

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر
گروه مخابرات

پایان نامه
برای دریافت درجه دکترا
مهندسی برق-مخابرات

تخصیص منابع در سیستم‌های بی سیم مشارکتی

اساتید راهنما: دکتر رضا سعادت و دکتر محمد رضا عارف

استاد مشاور: دکتر قاسم میرجلیلی

پژوهش و نگارش: روح اله آقاجانی رنانی

فروردین ۹۲

سپاس تنها از آن اوست

سپاس و قدردانی

سپاس خدای را که خود را به ما شناساند، و پاسگزارش را به ما الهام کرد و اندید به پروردگارش درهای دانشش را بر ما گشود، و به اخلاص در یکتا پرستی راهنمایی مان نمود، و از انکار و تردید امر خویش دورمان فرمود.

بار خدایا، بر محمد و خاندانش درود فرست، و وظیفه ام را نسبت به پدر و مادرم در دلم انداز، و دانش خدمتگزاری به آنان را بی کم و کاست برایم نمایان ساز، و مرا به انجام آنچه به من الهام کرده ای وادار، و بر اجرای آنچه به من آموخته ای موفق دار، تا آنچه را به من آموخته ای از دستم نرود، و پیکرم از آنچه بر دلم انداخته ای مانده نکرود.^۱

پس از حمد و سپاس خدای یکتا بر خود واجب می دانم که از زحمات بی شائبه پدر و مادر عزیزم که در طول مدت تحصیل مشوق و راهنمای من بودند تشکر کنم. بی شک اگر حمایت های ایشان نبود، رسیدن به این لحظه ممکن نبود. از همسر عزیزم که با عشق و صبوری با من در طی نمودن این راه همراهی کرد سپاس گزاری می کنم. از دختر عزیزم سارا به خاطر سپری کردن زمان برای آماده سازی این رساله به جای همراهی با او در بازی هایش تشکر می کنم.

بر خود لازم می دانم که از زحمات اساتید بزرگوار جناب آقای دکتر سعادت و جناب آقای دکتر عارف تشکر و قدردانی نمایم. بدون شک علم آموزی در محضر ایشان، از ارزشمندترین تجارب من در طول زندگی ام خواهد بود. در طول این دوره تحصیلی از راهنمایی های دلسوزانه و راهگشایشان بسیار بهره بردم و به انجام رساندن کار فعلی را مرهون زحمات و الطاف ایشان می دانم. از جناب آقای دکتر میرجلیلی که استاد مشاور من در طی انجام این کار بوده اند سپاسگزارم.

از سروران و اساتید ارجمند، جناب آقایان دکتر دوست حسینی، دکتر شاه طالبی، دکتر المدرسی و دکتر تدین تفت که زحمت داوری این رساله را تقبل کردند و با پیشنهادات ارزشمند خود از معایب آن کاسته و بر غنای آن افزودند، صمیمانه تشکر می کنم.

این رساله تحت قرارداد پژوهشی شماره ۵۰۰/۱۷۷۷ مورخ ۱۳۸۹/۲/۱۵ تحت حمایت های مادی و معنوی مرکز تحقیقات مخابرات ایران بوده است. بدین وسیله از مسئولان این مرکز تشکر و قدردانی می شود.

^۱ برگرفته از مناجات های امام سجاده (ع)

چکیده

نیاز کاربران مخابراتی، ارسال اطلاعات با نرخ مناسب و احتمال خطای کدبرداری به اندازه دلخواه کوچک می‌باشد. بنابراین تلاش مهندسين مخابرات در جهت بهبود نرخ ارسال اطلاعات برای کاربران مخابراتی می‌باشد. برآوردن این نیاز مستلزم امکاناتی از قبیل پهنای باند فرکانسی، توان و زمان که به عنوان منابع یاد می‌شوند، است. به دلیل محدودیت در منابع موجود می‌بایست به دنبال راهکارهایی برای غلبه بر این محدودیت‌ها بود. از جمله این راهکارها افزودن «شناخت» به تجهیزات کاربران و مجهز نمودن آنها به «راهبردهای مشارکت» در شبکه های مخابراتی بی سیم می‌باشد. استفاده از گره های رله و کاربرانی که نقش رله را ایفا می کنند باعث می‌شود تا از منابع موجود که در اختیار دیگر کاربران شبکه است، استفاده مؤثرتری شود. حتی گره های رله را می‌توان جزء منابع به شمار آورد و سعی بر مدیریت آنها نمود. افزودن شناخت باعث می‌شود تا کاربران از پهنای باند فرکانسی رها شده، به شیوه ای مؤثرتر استفاده کنند. با این حال برای مدیریت منابع دیگر مانند توان باید الگوریتم هایی به کار بسته شود تا نهایت استفاده از منابع انجام پذیرد.

در این رساله راهبرد مشارکتی با بازده طیفی مناسب برای سیستم‌های بدون سیم معرفی می‌شود و کارایی آن با معیار احتمال خاموشی و نرخ خطای سمبل مورد بررسی قرار می‌گیرد. همچنین راهبرد مورد نظر در یک شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت بکارگیری می‌شود. با توجه به محدود بودن طیف و منابع در دسترس شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت، استفاده از یک راهبرد با بازده طیفی بالا برای چنین شبکه ای ضروری می‌باشد. نشان داده می‌شود که راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی یک راهبرد مؤثر با بازده طیفی مناسب تر نسبت به دیگر راهبردهای مشارکتی است. کارایی راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی برای شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت نیز بررسی شده است. همچنین اثرات شبکه اولیه بر کارایی این شبکه ثانویه نیز بررسی شده است.

کلمات کلیدی:

Cooperative networks

Cognitive networks

Outage Probability

Symbol Error Rate

Incremental Selective Decode-and-Forward

۱- شبکه‌های مشارکتی

۲- شبکه های مبتنی بر شناخت

۳- احتمال خاموشی

۴- نرخ خطای سمبل

۵- کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی

فهرست مطالب

پ	فهرست تصاویر
ث	فهرست جداول
۱	پیشگفتار
۱	۱-۱ مقدمه
۳	۲-۱ تاریخچه
۶	۳-۱ ساختار رساله
۹	۲ مرور بر راهبردهای مشارکت و شناخت
۹	۱-۲ مقدمه
۱۰	۲-۲ مشارکت
۱۱	۱-۲-۲ راهبردهای رله کردن
۱۳	۳-۲ کانال مبتنی بر شناخت
۱۴	۱-۳-۲ اطلاعات جانبی
۱۴	۲-۳-۲ شبکه‌های مبتنی بر شناخت
۱۷	۳-۳-۲ مشارکت و شبکه‌های مبتنی بر شناخت
۱۹	۴-۲ کارایی شبکه‌های بی‌سیم
۲۰	۱-۴-۲ معیارهای کارایی سنجی
۲۳	۲-۴-۲ مدل‌های کانال بی‌سیم
۲۵	۵-۲ نتیجه‌گیری
۲۶	۳ راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی
۲۶	۱-۳ مقدمه
۲۷	۲-۳ بررسی راهبرد کدگذاری و گسیل
۳۰	۳-۳ بررسی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی
۳۴	۴-۳ احتمال خاموشی
۳۶	۱-۴-۳ احتمال خاموشی در کانال رایلی
۳۸	۲-۴-۳ احتمال خاموشی در کانال راپسین
۳۹	۳-۴-۳ احتمال خاموشی در کانال ناکاگامی
۴۱	۵-۳ احتمال خطای سمبل
۴۲	۱-۵-۳ احتمال خطای سمبل کانال رایلی
۴۴	۲-۵-۳ احتمال خطای سمبل کانال راپسین
۴۶	۳-۵-۳ احتمال خطای سمبل کانال ناکاگامی
۴۹	۶-۳ اختصاص بهینه توان بین منبع و رله
۵۳	۷-۳ تحلیل وارزیابی نتایج
۵۸	۸-۳ نتیجه‌گیری

۶۰	محدودیت توان شبکه مشارکتی مبتنی بر شناخت	۴
۶۰	۱-۴ مقدمه	
۶۱	شبکه‌های مبتنی بر شناخت	۲-۴
۶۳	محدودیت لحظه ای توان	۳-۴
۶۵	۱-۳-۴ احتمال خاموشی	
۶۷	۲-۳-۴ احتمال خطای سمبل	
۷۳	محدودیت متوسط توان	۴-۴
۷۶	۱-۴-۴ تخصیص توان با قید حداکثر توان	
۷۸	تحلیل و ارزیابی نتایج	۵-۴
۸۳	نتیجه گیری	۶-۴
۸۵	تأثیر شبکه های اولیه بر کارایی شبکه مبتنی بر شناخت	۵
۸۵	۱-۵ مقدمه	
۸۶	اثر سیگنال یک کاربر اولیه بر شبکه ثانویه	۲-۵
۸۹	۱-۲-۵ چند حالت خاص	
۹۳	اثر سیگنال کاربران اولیه بر شبکه ثانویه (کانال دسترسی چندگانه)	۳-۵
۹۶	۱-۳-۵ ارتباط تداخلی همسان	
۹۹	۲-۳-۵ ارتباط تداخلی ناهمسان	
۱۰۲	تحلیل و ارزیابی نتایج	۴-۵
۱۰۶	نتیجه گیری	۵-۵
۱۰۸	نتیجه گیری و پیشنهادها	۶
۱۰۸	۱-۶ جمع بندی و نتیجه گیری	
۱۱۰	۲-۶ پیشنهادها	
۱۱۲	اثبات لم‌های محاسبه توزیع متغیرهای تصادفی مربوط به فصل چهارم	آ
۱۱۲	۱-آ نسبت دو متغیر تصادفی نمایی مستقل	
۱۱۳	۲-آ دو متغیر تصادفی ناشی از سه متغیر تصادفی نمایی مستقل	
۱۱۵	ب اثبات لم‌های محاسبه توزیع متغیرهای تصادفی مربوط به فصل پنجم	
۱۱۵	ب-۱ نسبت یک متغیر تصادفی نمایی به متغیر تصادفی نمایی مستقل بعلاوه مقدار ثابت	
	ب-۲ توزیع مشترک نسبت دومتغیر تصادفی نمایی مستقل به متغیر تصادفی نمایی به علاوه مقدار ثابت	
۱۱۶	ب-۳ نسبت یک متغیر تصادفی نمایی و ارلانگ به علاوه مقدار ثابت	
۱۱۷	ب-۴ توزیع مشترک نسبت دو متغیر تصادفی نمایی مستقل به متغیر تصادفی ارلانگ به علاوه مقدار ثابت	
۱۱۸	ب-۵ جمع چندنمایی ناهمسان	
۱۲۰	ب-۶ متغیری مرکب از چندین متغیر تصادفی نمایی مستقل	
۱۲۲	ب-۷ توزیع مشترک دو متغیر مرکب از چندین متغیر تصادفی نمایی مستقل	
۱۲۳		
۱۲۵	واژه نامه انگلیسی به فارسی	
۱۲۹	واژه نامه فارسی به انگلیسی	
۱۳۳	مراجع	

فهرست تصاویر

۱-۲	کانال رله با سه پایانه	۱۱
۲-۲	الگوی لایه زیرین در سیستم‌های رادیو شناختی	۱۶
۳-۲	الگوی رویهم گذاری در سیستم‌های رادیو شناختی	۱۷
۴-۲	الگوی درهم تنیده در سیستم‌های رادیو شناختی	۱۸
۵-۲	الگوهای مشارکت مورد استفاده در شبکه‌های مبتنی بر شناخت	۱۹
۱-۳	روندنمای نمونه راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی	۳۱
۲-۳	مدل مشارکت نموی-انتخابی	۳۲
۳-۳	زمان بندی ارسال در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی	۳۳
۴-۳	مقادیر ضریب A_m بر حسب m	۴۸
۵-۳	امید ریاضی بازده طیفی بر حسب متوسط سیگنال به نویز ارتباط منبع-مقصد	۵۴
۶-۳	مقایسه تقریب احتمال خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی با مقادیر واقعی احتمال خطای سمبل به ازاء ضرایب محوشوندگی مختلف	۵۵
۷-۳	مقایسه احتمال خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی با ارتباط مستقیم بدون مشارکت	۵۵
۸-۳	بررسی تأثیر تخصیص توان بهینه بر نرخ خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی	۵۶
۹-۳	بهبود کارایی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی نسبت به راهبرد کدگشایی و گسیل ثابت	۵۷
۱۰-۳	بهبود کارایی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی نسبت به راهبرد کدگشایی و گسیل ثابت ($\sigma_{sr}^2 = 1$)	۵۸
۱۱-۳	احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای مدل محو شونده‌گی ناکاگامی	۵۹
۱-۴	شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت در حضور شبکه اولیه	۶۴
۲-۴	نقاط بهینه برای یک تابع محدب با قید کمینه و بیشینه	۷۸
۳-۴	احتمال خطای سمبل شبکه ثانویه با راهبرد ISDF در حضور شبکه اولیه با شرط عدم تداخل لحظه ای	۷۹
۴-۴	مقایسه نرخ خطای سمبل راهبرد ISDF و DF تحت محدودیت متوسط توان تداخل	۸۱
۵-۴	مقایسه نرخ خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی و راهبرد کدبردای و گسیل معمول بر حسب آستانه متوسط تداخل	۸۱
۶-۴	نرخ خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی تحت محدودیت متوسط توان تداخل اعمال شده از شبکه اولیه	۸۲
۷-۴	محدودیت توان ارسالی گره رله در راهبرد ISDF بر حسب احتمال بکارگیری گره رله	۸۳
۱-۵	تداخل شبکه اولیه بر روی شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت	۸۶
۲-۵	شبکه ثانویه در حضور شبکه اولیه با چندین کاربر	۹۴
۳-۵	احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی تحت تأثیر تداخل کاربر اولیه و محدودیت توان از طرف شبکه اولیه	۱۰۳

۴-۵	مقایسه احتمال خاموشی برای چند راهبرد تحت تأثیر تداخل کاربر اولیه و محدودیت توان از طرف شبکه اولیه	۱۰۴
۵-۵	تأثیر تداخل K کاربر اولیه یکسان بر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در شبکه ثانویه	۱۰۵
۶-۵	تأثیر تداخل K کاربر اولیه یکسان بر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در شبکه ثانویه	۱۰۶
۷-۵	تأثیر تداخل K کاربر اولیه با کانال هایی با بهره توان ناهمسان بر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در شبکه ثانویه	۱۰۷

فهرست جداول

۵۳	۱-۳	ضریب تخصیص توان برای کانال‌های ناکاگامی متقارن
۵۳	۲-۳	ضریب تخصیص توان برای کانال‌های ناکاگامی نامتقارن

فصل ۱

پیشگفتار

۱-۱ مقدمه

شبکه‌های بدون سیم در سال‌های اخیر توجه زیادی را به خود جلب کرده اند. از مهمترین دلایل استفاده از این شبکه‌ها قابلیت تحرک، برپاسازی سریع و سهولت کاربرد آنها نسبت به شبکه‌های باسیم است. از مشکلات اساسی این شبکه‌ها کانالهای محوشونده^۱ است. یکی از راه‌های مقابله با محوشوندگی در کانال‌های بی سیم استفاده از شیوه‌های چندگانگی^۲ در ارسال یا دریافت سیگنال می‌باشد [۱]. در شیوه‌های چندگانگی، نمونه‌های مستقل سیگنال به گیرنده خواهند رسید و گیرنده با استفاده از این نمونه‌های مستقل می‌تواند مبادرت به جبران اثرات محوشدگی نماید.

از طرفی محیط بی‌سیم می‌تواند کانال‌های مستقل از یکدیگر در فضا نیز ایجاد کند. در صورتی که آنتن‌های فرستنده و یا گیرنده، در فاصله مناسب از یکدیگر قرار بگیرند می‌توان نشان داد که کانال‌های بین آنها (آنتن‌های فرستنده و آنتن‌های گیرنده) وابستگی بسیار کم خواهند داشت. به عبارت دیگر می‌توان فرض کرد تغییرات ضرایب محوشدگی دو کانال مستقل از یکدیگر می‌باشند. این فاصله برای گره‌های یک شبکه بی‌سیم باید چیزی در حدود نیم تا یک برابر طول موج سیگنال ارسالی باشد. برای آنتن‌های مرتفع این مقدار به ده برابر طول موج سیگنال ارسالی افزایش می‌یابد [۲].

این خاصیت محیط بی سیم، گونه جدیدی از چندگانگی به نام چندگانگی فضایی^۳ را معرفی می‌کند. در این روش آنتن‌های فرستنده و گیرنده در فواصل مناسب از یکدیگر به گونه ای قرار می‌گیرند که بتوان کانال‌های آنها را مستقل از یکدیگر دانست. در گیرنده با استفاده از استقلال ضرایب محوشدگی سیگنال‌های

¹Fading channels

²Diversity

³Spatial diversity

دریافتی، با ترکیب آنها به حداکثر نسبت سیگنال به نویز^۱ می‌توان رسید.

اما ابعاد بسیار کوچک فرستنده و گیرنده‌های متحرک در حدی نیست که بتوان به تعداد کافی آنتن با فاصله مناسب در آنها گنجانده، از این رو سیستم جدیدی برای ارسال داده پیشنهاد شده است که به جای استفاده از چند آنتن در یک دستگاه، بتوان از آنتن گره‌های دیگر استفاده کرد. این روش چندگانگی ارسال مشارکتی^۲ نامیده می‌شود. اساس کار این روش بر ارسال توسط رله^۳ و روش چند پرشی^۴ استوار است.

روش چند پرشی یکی از قدیمی ترین روش‌های ارسال اطلاعات در مسافت‌های طولانی بوده است. این روش به خوبی با اثر تضعیف سیگنال مقابله می‌کند. در این حالت ارتباط مستقیم به خاطر انحنای زمین ناممکن است. مخابرات ماهواره ای نیز بر پایه نظریه رله در دهه ۷۰ میلادی بنا نهاده شد. در این حالت ماهواره نقش یک ایستگاه رله برای ماهواره‌های دیگر یا یک ایستگاه زمینی دیگر را بازی می‌کند. در شبکه‌های بدون سیم جدید ایده چند پرشی به دوعلت افزایش نرخ ارسال و حداقل کردن مصرف انرژی بسیار مهم است. بطور مثال در یک شبکه حسگر^۵ که حسگرها دارای انرژی محدود هستند استفاده از چند پرشی برای ارسال داده‌ها به مقصد امری حیاتی می‌باشد [۳].

تفاوت اساسی بین شبکه‌های بدون سیم چند پرشی و شبکه‌های رله رویکرد به تداخل^۶ است. در روش چند پرشی تداخل دریافت شده از کاربران دیگر به عنوان نویز در نظر گرفته می‌شود. اما سیگنال‌های دریافت شده از فرستنده‌های دیگر در شبکه، حاوی اطلاعات مفیدی است که می‌توانند در کدگذاری سیگنال در گیرنده سودمند باشند.

با طراحی خوب شبکه می‌توان از طریق مشارکت میان گره‌های مختلف به کارایی بهتری دست یافت. بطور مثال فرض کنید که ۳ گره در یک شبکه موجود باشند. یک پیغام از فرستنده به گیرنده می‌خواهد ارسال شود گره سوم که از آن بعنوان گره رله یاد می‌شود هیچ اطلاعاتی برای ارسال ندارد و می‌تواند در ارسال اطلاعات فرستنده کمک کند، این شیوه در نظریه اطلاعات به کانال رله معروف است.

¹Signal-to-Noise Ratio

²Cooperative diversity

³Relay

⁴Multi hop

⁵Sensor network

⁶Interference

۲-۱ تاریخچه

کانال رله اولین بار در ۱۹۷۱ توسط Van-der Meulen بیان شد [۴] و کران پایین^۱ ظرفیت را برای آن به دست آورد. در مقاله [۵] یک کران بالا^۲ و دو کران پایین ظرفیت برای یک کانال رله نازل^۳ به دست آورده شد. بعد از آن Cover و EL Gamal کدگذاری‌های مختلف و کران بالا برای چنین کانال‌هایی را بیان کردند [۶، ۷]. کانال‌های رله نازل، کانال‌های رله نازل معکوس، کانال‌های رله نازل گوسی با محدودیت توان متوسط، کانال‌های رله با بازخورد^۴ و کانال‌های رله یقینی^۵ از جمله مواردی بود که بررسی شدند. در سال ۱۹۸۰ شبکه رله نازل توسط Aref بررسی شد [۸]. در ۱۹۸۲ ظرفیت کانال رله شبه یقینی که در آن سیگنال دریافت شده در رله یک تابع یقینی از سیگنال فرستاده شده است بررسی گردید [۹]. همچنین در [۱۰] ظرفیت یک مثال از کانال رله ای که کانال رله -مقصد بدون نویز و مستقل از کانال مستقیم فرض شده، محاسبه شده است.

به دلیل مشکلات موجود در پیاده سازی و یافتن نتایج بهتر در کدگذاری و نظریه اطلاعات، مطالعه شبکه‌های رله تا این اواخر کند شد. تحقیقات اخیر روی شبکه‌های اقتضایی^۶ و شبکه‌های حسگر بحث شبکه‌های رله را دوباره زنده کرد. از کارهایی که اخیراً درباره کانال رله در حوزه نظریه اطلاعات^۷ صورت گرفته است می‌توان به تعیین ظرفیت راهبردهای مختلف مشارکت [۱۱]، کانال گوسی با چند رله و تخصیص توان بهینه [۱۲] اشاره نمود.

از جمله مشکلاتی که در عمل برای پیاده سازی سیستم‌های رله ای با آن مواجه هستیم عدم دوستی^۸ بودن رله است. به عبارت دیگر در عمل رله نمی‌تواند همزمان در یک باند فرکانسی ارسال و دریافت کند. بنابراین روش‌های متعددی برای رفع این مسأله و سنجش کارایی^۹ سیستم‌های مشارکتی و رله ای در حالت یک طرفه^{۱۰} به کار گرفته شده است. در [۱۳] یک راهبرد دو مرحله ای که در آن بازه زمانی ارسال به دو بازه

¹Lower bound

²Upper bound

³Degraded relay

⁴Feedback

⁵Deterministic relay channel

⁶Ad-hoc network

⁷Information theory

⁸Full-Duplex

⁹Performance

¹⁰Half-Duplex

ثابت و مشخص (بازه ثابت اول برای ارسال توسط منبع و بازه دوم برای رله) تقسیم می‌شود، برای نیمه-دو سمتی کردن کمک می‌گیرد. الگوریتم‌های مشارکتی آنان بر مبنای کدگذاری فضا-زمان^۱ و کدگذاری تکراری^۲ می‌باشد. مؤلفان نتایج خود را در [۱۴] به راهبردهای وفقی^۳ با نامهای رله انتخابی^۴ برای راهبرد کدگذاری و گسیل^۵ و رله نموی^۶ برای راهبرد تقویت و گسیل^۷ تعمیم داد و آنها را به صورت مجزا بررسی و احتمال خاموشی^۸ را برای آنها به دست آورده‌اند. در [۱۵] شیوه مشابهی برای مشارکت در نظر گرفته شده است، منتها در این روش هنگامی که رله سیگنال مربوط به منبع را ارسال نمی‌کند مبادرت به ارسال سیگنال خود می‌کند.

از ابتدای مطرح شدن کانال رله تاکنون برای راهبردهای گوناگون رله تحت شرایط مختلف احتمال خاموشی و نرخ خطای سمبل^۹ محاسبه شده است. در این بین راهبرد تقویت و گسیل و راهبرد کدگذاری و گسیل سهم بیشتری از تحقیقات را از آن خود کرده‌اند [۱۶-۲۰].

