تواند به یک سیستم مخابراتی کمک شایانی کند. علاوه بر این، سناریوی اول نسبت به دومی عملکرد بهتری دارد. به عنوان مثال، برای  $P_r = 20 \text{ dB}$ ، احتمال خاموشی به ترتیب برای سناریوی اول و دوم و سناریوی بدون برداشت انرژی، ۰٫۰۰۱، ۰٫۰۰۵ و ۰٫۰۶ می‌باشد.

۰٫۵ bps/Hz افزایش می‌یابد که افزایش ۲٫۵ برابری را نشان می‌دهد. با افزایش  $P_r$ ، مقدار نرخ گذردهی هر دو حالت  $P_r = 0 \text{ dB}, 10 \text{ dB}$  کاهش یافته تا در نهایت به صفر همگرا می‌شوند.

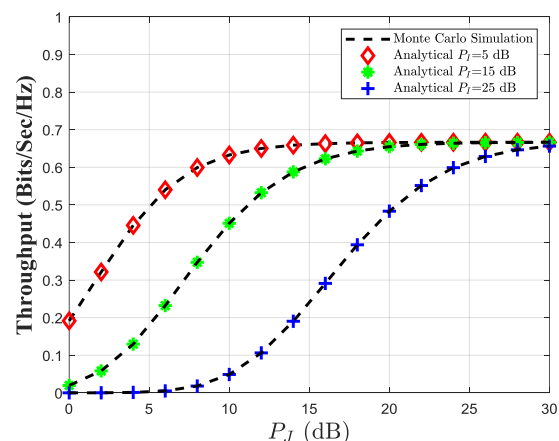
شکل ۹ احتمال خاموشی سناریوی دوم را نسبت به  $P_r$  با تغییر SNR آستانه نشان می‌دهد. همچنین  $N = 50$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.



شکل ۹. احتمال خاموشی سناریوی دوم برحسب  $P_r$

همانگونه که انتظار می‌رفت با افزایش SNR آستانه، احتمال خاموشی سناریوی دوم افزایش می‌یابد. به عنوان مثال، با فرض  $P_r = 22 \text{ dB}$ ، احتمال خاموشی برای دو منحنی پائین از ۰٫۰۱ به ۰٫۰۰۱ کاهش می‌یابد. همچنین با افزایش  $P_r$  همواره احتمال خاموشی کاهش می‌یابد.

در شکل ۱۰، نرخ گذردهی سناریوی دوم نسبت به  $P_r$  رسم شده است. ۳ حالت متفاوت توان تداخلگر  $P_r = 5 \text{ dB}, 15 \text{ dB}, 25 \text{ dB}$  فرض شده‌اند. همچنین  $N = 50$  و  $m_1 = m_2 = m_3 = m_4 = 2$  در نظر گرفته شده است.

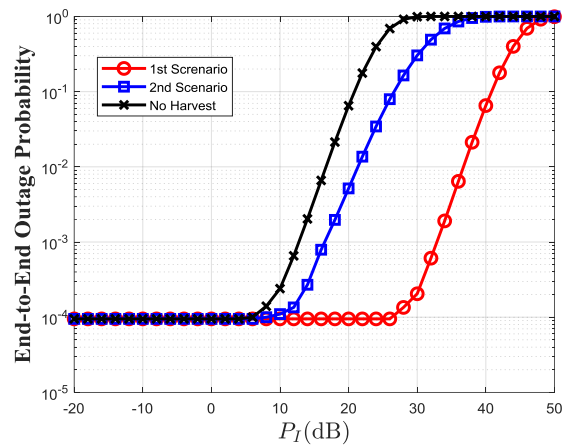


شکل ۱۰. نرخ گذردهی سناریوی دوم برحسب  $P_r$

دیده می‌شود که برای رسیدن به مقدار گذردهی ثابتی، با افزایش مقدار توان  $P_r$ ، مقدار  $P_r$  مورد نیاز افزایش می‌یابد. به عنوان مثال، با فرض نرخ گذردهی ۰٫۵ Bps/Hz، برای مقادیر  $P_r = 5 \text{ dB}, 15 \text{ dB}, 25 \text{ dB}$  به ترتیب ۵ دسیبل، ۱۱ دسیبل

Radio: A Survey," *IEEE Access*, vol. ۹, pp. ۱۱۶۹۹۴-۱۱۷۰۲۶, Aug. ۲۰۲۱.