یکی از خصوصیات شبکه‌های بی سیم، طول عمر گره‌های این شبکه‌ها می‌باشد. افزایش طول عمر شبکه مستلزم استفاده بهینه از انرژی ذخیره شده در باتری است. مسأله توان بخصوص در شبکه‌های حسگر بدون سیم اهمیت فوق العاده دارد. به همین جهت همزمان با تحقیق روی شبکه‌های مشارکتی، تخصیص منابع^{۱۰} در دسترس این شبکه‌ها از جمله توان و پهنای باند مد نظر بوده است [۲۱]. روش‌های تخصیص توان بسته به ساختار و آگاهی از اطلاعات حالت کانال^{۱۱} (CSI) و معیارهای عملکرد متفاوت بررسی می‌شود. به عنوان مثال [۲۲] تقریبی از احتمال خاموشی یک سیستم تک رله یک طرفه را با تخصیص توان کمینه می‌کند. در [۲۳] معیار تخصیص توان حداکثر کردن ظرفیت می‌باشد. نرخ خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل با تخصیص توان بهینه در [۲۴] حداقل شده است. در اکثر پژوهش‌های تخصیص توان راهبردهای تقویت و گسیل یا راهبرد کدگذاری و گسیل مورد بررسی قرار گرفته‌اند. در این رساله نشان می‌دهیم که

¹Space-time coding

²Repetition coding

³Adaptive protocols

⁴Selection Relaying

⁵Decode-and-Forward (DF)

⁶Incremental Relaying

⁷Amplify-and-Forward (AF)

⁸Outage probability

⁹Symbol Error Rate (SER)

¹⁰Resource allocation

¹¹Channel State Information

این روش‌ها از لحاظ بازده طیفی ضعیف می‌باشند. بنابراین راهبردی با بازده طیفی بهتر استفاده می‌کنیم و برای این راهبرد تخصیص توان بررسی می‌شود.

طیف رادیویی یکی از نایاب‌ترین و با ارزش‌ترین منابع شبکه‌های بدون سیم است. آمار اندازه‌گیری شده توسط FCC^۱ نشان داده است که به طور میانگین طیف‌های اختصاص داده شده ده درصد مواقع اشغال هستند و در نود درصد مواقع استفاده نمی‌شوند [۲۵]. به همین دلیل رادیوهای مبتنی بر شناخت^۲ و ایجاد مجوز برای کاربران ثانویه راهی برای بهبود و بالا بردن بازدهی استفاده از طیف فرکانسی شد.

فرستنده‌های مبتنی بر شناخت، فرستنده‌هایی بدون مجوز هستند که توانایی آگاهی از محیط و وفق دادن خود با آن را دارند. چنین فرستنده‌هایی طیف فرکانسی را سنجیده و با توجه به سیگنالی که دریافت می‌کنند اطلاعات مورد نیاز خود را استخراج کرده و با استفاده از این اطلاعات به کارایی خود می‌افزایند. در این فناوری کاربران ثانویه از ایجاد تداخل مضر برای کاربران اولیه منع می‌شوند.

از آنجایی که مخابرات مشارکتی با استفاده از رله یک شیوه نسبتاً جدید برای ارسال سیگنال با چندگانگی ارسال فضایی است که می‌تواند از ظرفیت گره‌های یک شبکه برای بهبود ارتباط استفاده کند، راهبرد مشارکتی برای شبکه ثانویه معرفی شد [۲۶-۲۹]. استفاده از راهبردهای مشارکتی برای سنجش طیف فرکانسی به منظور استفاده از حفره‌های طیفی نیز می‌تواند استفاده شود [۳۰-۳۲].

با توجه به راهبردهای مختلف مخابرات مشارکتی، از این راهبردها می‌توان برای رله سیگنال در حضور شبکه اولیه استفاده کرد. یکی از این راهبردها، راهبرد تقویت و گسیل است که بدلیل مطالعات فراوانی که در این زمینه صورت پذیرفته است و بدلیل کارکرد ساده آن مورد توجه بسیاری برای شبکه‌های مبتنی بر شناخت قرار گرفته است [۳۳-۳۵].

در مقاله [۳۶] بررسی شده که چه راهبرد مشارکتی برای شبکه‌های مبتنی بر شناخت مناسب است. در این مقاله بیان شده است که هیچ کدام از دو راهبرد تقویت و گسیل، کدگذاری و گسیل بر دیگری کاملاً برتری ندارد و بسته به شرایط محیطی هر کدام از این دو راهبرد ممکن است بر دیگری برتری یابد. از این رو بسیاری از مقالات راهبرد کدگذاری و گسیل را برای شبکه‌های ثانویه مبتنی بر شناخت بر گزیده اند [۳۷-۴۰]. در مقاله [۳۷]، وابستگی بین سیگنال‌های دریافتی از منبع و رله در گیرنده مقصد به واسطه رعایت

^۱ Federal Communications Commission

^۲ Cognitive radio

شرط عدم تداخل برای شبکه اولیه در نظر گرفته شده است. در مقاله‌های [۳۸، ۴۰] احتمال خاموشی برای یک شبکه ثانویه دو پرشی^۱ برای کانال رایلی و کانال ناکاگامی به دست آورده شده است. راهبرد کدگذاری و گسیل انتخابی برای کانال رایلی در [۳۹] بررسی شده است.

۳-۱ ساختار رساله

همانطور که گفته شد طیف در دسترس محدود است، این طیف محدود در یک بازه زمانی و با شرط عدم ایجاد تداخل برای شبکه اولیه با شبکه ثانویه به اشتراک گذاشته می‌شود. شبکه ثانویه برای استفاده از طیف باید تضمین کند که برای شبکه اولیه تداخل ایجاد نکند. این شرط عدم ایجاد تداخل موجب کاهش توان ارسالی فرستنده‌های ثانویه می‌شود. در نتیجه نرخ ارسال شبکه ثانویه را کاهش می‌دهد. به منظور جبران این کاهش، باید از طیف در دسترس به گونه‌ای استفاده شود که حداکثر بازده طیفی را داشته باشیم. در این رساله راهبردی معرفی می‌شود که بازده طیفی مناسب داشته باشد و برای یک شبکه مبتنی بر شناخت کارآمد باشد.

هدف این رساله بررسی و ارزیابی یک راهکار کارآمد برای شبکه مشارکتی به منظور افزایش نرخ ارسال و استفاده بهتر از منابع در دسترس شبکه است. از جمله منابعی که در دسترس یک شبکه مشارکتی می‌تواند باشد می‌توان به توان، طیف فرکانسی و حتی گره‌های شبکه اشاره کرد. هدف این رساله مدیریت منابع در دسترس شبکه به منظور بهبود کارایی شبکه می‌باشد. به این منظور آگاهی از راهبردهای مختلف مشارکت، روش‌های مناسب استفاده از طیف و همچنین انتخاب معیارهای سنجش کارایی یک سیستم ضروری می‌باشد. از این رو در فصل ۲ مطالعات انجام گرفته در این زمینه‌ها ارائه می‌شود. راهبردهای مشارکت در ۲-۲ عنوان و بررسی می‌گردند. در بخش ۲-۳ راهبردهای شناخت به عنوان یک راهکار برای استفاده بهتر از طیف فرکانسی بحث و بررسی می‌شود. در این بخش الگوهای بکارگیری فناوری شناخت بیان می‌شود. همچنین نحوه بکارگیری راهبردهای مشارکتی در شبکه‌های مبتنی بر شناخت به صورت خلاصه بیان می‌شود. به منظور ارائه یک روش کارآمد، بررسی و محاسبه کارایی روش پیشنهاد شده الزامی است، لذا در بخش ۲-۴ معیارهای سنجش کارایی یک سیستم بیان می‌شود.

^۱Dual hop

در فصل ۳ راهبرد کدگشایی و گسیل به عنوان راهبرد پر کاربرد در شبکه‌های مشارکت به تفصیل بیان می‌شود و احتمال خاموشی آن مجدداً بررسی می‌شود. سپس مشکلات و معایب آن عنوان شده و راهبردی بر مبنای راهبرد کدگشایی و گسیل پیشنهاد می‌کنیم که از لحاظ بازده طیفی مناسب تر می‌باشد. این راهبرد که کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی^۱ نامیده می‌شود، با مدیریت گره رله به عنوان یک منبع در دسترس شبکه سعی در بهبود کارایی شبکه در عین حفظ بازده طیفی را دارد. راهبرد کدبردای و گسیل نموی-انتخابی در بخش ۳-۳ بررسی می‌شود. در این بخش احتمال خاموشی و نرخ خطای سمبل راهبرد معرفی شده به دست آورده شده است. همچنین کران‌های بالا و تقریب در سیگنال به نویز بالا برای این راهبرد در همین بخش ارائه می‌شود. در ادامه این فصل به منظور استفاده بهینه از منبع در دسترس دیگری به نام توان ارسالی، مقادیر بهینه توان که به گره‌های فرستنده شبکه باید اختصاص یابد را محاسبه می‌کنیم [۴۱، ۴۲].

با توجه به رشد روز افزون شبکه‌های بدون سیم و کمبود طیف برای چنین شبکه‌هایی، شبکه‌های جدید ناگزیر به استفاده مجدد از طیف‌های موجود می‌باشند. این مسئله برای شبکه‌های مشارکتی نیز خواهد بود. به همین منظور در قسمت دوم رساله، شبکه مشارکتی را در حضور یک شبکه اولیه با الگوی شناخت لایه زیرین^۲ در نظر می‌گیریم. لازمه یک شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت استفاده مؤثر از طیفی است که با فناوری شناخت، اجازه استفاده محدود از آن را به دست آورده است. بنابراین در چنین وضعیتی شبکه ثانویه باید راهبردی با بازده طیفی بالا و کارایی مناسب را اختیار کند. در فصل ۴ تأثیر محدودیت‌های توانی که شبکه اولیه برای شبکه ثانویه لحاظ می‌کند را بر کارایی شبکه ثانویه بررسی می‌کنیم. در این فصل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای شبکه ثانویه استفاده می‌شود. در بخش ۴-۳ تأثیر محدودیت لحظه‌ای توان را بر کارایی شبکه ثانویه بررسی می‌کنیم. تأثیر محدودیت متوسط توان نیز در بخش ۴-۴ بررسی می‌شود.

یک شبکه اولیه علاوه بر اعمال محدودیت توان بر شبکه ثانویه در الگوی شناخت لایه زیرین، تداخل برای گیرنده‌های شبکه ثانویه هم ایجاد می‌کند. در جهت تکمیل بررسی اثرات یک شبکه اولیه بر کارایی یک شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت با راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی در فصل ۵ مدل شبکه را کامل تر کرده و اثر تداخل اولیه بر کارایی شبکه ثانویه را نیز بررسی می‌کنیم. در این فصل ابتدا فرض می‌کنیم که

¹ Incremental Selective Decode-and-Forward (ISDF)

² Underlay

شبکه اولیه یک تک فرستنده داشته باشد که تولید تداخل می‌کند. در این حالت احتمال خاموشی شبکه ثانویه به دست آورده شده است. همچنین چند حالت خاص از روابط به دست آمده نیز بررسی شده است. در بخش ۵-۳-۱ اثر K فرستنده اولیه که از طریق کانال‌های تداخلی با توزیع نمایی و آمارگان یکسان برای شبکه ثانویه ایجاد تداخل می‌کنند بررسی شده است. در بخش ۵-۳-۲ نیز اثر K فرستنده اولیه که از طریق کانال‌های تداخلی با توزیع نمایی و آمارگان ناهمسان برای شبکه ثانویه ایجاد تداخل می‌کنند بررسی شده است.

در فصل ۶، پس از مرور دستاوردهای رساله، پیشنهادهایی جهت ادامه پژوهش مطرح شده است.

فصل ۲

مروری بر راهبردهای مشارکت و شناخت

۱-۲ مقدمه

انفجار تقاضا برای تعداد فزاینده ای از خدمات کاربردی بی سیم باعث توسعه قابل توجه شبکه‌های بی سیم شده است. نسل‌های مختلف تلفن همراه، شبکه‌های داده و اخیراً شبکه‌های اقتضایی و شبکه‌های بی سیم شخصی^۱ از این جمله هستند. بهره‌گیری از محیط غنی انتشار بی سیم در لایه‌های راهبردی مختلف، فرصت‌های زیادی را برای بهبود عملکرد شبکه ایجاد می‌کند. ماهیت پخشی محیط انتشار بی سیم موجب می‌شود تا اطلاعات ارسالی توسط یک گره، برای گره‌های دیگر نیز قابل دریافت باشد. در دید اول این خصوصیت ممکن است به نظر در دسر ساز باشد. در جهت بهره‌برداری از این خاصیت می‌توان با استفاده از شیوه‌های مشارکت، چندگانگی ارسال برای کاربران ایجاد کرد، تا بتوانند بر نرخ قابل حصول شبکه بیفزایند. از طرف دیگر با اضافه کردن قابلیت شناخت به گره‌های شبکه نیز می‌توان از منابع موجود در شبکه از جمله طیف فرکانسی استفاده بهتری کرد.

در این فصل چگونگی به کارگیری شناخت و مشارکت به صورت توأم در شبکه‌ها مورد بررسی قرار می‌گیرد. ابتدا در بخش ۲-۲ به بررسی مشارکت برای ایجاد چندگانگی ارسال در شبکه‌ها می‌پردازیم. سیستم مبتنی بر شناخت در بخش ۳-۲ مورد بررسی قرار گرفته است. در این بخش نقش اطلاعات جانبی و الگوهای به کارگیری شناخت به طور مختصر بررسی می‌شوند. همچنین روش‌های به کارگیری مشارکت در شبکه‌های مبتنی بر شناخت نیز مطرح می‌شوند. در بخش ۴-۲ در مورد معیارهای سنجش کارایی و مدل‌های محوشوندگی کانال بحث می‌شود. نتیجه گیری و جمع بندی از مباحث در بخش ۵-۲ می‌آید.

^۱Wireless personal network

۲-۲ مشارکت

مخابرات مشارکتی از منظر مخابرات بدون سیم این گونه شرح داده می‌شود که برای ارسال با نرخ بالاتر و خطای کمتر باید از روش‌های چندگانگی ارسال^۱ استفاده شود تا با داشتن ارسال‌هایی گوناگون و مستقل از یکدیگر، خطاهای آن‌ها مستقل از یکدیگر باشند و گیرنده بتواند از این استقلال در جهت کدگشایی با خطای حداقل استفاده کند. از جمله روش‌های چندگانگی ارسال، کانال چندورودی-چندخروجی^۲ می‌باشد که تحقیقات فراوانی روی آن صورت پذیرفته است. یکی از نقص‌های این سیستم‌ها، مشکل گرهِای مخابرات بدون سیم به دلیل اندازه، هزینه و مشکلات سخت افزاری است که امکان داشتن چند آنتن را ندارند. بنابراین برای بهره بردن از چندگانگی ارسال فضایی به جای قرار دادن چند آنتن در فرستنده و گیرنده، از گرهِای دیگر در یک سیستم مخابراتی بدون سیم برای کمک در ارسال داده‌ها استفاده می‌شود. این شیوه چندگانگی مشارکتی نامیده شده است. اساس چندگانگی مشارکتی بر پایه نظریه کانال رله بنا شده است. در ادامه در مورد کانال رله و شیوه‌های مشارکت بحث می‌کنیم.

یک کانال رله با سه پایانه منبع^۳، مقصد^۴، و رله در شکل ۱-۲ نشان داده شده است. سیگنال‌های ارسالی X و X_1 به ترتیب مربوط به گرهِ منبع و گرهِ رله هستند. همچنین سیگنال‌های Y و Y_1 در مقصد و رله دریافت می‌شوند. تمام اطلاعات منبع باید به مقصد برسند در حالیکه رله اطلاعاتی برای ارسال ندارد یا به عبارت دیگر منبع اطلاعات نمی‌باشد. هنگامی که منبع در حال فرستادن اطلاعات است، رله و مقصد دریافت کننده هستند (کانال پخش^۵). هنگامی که رله و منبع در مرحله دوم پیام را می‌فرستند، مقصد پیام را می‌گیرد (کانال دسترسی چند گانه^۶).

بهترین کران بالایی که تا به حال برای ظرفیت کانال رله پیدا شده است [۷]، کران بالای «حداکثر شارش- حداقل برش^۷» می‌باشد. طبق این کران بالا: حداکثر شارشی که از منبع به مقصد می‌تواند جاری شود برابر است با شارش برشی از مجموعه برش‌هایی که منبع را از مقصد جدا می‌کند و حداقل است. این

¹Transmitting diversity

²Multi Input-Multi Output(MIMO)

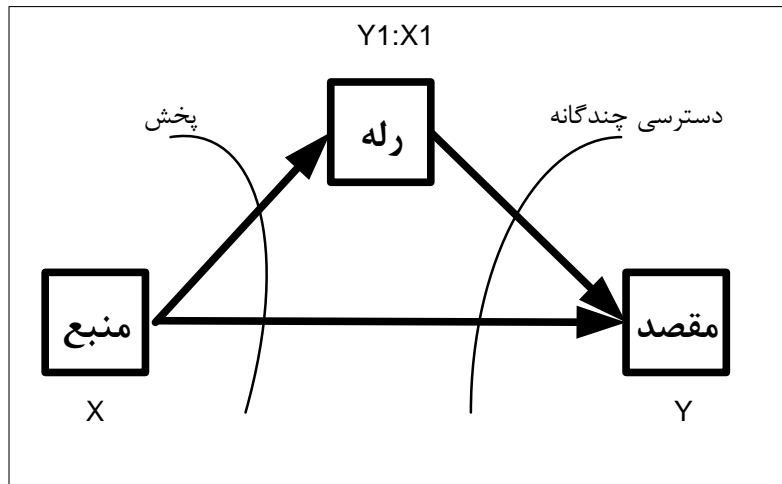
³Source

⁴Destination

⁵Broadcast channel

⁶Multiple Access channel

⁷Max flow –Min Cut



شکل ۱-۲: کانال رله با سه پایانه

کران برای شبکه‌های رله نیز تعمیم داده شده است [۸].

$$C \leq \sup_{p(x, x_1)} \min\{I(X, X_1; Y), I(X; Y, Y_1 | X_1)\} \quad (۱-۲)$$

جمله اول کران دسترسی چندگانه است و بیانگر بیشترین اطلاعاتی است که رله و فرستنده برای گیرنده ارسال می‌کنند. جمله دوم کران پخشی است و بیانگر بیشترین اطلاعاتی است که فرستنده به رله و گیرنده می‌فرستد.

۱-۲-۲ راهبردهای رله کردن

در یک کانال رله یا در حالت تعمیم یافته در شبکه رله، رله می‌تواند نقش‌های متفاوت را ایفا کند. روش‌های کدگذاری یا راهبردهای مشارکتی که می‌توان برای یک رله نام برد عبارتند از تقویت و گسیل، چند پرشی کلاسیک، کدگذاری و گسیل، کدگذاری پاره ای و گسیل^۱، فشرده‌سازی و گسیل^۲ و مشارکت کد شده^۳ که در ادامه توضیح داده می‌شوند [۱۱].

۱-۱-۲-۲ تقویت و گسیل

در این روش رله سیگنال دریافتی را در ضربی ضرب کرده، دوباره ارسال می‌کند. این ضریب با توجه به توان رله تعیین می‌شود [۴۳].

^۱Partial Decode-and-Forward(PDF)

^۲Compress-and-Forward(CF)

^۳Coded-Cooperation

۲-۱-۲-۲ چند پرشی کلاسیک

در این روش، فرستنده (منبع) پیام خود را در یک شیار زمانی^۱ برای رله ارسال می‌کند و در شیار زمانی بعدی، رله پیام را برای رله بعدی ارسال می‌کند. این تکرار تا رسیدن پیام به گیرنده (مقصد) ادامه می‌یابد [۴۴].

۳-۱-۲-۲ کدگشایی و گسیل

این روش رله سیگنال دریافتی را کدگشایی کرده و دوباره آن را برای مقصد ارسال می‌کند. این روش هنگامی که کانال منبع - رله خوب باشد (منبع و رله نزدیک یکدیگر باشند) نزدیک به حالت بهینه است. این روش اولین بار توسط El Gamal و Cover در [۷] ارائه گردید. یک مثال از کدگشایی و گسیل در کار Sendonaris دیده می‌شود [۴۵، ۴۶]. در این کار دو کاربر با هم مشارکت می‌کنند تا پیام‌های یکدیگر را بفرستند. در بازه اول کاربران داده‌های خود را فرستاده و داده‌های کاربر دیگر را دریافت می‌کنند. با کدگشایی پیام کاربر دیگر در بازه دوم، این اطلاعات فرستاده می‌شود. مزیت این روش سادگی و تطبیق آن با شرایط کانال است، اما از طرف دیگر مشکل این روش این است که اگر رله نتواند کدگشایی صحیح انجام دهد در مقصد انباشت خطا^۲ خواهیم داشت. از طرفی مقصد به خصوصیات خطای کانال بین کاربری، برای کدبردای بهینه نیاز دارد. برای جلوگیری از این مسئله Laneman و دیگران یک روش ترکیبی کدگشایی و گسیل ارائه دادند [۴۳]، در این صورت در لحظه ای که کانال محوشونده دارای سیگنال به نویز بالا است کاربر داده همکار خود را کدگشایی کرده و می‌فرستد و هنگامی که سیگنال به نویز پایین باشد به حالت غیر مشارکتی باز خواهیم گشت.

۴-۱-۲-۲ کدگشایی پاره ای و گسیل

این روش حالت تعمیم یافته کدگشایی و گسیل می‌باشد و در این حالت بخشی از سیگنال دریافتی در رله کدگشایی می‌شود و با توجه به این بخش کدگشایی شده سیگنال به مقصد ارسال می‌شود.

^۱Time-slot

^۲Accumulated error

۵-۱-۲-۲ فشرده سازی و گسیل

این ایده گاهی مشاهده نیز نامیده می شود و هنگامی که کانال های منبع - رله و منبع - مقصد قابل قیاس باشند و کانال رله- مقصد خوب باشد سودمند است. در این حالت رله نمی تواند سیگنال منبع را کدگشایی کند. با این حال در مقصد مشاهدات مستقل از هم داریم که به کدگشایی کمک می کند. بنابراین رله تخمینی از سیگنال منبع را به مقصد می رساند. این حالت به تخمین و گسیل نیز مشهور است. در این حالت سیگنالی که توسط رله تخمین زده شده است به عنوان اطلاعات جانبی برای مقصد فرستاده می شود تا مقصد از این اطلاعات جانبی برای کدگشایی سیگنال فرستاده شده از مبدا استفاده کند. بنابراین، این روش هنگامی مفید است که رله از فرستنده دور باشد و کدگشایی در رله ممکن نباشد.

۶-۱-۲-۲ مشارکت گذشته

در این روش مشارکت، قسمت های مختلف از کلمه کد هر کاربر از طریق مسیرهای محوشونده مستقل ارسال می شود [۴۷، ۴۸]. درواقع این روش به نوعی همراه کردن مشارکت و کدنگاری کانال با هم می باشد. در این روش هر کلمه کد به دو قسمت تقسیم می شود، جزء اول شامل اطلاعات و بیت های توازن می باشد. جزء دوم نیز بیت های توازنی است که از روی قسمت اول ساخته شده است. در مرحله اول کار جزء اول خود را ارسال می کنند و رله سعی در کدگشایی از قسمت اول می کند، در صورت موفقیت در کدگشایی، بیت های توازن (جزء دوم) از روی جزء اول ساخته می شود و در مرحله بعد ارسال می شود. در صورت عدم موفقیت در کدگشایی، رله بیت های توازن مربوط به خود را ارسال خواهد کرد.

۳-۲ کانال مبتنی بر شناخت

آمار اندازه گیری شده توسط FCC نشان داده است که به طور میانگین طیف های اختصاص داده شده، ده درصد مواقع اشغال هستند و در نود درصد مواقع استفاده نمی شوند [۴۹]. یک مثال از این وضعیت طیفی است که تلویزیون از آن برای پخش استفاده می کند، که تمام کانال ها اشغال نشده است یا بعضی کانال های تلویزیونی مواقعی پخش نمی شوند. بر پایه این مشاهدات، یک گروه در اواخر ۲۰۰۴ تشکیل شد تا یک استاندارد (IEEE 802.22) برای استفاده از این طیف های استفاده نشده یا طیف های با بازده پایین طراحی کنند. به همین دلیل رادیوهای مبتنی بر شناخت و ایجاد مجوز برای کاربران ثانویه راهی برای بهبود

و بالا بردن بازدهی استفاده از طیف فرکانسی شد. فرستنده‌های مبتنی بر شناخت، فرستنده‌هایی بدون مجوز هستند که توانایی آگاهی از محیط و وفق دادن خود با آن را دارند. چنین فرستنده‌هایی طیف فرکانسی را سنجیده و با توجه به سیگنالی که دریافت می‌کنند اطلاعات مورد نیاز خود را استخراج کرده و با استفاده از این اطلاعات به کارایی خود می‌افزایند. در این فناوری کاربران ثانویه از ایجاد تداخل مضر برای کاربران اولیه منع می‌شوند. در ابتدا فرستنده‌های مبتنی بر شناخت برای منبع طیف فرکانسی مطرح گردید تا با استفاده از قابلیت شناخت بتوانند حفره‌های خالی و استفاده نشده در طیف فرکانسی را پیدا کرده و با استفاده از این حفره‌ها اطلاعات خود را ارسال کنند. اما می‌توان شناخت را برای منابع دیگری در شبکه نیز به کار گرفت و آن را فقط منحصر به طیف فرکانسی ننمود، از جمله این منابع گره رله است. اگر گره رله را یک منبعی تعریف کنیم که اجازه استفاده از آن را به یکی از گره‌های شبکه داده ایم در مواقعی که از رله استفاده نشود اگر گره دیگری در شبکه وجود داشته باشد که بتواند این عدم استفاده را بشناسد می‌تواند از رله برای ارسال اطلاعات خود کمک بگیرد. برای منابع دیگر در شبکه نیز به همین صورت می‌توان از فناوری شناخت بهره برد. در ادامه این فصل به بررسی فناوری شناخت و بهره‌گیری از مشارکت در این فناوری خواهیم پرداخت.

۲-۳-۱ اطلاعات جانبی

مجهز نمودن فرستنده به فن آوری به کارگیری شناخت باعث می‌شود که فرستنده اطلاعات جانبی^۱ از سایر فرستنده‌ها به دست آورد و با بهره‌گیری از این اطلاعات بر تداخل واحد ممکن غلبه کند و با سایر فرستنده‌ها نیز همکاری کند. در نظریه اطلاعات به کارگیری شناخت را با کانالی که دارای اطلاعات جانبی است مدل می‌کنند و ناحیه ظرفیت یا نرخ قابل حصول را برای آن به دست می‌آورند.

۲-۳-۲ شبکه‌های مبتنی بر شناخت

برای اشتراک باند فرکانسی بسته به شرایط، سه روش به شرح زیر مطرح می‌شوند:

- **دسترسی انحصاری^۲** فقط کاربران مجوز داده شده، اجازه استفاده از باند فرکانسی تخصیص داده

شده را دارند و سایر کاربران حق استفاده از آن را ندارند

^۱Side-Information

^۲Exclusive Access

• **اشتراک افقی^۱** کاربران نسبت به باند فرکانسی هیچ ارجحیتی نسبت به هم ندارند و به عنوان نمونه

باندی که تلفن‌های بی سیم از آن استفاده می‌کنند و باند 2.4GHz بر این اساس به شبکه‌های محلی

بی سیم و بلوتوث اختصاص می‌یابد.

• **اشتراک عمودی^۲** در این روش کاربران طبقه بندی می‌شوند، کاربران اولیه که مجوز استفاده از

پهنای باند مشخص شده را دارند و کاربران ثانویه که بدون مجوز می‌باشند و فقط تحت شرایط

خاصی می‌توانند از باند فرکانسی کاربران اولیه به شرط عدم ایجاد تداخل برای کاربران اولیه استفاده

کنند.

مفهوم شناخت رادیویی بر دو پایه استوار است. همزیستی کاربران اولیه و کاربران ثانویه در یک طیف

فرکانسی مشترک و به کارگیری فناوری شناخت کاربری که با استفاده از اطلاعات جانبی صورت می‌پذیرد.

سیستم رادیو شناختی یک سیستم ارتباطی بی سیم است که هوشمندانه از هر گونه اطلاعات جانبی در

دسترس از جمله (الف) فعالیت^۳، (ب) شرایط کانال، (ج) کتاب کد^۴ یا (د) پیام‌های گره‌های دیگر که با

آنها طیف را به اشتراک گذاشته است، بهره‌گیری می‌کند. بر اساس نوع اطلاعات جانبی در دسترس و

محدودیت‌های نظارتی^۵ روی شبکه، سیستم‌های رادیو شناختی از روشهای لایه زیرین، روی هم قرار دادن^۶،

و یا درهم تنیده^۷ استفاده می‌کنند [۵۰]. در ادامه درمورد این الگوهای سیستم‌های رادیو شناختی بحث

می‌کنیم.

۲-۳-۱ الگوی لایه زیرین

در الگوی لایه زیرین، ارتباطات رادیویی شناختی با فرض وجود دانش از تداخل ناشی از فرستنده به گیرنده

امکان پذیر می‌باشد. در این الگو یک کاربر ثانویه به فرض عدم ایجاد تداخل مضر یا قابل توجه برای کاربران

دارای مجوز^۸ یا همان کاربران اولیه می‌تواند به ارسال سیگنال مبادرت ورزد. مانند شکل ۲-۲، معمولاً یک

¹Horizontal Sharing

²Vertical Sharing

³Activity

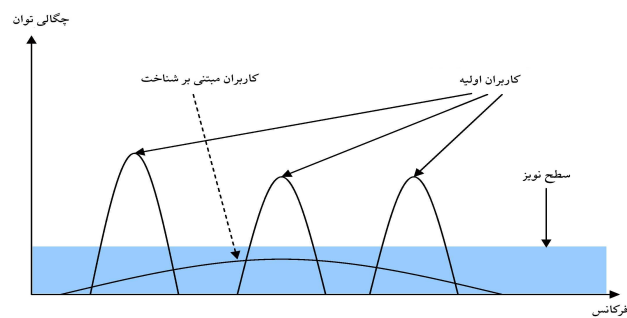
⁴Code Book

⁵Regulatory constraints

⁶Overlay

⁷Interweave

⁸License User



شکل ۲-۲: الگوی لایه زیرین در سیستم‌های رادیو شناختی [۵۱]

سطح آستانه^۱ قابل قبول از تداخل از طرف کاربران اولیه برای کاربر ثانویه تعریف می‌شود. تداخل کاربر ثانویه باید زیر این سطح آستانه قرار بگیرد. برای حصول به این هدف کاربران ثانویه می‌توانند به طور مثال با استفاده از چند آنتن سیگنال خود را جهت دهی کنند تا تداخل کاربران اولیه را کاهش دهند. یا با استفاده از روش‌های گسترش طیفی^۲ می‌توان سیگنال را به سطح زیر نویز گسترش داد و در گیرنده آن را به حالت قبل باز گرداند.

۲-۲-۳-۲ الگوی رویهم گذاری

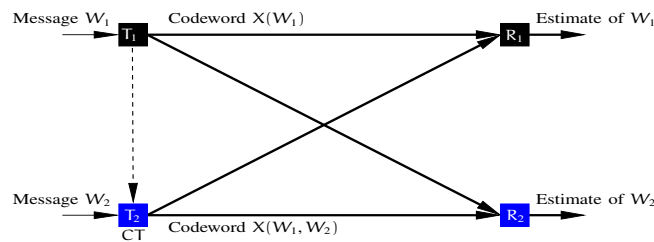
الگوی رویهم گذاری بر پایه اطلاع کاربران مبتنی بر شناخت^۳ از کتاب کد و پیغام کاربران بدون تجهیزات شناخت^۴ می‌باشد. کاربران مبتنی بر شناخت و کاربران بدون شناخت می‌توانند همزمان در طیف حضور داشته باشند. اطلاع از کتاب کد و پیغام کاربران بدون شناخت به کاربران مبتنی بر شناخت کمک می‌کند تا تداخل ناشی از سیگنال کاربران بدون تجهیزات شناخت را حذف کنند. از طرف دیگر بخشی از توان کاربر مبتنی بر شناخت برای رله کردن سیگنال کاربر بدون شناخت استفاده می‌شود تا تداخل ایجاد شده برای کاربران بدون شناخت جبران شود. همانطور که در شکل ۲-۳ مشخص است کاربر مجهز به شناخت (۲) و کاربر بدون شناخت (۱) هر دو برای یکدیگر تداخل ایجاد می‌کنند. کاربر مجهز به شناخت با دانستن اطلاعات جانبی غیر علّی از کاربر بدون شناخت (ارتباط نقطه چین روی شکل) قادر به حذف این تداخل خواهد بود.

¹Threshold

²Spread Spectrum

³Cognitive users

⁴Non-cognitive users



شکل ۳-۲: الگوی رویهم گذاری در سیستم‌های رادیو شناختی [۵۰]

۳-۲-۳-۲ الگوی درهم تنیده

الگوی درهم تنیده بر اساس ایده ارتباطات فرصت طلبانه^۱ شکل گرفته است. انگیزه اصلی رادیو شناختی نیز همین ایده بود [۵۲]. این ایده پس از مطالعات انجام شده توسط FCC و صنعت که نشان داد بخش عمده ای از طیف بیشتر استفاده نشده باقی می ماند شکل گرفت [۴۹]. فرصت‌های فضایی، زمانی و فرکانسی موقت فراوانی وجود دارد. این فرصت‌ها، به عنوان حفره‌های طیف^۲ شناخته می‌شوند. این شکاف‌ها با زمان و مکان جغرافیایی تغییر می‌کند، و می‌تواند توسط کاربران شناختی برای ارتباطات خود مورد استفاده قرار گیرند (مانند شکل ۴-۲). بنابراین، بازده طیف با استفاده مجدد از طیف بهبود می‌یابد.

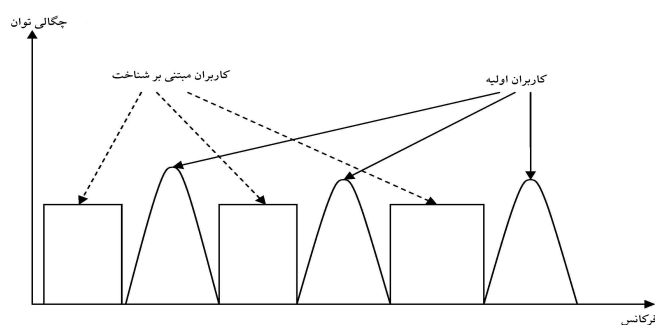
در الگوی درهم تنیده، آگاهی از اطلاعات فعالیت کاربران غیر شناختی (با مجوز و یا بدون مجوز) در طیف مورد نیاز است. به طور خلاصه، رادیو شناختی درهم تنیده یک سیستم ارتباط بی سیم هوشمند است که به صورت دوره ای بر طیف رادیویی نظارت کرده و هوشمندانه اشغال بخش‌هایی از طیف را تشخیص می‌دهد و پس از آن فرصت طلبانه از طریق حفره‌های طیفی ارتباط خود را (با حداقل تداخل برای کاربران موجود در طیف) برقرار می‌سازد. این الگو به عنوان الگوی بدون تداخل نیز شناخته می‌شود [۵۳].

۳-۳-۲ مشارکت و شبکه‌های مبتنی بر شناخت

در مدل معمول شبکه‌های مبتنی بر شناخت، مهمترین چالش چگونگی شناخت یا تشخیص فعالیت کاربران اولیه می‌باشد. به فرض اینکه کاربران ثانویه عدم فعالیت کاربران اولیه را سنجش کنند، چالش بعدی

¹Opportunistic Communication

²Spectrum hole



شکل ۲-۴: الگوی درهم تنیده در سیستم‌های رادیو شناختی [۵۱]

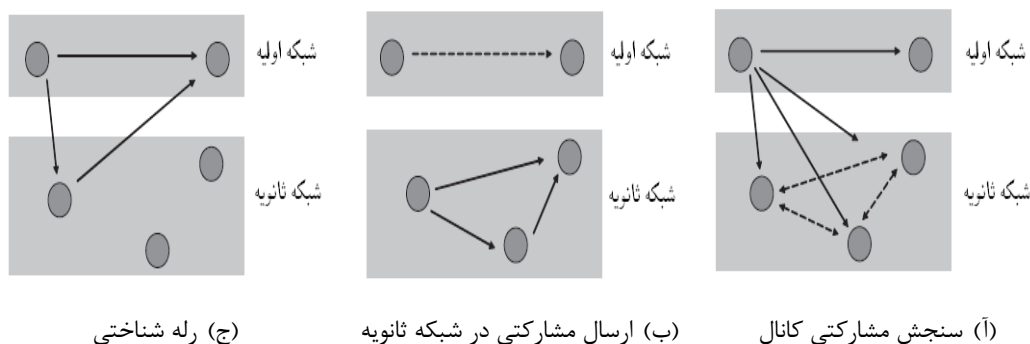
چگونگی استفاده از فرصت ایجاد شده برای ارسال بسته‌های اطلاعاتی کاربران ثانویه با استفاده از منابع کاربران اولیه می‌باشد. برای این دو چالش با استفاده از مخابرات مشارکتی پاسخ‌هایی می‌توان پیدا کرد.

۲-۳-۳-۱ شناخت مشارکتی توسط کاربران ثانویه

در این حالت با استفاده از ایده تشخیص توزیعی و به کارگیری مشارکت در سنجش کانال، شناخت کاربری میسر می‌شود. کانال مخابرات بدون سیم یک محیط با تغییرات شدید و در برگیرنده محوشوندگی و چند مسیری است که با استفاده از چندگانگی دریافت در شبکه ثانویه به صورت مؤثرتری می‌توان فعالیت یا عدم فعالیت کاربران اولیه را تشخیص داد. از آنجا که کاربران ثانویه و کاربران اولیه در محیط پراکنده اند، برای سنجش کانال توسط یک کاربر ثانویه که از کاربر اولیه در فاصله دورتری قرار دارد زمان بیشتری لازم است. با ایده سنجش مشارکتی کانال قابلیت تشخیص کاربران ثانویه دیگر که ممکن است به منبع ارسال کننده نزدیک باشند استفاده خواهد شد تا در نهایت چالاکی شبکه افزایش یابد.

۲-۳-۳-۲ ارسال مشارکتی بین کاربران ثانویه

کاربران ثانویه برای بهبود شرایط یکدیگر و استفاده بهتر از فرصت به دست آمده می‌توانند با یکدیگر همکاری کنند یا به عبارت دیگر نقش رله را برای دیگر کاربران ثانویه بازی کنند. برخی از کاربران ثانویه به تمام طیف موجود به دلیل نیاز ترافیکی کم خود احتیاج ندارند. اگر از این گره‌ها به عنوان کمک کننده به کاربران ثانویه استفاده کنیم از این طیف رها شده، مؤثرتر استفاده خواهد شد.



شکل ۲-۵: الگوهای مشارکت مورد استفاده در شبکه‌های مبتنی بر شناخت [۵۴]

۲-۳-۳-۲ رله شناختی^۱

کاربران ثانویه با رله کردن اطلاعات کاربران اولیه موجب افزایش نرخ کاربران اولیه شده و کارایی آنها را بهبود می‌دهند. به این صورت کاربران اولیه در مدت کمتری به منابع در اختیارش نیاز خواهند داشت و برای شبکه ثانویه فرصت‌های بیشتری برای استفاده از منابع شبکه اولیه فراهم می‌شود. از جمله منابعی که در شبکه‌های مبتنی بر شناخت می‌توان روی آن سرمایه‌گذاری کرد استفاده از مشارکت با در نظر گرفتن گره‌های رله می‌باشد. در شبکه‌های مبتنی بر شناخت ناپیوسته بودن طیف موجود و نیاز ترافیکی کاربران ثانویه از جمله مواردی است که در طراحی این شبکه‌ها باید در نظر گرفت. برای منطبق کردن این طیف موجود در این شبکه‌ها با نیاز کاربران ثانویه، استفاده از رله ایده مناسبی می‌باشد.

۲-۴ کارایی شبکه‌های بی‌سیم

برای افزایش کارایی شبکه‌های بی‌سیم، استفاده بهینه از منابع در دسترس شبکه امری اجتناب ناپذیر می‌باشد. در بخش ۲-۲ در مورد استفاده از راهبردهای مشارکت و همکاری بین گره‌های مختلف بحث شد. با استفاده از مشارکت می‌توان کارایی یک شبکه بی‌سیم را بهبود داد. این بهبود با افزایش ظرفیت و افزایش قابلیت اطمینان شبکه ایجاد می‌شود. همچنین با افزودن فن آوری شناخت به گره‌های ثانویه، استفاده مجدد از طیف فرکانسی امکان پذیر می‌شود. با این حال بسیاری دیگر از منابع در دسترس شبکه رها شده‌اند. به منظور افزایش کارایی منابع در دسترس می‌باید به نحو شایسته‌ای مدیریت گردند. ارائه راهکارهایی برای مدیریت منابع بدون سنجش راهبرد پیشنهاد شده ناقص است. معیارهای سنجش کارایی متفاوتی معمولاً

¹Cognitive Relay

استفاده می‌گردند. علاوه بر این مدل‌های متفاوتی برای محیط انتشار بی سیم ارائه شده است. در ادامه این بخش ابتدا معیارهای سنجش کارایی شبکه‌ها بررسی می‌گردند و سپس مدل‌های معمول مورد استفاده در محیط‌های انتشار بی سیم به طور مختصر شرح داده می‌شوند.

۱-۴-۲ معیارهای کارایی سنجی

در طول این رساله برای کارایی سنجی راهبردها و الگوهای مختلف معیارهایی برای سنجش کارایی ارائه می‌شوند که در اینجا به آنها اشاره می‌شود.

۱-۴-۲-۱ نسبت سیگنال به نویز^۱

نویز در تمامی سیستم‌های مخابراتی بخصوص سیستم مخابرات بدون سیم اجتناب ناپذیر است. نسبت سیگنال به نویز به صورت نسبت توان سیگنال به توان نویز در گیرنده تعریف می‌شود. معمولاً سیگنال به نویز به صورت دسی بل بیان می‌شود، $SNR(dB) = 10 \log_{10}(SNR)$. سیگنال به نویز در کانال‌های محو شونده یک متغیر تصادفی خواهد بود.

۱-۴-۲-۲ بازده طیفی^۲

کانالی با پهنای باند W را در نظر بگیرید، کانال فوق برای یک دوره زمانی T ثانیه ای استفاده می‌شود. از کانال مد نظر $n = TW$ سمبل با فاصله زمانی $T_s = \frac{1}{W}$ و با انرژی متوسط سمبل E_s عبور می‌دهیم. اگر نرخ مدولاسیون^۳ $R_{mod} = \log_2(M)$ بیت باشد، که M تعداد مقادیری است که سمبل‌ها می‌توانند اختیار کنند، و نرخ کدگذار برابر با R_c باشد آنگاه نرخ مدولاسیون کدشده^۴ برابر است با $R_{mod}R_c$ و متوسط انرژی به ازاء بیت برابر است با:

$$E_b = \frac{E_s}{R_{mod}R_c} \quad (۲-۲)$$

^۱Signal-to-Noise Ratio (SNR)

^۲Spectral efficiency

^۳Modulation rate

^۴Coded modulation rate

در نتیجه به ازاء احتمال P_b خطای بیت کدبردار، بازده طیفی برابر است با [۵۵]:

$$R = R_c^* R_{mod} \quad \text{bit/s/Hz} \quad (3-2)$$

در عبارت فوق R_c^* حداکثر نرخ کدی است که به احتمال خطای بیت P_b در نسبت سیگنال به نویز بیت $\frac{E_b}{N_0}$ برسد. برای ارسال بی سیم P_b حداقل 10^{-6} و برای فیبر نوری 10^{-15} یا کمتر است.

۳-۱-۴-۲ احتمال خاموشی

رخداد خاموشی^۱، به صورت کمتر شدن اطلاعات متقابل محقق شده^۲ کانال از یک نرخ ارسال هدف^۳ تعریف می‌شود. معمولاً این رخداد به یک رخداد معادل و مرتبط با ضرایب کانال تبدیل می‌شود. نرخ اطلاعات متقابل برای یک کانال به صورت زیر به دست می‌آید.

$$I = \log_2(1 + \gamma) \quad (4-2)$$

که γ سیگنال به نویز کانال است. از آنجاییکه متوسط اطلاعات متقابل کانال (I) تابعی از ضرایب کانال (که خود این ضرایب متغیر تصادفی هستند) است، بنابراین رخداد کمتر شدن اطلاعات متقابل از نرخ هدف (رخداد خاموشی) نیز یک متغیر تصادفی خواهد بود. در نتیجه احتمال خاموشی به صورت زیر بیان می‌شود.

$$P_{out} \triangleq \Pr\{I < R\} \quad (5-2)$$

شانون اثبات کرد، ارتباط مطمئن^۴ هنگامی که اطلاعات متقابل از نرخ ارسال کمتر باشد، غیر ممکن است. اگر ظرفیت یک کانال به صورت تابعی یکنوا از سیگنال به نویز افزایش یابد، به طور مثال یک کانال نقطه به نقطه^۵ با نویز گوسی، رخداد خاموشی به طور معادل به صورت $SNR < \rho$ بیان می‌شود. بنابراین احتمال خاموشی به صورت زیر می‌تواند بیان شود:

$$P_{out} \triangleq \Pr\{SNR < \rho\} \quad (6-2)$$

که در رابطه فوق $\rho = 2^R - 1$ تعریف می‌شود.

¹ Outage event

² Realized mutual information

³ Target spectral efficiency

⁴ Reliable communication

⁵ Point-to-point channel

۴-۱-۴-۲ نرخ خطای سمبل

یکی دیگر از معیارهای کارایی سنجی، نرخ خطای سمبل (متوسط احتمال خطای سمبل^۱) می‌باشد. نرخ خطای سمبل هنگامی مورد استفاده قرار می‌گیرد که محو شوندگی سیگنال در حدود زمان یک سمبل باشد، به عبارت دیگر محو شوندگی سیگنال در طول یک سمبل می‌تواند ثابت فرض شود. این شرط بدین صورت نیز بیان می‌شود که طول یک سمبل در حدود زمان هم‌دوسی کانال^۲ (T_c) باشد. این عدد، نشان دهنده ناهمبسته شدن کانال متغیر بازمان، بعد از T_c ثانیه است. از آنجایی که بسیاری از شیوه‌های تصحیح کد، خطاهای در حد چند بیت را می‌توانند اصلاح کنند و از طرف دیگر کارایی انتها به انتها^۳ با چند خطای بیت لحظه ای به طور جدی کاهش نمی‌یابد، نرخ خطای سمبل به عنوان یک معیار سنجش کارایی در چنین کانال‌هایی قابل استفاده است.