- [۲] X. Liu, K. -Y. Lam, F. Li, J. Zhao, L. Wang and T. S. Durrani, "Spectrum Sharing for ۶G Integrated Satellite-Terrestrial Communication Networks Based on NOMA and CR," *IEEE Network*, vol. ۳۵, no. ۴, pp. ۲۸-۳۴, Aug. ۲۰۲۱.
- [۳] D. Wang, B. Song, D. Chen and X. Du, "Intelligent Cognitive Radio in  $\Delta G$ : AI-Based Hierarchical Cognitive Cellular Networks," *IEEE Wireless Communications*, vol. ۲۶, no. ۳, pp. ۵۴-۶۱, June ۲۰۱۹.
- [۴] T. Xu, H. Hu and M. Zhang, "Sliced Sensing System: Toward  $\Delta G$  Cognitive Radio Applications Under Fast Time-Varying Channels," *IEEE Systems Journal*, vol. ۱۳, no. ۲, pp. ۱۲۹۷-۱۳۰۷, June ۲۰۱۹.
- [۵] W. Zhang, C. Wang, X. Ge and Y. Chen, "Enhanced  $\Delta G$  Cognitive Radio Networks Based on Spectrum Sharing and Spectrum Aggregation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. ۶۶, no. ۱۲, pp. ۶۳۰۴-۶۳۱۶, Dec. ۲۰۱۸.
- [۶] W. S. H. M. W. Ahmad et al., " $\Delta G$  Technology: Towards Dynamic Spectrum Sharing Using Cognitive Radio Networks," *IEEE Access*, vol. ۸, pp. ۱۴۴۶۰-۱۴۴۸۸, Jan. ۲۰۲۰.
- [۷] X. Huang, T. Han, and N. Ansari, "On green-energy-powered cognitive radio networks," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. ۱۷, no. ۲, pp. ۸۲۷-۸۴۲, Secondquarter ۲۰۱۵.
- [۸] M. Dohler and Y. Li, *Cooperative Communication: Hardware, Channel and PHY*. John Wiley and Sons, ۲۰۱۰.
- [۹] B. Wang and K. J. R. Liu, "Advances in cognitive radio networks: A survey," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. ۵, no. ۱, pp. ۵-۲۳, Feb. ۲۰۱۱.
- [۱۰] Q. Zhang, B. Cao, Y. Wang, N. Zhang, X. Lin, and L. Sun, "On exploiting polarization for energy-harvesting enabled cooperative cognitive radio networking," *IEEE Wireless Communications*, vol. ۲۰, no. ۴, pp. ۱۱۶-۱۲۴, Aug. ۲۰۱۳.
- [۱۱] S. S. Kalamkar, S. Majhi, and A. Banerjee, "Outage analysis of spectrum sharing energy harvesting cognitive relays in Nakagami- $m$  channels," *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, San Diego, Dec. ۲۰۱۵.



شکل ۱۲. مقایسه احتمال خاموشی دو سناریو و حالت برداشت انرژی برحسب  $P_I$

## ۶. نتیجه‌گیری

در این مقاله، دو مدل سیستم جدید مشارکتی رله دوطرفه به همراه برداشت انرژی در شبکه رادیو شناختگر طراحی و تحلیل گشته است. در سناریوی اول، رله در شبکه مشارکتی ثانویه، انرژی مورد نیاز خود را برای انتقال اطلاعات از دو منبع برداشت کرده و تحت تداخلات فرستنده‌های شبکه اولیه می‌باشد. همچنین، دو منبع از شبکه اولیه فاصله داشته و گیرنده‌های شبکه اولیه تحت تداخلات وارد شده از طرف رله هستند. در سناریوی دوم، دو منبع از رله برداشت انرژی می‌کنند. در هر دو سناریو، پارامترهای تعیین عملکرد سیستم یعنی احتمال خاموشی و نرخ گذردهی در حالت دقیق و مجانبی محاسبه شده‌اند. نتایج شبیه‌سازی مونت‌کارلو صحت روابط را نشان می‌دهد. همچنین، بادر نظر گرفتن پارامترهای یکسان برای این دو سناریو، احتمال خاموشی در سناریوی اول حدود ۱۰ دسیبل، نسبت به احتمال خاموشی سناریوی دوم کاهش یافته و نشان‌دهنده عملکرد بهتر سناریوی اول می‌باشد.