نرخ خطای سمبل بدون شک یکی از معیارهای پیچیده سنجش کارایی برای یک بازده طیفی هدف در سطح مدولاسیون است. پیچیدگی محاسبه نرخ خطای سمبل به دلیل وابستگی غیر خطی نرخ خطای سمبل به سیگنال به نویز لحظه ای است. تابعیت غیر خطی به دلیل روش‌های مدولاسیون و آشکارسازی^۴ استفاده شده در سیستم‌ها ایجاد می‌شود.

۵-۱-۴-۲ بهره چندگانگی^۵

برای نرخ معین R ، بهره چندگانگی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$d = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{-\log P_{out}(\gamma, R)}{\log(\gamma)} \quad (۷-۲)$$

که γ سیگنال به نویز کانال و P_{out} احتمال خاموشی می‌باشد. طبق عبارت فوق هنگامی که محور سیگنال به نویز و محور احتمال خاموشی هر دو لگاریتمی باشند، شیب منحنی احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا بیانگر بهره چندگانگی است [۵۵].

^۱Average probability of symbol error

^۲Channel coherence time

^۳End-to-end performance

^۴Detection

^۵Diversity gain

۲-۴-۱-۶ بهره تسهیم^۱

اگر بخواهیم رفتار حدی اطلاعات متقابل را صرفنظر از احتمال خاموشی بررسی کنیم، خانواده‌ای از کدها $\mathcal{C}(\gamma)$ با نرخ $R(\gamma)$ را در نظر می‌گیریم، نرخ R با γ معمولاً افزایش می‌یابد، آنگاه بهره تسهیم یا درجه آزادی^۲ به صورت زیر تعریف می‌شود [۵۵]:

$$r = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{R(\gamma)}{\log(\gamma)} \quad (۸-۲)$$

به طور مثال برای یک کانال MIMO با محوشوندگی رایلی حداکثر بهره تسهیم برابر است با:

$$r = \min(n_1, n_2) \quad (۹-۲)$$

که n_1 و n_2 به ترتیب تعداد آنتن‌های فرستنده و گیرنده می‌باشند.

۲-۴-۲ مدل‌های کانال بی‌سیم

محوشوندگی چند مسیری^۳ به دلیل ترکیب سازنده و غیر سازنده مؤلفه‌های پراشیده^۴، پراکنده شده^۵، بازتاب یافته^۶، و تاخیر یافته^۷ به صورت تصادفی در گیرنده ایجاد می‌شود. بسته به محیط انتشار، مدل‌های مختلفی برای رفتار آماری محوشوندگی چند مسیری ارائه می‌شود. در این رساله مدل‌های Rayleigh، Rician و Nakagami-m در نظر گرفته شده است.

Rayleigh ۱-۲-۴-۲

توزیع رایلی اغلب برای محوشوندگی چند مسیری بدون خط دید^۸ استفاده می‌شود. در این توزیع، دامنه ضریب محوشوندگی کانال h به صورت رایلی توزیع شده است. بنابراین سیگنال به نویز دریافتی در گیرنده، توزیع نمایی به صورت زیر خواهد داشت [۵۶].

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad (۱۰-۲)$$

^۱Multiplexing gain

^۲Degree of freedom

^۳Multipath fading

^۴Diffacted

^۵Scattered

^۶Reflected

^۷Delayed

^۸line-Of-Sight(LOS)

که در رابطه فوق، $\bar{\gamma} = \frac{E_s \sigma_h^2}{N_0}$ متوسط سیگنال به نویز سمبل، E_s انرژی یک سمبل و σ_h^2 واریانس ضریب کانال h می‌باشد. نویز جمع شونده در گیرنده به صورت یک متغیر تصادفی گوسی مختلط با میانگین صفر و واریانس، N_0 مدل می‌شود.

۲-۲-۴-۲ Rician

توزیع رایسین به توزیع Nakagami-n نیز معروف است [۵۶]. این توزیع برای مدل کردن انتشار چند مسیری شامل یک اتصال مستقیم قوی (LOS) و چندین مؤلفه ضعیف تر می‌باشد. در این حالت توزیع سیگنال به نویز دریافتی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{K+1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-K + (K+1)\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right), \quad (۱۱-۲)$$

که در رابطه بالا K ضریب رایسین اتصال مقصد-منبع است. این ضریب به صورت نسبت توان مؤلفه LOS به توان دیگر مؤلفه‌ها تعریف می‌شود. $I_0(\cdot)$ تابع بسل اصلاح شده نوع اول مرتبه صفر^۱ است. توزیع رایسین، از توزیع رایلی ($K=0$) تا حالت بدون محو شونده‌گی یا دامنه ثابت ($K=\infty$) را پوشش می‌دهد.

۳-۲-۴-۲ Nakagami-m

این توزیع به طور کامل تری می‌تواند محوشونده‌گی چند مسیری را مدل کند. تابع توزیع احتمال Nakagami-m به صورت زیر بیان می‌شود:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad (۱۲-۲)$$

در توزیع فوق m پارامتر محو شونده‌گی Nakagami-m است و از 0.5 تا $+\infty$ می‌تواند تغییر کند. هر چه مقدار m کمتر باشد میزان محو شونده‌گی عمیق تر خواهد بود. به ازای $m=1$ توزیع Nakagami-m به توزیع رایلی تبدیل می‌شود. اگر $m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}$ در نظر بگیریم توزیع ۱۲-۲ به صورت تقریبی توزیع رایسین با ضریب رایسین K می‌شود. در حالت حدی ($m \rightarrow +\infty$) کانال با محوشونده‌گی Nakagami-m به کانال بدون محو شونده‌گی با نویز گوسی جمع شونده تبدیل می‌شود. در توزیع فوق $\Gamma(\cdot)$ تابع گاما می‌باشد.

^۱Modified Bessel function of first kind and zero order

۵-۲ نتیجه گیری

در این فصل راهبردهای مشارکت در شبکه‌های بدون سیم بررسی شد. به کانال رله به عنوان پایه بحث چندگانگی مشارکتی مختصراً پرداختیم. در ادامه فصل شبکه مبتنی بر شناخت که بر پایه اطلاعات جانبی بنا شده است، معرفی شد و الگوهای به کارگیری شناخت در شبکه‌ها مطرح شد. همچنین چگونگی استفاده از راهبردهای مشارکت در شبکه‌های مبتنی بر شناخت به منظور استفاده بهتر از ظرفیت شناخت در این شبکه‌ها بررسی شد. معیارهای کارایی سنجی و مدل‌های محو شوندگی چند مسیری که در ادامه رساله مورد بررسی قرار می‌گیرند نیز به طور خلاصه بیان شدند. با توجه به اینکه راهبرد کدگذاری و گسیل به عنوان یک راهبرد بهینه در حالتی که گره رله به گره منبع نزدیک است معرفی شده است، در ادامه رساله پژوهش بیشتر به منظور بهبود این راهبرد صورت می‌گیرد. احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل به عنوان راهبرد مورد مطالعه در این رساله به دست آورده می‌شود. بازده استفاده از طیف در روش معمول پایین است زیرا گره رله همواره سیگنال دریافتی را تکرار می‌کند. در ادامه فصل آینده راهبردی معرفی می‌شود که بازده استفاده از گره رله به عنوان یک منبع در دسترس مدیریت می‌شود.

فصل ۳

راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی

۱-۳ مقدمه

همانطور که در فصل قبل بیان شد، منابع در شبکه‌های بدون سیم بسیار محدود هستند. بهبود کارایی سیستم‌ها منوط به استفاده بهتر از این منابع است. در بخش ۲-۲ در مورد روش‌های مشارکت به منظور ایجاد چندگانگی ارسال مطالبی بیان شد. یکی از روش‌های مشارکت، راهبرد کدگشایی و گسیل است. در راهبردهای مشارکت علاوه بر منابع معمول مانند طیف فرکانسی، توان و شیارهای زمانی، منبع دیگری در اختیار فرستنده قرار می‌گیرد تا بتواند بازده ارسال خود را افزایش دهد. این منبع یک گره کمک کننده به نام رله است. طیف فرکانسی در دسترس یک شبکه مشارکتی مبتنی بر شناخت معمولاً محدود است، کنترل و مدیریت گره رله به منظور افزایش بازده طیفی شبکه لازم است. از طرف دیگر معمولاً گره رله خود یک گره فعال است بدین معنا که ممکن است این گره اطلاعاتی برای ارسال به مقصد مورد نظرش داشته باشد. بنابراین باید فرصتی برای گره رله وجود داشته باشد تا در آن به ارسال داده بپردازد.

در ادامه این فصل، در بخش ۲-۳ مطالعات پیشین در مورد راهبرد کدگشایی و گسیل ارائه می‌شود. در این بخش احتمال خاموشی این راهبرد را نیز به دست می‌آوریم. در بخش ۳-۳ راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی^۱ را به منظور استفاده بهتر از گره رله معرفی می‌کنیم و مدل سیگنال در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی را بیان می‌کنیم. به منظور بررسی مدل مشارکتی پیشنهاد شده، در بخش ۴-۳ احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای هر سه مدل محوشوندگی بی سیم رایلی، رایسین و ناکاگامی محاسبه می‌شود. همچنین بهره چندگانگی این راهبرد نیز در همین بخش محاسبه می‌شود. در بخش ۵-۳ به احتمال خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای هر سه مدل محوشوندگی

¹Incremental Selective Decode-and-Forward (ISDF)

می‌پردازیم. به منظور بهبود کارایی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی در بخش ۳-۶، ضریب تخصیص بهینه توان برای این راهبرد در سیگنال به نویز بالا به دست می‌آوریم. نتایج عددی نمونه در بخش ۳-۷ به منظور بررسی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی و مقایسه آن با دیگر راهبردها ارائه شده است. بخش ۳-۸ به نتیجه گیری فصل اختصاص دارد.

۲-۳ بررسی راهبرد کدگشایی و گسیل

به دلیل پدیده چندمسیری در کانال‌های بی سیم، ارسال در این کانال‌ها همراه با محوشدگی می‌باشد. راه‌هایی برای مقابله با محوشوندگی ارائه شده است. استفاده از سیستم‌های چند ورودی و چند خروجی برای ایجاد چندگانگی در ارسال جهت کاهش اثرات محوشدگی از این جمله می‌باشد [۲، ۵۷، ۵۸].

در سیستم‌های چند ورودی-چند خروجی به منظور ایجاد چندگانگی ارسال فضایی به چند آنتن در گیرنده و چند آنتن در فرستنده نیاز است. در صورتی چندگانگی در ارسال مفید است که سیگنال از چند مسیر با حداقل همبستگی به گیرنده برسد. به منظور حداقل کردن همبستگی مسیرهای ارسال سیگنال، آنتن‌های گیرنده و همچنین فرستنده باید در فاصله ای مناسب از یکدیگر قرار بگیرند [۵۹]. اما به دلیل کوچک بودن ابعاد فرستنده و گیرنده، قرار گرفتن تعداد زیادی آنتن در کنار یکدیگر با همبستگی اندک بین کانال‌ها، بسیار دشوار است.

اخیراً روش جدیدی از چندگانگی در ارسال و دریافت ارائه شده است که چندگانگی مشارکتی نامیده می‌شود [۱۳، ۱۴]. در این روش‌ها مزایای چندگانگی فضایی با پایانه‌هایی که به یک آنتن مجهز می‌باشند را خواهیم داشت. با طراحی مناسب شبکه می‌توان با مشارکت گره‌های مختلف شبکه به کارایی بهتری دست یافت. ساده ترین شکل چندگانگی مشارکتی استفاده از گره‌های رله می‌باشد. یک پیغام از فرستنده به گیرنده می‌خواهد ارسال شود، گره سوم که از آن بعنوان گره رله یاد می‌شود هیچ اطلاعاتی برای ارسال ندارد و می‌تواند در ارسال اطلاعات فرستنده کمک کند، این شیوه در نظریه اطلاعات به کانال رله معروف است [۴].

راهبردهای مختلفی در ارسال مشارکتی وجود دارد. از بین راهبردهای گوناگون که در فصل قبل درمورد آنها مطالبی ارائه شد، راهبرد تقویت و گسیل و راهبرد کدگشایی و گسیل توجه بیشتری را به خود

جلب کرده اند. تحقیقات فراوانی در مورد ساده ترین روش که راهبرد تقویت و گسیل است صورت گرفته است. از جمله در [۲۰] متوسط احتمال خطای سمبل برای راهبرد تقویت و گسیل برای تعداد دلخواه گره مشارکت کننده برای مدل های محوشوندگی مختلف به دست آمده است. همچنین کران بالایی برای سیگنال به نویز یک ارتباط دو پرشی با راهبرد تقویت و گسیل نیز به دست آمده است و نویسندگان [۶۰] با استفاده از این کران بالا یک کران پایین محکم^۱ برای احتمال خطای بیت به دست آورده است. راهبرد کدگشایی و گسیل در حالتی که گره رله نزدیک به گره منبع است بهینه می باشد. در این رساله شبکه های مبتنی بر شناخت با بکارگیری راهبرد کدگشایی و گسیل مورد مطالعه قرار گرفته اند. برای ایجاد انگیزش بیشتر در مورد روش های پیشنهادی در رساله، ابتدا به بررسی مقدماتی راهبرد کدگشایی و گسیل می پردازیم.

رله نمی تواند همزمان در یک باند فرکانسی ارسال و دریافت کند. شیوه های متعددی برای رفع این مسأله و سنجش کارایی سیستم های مشارکتی با راهبرد کدگشایی و گسیل توسط Laneman و دیگران ارائه شد [۱۳]. در این مقاله رله در حالت نیمه- دو طرفه به کار گرفته شده است. به عبارت دیگر در آن بازه زمانی ارسال به دو بازه ثابت و مشخص (بازه ثابت اول برای ارسال توسط منبع و بازه دوم برای مشارکت) تقسیم می شود. الگوریتم های مشارکتی او بر مبنای کدگذاری فضا-زمان و کدگذاری تکراری می باشد.

راهبرد کدگشایی و گسیل در بیشتر کارها بدین صورت بیان می شود که ابتدا سیگنال توسط منبع (فرستنده) به صورت پخش ارسال می شود. در بازه زمانی دوم اگر رله بتواند سیگنال را کدگشایی نماید سیگنال برای مقصد توسط رله تکرار می شود و سیگنال رله با سیگنال ارسال شده توسط منبع در بازه قبلی در مقصد به روش حداکثر نسبت^۲ ترکیب می شود. در صورت عدم کدگشایی صحیح سیگنال توسط رله، رله سیگنالی را مجدداً ارسال نمی کند و در مقصد فقط سیگنال ارسالی منبع را خواهیم داشت. اطلاعات متقابل این راهبرد در حالتی که کدگذاری تکراری استفاده شود به صورت زیر محاسبه می شود [۶۱].

$$I_{DF} = \frac{1}{2} \begin{cases} \log_2(1 + 2\gamma_{sd}) & \gamma_{sr} < \gamma_{th} \\ \log_2(1 + \gamma_{sd} + \gamma_{rd}) & \gamma_{sr} \geq \gamma_{th} \end{cases} \quad (۱-۳)$$

در رابطه فوق γ_{sd} ، γ_{sr} و γ_{rd} به ترتیب سیگنال به نویزهای منبع-مقصد، منبع-رله و رله-مقصد می باشند و $\gamma_{th} = 2^{2R} - 1$ تعریف می شود. در عبارت فوق ضریب $\frac{1}{2}$ بدلیل ارسال سیگنال در دو شیار زمانی است

^۱Tight lower bound

^۲Maximum Ratio Combining (MRC)

که موجب نصف شدن اطلاعات متقابل بین گره منبع و مقصد می‌شود. برای محاسبه احتمال خاموشی باید احتمال رخداد $\{I_{DF} < R\}$ محاسبه شود. احتمال خاموشی به صورت زیر بیان می‌شود.

$$P_{out} = Pr[I_{DF} < R] \\ = Pr[\gamma_{sr} < \gamma_{th}]Pr[2\gamma_{sd} < \gamma_{th}] + Pr[\gamma_{sr} \geq \gamma_{th}]Pr[(\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) < \gamma_{th}] \quad (2-3)$$

اولین جمله حاصل ضرب دو تابع احتمال از درجه چندگانگی ارسال یک است و جمله دوم نیز حاصل ضرب دو جمله است که مضروب دوم دارای چندگانگی ارسال درجه دوم است. به عبارت دیگر برای اینکه خاموشی اتفاق بیفتد باید هر دو کانال منبع-مقصد و منبع-رله در حالت خاموشی باشند یا اینکه مجموع سیگنال به نویز کانال‌های منبع-مقصد و رله-مقصد کمتر از آستانه باشد. بنابراین از رابطه فوق نتیجه می‌شود که منبع می‌تواند به چندگانگی ارسال از مرتبه دو برسد.

رابطه (۲-۳) با توجه به نوع توزیع آماری سیگنال به نویز کانالها (وابسته به تعیین نوع مدل محوشوندگی کانالها) می‌تواند ساده تر شود. به طور مثال برای مدل محوشوندگی رایلی ضرایب کانال، سیگنال به نویزها توزیع نمایی خواهند داشت. بنابراین احتمال خاموشی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_{out} = F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})F_{\gamma_{sd}}(\frac{1}{2}\gamma_{th}) + [1 - F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})]F_{\gamma_{MRC}}(\gamma_{th}) \quad (3-3)$$

با توجه به توزیع نمایی سیگنال به نویز کانال‌ها تابع توزیع تجمعی آنها به صورت $F_{\gamma}(x) = 1 - \exp(-\frac{x}{\sigma_{\gamma}^2})$ می‌باشد، که $\sigma_{\gamma}^2 = E\{\gamma\}$ و $\gamma \in \{\gamma_{sd}, \gamma_{sr}\}$ است. تابع توزیع تجمعی مجموع دو متغیر تصادفی مستقل نمایی $(\gamma_{MRC} = \gamma_{sd} + \gamma_{rd})$ نیز به صورت زیر به دست می‌آید.

$$F_{\gamma_{MRC}}(x) = \begin{cases} 1 - \left[\left(\frac{\sigma_{\gamma_{sd}}^2}{\sigma_{\gamma_{sd}}^2 - \sigma_{\gamma_{rd}}^2} \right) e^{\left(-\frac{x}{\sigma_{\gamma_{sd}}^2} \right)} + \left(\frac{\sigma_{\gamma_{rd}}^2}{\sigma_{\gamma_{rd}}^2 - \sigma_{\gamma_{sd}}^2} \right) e^{\left(-\frac{x}{\sigma_{\gamma_{rd}}^2} \right)} \right] & \sigma_{\gamma_{rd}}^2 \neq \sigma_{\gamma_{sd}}^2 \\ 1 - \left(1 + \frac{x}{\sigma_{sd}^2} \right) e^{\left(-\frac{x}{\sigma_{sd}^2} \right)} & \sigma_{\gamma_{rd}}^2 = \sigma_{\gamma_{sd}}^2 \end{cases} \quad (4-3)$$

در رابطه بالا $\sigma_{\gamma_{sd}}^2$ و $\sigma_{\gamma_{rd}}^2$ به ترتیب مقادیر متوسط سیگنال به نویز کانال‌های رله-مقصد و منبع-رله هستند. با استفاده از توابع بالا، رابطه بسته احتمال خاموشی به دست می‌آید که تابعی پیچیده است. به منظور بررسی بهتر احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا احتمال خاموشی به صورت مجانبی در بی نهایت به صورت زیر بیان می‌شود [۶۱].

$$P_{out} \simeq \left(\frac{\sigma_{\gamma_{sr}}^2 + \sigma_{\gamma_{rd}}^2}{2\sigma_{\gamma_{sd}}^2(\sigma_{\gamma_{sr}}^2 \sigma_{\gamma_{rd}}^2)} \right) (2^{2R} - 1)^2 \quad (5-3)$$

با در نظر گرفتن $\sigma_{\gamma_{ij}}^2 = \gamma \sigma_{ij}^2$ که $\gamma = \frac{P}{N_0}$ و مقدار متوسط ضرایب کانال‌ها هستند، احتمال خاموشی را به صورت زیر می‌توان بازنویسی کرد:

$$P_{out} \simeq \left(\frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{\sigma_{sd}^2(\sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2)} \right) \frac{(2^{2R} - 1)^2}{2\gamma^2} \quad (6-3)$$

از رابطه بالا مشاهده می‌شود که احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا با عکس مجذور سیگنال به نویز رابطه دارد. به عبارت دیگر بهره چندگانگی روش کدگذاری و گسیل شرح داده شده، از مرتبه دو می‌باشد.

۳-۳ بررسی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی

مزایای راهبرد کدگذاری و گسیل در ازاء از دست رفتن بازده طیفی به دست می‌آید. این کاهش بازده طیفی به دلیل محدودیت یک سمتی رله است. رله نمی‌تواند به صورت همزمان و در یک باند فرکانسی دریافت و ارسال داشته باشد [۱۴]، بنابراین ارسال و دریافت باید در دو مرحله کامل شود. صرف نظر از شرایط کانال در راهبرد کدگذاری و گسیل، رله به ارسال سیگنال می‌پردازد. چون رله و منبع به دو کانال متعامد نیاز دارند بنابراین منابع اضافه برای رله باید در نظر گرفته شود.

سه روش برای بهبود بازده طیفی شامل شکل دهی پرتو^۱، کدگذاری فضا-زمان و رله نموی وجود دارد [۶۲]. در روش شکل دهی پرتو، منبع و رله به کانال پیش رو اشراف دارند و فاز سیگنال‌های‌شان را به گونه ای در نظر می‌گیرند که دو سیگنال در مقصد به صورت هم‌دوس^۲ باهم جمع شوند. اما اجرای این روش به تغییر عمده در تجهیزات رادیویی نیاز دارد که مستلزم هزینه و پیچیدگی است. در [۶۳، ۱۳] نشان داده شده است که استفاده از کدگذاری فضا-زمان بهبود قابل ملاحظه ای در کارایی شبکه‌های مشارکتی ایجاد می‌شود. اما این روش نیز پیچیدگی زیادی در کدبرداری آن دارد. طراحی کدهای عملی برای این روش کار آسانی نیست زیرا در روش مشارکتی آنتن‌ها مانند روش چندورودی-چندخروجی در یک پایانه نیستند و متعلق به گره‌های مختلف هستند. بنابراین بکارگیری دو روش شکل دهی پرتو و کدگذاری فضا-زمان برای بهبود بازده طیفی مستلزم صرف هزینه زیاد است.