## سپاسگزاری

این پژوهش در قالب طرح پژوهشی شماره ۹۹/۲۲۳۴ با استفاده از اعتبارات پژوهشی - پژوهشگاه علوم و تکنولوژی پیشرفته و علوم محیطی، دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفته، کرمان، ایران انجام شده است.

## مراجع

- [۱] A. Ivanov, K. Tonchev, V. Poulkov and A. Manolova, "Probabilistic Spectrum Sensing Based on Feature Detection for ۶G Cognitive

- With Energy Harvesting Relays," *IEEE Communications Letters*, vol. ۲۱, no. ۶, pp. ۱۳۸۱-۱۳۸۴, June ۲۰۱۷.
- [۲۲] S. Wang, W. Chung and T. Wu, "Adaptive power and time usage energy harvesting in cognitive two-way relay networks," *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Barcelona, Apr. ۲۰۱۸.
- [۲۳] A. Mukherjee, T. Acharya and M. R. A. Khandaker, "Outage Analysis for SWIPT-Enabled Two-Way Cognitive Cooperative Communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. ۶۷, no. ۹, pp. ۹۰۳۲-۹۰۳۶, Sept. ۲۰۱۸.
- [۲۴] W. Zhao, R. She and H. Bao, "Security Energy Efficiency Maximization for Two-Way Relay Assisted Cognitive Radio NOMA Network With Self-Interference Harvesting," *IEEE Access*, vol. ۷, pp. ۷۴۴۰۱-۷۴۴۱۱, June ۲۰۱۹.
- [۲۵] A. Prathima, D. S. Gurjar, H. H. Nguyen and A. Bhardwaj, "Performance Analysis and Optimization of Bidirectional Overlay Cognitive Radio Networks With Hybrid-SWIPT," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. ۶۹, no. ۱۱, pp. ۱۳۴۶۷-۱۳۴۸۱, Nov. ۲۰۲۰.
- [۲۶] M. Zhang, S. Zhang, Z. Bao, W. Wang, X. Zhang and Y. Chen, "Joint beamforming and time switching designs for energy-constrained cognitive two-way relay networks," *China Communications*, vol. ۱۷, no. ۵, pp. ۱۱۰-۱۱۸, May ۲۰۲۰.
- [۲۷] M. M. Feghhi, A. Abbasfar, M. Mirmohseni, "Low complexity resource allocation in the relay channels with energy harvesting transmitters, Ad Hoc Networks," vol. ۷۷, pp. ۱۰۸-۱۱۸, Aug. ۲۰۲۰.
- [۲۸] M. M. Feghhi, A. Abbasfar and M. Mirmohseni, "Performance analysis for energy harvesting communication protocols with fixed rate transmission", *IET Communications*, vol. ۸, no. ۱۸, pp. ۳۲۵۹-۳۲۷۰, Dec. ۲۰۱۴.
- [۲۹] M. M. Feghhi, M. Mirmohseni and A. Abbasfar, "Power Allocation in the Energy Harvesting Full-Duplex Gaussian Relay Channels", *International Journal of Communication Systems, Special Issue on Energy Efficient Wireless Communication Networks with QoS*, vol. ۳۰, no. ۲, pp. ۱-۲۹, Jan. ۲۰۱۷.
- [۳۰] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, ۷th ed., A. Jeffrey, Ed. Elsevier Inc., ۲۰۰۷.
- [۳۱] Wolfram, "The Wolfram functions site," Available: <http://functions.wolfram.com>, ۲۰۲۰.
- [۱۲] H. . Chen, Y. Li, Y. Jiang, Y. Ma, and B. Vucetic, "Distributed power splitting for SWIPT in relay interference channels using game theory," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. ۱۴, no. ۱, pp. ۴۱۰-۴۲۰, Jan ۲۰۱۵.
- [۱۳] Y. Liu, S. A. Mousavifar, Y. Deng, C. Leung, and M. ElKashlan, "Wireless energy harvesting in a cognitive relay network," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. ۱۵, no. ۴, pp. ۲۴۹۸-۲۵۰۸, Apr. ۲۰۱۶.
- [۱۴] Z. Wang, Z. Chen, L. Luo, Z. Hu, B. Xia, and H. Liu, "Outage analysis of cognitive relay networks with energy harvesting and information transfer," *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Sydney, June ۲۰۱۴, pp. ۴۳۴۸-۴۳۵۳.
- [۱۵] Q. Li, Q. Zhang and J. Qin, "Beamforming for Information and Energy Cooperation in Cognitive Non-Regenerative Two-Way Relay Networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. ۱۵, no. ۸, pp. ۵۳۰۲-۵۳۱۳, Aug. ۲۰۱۶.
- [۱۶] S. Javadi and E. Soleimani-Nasab, "Outage analysis of cognitive two-way AF relaying systems with wireless power transfer," *Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, May ۲۰۱۷, pp. ۲۰۶۶-۲۰۷۱.
- [۱۷] S. Javadi and E. Soleimani-Nasab, "Performance analysis of cognitive two-way AF relaying systems with wireless energy harvesting over Nakagami-m fading channels," *Iran Workshop on Communication and Information Theory (IWCIT)*, May ۲۰۱۷.
- [۱۸] E. Soleimani-Nasab and S. Javadi, "Performance analysis of two-way wireless-powered Amplify-and-Forward relaying in the presence of co-channel interference," *International Journal of Communication Systems*, vol. ۳۴, no. ۱, January ۲۰۲۱.
- [۱۹] D. K. Nguyen, D. N. K. Jayakody, S. Chatzinotas, J. S. Thompson and J. Li, "Wireless Energy Harvesting Assisted Two-Way Cognitive Relay Networks: Protocol Design and Performance Analysis," *IEEE Access*, vol. ۵, pp. ۲۱۴۴۷-۲۱۴۶۰, Jan. ۲۰۱۷.
- [۲۰] F. Benkhelifa and M. Alouini, "Prioritizing Data/Energy Thresholding-Based Antenna Switching for SWIPT-Enabled Secondary Receiver in Cognitive Radio Networks," *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, vol. ۳, no. ۴, pp. ۷۸۲-۸۰۰, Dec. ۲۰۱۷.
- [۲۱] S. Singh, S. Modem and S. Prakriya, "Optimization of Cognitive Two-Way Networks