بدین منظور در این بخش راهبرد کدگذاری و گسیل انتخابی را که یک بازخورد^۳ از گره مقصد را

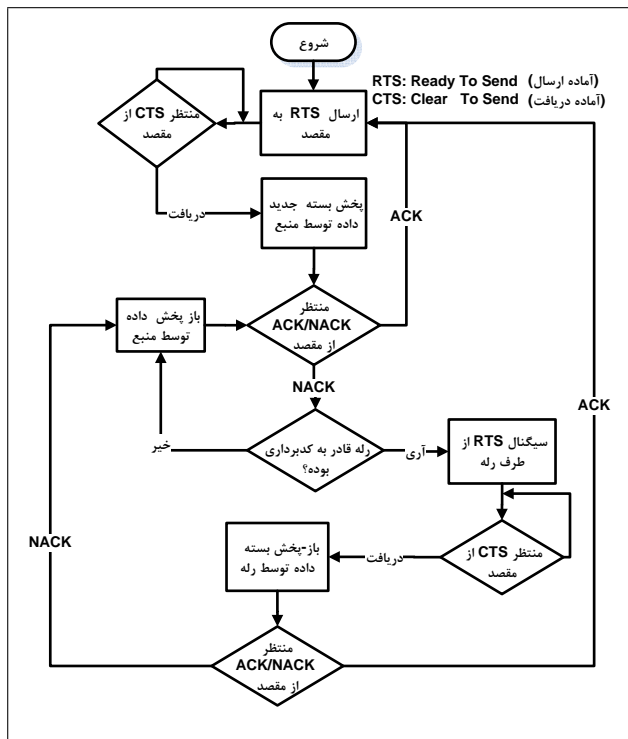
^۱Beamforming

^۲Coherently

^۳Feedback

استفاده می‌کند، معرفی می‌کنیم. در راهبرد معمول گره رله همواره سیگنال گره منبع را تکرار می‌کند. در راهبرد کدگذاری و گسیل اگر گره رله سیگنال را به اشتباه کدگذاری کند و دوباره ارسال نماید به انتشار خطا^۱ منجر می‌شود. همچنین به سبب تکرار سیگنال توسط گره رله، کاهش بازده طیفی نیز اتفاق می‌افتد. به منظور بهبود بازدهی طیفی و جلوگیری از انتشار خطا راهبرد کدگذاری و گسیل انتخابی-نموی را معرفی می‌کنیم.

نمودار بلوکی شکل ۳-۱ روندنمای راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با استفاده از سیگنال‌های کنترلی آماده ارسال^۲ و آماده دریافت^۳ نمایش داده شده است.



شکل ۳-۲ نحوه همکاری رله با منبع را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل ۳-۲ مشخص است مشارکت در دو مرحله صورت می‌گیرد. در مرحله ارسال سیگنال مانند شکل ۳-۳ می‌تواند در دو شیار زمانی اتفاق بیفتد. در مرحله اول منبع سیگنال را در محیط بی‌سیم به صورت پخش ارسال می‌کند و مقصد و رله آن را دریافت می‌کنند. گره مقصد موفقیت یا عدم موفقیت در کدگذاری صحیح سیگنال را توسط یک

شکل ۳-۱: روندنمای نمونه راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی

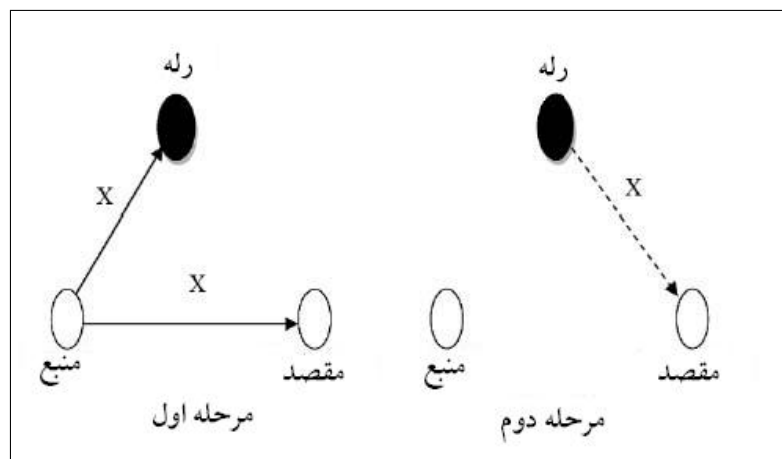
فرمان کنترلی به اطلاع گره منبع و رله می‌رساند. در اینجا فرض می‌شود که بیت بازخورد به صورت کاملاً مطمئن توسط گره منبع و رله دریافت می‌شود^۴. اگر سیگنال به نویز کانال منبع-مقصد به اندازه کافی بزرگ باشد، گره مقصد موفقیت کدگذاری را گزارش می‌کند و در شیار زمانی بعدی، منبع سنبلی بعدی را

^۱Error propagation

^۲Ready To Send (RTS)

^۳Clear To Send(CTS)

^۴ اگر گره مقصد بیت بازخورد را با یک کد با نرخ کم کدگذاری کند، می‌توان به دریافت صحیح آن توسط گره رله و منبع مطمئن بود.



شکل ۳-۲: مدل مشارکتی کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی توسط یک رله

ارسال می‌کند و رله می‌تواند خاموش بوده یا به ارسال سیگنال خودش بپردازد. در صورتی که گره مقصد بدلیل پایین بودن سیگنال به نویز کانال منبع-مقصد نتواند سیگنال را به صورت صحیح کدگذاری کند، عدم موفقیت را بازخورد می‌کند. در این حالت از رله درخواست می‌شود تا سیگنالی که منبع در شیار زمانی قبل منبع ارسال کرده را کدگذاری و گسیل کند. با توجه به اینکه راهبرد کدگذاری و گسیل را انتخابی گرفته ایم، در صورتی که سیگنال به نویز کانال منبع-رله به اندازه کافی بزرگ باشد، رله می‌تواند بدرستی سیگنال را کدگذاری کرده و آن را بعد از کدگذاری دوباره برای گره مقصد ارسال کند. در صورت پایین بودن سیگنال به نویز کانال منبع-رله، رله قادر به کدگذاری صحیح از سیگنال منبع نبوده و رله سیگنالی برای مقصد ارسال نمی‌کند. در حالت اخیر، رله به گره منبع اطلاع می‌دهد تا سنبل را دوباره ارسال کند.

راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی دارای چندین حُسن می‌باشد. اولاً اگر ارتباط مستقیم^۱ موفق باشد نیازی به تکرار ارسال توسط رله، اتلاف طیف و توان، نخواهد بود. از طرف دیگر با توجه به اینکه گره رله می‌تواند یک گره فعال^۲ باشد، در مواقعی که به رله نیازی نیست رله می‌تواند به ارسال و دریافت سیگنال خود بپردازد.

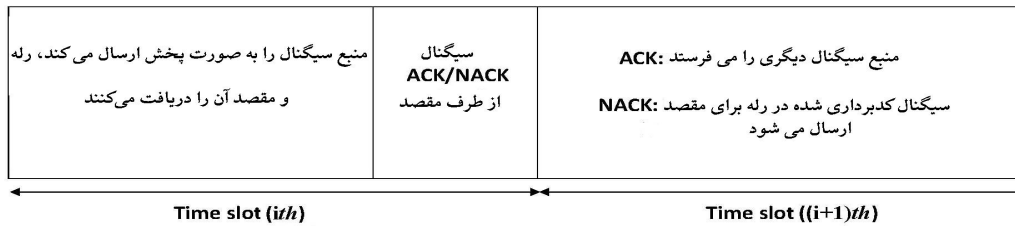
در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی فرض می‌کنیم سیگنال x با انرژی نرمالیزه، $\mathbb{E}\{|x|^2\} = 1$

1، توسط گره منبع (S) ارسال می‌شود. آنگاه سیگنال دریافت شده در مقصد (D) به صورت زیر بیان می‌شود:

$$y_{sd} = \sqrt{p_1} h_{sd} x + n_{sd} \quad (۷-۳)$$

^۱Direct link

^۲Active node



شکل ۳-۳: زمان بندی ارسال در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی

در عبارت فوق p_1 توان ارسالی توسط گره منبع، h_{sd} ضریب کانال منبع-مقصد و n_{sd} نویز سفید جمع شونده گوسی^۱ (AWGN) با میانگین صفر و واریانس N_0 می باشند. چون سیگنال ارسال شده توسط گره منبع بصورت پخش در محیط بی سیم ارسال شده است، این سیگنال توسط گره رله نیز به صورت زیر دریافت می شود:

$$y_{sr} = \sqrt{p_1} h_{sr} x + n_{sr} \quad (۸-۳)$$

که در رابطه فوق h_{sr} ضریب کانال منبع-رله و n_{sr} نویز سفید جمع شونده گوسی با میانگین صفر و واریانس N_0 می باشند. در صورتی که ارتباط مستقیم ناموفق باشد، از رله درخواست ارسال مجدد سیگنال می شود. اگر رله سیگنال منبع را به خوبی کدگشایی کرده باشد، سیگنال را مجدداً کدگذاری کرده و برای مقصد ارسال می کند. سیگنال دریافت شده در مقصد در این مرحله به صورت زیر بیان می شود:

$$y_{rd} = \sqrt{p_2} h_{rd} x + n_{rd} \quad (۹-۳)$$

در عبارت فوق p_2 توان ارسالی توسط گره رله، h_{rd} ضریب کانال رله-مقصد و n_{rd} نویز سفید جمع شونده گوسی با میانگین صفر و واریانس N_0 می باشند. با توجه به سیگنال های دریافتی در گیرنده ها، سیگنال به نویز در گیرنده ها به صورت زیر به دست می آیند:

$$\gamma_{sd} = \frac{p_1 |h_{sd}|^2}{N_0}, \gamma_{sr} = \frac{p_1 |h_{sr}|^2}{N_0}, \gamma_{rd} = \frac{p_2 |h_{rd}|^2}{N_0} \quad (۱۰-۳)$$

در ادامه کارایی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی را بررسی می کنیم.

¹ Additive White Gaussian Noise

۴-۳ احتمال خاموشی

همانطور که در فصل گذشته تعریف کردیم، رخداد خاموشی به رخداد کمتر شدن اطلاعات متقابل (I) از نرخ بازده طیفی هدف (R) می‌باشد. تحلیل احتمال خاموشی در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی بدلیل ماهیت متغیر نرخ پیچیده است. در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی، هنگامی که ارتباط مستقیم موفقیت آمیز است نرخ برابر با R است. اگر ارتباط مستقیم ناموفق باشد، گره رله باید سیگنال گره منبع را تکرار کند بنابراین نرخ در این حالت $\frac{R}{2}$ می‌شود. برای این راهبرد، احتمال خاموشی را به صورت تابعی از امید ریاضی بازده طیفی (\bar{R}) به دست می‌آوریم. در صورتی ارتباط منبع-مقصد در حالت خاموشی قرار می‌گیرد که ارتباط مستقیم در حالت خاموشی باشد و اگر مرحله دوم رخ دهد (ارتباط مستقیم در حالت خاموشی باشد)، ارتباط توسط رله نیز در حالت خاموشی باشد.

$$\begin{aligned} P_{out} &= Pr[I_D < R] Pr[I_{inc.} < \frac{R}{2} | I_D < R] \\ &= Pr[(I_D < R) \cap (I_{inc.} < \frac{R}{2})] \end{aligned} \quad (۱۱-۳)$$

در عبارت فوق I_D اطلاعات متقابل کانال منبع-مقصد یا ارتباط مستقیم است و به صورت زیر تعریف می‌شود [۵۵].

$$I_D = \log_2(1 + \gamma_{sd}) \quad (۱۲-۳)$$

اطلاعات متقابل $I_{inc.}$ نیز مربوط به ارسال مجدد سیگنال از طریق گره رله است. از آنجا که راهبرد به صورت انتخابی تعریف شده است (اگر گره رله سیگنال منبع را به خوبی کدگشایی کرده باشد، اطلاعات را مجدداً ارسال می‌کند) $I_{inc.}$ به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$I_{inc.} = \frac{1}{2} \begin{cases} \log_2(1 + \gamma_{rd}) & \text{event } A \\ 0 & \text{event } \bar{A} \end{cases} \quad (۱۳-۳)$$

در رابطه فوق جمله اول مربوط به ارسال سیگنال توسط رله می‌باشد. ضریب $\frac{1}{2}$ بخاطر ارسال سیگنال در دو شیار زمانی می‌باشد. رخداد A ، رخداد ارسال سیگنال توسط رله می‌باشد. به عبارت دیگر سیگنال دریافت شده در گره رله صحیح کدگشایی شده است و قابلیت ارسال مجدد را دارد. جمله دوم (۱۳-۳) مربوط به زمانی است که گره رله نتوانسته سیگنال دریافتی را بخوبی کدگشایی کند، بنابراین اطلاعاتی برای ارسال

موجود نیست و خاموشی رخ داده است. در این حالت گره منبع باید مجدداً سیگنال را ارسال نماید. با توجه به (۱۱-۳)، (۱۲-۳) و (۱۳-۳) رخداد خاموشی برابر است با $(\{I_D < R\} \cap \{I_{inc.} < \frac{R}{2}\})$ که معادل است با:

$$\left[(\gamma_{sd} < 2^R - 1) \cap \left\{ \left((\gamma_{rd} < 2^R - 1) \cap (\gamma_{sr} \geq 2^R - 1) \right) \cup \left((\gamma_{sr} < 2^R - 1) \right) \right\} \right] \quad (۱۴-۳)$$

اگر در رخداد فوق سیگنال به نویز آستانه را $\gamma_{th} \triangleq 2^R - 1$ تعریف نماییم، احتمال خاموشی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{sr} \leq \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) + Pr(\gamma_{sr} > \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}, \gamma_{rd} \leq \gamma_{th}) \quad (۱۵-۳)$$

به فرض استقلال سیگنال به نویز تمامی کانال‌ها احتمال خاموشی به صورت زیر باز نویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} P_{out} &= Pr(\gamma_{sr} \leq \gamma_{th}) Pr(\gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) + Pr(\gamma_{sr} > \gamma_{th}) Pr(\gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) Pr(\gamma_{rd} \leq \gamma_{th}) \\ &= F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th}) F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th}) + (1 - F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th})) F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th}) F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th}) \end{aligned} \quad (۱۶-۳)$$

در عبارت فوق $F_{\gamma}(\cdot)$ تابع توزیع تجمعی^۱ سیگنال به نویز γ می‌باشد. بسته به تابع چگالی احتمال^۲ ضرایب کانال، تابع چگالی احتمال سیگنال به نویز کانال‌ها متفاوت خواهد بود. در زیر بخش‌های بعدی احتمال خاموشی برای توزیع‌های مختلف را به دست می‌آوریم.

با توجه به متغیر بودن نرخ در راهبرد نموی-انتخابی، برای مقایسه با راهبردهایی که نموی نیستند و نرخ در آنها ثابت است باید احتمال خاموشی را بر حسب متوسط نرخ بیان کنیم. متوسط بازده طیفی برای راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \bar{R} &= R Pr(\gamma_{sd} \geq 2^R - 1) + \frac{R}{2} Pr(\gamma_{sd} < 2^R - 1) \\ &= R (1 - F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th})) + \frac{R}{2} (F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th})) \end{aligned} \quad (۱۷-۳)$$

در عبارت فوق، جمله اول مربوط به متوسط نرخ بسته‌هایی^۳ است که در یک شیار زمانی از طریق ارتباط مستقیم ارسال می‌شوند. جمله دوم متوسط نرخ بسته‌هایی است که به دلیل باز-ارسال از طریق رله یا منبع

^۱ Cumulative Distribution Function (CDF)

^۲ Probability Density Function (PDF)

^۳ Packet

طی دو شیار زمانی (با نرخ $\frac{R}{2}$) به مقصد می‌رسند. با توجه به (۳-۱۷)، رابطه بین R و \bar{R} کاملاً غیر خطی است. مسئله در اینجا چگونگی نگاشت بین R و \bar{R} است. یک پیشنهاد نرخ R که منجر به حداکثر شدن \bar{R} می‌شود است [۶۴].

۳-۴-۱ احتمال خاموشی در کانال رایلی

با فرض اینکه دامنه^۱ ضرایب کانال‌ها، h_{sd} ، h_{sr} و h_{rd} ، در شکل (۳-۲) توزیع رایلی مطابق با (۲-۱۰) داشته باشند. تابع چگالی احتمال $|h_{sd}|^2$ ، $|h_{sr}|^2$ و $|h_{rd}|^2$ نمایی^۲ است بنابراین سیگنال به نویزهای متناظر نیز نمایی می‌باشند که تابع توزیع تجمعی آنها به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$F_{\gamma}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right) \quad (۳-۱۸)$$

که $\gamma \in \{\gamma_{sd}, \gamma_{sr}, \gamma_{rd}\}$ هستند و $\bar{\gamma}$ ها به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\bar{\gamma}_{sd} = \frac{p_1 \sigma_{sd}^2}{N_0}, \bar{\gamma}_{sr} = \frac{p_1 \sigma_{sr}^2}{N_0}, \bar{\gamma}_{rd} = \frac{p_2 \sigma_{rd}^2}{N_0} \quad (۳-۱۹)$$

در عبارت فوق $\sigma_{sd}^2 = \mathbb{E}\{|h_{sd}|^2\}$ ، $\sigma_{sr}^2 = \mathbb{E}\{|h_{sr}|^2\}$ و $\sigma_{rd}^2 = \mathbb{E}\{|h_{rd}|^2\}$ می‌باشند. بنابراین احتمال خاموشی در (۳-۱۶) برای کانال‌های مستقل و ناهمسان^۳ با توزیع رایلی به صورت زیر بازنویسی می‌شود.

$$\begin{aligned} P_{out} &= (1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}))(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}})) + (\exp(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}})) \\ &\quad \times (1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}))(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{rd}})) \end{aligned} \quad (۳-۲۰)$$

میانگین بازده طیفی برای توزیع رایلی نیز به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \bar{R} &= R \left[\exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \right] + \frac{R}{2} \left[\left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)\right) \right] \\ &= \frac{R}{2} \left(1 + \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \right) \end{aligned} \quad (۳-۲۱)$$

^۱Amplitude

^۲Exponential distribution

^۳Independent non-identical

۳-۴-۱-۱ سیگنال به نویز بالا

به منظور به دست آوردن بهره چندگانگی برای راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی باید رفتار مجانبی احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا را به دست آوریم. احتمال خاموشی شامل توابع نمایی است که این توابع نمایی رفتار مجانبی به صورت زیر دارند:

$$1 - e^{(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}})} \sim \bar{\gamma} \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}} \quad (22-3)$$

نماد نویسی به صورت $f_1(x, y) \sim^x f_2(x, y)$ بدین معنا است که:

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{f_1(x, y)}{f_2(x, y)} = 1 \quad (23-3)$$

با در نظر گرفتن $\gamma_{ij} = \frac{p\sigma_{ij}^2}{N_0} = \gamma\sigma_{ij}^2$ در نتیجه احتمال خاموشی در بی نهایت برابر است با:

$$\begin{aligned} P_{out} &\sim \gamma \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{sr}^2 \gamma} \right) + \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{rd}^2 \gamma} \right) - \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{sd}^2 \gamma} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{sr}^2 \gamma} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\sigma_{rd}^2 \gamma} \right) \\ &\simeq \left(\frac{\gamma_{th}^2}{\sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} + \frac{\gamma_{th}^2}{\sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} \right) \frac{1}{\gamma^2} \\ &= \left(\frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{\sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2} \right) \frac{\gamma_{th}^2}{\gamma^2} \end{aligned} \quad (24-3)$$

با توجه به تعریف بهره چندگانگی در (۷-۲)، از عبارت فوق نتیجه می شود که بهره چندگانگی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای محوشوندگی رایلی برابر با 2 است.

رابطه (۲۱-۳) در سیگنال به نویز بالا به $\bar{R} = R$ تبدیل می شود، در نتیجه با استفاده از روابط

(۶-۳) و (۲۴-۳) می توان احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل معمول را با راهبرد کدگشایی و گسیل

نموی-انتخابی را در سیگنال به نویز بالا به صورت زیر مقایسه کرد:

$$\begin{aligned} \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{P_{out}^{DF}}{P_{out}^{ISDF}} &= \frac{\left(\frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{\sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2} \right) \frac{(2^{2R} - 1)^2}{2\gamma^2}}{\left(\frac{\sigma_{sr}^2 + \sigma_{rd}^2}{\sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2 \sigma_{rd}^2} \right) \frac{(2^R - 1)^2}{\gamma^2}} \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{2^{2R} - 1}{2^R - 1} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2} (2^R + 1)^2 \end{aligned} \quad (25-3)$$

مشاهده می‌شود که مقدار به دست آمده به ازاء $R > 0$ بزرگتر از یک می‌باشد، به عبارت دیگر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل در سیگنال به نویز بالا از احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی بیشتر است.

۳-۴-۲ احتمال خاموشی در کانال رایسین

اگر برای دامنه ضرایب کانال‌ها، h_{sd} ، h_{sr} و h_{rd} ، در شکل (۳-۲) توزیع رایسین مطابق با (۲-۱۱) در نظر بگیریم، تابع چگالی احتمال $|h_{sd}|^2$ ، $|h_{sr}|^2$ و $|h_{rd}|^2$ مربع کای غیر متمرکز^۱ می‌باشد که تابع توزیع تجمعی آنها به صورت زیر تعریف می‌شود [۵۶]:

$$F_{\gamma}(x) = 1 - Q_1 \left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(1+K)x}{\bar{\gamma}}} \right) \quad (۳-۲۶)$$

در عبارت فوق تابع $Q_1(\cdot, \cdot)$ تابع مارکوم کیو مرتبه اول^۲ می‌باشد. تابع Q_M به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$Q_M(a, b) = \exp\left(-\frac{a^2 + b^2}{2}\right) \sum_{k=1-M}^{\infty} \left(\frac{a}{b}\right)^k I_k(ab) \quad (۳-۲۷)$$

که تابع $I_k(\cdot)$ تابع تغییر یافته بسل^۳ مرتبه k می‌باشد. با توجه به (۳-۲۶) احتمال خاموشی در (۳-۱۶) به صورت زیر باز نویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} P_{out} = & \left(1 - Q_1 \left(\sqrt{2K_{sd}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sd})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right)\right) \left(1 - Q_1 \left(\sqrt{2K_{sr}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sr})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}} \right)\right) \\ & + \left(Q_1 \left(\sqrt{2K_{sr}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sr})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}} \right)\right) \left(1 - Q_1 \left(\sqrt{2K_{sd}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sd})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right)\right) \\ & \times \left(1 - Q_1 \left(\sqrt{2K_{rd}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{rd})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{rd}}} \right)\right) \end{aligned} \quad (۳-۲۸)$$

میانگین بازده طیفی برای توزیع رایسین نیز به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \bar{R} = & R Q_1 \left(\sqrt{2K_{sd}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sd})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right) + \frac{R}{2} \left(1 - Q_1 \left(\sqrt{2K_{sd}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sd})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right)\right) \\ = & \frac{R}{2} \left(1 + Q_1 \left(\sqrt{2K_{sd}}, \sqrt{\frac{2(1+K_{sd})\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right)\right) \end{aligned} \quad (۳-۲۹)$$

^۱Non-central chi-squared

^۲First-order Marcum Q function

^۳Modified Bessel function

۳-۴-۱-۲ سیگنال به نویز بالا

احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی تابعی پیچیده می‌باشد. از آنجا که معمولاً سیگنال به نویز در سیستم‌های عملی نسبتاً بالا در نظر گرفته می‌شود، مطلوب است که رفتار مجانبی احتمال خاموشی را به دست آوریم. علاوه بر این احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا برای بدست آوردن بهره چندگانگی مفید است.

بدین منظور باید تابع مارکیوم مرتبه اول را در سیگنال به نویز بالا تقریب بزنیم [۶۵].

$$1 - Q_1 \left(\sqrt{2K}, \sqrt{\frac{2(1+K)\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}} \right) \sim \bar{\gamma} \frac{(1+K)\gamma_{th}}{\bar{\gamma}} e^{-K} \quad (30-3)$$

با در نظر گرفتن $\gamma_{ij} = \frac{p\sigma_{ij}^2}{N_0} = \gamma\sigma_{ij}^2$ در نتیجه احتمال خاموشی در بی نهایت برابر است با:

$$\begin{aligned} P_{out} &\sim \gamma \left(\frac{(1+K_{sd})\gamma_{th}}{e^{K_{sd}}\sigma_{sd}^2\gamma} \right) \left(\frac{(1+K_{sr})\gamma_{th}}{e^{K_{sr}}\sigma_{sr}^2\gamma} \right) + \left(\frac{(1+K_{sd})\gamma_{th}}{e^{K_{sd}}\sigma_{sd}^2\gamma} \right) \left(\frac{(1+K_{rd})\gamma_{th}}{e^{K_{rd}}\sigma_{rd}^2\gamma} \right) \\ &\quad - \left(\frac{(1+K_{sd})\gamma_{th}}{e^{K_{sd}}\sigma_{sd}^2\gamma} \right) \left(\frac{(1+K_{sr})\gamma_{th}}{e^{K_{sr}}\sigma_{sr}^2\gamma} \right) \left(\frac{(1+K_{rd})\gamma_{th}}{e^{K_{rd}}\sigma_{rd}^2\gamma} \right) \\ &\simeq \left(\frac{(1+K_{sd})(1+K_{sr})\gamma_{th}^2}{e^{K_{sd}+K_{sr}}\sigma_{sd}^2\sigma_{sr}^2} \right) + \left(\frac{(1+K_{sd})(1+K_{rd})\gamma_{th}^2}{e^{K_{sd}+K_{rd}}\sigma_{sd}^2\sigma_{rd}^2} \right) \frac{1}{\gamma^2} \quad (31-3) \end{aligned}$$

با توجه به رابطه (۷-۲) می‌توان نشان داد که بهره چندگانگی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای محوشوندگی رایسین برابر با ۲ است. همچنین اگر در عبارت فوق $K = 0$ قرار دهیم احتمال خاموشی محوشوندگی رایسین در سیگنال به نویز بالا به احتمال خاموشی رایلی در (۳-۲۴) تبدیل می‌شود.

۳-۴-۳ احتمال خاموشی در کانال ناکاگامی

اگر برای دامنه ضرایب کانال‌ها، h_{sd} ، h_{sr} و h_{rd} ، در شکل (۲-۳) توزیع ناکاگامی مطابق با (۲-۱۲) در نظر بگیریم، تابع توزیع احتمال $|h_{rd}|^2$ ، $|h_{sd}|^2$ ، $|h_{sr}|^2$ توزیع گاما^۱ می‌باشد که تابع توزیع تجمعی آنها به صورت زیر تعریف می‌شود [۵۶]:

$$F_{\gamma}(x) = \frac{\gamma(m, \frac{x}{\bar{\gamma}})}{\Gamma(m)} \quad (32-3)$$

^۱Gamma distribution

در عبارت فوق تابع $\gamma(x, y)$ تابع پایینی گامای ناتمام^۱ است و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\gamma(x, y) = \int_0^y t^{x-1} e^{-t} dt \quad (33-3)$$

بنابراین احتمال خاموشی در (۳-۱۶) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$P_{out} = \left(\frac{\gamma(m_{sd}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}) \gamma(m_{sr}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}})}{\Gamma(m_{sd}) \Gamma(m_{sr})} \right) + \left(1 - \frac{\gamma(m_{sr}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}})}{\Gamma(m_{sr})} \right) \\ \times \left(\frac{\gamma(m_{sd}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}) \gamma(m_{rd}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{rd}})}{\Gamma(m_{sd}) \Gamma(m_{rd})} \right) \quad (34-3)$$

میانگین بازده طیفی برای توزیع ناکاگامی نیز به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\bar{R} = R \left(1 - \frac{\gamma(m_{sd}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}})}{\Gamma(m_{sd})} \right) + \frac{R}{2} \left(\frac{\gamma(m_{sd}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}})}{\Gamma(m_{sd})} \right) \\ = R \left(1 - \frac{\gamma(m_{sd}, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}})}{2\Gamma(m_{sd})} \right) \quad (35-3)$$

۳-۴-۳-۱ سیگنال به نویز بالا

احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی برای محوشوندگی ناکاگامی تابعی از تابع پایینی گامای ناتمام است. مطلوب است که رفتار مجانبی احتمال خاموشی را به شکل بسته بدست آوریم. بدین منظور تقریبی برای تابع پایینی گامای ناتمام در سیگنال به نویز بالا به صورت زیر به دست می‌آید [۵۶]:

$$\gamma(m, \frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}}) \sim \bar{\gamma} \frac{(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}})^m}{m} \quad (36-3)$$

با در نظر گرفتن $\gamma_{ij} = \frac{p\sigma_{ij}^2}{N_0} = \gamma\sigma_{ij}^2$ در نتیجه احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا به صورت زیر

بیان می‌شود:

$$P_{out} \sim \gamma \frac{(\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sd}} (\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sr}} (\sigma_{sd}^2)^{m_{sd}} (\sigma_{sr}^2)^{m_{sr}}}{m_{sd} \Gamma(m_{sd}) m_{sr} \Gamma(m_{sr})} + \frac{(\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sd}} (\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{rd}} (\sigma_{sd}^2)^{m_{sd}} (\sigma_{rd}^2)^{m_{rd}}}{m_{sd} \Gamma(m_{sd}) m_{rd} \Gamma(m_{rd})} \\ - \frac{(\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sd}} (\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sr}} (\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{rd}} (\sigma_{sd}^2)^{m_{sd}} (\sigma_{sr}^2)^{m_{sr}} (\sigma_{rd}^2)^{m_{rd}}}{m_{sd} \Gamma(m_{sd}) m_{sr} \Gamma(m_{sr}) m_{rd} \Gamma(m_{rd})} \\ \simeq \frac{(\sigma_{sd}^2)^{m_{sd}} (\sigma_{sr}^2)^{m_{sr}} (\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sd}+m_{sr}}}{m_{sd} \Gamma(m_{sd}) m_{sr} \Gamma(m_{sr})} + \frac{(\sigma_{sd}^2)^{m_{sd}} (\sigma_{rd}^2)^{m_{rd}} (\frac{\gamma_{th}}{\gamma})^{m_{sd}+m_{rd}}}{m_{sd} \Gamma(m_{sd}) m_{rd} \Gamma(m_{rd})} \quad (37-3)$$

به ازاء $m = 1$ احتمال خاموشی محوشوندگی ناکاگامی در سیگنال به نویز بالا به احتمال خاموشی رایلی

در عبارت (۳-۲۴) تبدیل می‌شود.

^۱Lower Incomplete Gamma function

۵-۳ احتمال خطای سمبل

احتمال خطای سمبل یکی از معیارهای پیچیده سنجش کارایی برای یک بازده طیفی هدف در سطح مدولاسیون است. در این بخش احتمال خطای سمبل برای راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی برای مدولاسیون M-PSK را به دست می‌آوریم. با توجه به تنوع مدولاسیون‌های مختلف امکان به دست آوردن احتمال خطای سمبل برای همه مدولاسیون‌ها خارج از گنجایش این پایان نامه است. اما با توجه به روش ارائه شده در این بخش به راحتی روش ارائه شده با تغییرات محدودی برای دیگر مدولاسیون‌ها نیز قابل تعمیم است.

احتمال خطای سمبل در اینجا با کمک تابع تولید گشتاور^۱ به دست می‌آید. ابتدا یک ارتباط مستقیم بین دو نقطه را در نظر بگیریم، سیگنال به نویز لحظه‌ای بین دو نقطه را با γ نشان می‌دهیم آنگاه احتمال خطای سمبل برای مدولاسیون M-PSK برای این ارتباط نقطه به نقطه به صورت زیر نوشته می‌شود [۵۶]:

$$\psi(\gamma) \triangleq \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \mathcal{M}_{\gamma}\left(\frac{-b}{\sin^2(\phi)}\right) d\phi \quad (3-38)$$

در عبارت فوق M تعداد سمبل‌ها در مدولاسیون M-PSK است و ضریب b برای مدولاسیون M-PSK به صورت $\sin^2(\frac{\pi}{M})$ تعریف می‌شود. تابع \mathcal{M}_{γ} نیز تابع MGF برای سیگنال به نویز γ است که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\mathcal{M}_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma \quad (3-39)$$

که $p(\gamma)$ تابع چگالی احتمال سیگنال به نویز می‌باشد.

در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی مطابق شکل (۳-۳) در مرحله اول یک سمبل برای مقصد و رله ارسال می‌گردد اگر همزمان هر دو گره مقصد و رله نتوانند به درستی سمبل را کدگذاری کنند خطا اتفاق می‌افتد و منبع مجدداً باید سمبل را ارسال نماید. اما اگر فقط مقصد نتوانسته باشد از سمبل کدگذاری کند، یک سیگنال عدم وصول^۲ (NACK) ارسال می‌کند و از رله درخواست ارسال مجدد می‌کند. بنابراین در این مرحله در صورتی خطای سمبل رخ می‌دهد که مقصد نتواند تکرار سمبل توسط رله را کدگذاری کند.

^۱Moment Generating Function (MGF)

^۲Non-Acknowledgment

بنابراین احتمال خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P_{e,PSK} = \psi(\gamma_{sd})\psi(\gamma_{sr}) + \psi(\gamma_{sd})\psi(\gamma_{rd})(1 - \psi(\gamma_{sr})) \quad (۴۰-۳)$$

با توجه به اینکه تابع MGF برای توزیع‌های مختلف متفاوت است بنابراین احتمال خطا برای هر توزیع جداگانه در ادامه محاسبه می‌شوند.

۳-۵-۱ احتمال خطای سمبل کانال رایلی

برای کانال رایلی سیگنال به نویزهای لحظه ای (۳-۱۰) توزیع نمایی دارند، بنابراین تابع تولید گشتاور آنها از رابطه (۳-۳۹) به صورت زیر محاسبه می‌شود [۵۶]:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = (1 - s\bar{\gamma})^{-1} \quad (۴۱-۳)$$

در عبارت فوق $\bar{\gamma}$ ها از رابطه (۳-۱۹) استخراج می‌شوند. با جایگذاری (۴۱-۳) در (۳-۳۸) و سپس استفاده از (۴۰-۳) احتمال خطای سمبل به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} P_{e,PSK} = & \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sd}^2}{N_0 \sin^2(\phi)} \right)^{-1} d\phi \right) \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sr}^2}{N_0 \sin^2(\phi)} \right)^{-1} d\phi \right) \\ & + \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_2\sigma_{rd}^2}{N_0 \sin^2(\phi)} \right)^{-1} d\phi \right) \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sd}^2}{N_0 \sin^2(\phi)} \right)^{-1} d\phi \right) \\ & \times \left(1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sr}^2}{N_0 \sin^2(\phi)} \right)^{-1} d\phi \right) \end{aligned} \quad (۴۲-۳)$$

با توجه به اینکه عبارت فوق پیچیده است و شکل بسته ای برای رابطه فوق نمی‌توان به دست آورد، برای عبارت فوق کران بالا بدست می‌آوریم.

لم ۳-۱. احتمال خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای کانال‌های رایلی و مدولاسیون M-PSK محدود است به:

$$P_{e,PSK} \leq \left(\frac{M-1}{M} \right)^2 \left(\frac{N_0^2}{N_0 + bp_1\sigma_{sd}^2} \right) \left(\frac{1}{(N_0 + bp_1\sigma_{sr}^2)} + \frac{1}{(N_0 + bp_2\sigma_{rd}^2)} \right) \quad (۴۳-۳)$$

اثبات- از آنجاییکه $0 \leq \sin^2(\phi) \leq 1$ است، مقدار کران بالای هر انتگرال در (۳-۴۲) با قرار دادن $\sin^2(\phi) = 1$ به دست می‌آید. همچنین در (۳-۴۲) جمله منفی که حاصلضرب سه انتگرال می‌باشد را نیز حذف کرده ایم تا کران بالا به دست آید. ■

۳-۵-۱-۱ تقریب احتمال خطای سمبل در کانال رایلی

احتمال خطای سمبل بر اساس تابع تولید گشتاور به دست آمد. اگر بتوان سیگنال به نویز در کانال رایلی را به اندازه کافی بزرگ فرض کرد به گونه ای که بتوان از مقدار یک در مقابل $\frac{b\bar{\gamma}}{\sin^2 \phi}$ صرنظر کرد آنگاه می‌توان تابع تولید گشتاور را به صورت زیر تقریب زد [۴۱]:

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{-b}{\sin^2(\phi)}\right) &= \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} \\ &\simeq \left(\frac{b\bar{\gamma}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} \end{aligned} \quad (۳-۴۴)$$

به کارگیری تقریب بالا می‌توان انتگرال‌های موجود در تابع احتمال خطای سمبل را به صورت زیر حل کرد:

$$\begin{aligned} \psi(\gamma) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} d\phi \\ &\simeq \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(\frac{b\bar{\gamma}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} d\phi \\ &= \left(\frac{A}{b\bar{\gamma}}\right) \end{aligned} \quad (۳-۴۵)$$

در عبارت فوق A به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \sin^2 \phi d\phi \\ &= \frac{M-1}{2M} + \frac{\sin(\frac{2\pi}{M})}{4\pi} \end{aligned} \quad (۳-۴۶)$$

بنابراین با استفاده از تقریب (۳-۴۵) رابطه (۳-۴۲) را به صورت زیر می‌توان بیان کرد:

$$P_{e,PSK_{app}} \simeq \frac{A^2}{b^2 \bar{\gamma}_{sd} \bar{\gamma}_{sr}} + \frac{A^2}{b^2 \bar{\gamma}_{sd} \bar{\gamma}_{rd}} - \frac{A^3}{b^3 \bar{\gamma}_{sd} \bar{\gamma}_{sr} \bar{\gamma}_{rd}} \quad (۳-۴۷)$$

علاوه بر تقریب استفاده شده، می‌توان رابطه (۳-۴۷) را ساده تر نمود. جمله سوم در رابطه (۳-۴۷) حاصلضرب سه احتمال خطا است که بسیار کوچک است و می‌توان در سیگنال به نویز بالا از آن صرفنظر کرد. در نتیجه

رابطه فوق به صورت زیر بیان می‌شود:

$$P_{e,PSK_{app}} \simeq \frac{A^2 N_0^2}{b^2 p_1^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} + \frac{A^2 N_0^2}{b^2 p_1 p_2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} \quad (48-3)$$

۳-۵-۲ احتمال خطای سمبل کانال رایسین

تابع تولید گشتاور برای یک کانال رایسین که سیگنال به نویز آن توزیع مربع کای غیرمتمرکز دارد از

(۳۹-۳) مطابق زیر بدست می‌آید [۵۶]:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \frac{1+K}{1+K-s\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{Ks\bar{\gamma}}{1+K-s\bar{\gamma}}\right) \quad (49-3)$$

در عبارت فوق K ضریب رایسین است که به صورت نسبت توان مسیر مستقیم به توان دیگر مؤلفه‌های

پراکنده تعریف می‌شود. همچنین $\bar{\gamma}$ ‌ها نیز از (۳-۱۹) بدست می‌آیند. در نتیجه احتمال خطای سمبل

(۴۰-۳) به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} P_{e,PSK} = & \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{(K_{sd}+1)\sin^2(\phi)}{(K_{sd}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(\frac{-K_{sd}b\bar{\gamma}_{sd}}{(K_{sd}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sd}}\right) d\phi \right) \\ & \times \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{(K_{sr}+1)\sin^2(\phi)}{(K_{sr}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sr}} \exp\left(\frac{-K_{sr}b\bar{\gamma}_{sr}}{(K_{sr}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sr}}\right) d\phi \right) \\ & + \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{(K_{sd}+1)\sin^2(\phi)}{(K_{sd}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(\frac{-K_{sd}b\bar{\gamma}_{sd}}{(K_{sd}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sd}}\right) d\phi \right) \\ & \times \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{(K_{rd}+1)\sin^2(\phi)}{(K_{rd}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{rd}} \exp\left(\frac{-K_{rd}b\bar{\gamma}_{rd}}{(K_{rd}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{rd}}\right) d\phi \right) \\ & \times \left(1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{(K_{sr}+1)\sin^2(\phi)}{(K_{sr}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sr}} \exp\left(\frac{-K_{sr}b\bar{\gamma}_{sr}}{(K_{sr}+1)\sin^2(\phi) + b\bar{\gamma}_{sr}}\right) d\phi \right) \end{aligned} \quad (50-3)$$

همانطور که مشاهده می‌شود احتمال خطای سمبل شامل پنج انتگرال پیچیده است که نتیجه و شکل بسته

نمی‌دهد. اما با عملیات ریاضی می‌توان به کران بالایی برای عبارت فوق رسید.

لم ۳-۲. کران بالای احتمال خطای سمبل برای راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با کانال‌های

مستقل و ناهمسان رایسین و مدولاسیون M-PSK مطابق زیر می باشد:

$$P_{e,PSK} \leq \left(\frac{M-1}{M}\right)^2 \frac{(K_{sd}+1)}{(K_{sd}+1)+b\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(\frac{-K_{sd}b\bar{\gamma}_{sd}}{(K_{sd}+1)+b\bar{\gamma}_{sd}}\right) \times \left(\frac{(K_{sr}+1)}{(K_{sr}+1)+b\bar{\gamma}_{sr}} \exp\left(\frac{-K_{sr}b\bar{\gamma}_{sr}}{(K_{sr}+1)+b\bar{\gamma}_{sr}}\right) + \frac{(K_{rd}+1)}{(K_{rd}+1)+b\bar{\gamma}_{rd}} \exp\left(\frac{-K_{rd}b\bar{\gamma}_{rd}}{(K_{rd}+1)+b\bar{\gamma}_{rd}}\right)\right) \quad (51-3)$$

اثبات-تابع تولید گشتاور برای کانال رایسین از حاصلضرب دو جمله تشکیل شده است. هر دو جمله

به ازاء $\sin^2(\phi) = 1$ حداکثر می شوند. بنابراین کران بالای تابع تولید گشتاور به صورت

$$\frac{(K+1)\sin^2(\phi)}{(K+1)\sin^2(\phi)+b\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{-Kb\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2(\phi)+b\bar{\gamma}}\right) \leq \frac{(K+1)}{(K+1)+b\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{-Kb\bar{\gamma}}{(K+1)+b\bar{\gamma}}\right)$$

بدست می آید. با قرار دادن کران های بالا در انتگرال های متناظرشان و حل آنها به کران بالا می رسیم.

همچنین با توجه به اینکه استخراج کران بالا مدنظر است، جمله منفی در (50-3) را نیز حذف می کنیم. ■

۳-۵-۲-۱ تقریب احتمال خطای سمبل در کانال رایسین

تابع تولید گشتاور توزیع رایسین را نیز مشابه با توزیع ریلی در سیگنال به نویز بالا می توان به صورت زیر

تقریب زد [42]:

$$\mathcal{M}_{\gamma}\left(\frac{-b}{\sin^2(\phi)}\right) = \frac{(K+1)\sin^2\phi}{(K+1)\sin^2\phi+b\bar{\gamma}} e^{-\frac{Kb\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2\phi+b\bar{\gamma}}} \approx \left(\frac{b\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2\phi}\right)^{-1} e^{-K} \quad (52-3)$$

در عبارت فوق بافرض سیگنال به نویز بالا از یک در مقابل عبارت بزرگ $\frac{b\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2\phi}$ در کسر اول

صرفنظر شده است. به همین دلیل نما $\left(\frac{Kb\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2\phi+b\bar{\gamma}} = \frac{K}{1+\frac{(K+1)\sin^2\phi}{b\bar{\gamma}}}\right)$ نیز به صورت K

تقریب زده شده است. بنابراین، مشابه توزیع ریلی تابع انتگرالی زیر تقریب زده می شود:

$$\begin{aligned} \psi(\gamma) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{(K+1)\sin^2\phi}{(K+1)\sin^2\phi+b\bar{\gamma}} e^{-\frac{Kb\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2\phi+b\bar{\gamma}}} d\phi \\ &\approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(\frac{b\bar{\gamma}}{(K+1)\sin^2\phi}\right)^{-1} e^{-K} d\phi \\ &= \left(\frac{A(K+1)}{b\bar{\gamma}}\right) e^{-K} \end{aligned} \quad (53-3)$$

با استفاده از تقریب فوق رابطه (۳-۵۰) به صورت زیر ساده می‌شود:

$$P_{e,PSK_{app}} \simeq \frac{A^2(K_{sd}+1)(K_{sr}+1)e^{-(K_{sd}+K_{sr})}}{b^2\bar{\gamma}_{sd}\bar{\gamma}_{sr}} + \frac{A^2(K_{sd}+1)(K_{rd}+1)e^{-(K_{sd}+K_{rd})}}{b^2\bar{\gamma}_{sd}\bar{\gamma}_{rd}} - \frac{A^3(K_{sd}+1)(K_{sr}+1)(K_{rd}+1)e^{-(K_{sd}+K_{sr}+K_{rd})}}{b^3\bar{\gamma}_{sd}\bar{\gamma}_{sr}\bar{\gamma}_{rd}} \quad (۳-۵۴)$$

با فرض سیگنال به نویز بالا، سطر دوم عبارت فوق بدلیل مقدار بسیار کم آن قابل صرفنظر است و می‌توان آن را بصورت زیر بازنویسی کرد:

$$P_{e,PSK_{app}} \simeq \frac{A^2(K_{sd}+1)(K_{sr}+1)e^{-(K_{sd}+K_{sr})}}{p_1^2 b^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} + \frac{A^2(K_{sd}+1)(K_{rd}+1)e^{-(K_{sd}+K_{rd})}}{p_1 p_2 b^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} \quad (۳-۵۵)$$

۳-۵-۳ احتمال خطای سمبل کانال ناکاگامی

برای کانال Nakagami-m سیگنال به نویزهای لحظه ای (۳-۱۰) توزیع گاما دارند، بنابراین تابع تولید گشتاور آنها از رابطه (۳-۳۹) به صورت زیر محاسبه می‌شود [۵۶]:

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = (1 - m^{-1}s\bar{\gamma})^{-m} \quad (۳-۵۶)$$

در عبارت فوق $\bar{\gamma}$ ها از رابطه (۳-۱۹) استخراج می‌شوند. با جایگذاری (۳-۵۶) در (۳-۳۸) و سپس استفاده از (۳-۴۰) احتمال خطای سمبل به صورت زیر به دست می‌آید [۶۶]:

$$P_{e,PSK} = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sd}^2}{m_{sd}N_0\sin^2(\phi)} \right)^{-m_{sd}} d\phi \right) \times \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sr}^2}{m_{sr}N_0\sin^2(\phi)} \right)^{-m_{sr}} d\phi \right) + \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_2\sigma_{rd}^2}{m_{rd}N_0\sin^2(\phi)} \right)^{-m_{rd}} d\phi \right) \times \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sd}^2}{m_{sd}N_0\sin^2(\phi)} \right)^{-m_{sd}} d\phi \right) \times \left(1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bp_1\sigma_{sr}^2}{m_{sr}N_0\sin^2(\phi)} \right)^{-m_{sr}} d\phi \right) \quad (۳-۵۷)$$

با توجه به اینکه عبارت فوق پیچیده است و شکل بسته ای برای رابطه فوق نمی‌توان به دست آورد، برای عبارت فوق کران بالا بدست می‌آوریم.