$$\phi_{\gamma_T}(s) = \sum_{i=1}^{m_3} \frac{A_i}{(s+a_3)^i} + \sum_{j=1}^{m_4} \frac{B_j}{(s+a_4)^j}$$

$$F_{\gamma_T}(\gamma_{th}) = \sum_{i=1}^{m_3} \frac{A_i}{(a_3)^i} \frac{\Gamma(i, a_3 \gamma_{th})}{\Gamma(i)} + \sum_{j=1}^{m_4} \frac{B_j}{(a_4)^j} \frac{\Gamma(j, a_4 \gamma_{th})}{\Gamma(j)} \quad (36)$$

پیوست‌ها

پیوست ۱: اثبات قضیه اول

حال به محاسبه CDF متغیر تصادفی  $\gamma_G$  پرداخته می‌شود

$$F_{\gamma_G}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_G > \gamma_{th}) = \prod_{l=1}^M \Pr(\gamma_{g_l} > \gamma_{th}) \quad (37)$$

با بکارگیری رابطه (۵) به عنوان نقطه شروع می‌توان

$$\begin{aligned} F_{\gamma'}(\gamma_{th}) &= 1 - \Pr(\min(X', Y') \geq \gamma_{th}) \\ &= 1 - \Pr\left(\min\left(\min\left(\mu\gamma_T, \frac{P_J}{\gamma_G}\right)\gamma_1', \frac{\rho_1\gamma_2}{1+\rho_1(\gamma_1+1)}\right) \dots \gamma_{th}\right) \text{ نوشت} \\ &= 1 - \chi_1 \times \chi_2 \end{aligned}$$

که

(۳۳)

$$\begin{aligned} F_{\gamma_G}(\gamma_{th}) &= \prod_{l=1}^M \left(1 - e^{-c_l \gamma_{th}} \sum_{u=0}^{m_{c_l}-1} \frac{(c_l \gamma_{th})^u}{u!}\right) \\ &= \sum_{l=0}^M \frac{(-1)^l}{l!} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_l=1}^M \underbrace{e^{-\sum_{v=1}^l c_{n_v} \gamma_{th}}}_{n_1 \neq n_2 \neq \dots \neq n_l} \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_l=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left(\prod_{v=1}^l \frac{(c_{n_v} \gamma_{th})^{u_v}}{u_v!}\right) \end{aligned} \quad (38)$$

که در  $\gamma_G = \max_j |g_{J_j}|^2$  و  $\gamma_T = \gamma_3 + \gamma_4$  (۳۲) و

$$\chi_1 = \Pr\left(\min\left(\mu\gamma_T, \frac{P_J}{\gamma_G}\right)\gamma_1' \dots \gamma_{th}\right)$$

$$\chi_2 = \Pr\left(\frac{\rho_1\gamma_2}{1+\rho_1(\gamma_1+1)} \dots \gamma_{th}\right) \text{ می‌باشند.}$$

حال به محاسبه  $\chi_1$  پرداخته می‌شود

با تعریف احتمال شرطی روی  $\gamma_1'$  داریم

$$\chi_1 = E_{\gamma_1'} \left[ \left\{ \sum_{i=1}^{m_3} \frac{A_i \Gamma\left(i, \frac{a_3 \gamma_{th}}{\mu \gamma_1'}\right)}{(a_3)^i \Gamma(i)} + \sum_{j=1}^{m_4} \frac{B_j \Gamma\left(j, \frac{a_4 \gamma_{th}}{\mu \gamma_1'}\right)}{(a_4)^j \Gamma(j)} \right\} \right]$$

$$\begin{aligned} \chi_1 &= E_{\gamma_1'} \left[ \Pr\left(\gamma_T \dots \frac{\gamma_{th}}{\mu \gamma_1'}\right) \times \Pr\left(\gamma_G > \frac{P_J \gamma_1'}{\gamma_{th}}\right) \middle| \gamma_1' \right] \quad (34) \\ &= E_{\gamma_1'} \left[ \left(1 - F_{\gamma_T}\left(\frac{\gamma_{th}}{\mu \gamma_1'}\right)\right) \times F_{\gamma_G}\left(\frac{P_J \gamma_1'}{\gamma_{th}}\right) \middle| \gamma_1' \right] \end{aligned}$$

$$\times \sum_{l=0}^M \frac{(-1)^l}{l!} \sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_l=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_l=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left(\prod_{v=1}^l \frac{\left(\frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}}\right)^{u_v}}{u_v!}\right) e^{-\sum_{v=1}^l \frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}} \gamma_1'} \quad (39)$$

برای محاسبه (۳۴) به CDF متغیرهای  $\gamma_G$  و  $\gamma_T$  نیاز داریم. به کمک تئوری احتمالات، تابع مولد گشتاور (MGF)  $\gamma_T$  به صورت حاصلضرب توابع MGF متغیرهای  $\gamma_3$  و  $\gamma_4$  نوشته می‌شود

$$\phi_{\gamma_T}(s) = \phi_{\gamma_3}(s) \phi_{\gamma_4}(s) = \frac{(a_3)^{m_3} (a_4)^{m_4}}{(s+a_3)^{m_3} (s+a_4)^{m_4}} \quad (35)$$

با بکارگیری بسط کسرهای می‌توان CDF و MGF متغیر  $\gamma_T$  را

با فرض  $\chi_1 = P_1(\gamma_{th}) + P_2(\gamma_{th})$  می‌توان نوشت

به ترتیب به صورت زیر نوشت

با فرض  $\gamma_T = \mu\gamma'_3 + \gamma_I$  و تعریف احتمال شرطی روی  $\gamma_G$  می توان نوشت

$$F_{\gamma'}^{\prime\prime}(\gamma_{th}) = 1 - E_{\gamma_G} \left[ \Pr \left( \gamma'_1 \dots \frac{\gamma_{th}\gamma_G}{P_J} \right) \times \Pr \left( \frac{\gamma'_4\gamma'_2}{\gamma_T} \dots \frac{\gamma_{th}\gamma_G}{\mu P_J} \right) \middle| \gamma_G \right]$$

$$= 1 - E_{\gamma_G} \left[ \left\{ 1 - F_{\gamma'_1} \left( \frac{\gamma_{th}\gamma_G}{P_J} \right) \right\} \times \left\{ 1 - F_{\gamma'_s} \left( \frac{\gamma_{th}\gamma_G}{\mu P_J} \right) \right\} \middle| \gamma_G \right] \quad (44)$$