لم ۳-۳. احتمال خطای سمبل راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای کانال‌های Nakagami-m و مدولاسیون M-PSK محدود است به:

$$P_{e,PSK} \leq \left(\frac{M-1}{M}\right)^2 \left(\frac{N_0}{N_0 + bp_1\sigma_{sd}^2}\right)^{m_{sd}} \left(\left(\frac{N_0}{N_0 + bp_1\sigma_{sr}^2}\right)^{m_{sr}} + \left(\frac{N_0}{N_0 + bp_2\sigma_{rd}^2}\right)^{m_{rd}} \right) \quad (58-3)$$

اثبات - از آنجاییکه $0 \leq \sin^2(\phi) \leq 1$ است، مقدار کران بالای هر انتگرال در (۵۷-۳) با قرار دادن $\sin^2(\phi) = 1$ به دست می‌آید. همچنین در (۵۷-۳) جمله منفی که حاصلضرب سه انتگرال می‌باشد را نیز حذف کرده‌ایم تا کران بالا به دست آید. ■

۱-۳-۵-۳ تقریب احتمال خطای سمبل در کانال ناکاگامی

تابع تولید گشتاور توزیع ناکاگامی بسیار شبیه به تابع تولید گشتاور راییلی است، بنابراین تقریب آن نیز شبیه توزیع راییلی می‌باشد [۵۶، ۶۶].

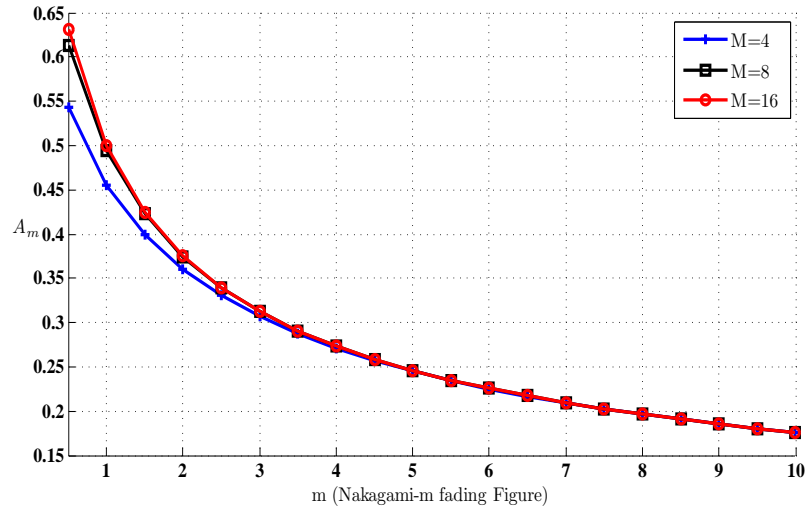
$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma\left(\frac{-b}{\sin^2(\phi)}\right) &= \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}}{m \sin^2(\phi)}\right)^{-m} \\ &\simeq \left(\frac{b\bar{\gamma}}{m \sin^2(\phi)}\right)^{-m} \end{aligned} \quad (59-3)$$

با به کارگیری تقریب بالا می‌توان انتگرال‌های موجود در تابع احتمال خطای سمبل (۵۷-۳) را به صورت زیر حل کرد:

$$\begin{aligned} \psi(\gamma) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}}{m \sin^2(\phi)}\right)^{-m} d\phi \\ &\simeq \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(\frac{b\bar{\gamma}}{m \sin^2(\phi)}\right)^{-m} d\phi \\ &= \left(\frac{m}{b\bar{\gamma}}\right)^m A_m \end{aligned} \quad (60-3)$$

که در رابطه فوق

$$A_m = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \sin^{2m} \phi d\phi \quad (61-3)$$



شکل ۳-۴: مقادیر ضریب A_m بر حسب m (ضریب محوشوندگی ناکاگامی)

انتگرال فوق به ازاء $2m$ های صحیح رابطه بسته دارد که از [۶۷، رابطه ۲.۵۱۳] به دست می آید. به ازاء دیگر m ها انتگرال فوق بصورت عددی باید حل شود. در شکل ۳-۴ مقدار A_m برای چند m محدود رسم شده است. در نتیجه با استفاده از تقریب (۳-۶۰) می توان عبارت احتمال خطای سمبل در (۳-۵۷) را به صورت زیر باز نویسی کرد:

$$\begin{aligned}
 P_{e,PSK_{app}} &\simeq A_{m_{sd}} A_{m_{sr}} \left(\frac{m_{sd}}{b\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{m_{sr}}{b\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \\
 &+ A_{m_{sd}} A_{m_{rd}} \left(\frac{m_{sd}}{b\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{m_{rd}}{b\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \\
 &- A_{m_{sd}} A_{m_{sr}} A_{m_{rd}} \left(\frac{m_{sd}}{b\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{m_{sr}}{b\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \left(\frac{m_{rd}}{b\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \quad (۳-۶۲)
 \end{aligned}$$

علاوه بر تقریب استفاده شده، می توان رابطه (۳-۶۲) را ساده تر نمود. جمله سوم در رابطه (۳-۶۲) حاصل ضرب سه احتمال خطا است که بسیار کوچک است و می توان در سیگنال به نویز بالا از آن صرف نظر کرد. در نتیجه رابطه فوق به صورت زیر بیان می شود:

$$\begin{aligned}
 P_{e,PSK_{app}} &\simeq A_{m_{sd}} A_{m_{sr}} \left(\frac{m_{sd} N_0}{bp_1 \sigma_{sd}^2} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{m_{sr} N_0}{bp_1 \sigma_{sr}^2} \right)^{m_{sr}} \\
 &+ A_{m_{sd}} A_{m_{rd}} \left(\frac{m_{sd} N_0}{bp_1 \sigma_{sd}^2} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{m_{rd} N_0}{bp_2 \sigma_{rd}^2} \right)^{m_{rd}} \quad (۳-۶۳)
 \end{aligned}$$

۳-۶ اختصاص بهینه توان بین منبع و رله

با بررسی روابط به دست آمده در این فصل برای احتمال خطای سمبل و احتمال خاموشی مشاهده می‌شود که این توابع برحسب توان ارسالی منبع و رله (p_1 و p_2) نزولی هستند. بنابراین به منظور کاهش احتمال خطای سمبل و احتمال خاموشی باید توان ارسالی هر دو گره را افزایش داد. افزایش این توانها منجر به افزایش توان مصرفی می‌شود. به منظور کاهش احتمال خطا در ضمن مصرف کمتر توان شرطی بر روی مجموع توان‌های ارسالی منبع و رله قرار می‌دهیم ($p_1 + p_2 = P$) تا توان مصرفی کنترل شود. تخصیص توان^۱ به دو صورت می‌تواند انجام شود. در حالت اول می‌توان توان اختصاص داده شده به هر دو گره را بسیار ساده با هم برابر گرفت ($p_1 = p_2 = \frac{P}{2}$) که در این حالت از پیچیدگی تخصیص توان دوری می‌کنیم ولی این حالت بهینه نبوده و منجر به نرخ خطای کمتر نخواهد شد.

در حالت بعدی، ضریبی غیر از 0.5 برای اختصاص توان در نظر گرفته می‌شود ($p_1 = \beta P$) و $p_2 = (1 - \beta)P$. در این حالت ضریب تخصیص توان (β) به گونه ای انتخاب می‌شود که تابع معیار^۲ حداقل گردد. این تابع معیار می‌تواند احتمال خاموشی یا احتمال خطای سمبل باشد. در ادامه نشان می‌دهیم که انتخاب هر کدام از این دو تابع معیار در اینجا تفاوت معناداری در به دست آوردن ضریب تخصیص توان ایجاد نمی‌کند. در ادامه احتمال خطای سمبل را به عنوان تابع معیار برای به دست آوردن ضریب تخصیص توان بهینه در نظر می‌گیریم. احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی در سیگنال به نویز بالا در روابط (۳-۲۴)، (۳-۳۱) و (۳-۳۷) به دست آمد. با مقایسه این روابط با تقریب احتمال خطای سمبل در سیگنال به نویز بالا می‌توان به شباهت ظاهری بین آنها رسید. بنابراین در حالت کلی می‌توان رابطه احتمال خطا (احتمال خاموشی یا احتمال خطای سمبل) برای شرایط مختلف اعم از مدل محوشوندگی کانال در سیگنال به نویز بالا را به صورت رابطه زیر نوشت:

$$P_e = \frac{\alpha_1}{\bar{\gamma}_{sd}\bar{\gamma}_{sr}} + \frac{\alpha_2}{\bar{\gamma}_{sd}\bar{\gamma}_{rd}} + \frac{\alpha_3}{\bar{\gamma}_{sd}\bar{\gamma}_{sr}\bar{\gamma}_{rd}} \quad (۳-۶۴)$$

در رابطه بالا، P_e می‌تواند احتمال خاموشی یا احتمال خطای سمبل در سیگنال به نویز بالا باشد. ضرایب α_1 ، α_2 و α_3 با توجه به نوع احتمال خطا (مدولاسیون استفاده شده) و همچنین مدل محوشوندگی کانال به

^۱Power allocation

^۲Criteria function

دست می‌آید. به همین دلیل رابطه عمومی احتمال خطا در ۳-۶۴ را به عنوان تابع معیار به منظور تخصیص توان در نظر می‌گیریم.

با توجه به در نظر گرفتن احتمال خطای سمبل بعنوان تابع معیار، مسئله بهینه سازی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} & \underset{p_1, p_2}{\text{minimize}} && P_{e,PSK} \\ & \text{subject to} && p_1 + p_2 = P \end{aligned} \quad (۳-۶۵)$$

با توجه به روابط احتمال خطای سمبل تقریبی در (۳-۴۸) و (۳-۵۵) مشاهده می‌شود که این دو تابع شباهت بسیاری دارند و می‌توان یک شکل کلی به صورت زیر برای آنها در نظر گرفت:

$$P_{e,PSK_{app}} = \frac{C}{p_1^2} + \frac{D}{p_1 p_2} \quad (۳-۶۶)$$

در عبارت فوق C و D برای توزیع ریلی و رایسین به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\begin{aligned} \text{Rayleigh :} \quad C &= \frac{A^2 N_0^2}{b^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} & \text{Rician :} \quad C &= \frac{A^2 N_0^2 (K_{sd}+1)(K_{sr}+1)}{e^{(K_{sd}+K_{sr})} b^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} \\ D &= \frac{A^2 N_0^2}{b^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} & D &= \frac{A^2 N_0^2 (K_{sd}+1)(K_{rd}+1)}{e^{(K_{sd}+K_{rd})} b^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} \end{aligned} \quad (۳-۶۷)$$

برای حل مسئله بهینه سازی مقید^۱ به جای p_1 و p_2 از معادل آنها یعنی βP و $P(1-\beta)$ استفاده می‌کنیم. با جایگذاری معادل‌های p_1 و p_2 در $P_{e,PSK}$ ، مسئله بهینه سازی به یک مسئله ساده نامقید تبدیل می‌شود.

$$\underset{\beta}{\text{minimize}} \quad \frac{1}{P^2} \left(\frac{C}{\beta^2} + \frac{D}{\beta(1-\beta)} \right) \quad (۳-۶۸)$$

به سادگی اثبات می‌شود که تابع احتمال خطای سمبل در مسئله فوق یک تابع محدب^۲ است، بنابراین نقطه حداقل آن با مشتق گیری نسبت به β و برابر صفر قرار دادن عبارت مشتق به دست می‌آید:

$$\frac{\partial P_{e,PSK}}{\partial \beta} = \frac{-1}{P^2} \left(\frac{2C}{\beta^3} + \frac{D(1-2\beta)}{\beta^2(1-\beta)^2} \right) \quad (۳-۶۹)$$

^۱Constraient optimization

^۲Convex function

اگر عبارت فوق برابر صفر شود، از حل آن مقدار ضریب تخصیص توان (β) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\beta = \begin{cases} \frac{1 - 4\frac{C}{D} + \sqrt{1 + 8\frac{C}{D}}}{4(1 - \frac{C}{D})} & C \neq D \\ \frac{2}{3} & C = D \end{cases} \quad (70-3)$$

که در عبارت فوق C و D برای توزیع رایی و رایشین از رابطه (67-3) به دست می‌آیند. با توجه به (67-3)

در حالت رایی شرط $C = D$ به شرط ساده $\sigma_{sr}^2 = \sigma_{rd}^2$ تبدیل می‌شود. در حالت رایشین شرط $C = D$

به شرط ساده شده $\sigma_{sr}^2 e^{K_{sr}} = \sigma_{rd}^2 e^{K_{rd}}$ تبدیل می‌شود.

از آنجایی که در گره مقصد در هر شیار زمانی فقط یک سیگنال داریم، به عبارت دیگر دو سیگنال

باهم ترکیب نمی‌شوند، و همچنین مدولاسیون یکسانی در منبع و رله در نظر گرفته ایم ضریب تخصیص

توان مستقل از اندازه چینش سیگنال ¹ (M) می‌باشد.

همچنین ضریب تخصیص توان در عبارت (70-3) مستقل از مجموع توان ارسالی رله و منبع (P)

می‌باشد. از آنجایی که در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی، اگر ارتباط مستقیم موفقیت آمیز باشد

به ارسال سیگنال توسط گره رله نیازی نیست سبب شده است که ضریب اختصاص توان بین رله و منبع

به کیفیت ارتباط منبع-مقصد بستگی نداشته باشد ($p_2 = 0$ یا β). اما اگر ارتباط مستقیم موفقیت آمیز

نباشد از رله درخواست ارسال مجدد سیگنال می‌شود که در این صورت باید توانی برای رله اختصاص داد که

این تخصیص توان بستگی به نسبت کیفیت ارتباط رله-مقصد به کیفیت ارتباط منبع-رله دارد (برای حالت

$$\text{رایی } \frac{C}{D} = \frac{\sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2} \text{ و برای حالت رایشین } \frac{C}{D} = \frac{\sigma_{rd}^2 e^{K_{rd}}}{\sigma_{sr}^2 e^{K_{sr}}}.$$

هنگامی که $\frac{C}{D} \rightarrow 0$ میل می‌کند یا به عبارتی کیفیت کانال منبع-رله بهتر از کیفیت کانال رله-

مقصد می‌شود، ضریب تخصیص توان نیز به سمت 0.5 میل می‌کند و توان بین رله و منبع به نسبت مساوی

باید تقسیم شود. زیرا در این حالت رله سیگنال دریافتی از منبع را به خوبی کدگذاری می‌کند بنابراین

سیگنالی که رله در اختیار دارد به مانند یک رونوشت سالم ² از سیگنال منبع می‌باشد. بنابراین بهتر است

توان بین منبع و رله به صورت مساوی تقسیم شود.

هنگامی که $\frac{C}{D} \rightarrow \infty$ میل می‌کند یا به عبارتی کیفیت کانال رله-مقصد بهتر از کیفیت کانال

منبع-رله می‌شود، ضریب تخصیص توان نیز به سمت 1 میل می‌کند. به عبارتی تمامی توان باید به منبع

¹ Constellation size

² Clean copy

اختصاص یابد. زیرا رله در این حالت برای کدگذاری صحیح سیگنال دریافتی از منبع با مشکل روبرو می شود بنابراین احتمال اینکه بتواند سیگنال را مجدداً ارسال کند ضعیف می شود، بنابراین بهتر است تمامی توان به منبع اختصاص یابد تا ارتباط مستقیم قوی تری ایجاد شود و سیگنال در همان ارتباط مستقیم ارسال شود. در نتیجه ضریب اختصاص توان با توجه به کیفیت کانال های منبع-رله و رله-مقصد عددی بین 0.5 و 1 می باشد.

هنگامی که $\frac{C}{D} = 1$ است کیفیت کانال رله-مقصد و کیفیت کانال منبع-رله یکسان می شود، در این حالت ارسال از طریق رله بازده بهتری ندارد بلکه بهتر است بیشتر توان برای ارتباط مستقیم در نظر گرفته شود و توان کمتری برای ارسال احتمالی توسط رله در نظر بگیریم.

تخصیص توان برای کانال ناکاگامی

با بررسی رابطه احتمال خطای سمبل ناکاگامی (۳-۶۳) مشاهده می شود که شکل بسته برای ضریب تخصیص توان نمی توان به دست آورد. در حالی که با حل عددی آن می توان مقادیر ضریب تخصیص توان برای حالات مختلف را به دست آورد.

با این حال اگر کانال های شبکه رله را شبکه متقارن^۱ در نظر بگیریم، به عبارت دیگر ضرایب محوشوندگی ناکاگامی هر سه کانال را یکسان فرض کنیم ($m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m$) آنگاه احتمال خطای سمبل برای این حالت به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$P_{e,PSK_{app}} \simeq \left(\frac{m^2 A_m^2 N_0^2}{b^2 p_1^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} \right)^m + \left(\frac{m^2 A_m^2 N_0^2}{b^2 p_1 p_2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{rd}^2} \right)^m \quad (۳-۷۱)$$

در این حالت با قرار دادن $m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}$ برای $m > 1$ توزیع ناکاگامی به صورت تقریبی به توزیع رایسین با ضریب رایسین K تبدیل می شود [۶۸]. در این حالت از ضریب تخصیص توانی که در (۳-۷۰) به دست آمد، می توانیم برای کانال ناکاگامی متقارن نیز استفاده کنیم. در جدول ۳-۱ ضریب تخصیص توان به دو صورت عددی و با استفاده از تقریب و رابطه (۳-۷۰) محاسبه شده است.

برای شبکه رله با کانال های ناکاگامی نامتقارن یا حالتی که $m < 1$ است ضریب تخصیص توان به صورت عددی به دست می آیند. برای چند حالت خاص این ضریب در جدول ۳-۲ آورده شده است.

^۱Symmetric

جدول ۳-۱: ضریب تخصیص توان برای کانال‌های ناکاگامی متقارن ($m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m$)

$\frac{\sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2}$			۰.۱			۱			۱۰		
m			۲	۱.۵	۱	۲	۱.۵	۱	۲	۱.۵	۱
β (حل عددی)			۰.۵۱	۰.۵۱	۰.۵۴	۰.۶۷	۰.۶۵	۰.۶۳	۰.۸۳	۰.۸۵	۰.۸۶
β (رابطه)			۰.۵۴	۰.۵۴	۰.۵۴	۰.۶۷	۰.۶۷	۰.۶۷	۰.۸۳	۰.۸۳	۰.۸۳

جدول ۳-۲: ضریب تخصیص توان برای کانال‌های ناکاگامی نامتقارن ($m_{sd} = 1$ و $\frac{\sigma_{rd}^2}{\sigma_{sr}^2} = 0.1$)

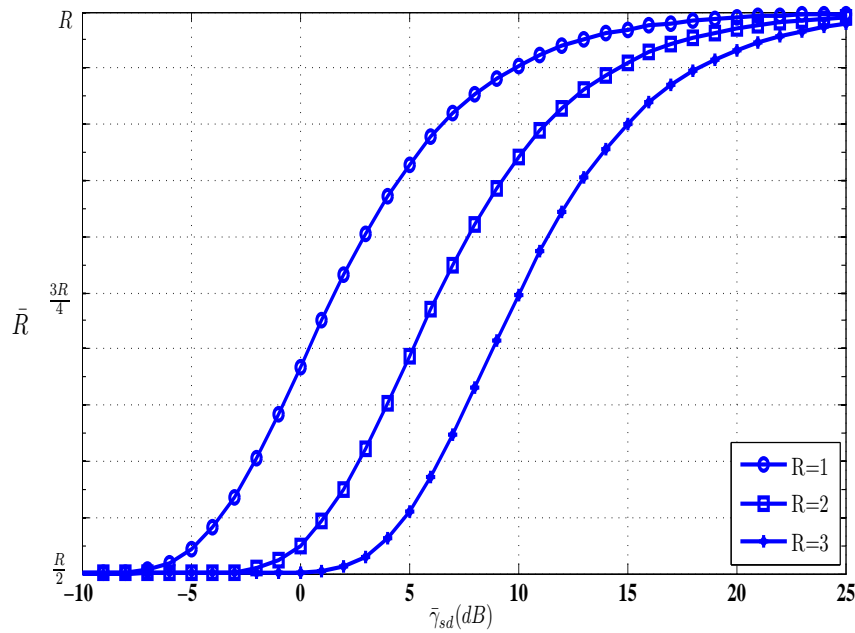
m_{sr}				۰.۵				۱				۱.۵				۲			
m_{rd}				۲	۱.۵	۱	۰.۵	۲	۱.۵	۱	۰.۵	۲	۱.۵	۱	۰.۵	۲	۱.۵	۱	۰.۵
β				۰.۷۲	۰.۸۵	۰.۹۴	۰.۹۷	۰.۶۷	۰.۵۴	۰.۶۹	۰.۸۴	۰.۶۷	۰.۵۰	۰.۴۳	۰.۵۵	۰.۶۷	۰.۵۰	۰.۴۰	۰.۳۶

۷-۳ تحلیل و ارزیابی نتایج

در این بخش چند نمونه عددی از روابط به دست آمده در این فصل را ارائه می‌کنیم. به منظور بررسی راهبرد پیشنهاد شده در این فصل با استفاده از چند نمونه عددی صحت روابط تحلیلی را بررسی می‌کنیم. راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی یک راهبرد با نرخ متغیر است. امید ریاضی بازده طیفی تابعی غیر خطی از نرخ می‌باشد. این موضوع در شکل ۳-۵ برای چند نرخ متفاوت بر حسب متوسط سیگنال به نویز ارتباط منبع-مقصد رسم شده است. بازده طیفی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی بین بازده طیفی راهبرد کدگذاری و گسیل معمول و راهبرد بدون مشارکت می‌باشد. هر چه سیگنال به نویز ارتباط مستقیم افزایش یابد، سیگنال تنها از طریق یک شیار زمانی ارسال خواهد شد و به باز-ارسال سیگنال توسط رله نیاز نخواهد بود. اما در سیگنال به نویزهای پایین سیگنال طی دو شیار زمانی به مقصد خواهد رسید و مانند راهبرد کدگذاری و گسیل معمول بازده طیفی نصف خواهد شد.

احتمال خطای سمبل برای مدولاسیون M-PSK برای سه مدل محوشوندگی کانال به دست آوردیم. در نتایج عددی این بخش $M = 4$ در نظر گرفته شده است. ابتدا تقریب های استفاده شده برای احتمال خطای سمبل را بررسی می‌کنیم.