که در آن  $\gamma_Q = \gamma'_4\gamma'_2$  و  $\gamma_S = \frac{\gamma_Q}{\gamma_T}$  می باشد.

در ابتدا لازم است که CDF متغیر  $\gamma_Q$  محاسبه شود. با بکارگیری PDF متغیر  $\gamma'_4$  و CDF متغیر  $\gamma'_2$ ، CDF متغیر  $\gamma_Q$  به صورت زیر محاسبه می شود

$$F_{\gamma_Q}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_Q < \gamma_{th}) = \int_0^{\infty} F_{\gamma'_2} \left( \frac{\gamma_{th}}{x} \right) f_{\gamma'_4}(x) dx$$

$$= \int_0^{\infty} \left( 1 - \frac{\Gamma \left( m_2, \frac{a'_2\gamma_{th}}{x} \right)}{\Gamma(m_2)} \right) \left( \frac{a'_4 m_4 x^{m_4-1} \exp(-a'_4 x)}{\Gamma(m_4)} \right) dx \quad (45)$$

با بکارگیری معادلات ۸، ۳۵۲، ۲ و ۳، ۴۷۸، ۴ در [۳۰] و فرض مقادیر صحیح  $m_2$ ، رابطه (۴۵) به شکل زیر بازنویسی می شود

$$F_{\gamma_Q}(\gamma_{th}) = 1 - \frac{a'_4 m_4}{\Gamma(m_4)} \sum_{t=0}^{m_2-1} \frac{(a'_2\gamma_{th})^t}{t!}$$

$$\times \int_0^{\infty} (x)^{m_4-t-1} \exp(- (a'_2\gamma_{th}x^{-1} + a'_4x)) dx$$

$$= 1 - \sum_{t=0}^{m_2-1} \frac{2}{t! \Gamma(m_4)} (a'_2 a'_4 \gamma_{th})^{\left(\frac{m_4+t}{2}\right)} K_{m_4-t} \left( 2\sqrt{a'_2 a'_4} \gamma_{th} \right) \quad (46)$$

حال برای محاسبه CDF متغیر  $\gamma_T$  به CDF متغیرهای  $\mu\gamma'_3$  و  $\gamma_I$  نیاز است. به کمک تئوری احتمالات، MGF  $\gamma_T$  با توجه به مستقل بودن متغیرهای  $\mu\gamma'_3$  و  $\gamma_I$  به شکل زیر نوشته می شود

$$P_1(\gamma_{th}) = \sum_{l=0}^M \sum_{i=1}^{m_3} \sum_{\substack{n_1=1 \\ n_1 \neq n_2 \neq \dots \neq n_l}}^M \dots \sum_{n_l=1}^M \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_l=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left( \prod_{v=1}^l \frac{\left( \frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}} \right)^{u_v}}{u_v!} \right)$$

$$\times \sum_{i=0}^{l-1} \frac{A_i (-1)^i \left( \frac{a_3 \gamma_{th}}{\mu} \right)^i}{(a_3)^i i! t!} E_{\gamma'_1} \left[ \gamma'_1 \sum_{v=1}^l u_v - t e^{- \left( \sum_{v=1}^l \frac{c_{n_v} P_J}{\gamma_{th}} \gamma'_1 + \frac{a_3 \gamma_{th}}{\mu \gamma'_1} \right)} \right] \quad (40)$$

با بکارگیری PDF متغیر  $\gamma'_1$  رابطه (۸) بدست می آید. به طریق مشابهی رابطه (۹) حاصل می شود. از طرف دیگر برای محاسبه  $\chi_2$  می توان نوشت

$$P_3(\gamma_{th}) = \Pr \left( \frac{\rho_1 \gamma_2}{1 + \rho_1 (\gamma_I + 1)} \dots \gamma_{th} \right)$$

$$= 1 - E_{\gamma_I} \left[ F_{\gamma_2} \left( \frac{\gamma_{th} + \rho_1 \gamma_{th} (\gamma_I + 1)}{\rho_1} \right) \right] \quad (41)$$

در نهایت با بکارگیری CDF متغیر  $\gamma_2$  و PDF متغیر  $\gamma_I$  رابطه (۱۰) بدست می آید و بدین ترتیب اثبات قضیه اول به پایان می رسد.

### پیوست ۲: اثبات قضیه دوم

در SNRهای زیاد که  $\bar{\gamma} \rightarrow \infty$  است به کمک معادله ۰۶، ۰۶، ۰۶، ۰۶، ۰۰۱، ۰۲ مرجع [۳۱] می توان نوشت

$$1 - \frac{\Gamma \left( m, \frac{az}{\bar{\gamma}} \right)}{\Gamma(m)} \square \frac{\left( \frac{az}{\bar{\gamma}} \right)^m}{\Gamma(m+1)} \quad (42)$$

با بکارگیری (۴۲) و انجام مراحل اثبات قضیه اول در پیوست ۱، رابطه (۱۲) حاصل می شود.

### پیوست ۳: اثبات قضیه سوم

به کمک ریاضیات فرایندهای تصادفی می توان نوشت

$$F_{\gamma'}^{\prime\prime}(\gamma_{th}) = 1 - \Pr \left( \frac{P_J}{\gamma_G} \gamma'_1 \dots \gamma_{th}, \frac{\mu P_J}{\mu \gamma'_3 + \gamma_I} \gamma'_4 \gamma'_2 \dots \gamma_{th} \right) \quad (43)$$

در رابطه (۵۲) تابع  $W_{\lambda, \mu}(z)$  تابع ویتاکر  $W$  است که در رابطه ۹,۲۲۲ مرجع [۳۰] تعریف شده است. با جایگذاری CDF متغیرهای  $\gamma_S$  و  $\gamma_1$  می‌توان نوشت

$$F_{\gamma}''(\gamma_{th}) = 1 - E_{\gamma_G} \left\{ \exp \left( -\frac{a'_1 \gamma_{th} \gamma_G}{P_j} \right) \sum_{k=0}^{m_1-1} \frac{1}{k!} \left( \frac{a'_1 \gamma_{th} \gamma_G}{P_j} \right)^k \times \left[ \Lambda(A'_i, i, m_3, a'_3 / \mu) + \Lambda(B'_j, j, nN, b) \right] \right\} \quad (53)$$

حال به PDF متغیر  $\gamma_G$  نیاز داریم که با مشتق‌گیری از CDF این متغیر، رابطه PDF بدست می‌آید. CDF متغیر  $\gamma_G$  به صورت زیر نوشته می‌شود

$$F_{\gamma_G}(\gamma_{th}) = \prod_{l=1}^M \left( 1 - e^{-c_l \gamma_{th}} \sum_{u=0}^{m_{c_l}-1} \frac{(c_l \gamma_{th})^u}{u!} \right) = \sum_{l=0}^M \frac{(-1)^l}{l!} \underbrace{\sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_l=1}^M}_{n_1 \neq n_2 \neq \dots \neq n_l} e^{-\sum_{v=1}^l c_{n_v} \gamma_{th}} \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_l=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left( \prod_{v=1}^l \frac{(c_{n_v} \gamma_{th})^{u_v}}{u_v!} \right) \quad (54)$$

با مشتق‌گیری از (۵۴)، رابطه PDF بدست می‌آید

$$f_{\gamma_G}(x) = \frac{\partial F_{\gamma_G}}{\partial x} = \sum_{l=0}^M \frac{(-1)^l}{l!} \underbrace{\sum_{n_1=1}^M \dots \sum_{n_l=1}^M}_{n_1 \neq n_2 \neq \dots \neq n_l} \sum_{u_1=0}^{m_{c_{n_1}}-1} \dots \sum_{u_l=0}^{m_{c_{n_l}}-1} \left( \prod_{v=1}^l \frac{(c_{n_v})^{u_v}}{u_v!} \right) \times \left( -\sum_{v=1}^l c_{n_v} e^{-\sum_{v=1}^l c_{n_v} x} \sum_{u_v=1}^l x^{u_v-1} + \sum_{v=1}^l u_v e^{-\sum_{v=1}^l c_{n_v} x} x^{u_v-1} \right) \quad (55)$$

با بکارگیری (۵۵) در (۵۳) و استفاده از رابطه ۷,۶۲۱,۳ در [۳۰]، رابطه (۲۲) حاصل می‌شود و قضیه سوم نیز اثبات می‌شود.

#### پیوست ۴: اثبات قضیه چهارم

با بکارگیری (۴۲) و انجام مراحل اثبات قضیه سوم در پیوست ۱، رابطه (۲۷) بدست می‌آید.

$$\phi_{\gamma_T}(s) = \phi_{\mu \gamma'_3}(s) \phi_{\gamma_1}(s) = \frac{(a'_3)^{m_3}}{\mu^{m_3}} \frac{(b)^{nN}}{(s+b)^{nN}} \quad (47)$$

با بکارگیری بسط کسره‌های جزئی و استفاده از تعریف تبدیل لاپلاس، MGF و PDF متغیر  $\gamma_T$  به ترتیب به صورت زیر نوشته می‌شود

$$\phi_{\gamma_T}(s) = \sum_{i=1}^{m_3} A'_i / \left( s + \frac{a'_3}{\mu} \right)^i + \sum_{j=1}^{nN} \frac{B'_j}{(s+b)^j} \quad (48)$$

$$f_{\gamma_T}(z) = \sum_{i=1}^{m_3} \frac{A'_i z^{i-1} e^{-\frac{a'_3 z}{\mu}}}{\Gamma(i)} + \sum_{j=1}^{nN} \frac{B'_j z^{j-1} e^{-bz}}{\Gamma(j)} \quad (49)$$

با بکارگیری PDF متغیر  $\gamma_T$  و CDF متغیر  $\gamma_Q$ ، CDF متغیر  $\gamma_S$  به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$F_{\gamma_S}(\gamma_{th}) = \Pr(\gamma_S < \gamma_{th}) = \int_0^{\infty} F_{\gamma_Q}(\gamma_{th} x) f_{\gamma_T}(x) dx \quad (50)$$

با جایگذاری (۴۶) و (۴۹) در (۵۰)، CDF متغیر  $\gamma_S$  بدست می‌آید

$$F_{\gamma_S}(\gamma_{th}) = 1 - \sum_{t=0}^{m_2-1} \frac{2(a'_2 a'_4)^{\frac{m_4+t}{2}}}{t! \Gamma(m_4)} \int_0^{\infty} K_{m_4-t} \left( 2\sqrt{a'_2 a'_4} x \right) \times (x)^{\frac{m_4+t}{2}} \left( \sum_{i=1}^{m_3} \frac{A'_i x^{i-1} e^{-\frac{a'_3 x}{\mu}}}{\Gamma(i)} + \sum_{j=1}^{nN} \frac{B'_j x^{j-1} e^{-bx}}{\Gamma(j)} \right) dx = 1 - \Lambda \left( A'_i, i, m_3, \frac{a'_3}{\mu} \right) - \Lambda(B'_j, j, nN, b) \quad (51)$$

با بکارگیری رابطه ۶,۶۴۳,۳ در [۳۰]، حاصل می‌شود

$$\Lambda \left( A'_i, i, m_3, \frac{a'_3}{\mu} \right) = \sum_{t=0}^{m_2-1} \sum_{i=1}^{m_3} \frac{A'_i (a'_2 a'_4 \gamma_{th})^{\frac{m_4+t-1}{2}} \Gamma(i+m_4) \Gamma(i+t)}{t! \Gamma(m_4) \Gamma(i) \left( \frac{a'_3}{\mu} \right)^{\frac{2i+m_4+t-1}{2}}} \times \exp \left( \frac{\mu a'_2 a'_4 \gamma_{th}}{2 a'_3} \right) W_{-\left( \frac{2i+m_4+t-1}{2} \right), \left( \frac{m_4-t}{2} \right)} \left( \frac{\mu a'_2 a'_4 \gamma_{th}}{a'_3} \right) \quad (52)$$