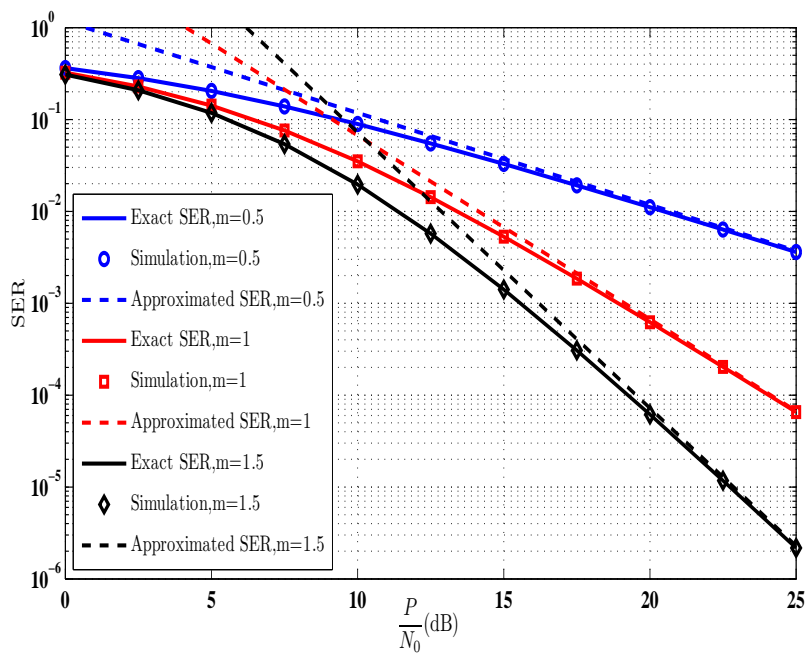
شکل ۳-۶ احتمال خطای سمبل تقریبی را با مقادیر واقعی احتمال خطای سمبل مقایسه می‌کند. همانطور که مشخص است، مقادیر دو منحنی در سیگنال به نویز بالا به یکدیگر نزدیک می‌باشند. مقادیر



شکل ۳-۵: امید ریاضی بازده طیفی بر حسب متوسط سیگنال به نویز ارتباط منبع-مقصد

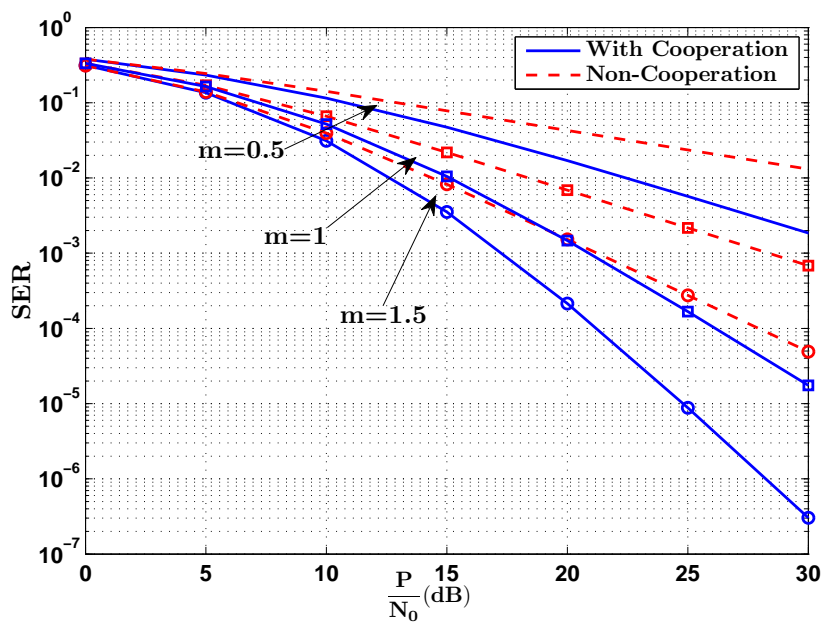
متوسط بهره کانال‌ها در این شکل به صورت $\sigma_{sd}^2 = 0.9, \sigma_{sr}^2 = 0.8, \sigma_{rd}^2 = 1$ در نظر گرفته شده‌اند. منحنی‌ها برای سه مدل محوشوندگی $m = 1$ (کانال رایلی)، $m = 0.5$ محوشوندگی شدید ناکاگامی و $m = 1.5$ محوشوندگی ناکاگامی سبک رسم شده‌اند. هرچه محوشوندگی شدیدتر باشد منحنی تقریبی دقت بهتری دارد. به طور مثال در محوشوندگی رایلی منحنی تقریبی در $\frac{P}{N_0} \geq 15dB$ تقریباً بر منحنی احتمال خطای سمبل منطبق می‌گردد. همچنین به منظور بررسی صحت روابط تحلیلی نتایج شبیه‌سازی نیز در این نمودار در کنار نتایج تحلیلی قرار داده شده است. نتایج شبیه‌سازی بر منحنی‌های نرخ خطای تحلیلی منطبق می‌باشد.

شکل ۳-۷ مقایسه‌ای بین راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی و ارسال بدون مشارکت را نشان می‌دهد. مقادیر این نمودار برای مقادیر متوسط بهره کانال به صورت $\sigma_{sd}^2 = \sigma_{rd}^2 = 1, \sigma_{sr}^2 = 0.1$ و سه ضریب محوشوندگی مختلف به دست آمده‌اند. در این فصل نشان دادیم که راهبرد کدگذاری و گسیل بهره چندگانگی مرتبه دو دارد به عبارت دیگر منحنی احتمال خاموشی آن در سیگنال به نویز بالا با شیب $20 \frac{dB}{decade}$ افت می‌کند. در حالی که برای ارتباط مستقیم بدون مشارکت گره رله بهره چندگانگی برابر با یک است. بنابراین تفاوت بسیار زیادی بین نتایج راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی و ارتباط مستقیم و بدون مشارکت وجود دارد. این مقادیر در شکل به خوبی مشخص می‌باشند.

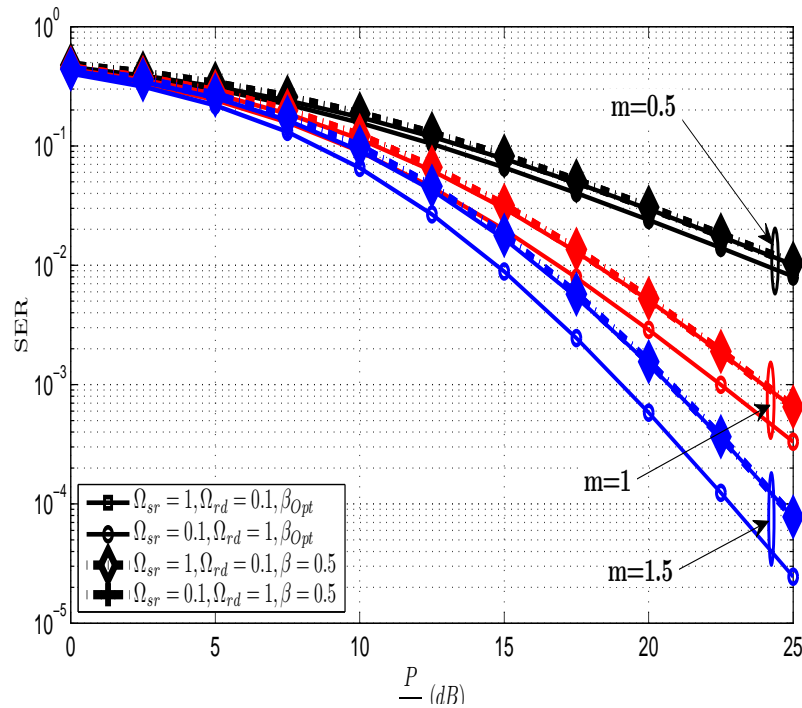


شکل ۳-۶: مقایسه تقریب احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با مقادیر واقعی احتمال خطای سمبل به ازاء ضرایب محوشوندگی مختلف

تأثیر تخصیص توان بهینه بر احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در شکل ۳-۸ نشان داده شده است. در این شکل یکبار ضریب تخصیص توان را برابر با 0.5 گرفته‌ایم. در این حالت توان مساوی برای منبع و رله در هر شرایط کانال در نظر گرفته می‌شود. در حالت دوم ضریب تخصیص



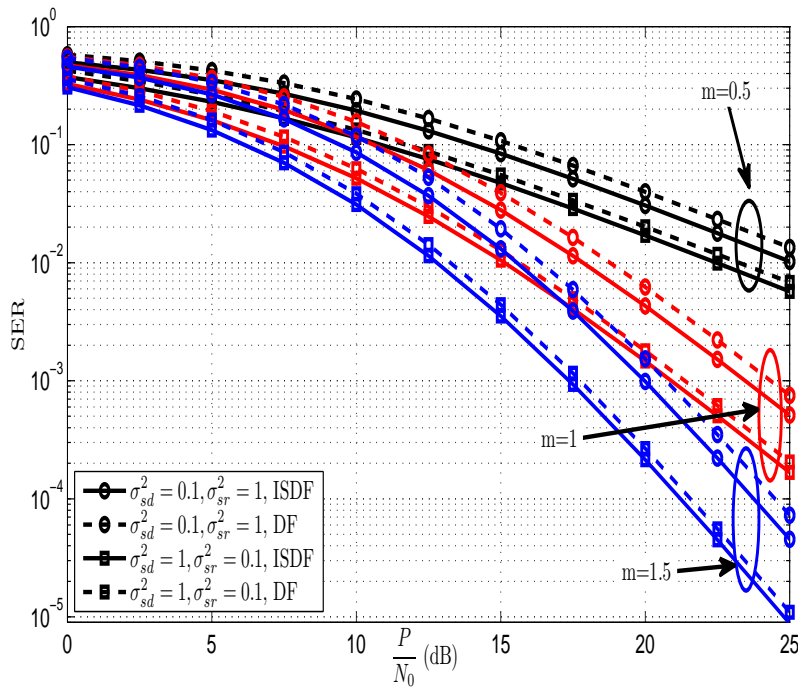
شکل ۳-۷: مقایسه احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با ارتباط مستقیم بدون مشارکت



شکل ۳-۸: بررسی تأثیر تخصیص توان بهینه بر نرخ خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی ($\sigma_{sd}^2 = 0.5$)

توان از رابطه (۳-۷۰) یا جدولی مشابه جدول (۳-۱) به دست می‌آید. از شکل ۳-۸ می‌توان مشاهده کرد که برای شرایطی که $\sigma_{rd}^2 \ll \sigma_{sr}^2$ تخصیص توان بهینه بهبودی در احتمال خطای سمبل نسبت به تخصیص مساوی توان ندارد زیرا در این شرایط ضریب تخصیص بهینه توان عددی نزدیک به ۰.۵ به دست خواهد آمد، در نتیجه هردو شیوه تخصیص توان کارایی یکسان دارند. اما در شرایطی که $\sigma_{rd}^2 \gg \sigma_{sr}^2$ ضریب تخصیص توان بهینه از مقدار ۰.۵ فاصله می‌گیرد، در نتیجه در این حالت تخصیص بهینه توان احتمال خطای سمبل را به میزان قابل توجهی کاهش می‌دهد. به طور مثال در کانال رایلی با متوسط بهره توان کانال منبع-رله $\sigma_{sr}^2 = 0.1$ و متوسط بهره توان کانال رله-مقصد $\sigma_{rd}^2 = 1$ ، تخصیص بهینه توان بین منبع و رله توانسته در حدود $1.5dB$ در مصرف توان صرفه جویی کند. این صرفه جویی توان برای کانال با ضریب محوشوندگی ناکاگامی $m = 1.5$ مقداری در حدود $1.8dB$ می‌باشد.

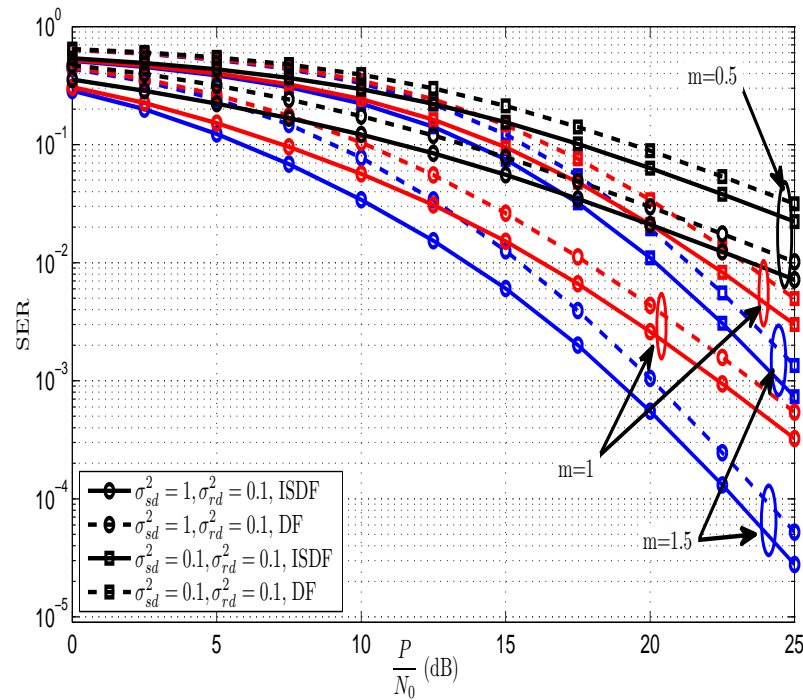
تفاوت بین راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی و ارسال بدون مشارکت بدیهی می‌نمود. تفاوت این راهبرد و راهبرد کدگذاری و گسیل ثابت نیز در شکل‌های ۳-۹ و ۳-۱۰ بررسی شده است. به منظور مقایسه منصفانه دو راهبرد مذکور، منحنی‌ها مربوط به این دو راهبرد با انجام تخصیص توان بهینه برای هر دو



شکل ۳-۹: بهبود کارایی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی نسبت به راهبرد کدگذاری و گسیل ثابت ($\sigma_{rd}^2 = 1$)

راهبرد رسم شده‌اند. در شکل ۳-۹ مقدار متوسط بهره توان کانال رله-مقصد در مقدار 1 ثابت فرض می‌شود. در تمامی شرایط بررسی شده نرخ خطای راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی از نرخ خطای راهبرد کدگذاری و گسیل کمتر است. مخصوصاً هنگامی که $\sigma_{sd}^2 < \sigma_{sr}^2$ است بهبود در احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی بسیار کمتر است. مثلاً برای کانال رایلی ($m = 1$)، $\sigma_{sd}^2 = 0.1$ و $\sigma_{sr}^2 = 1$ راهبرد کدگذاری و گسیل حدوداً $0.9dB$ (در حدود ۲۳٪) در توان صرفه جویی می‌کند. مقدار صرفه جوی برای حالت کانال رایلی ($m = 1$)، $\sigma_{sd}^2 = 1$ و $\sigma_{sr}^2 = 0.1$ در حدود $0.5dB$ (تقریباً ۱۲٪) می‌باشد.

شکل ۳-۱۰ احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی را با راهبرد کدگذاری و گسیل در حالتی که متوسط بهره کانال منبع-رله مقدار ثابت 1 را دارد، مقایسه می‌کند. در شرایطی که کانال رله-مقصد نسبت به کانال منبع-مقصد ضعیف تر است، هر دو راهبرد احتمال خطای سمبل بیشتری دارند. اما همواره احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در همه حال از راهبرد کدگذاری و گسیل کمتر است. بطور مثال برای ضریب محوشوندگی $m = 1.5$ ، $\sigma_{sd}^2 = 1$ و $\sigma_{rd}^2 = 0.1$

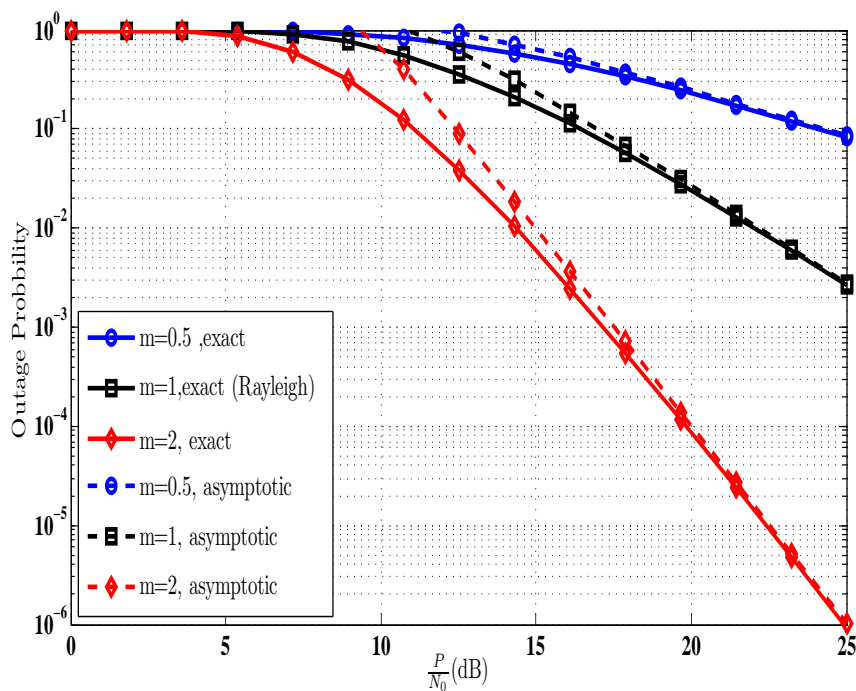


شکل ۳-۱: بهبود کارایی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی نسبت به راهبرد کدگشایی و گسیل ثابت ($\sigma_{sr}^2 =$)

راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی در حدود $1dB$ نسبت به راهبرد کدگشایی و گسیل بهتر است. احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی برای مدل محوشوندگی ناکاگامی در شکل ۳-۱۱ بررسی شده است. این نمودارها برای مقادیر $\sigma_{sd}^2 = 0.8$, $\sigma_{sr}^2 = 1$, $\sigma_{rd}^2 = 0.8$ و سیگنال به نویز آستانه $10dB$ شده اند. همچنین در این شکل توان اختصاص داده شده به منبع و مقصد برابر گرفته شده اند. مقادیر احتمال خاموشی برای ۳ حالت رایی، محوشوندگی شدید ($m = 0.5$) و محوشوندگی سبک ($m = 2$) رسم شده اند. مقادیر تقریبی احتمال خاموشی بر اساس رابطه (۳-۳۷) نیز رسم شده اند. همانطور که از این نمودارها مشخص است مقادیر تقریبی برای سیگنال به نویزهای میانی و بالا به منحنی‌های احتمال خاموشی نزدیک هستند.

۳-۸ نتیجه گیری

در این فصل راهبرد کدگشایی و گسیل را بررسی کردیم و تحقیقات انجام شده روی راهبرد کدگشایی و گسیل، مزایا و معایب آن را مرور کردیم. با توجه به بازده طیفی پایین این راهبرد، راهبرد کدگشایی و



شکل ۳-۱۱: احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی برای مدل محوشوندگی ناکاگامی

گسیل نموی-انتخابی را پیشنهاد کردیم. راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی یک راهبرد بر پایه راهبرد کدگذاری و گسیل است با این تفاوت که از گره رله هوشمندانه در جهت بهبود بازده طیفی استفاده می‌شود. برای سنجش کارایی این راهبرد، احتمال خاموشی آن برای سه مدل محوشوندگی کانال بی سیم رایلی، رایسین و ناکاگامی را به دست آوردیم. همچنین احتمال خاموشی را برای سیگنال به نویز بالا برای هر سه حالت به دست آوردیم. با فرض سیگنال به نویز بالا احتمال خاموشی دو راهبرد با یکدیگر مقایسه شدند. از مقایسه مشخص شد که راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی احتمال خاموشی کمتری دارد. این مقایسه نشان می‌دهد که در نرخ‌های (R) بالاتر، کاهش احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی محسوس‌تر می‌شود. در ادامه این فصل احتمال خطای سمبل برای مدولاسیون M-PSK برای هر سه مدل محوشوندگی محاسبه شدند. با توجه به پیچیده بودن روابط احتمال خطای سمبل، سه کران بالا برای سه مدل محوشوندگی به دست آوردیم. همچنین تقریب احتمال خطای سمبل در سیگنال به نویز بالا را نیز ارائه کردیم. با استفاده از احتمال خطای سمبل تقریبی ضریب تخصیص توان بهینه بدست آورده شد. در فصل بعد از راهبرد معرفی شده در این فصل برای یک شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت که از لحاظ دسترسی به منابع ارسال سیگنال از جمله طیف فرکانسی، شیاهای زمانی و توان محدود است، استفاده می‌کنیم.

فصل ۴

محدودیت توان شبکه مشارکتی مبتنی بر شناخت

۴-۱ مقدمه

در فصل قبل راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی را به عنوان یک راهبرد با بازده طیفی مناسب معرفی کردیم. چون در شبکه‌های مبتنی بر شناخت طیف در دسترس شبکه‌ها محدود است از راهبرد معرفی شده در فصل قبل برای این شبکه‌های مشارکتی مبتنی بر شناخت می‌توان استفاده کرد. در این فصل کارایی یک شبکه ثانویه بر پایه راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی در حضور یک شبکه اولیه مورد بررسی قرار می‌گیرد. شبکه‌های مبتنی بر شناخت برای ارسال در طیف شبکه‌های اولیه باید حفره‌های خالی طیف را جستجو کنند و در آن فضاهای خالی به ارسال داده بپردازند (الگوی درهم تنیده)، یا اینکه توان ارسالی خود را به گونه‌ای تنظیم کنند که در حین ارسال سیگنال در طیف مشترک با شبکه اولیه برای گیرنده‌های اولیه تداخل مخرب ایجاد نکنند (الگوی لایه زیرین). به عبارت دیگر باید توان خود را به گونه‌ای تنظیم کنند که تداخل ایجادشده برای گیرنده‌های اولیه از آستانه مورد قبول گیرنده بالاتر نرود.

در ادامه این فصل ابتدا در بخش ۴-۲ در مورد شبکه‌های مبتنی بر شناخت بحث می‌کنیم. تعریف آستانه قابل قبول تداخل و کارهایی که به تازگی در زمینه شبکه‌های مشارکتی مبتنی بر شناخت صورت گرفته در این بخش ارائه می‌شود. در بخش ۴-۳، اثر محدودیت لحظه‌ای اعمال شده از شبکه اولیه بر توان فرستنده‌های شبکه ثانویه بررسی می‌شود. در این بخش احتمال خاموشی و احتمال خطای سمبل شبکه ثانویه با راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی به دست آمده است. همچنین روابط در سیگنال به نویز بالا نیز محاسبه شده‌اند. در بخش ۴-۴، محدودیت اعمال شده از طرف شبکه اولیه بر متوسط توان اعمال می‌شود. در این حالت با فرض کوچک بودن متوسط بهره توان کانال‌های تداخل، تخصیص بهینه توان به

منظور کاهش احتمال خطای سمبل انجام شده است. به منظور تأیید و بررسی بهتر نتایج تحلیلی، نتایج عددی در بخش ۴-۵ ارائه می‌شود. بخش ۴-۶ به نتیجه گیری فصل اختصاص دارد.

۲-۴ شبکه‌های مبتنی بر شناخت

همانطور که قبلاً بحث شد یک شبکه ثانویه که مجهز به فن آوری شناخت باشد می‌تواند در حضور یک شبکه اولیه به ارسال و دریافت سیگنال پردازد. بدین منظور شبکه ثانویه باید در یک طیف خالی به ارسال داده پردازد (الگوی درهم تنیده) یا همزمان در همان طیفی که شبکه اولیه فعال است، ارسال داده کند (الگوی لایه زیرین). از این رو شبکه ثانویه برای پی بردن به حفره‌های طیفی در الگوی درهم تنیده یا برای تنظیم توان ارسالی، مدولاسیون و غیره در روش الگوی زیرین باید مشاهدات لازم از محیط رادیویی اطراف انجام دهد. بنابراین مرحله اول و شاید مهمترین مرحله در شبکه‌های مبتنی بر شناخت، شناخت یا سنجش طیف^۱ می‌باشد. با توجه به دو الگوی گفته شده، شناخت طیف به دو صورت است:

- مدل دمای تداخل^۲ که سطح تداخل در یک گیرنده را اندازه گیری می‌کند و برای محافظت کاربران اولیه در برابر تداخل ایجاد شده توسط کاربران بدون مجوز ثانویه استفاده می‌شود.

- شناخت یا پیدا کردن حفره‌های طیفی با استفاده از روش‌هایی مانند آشکار ساز انرژی^۳، آشکار ساز ویژگی^۴ و فیلتر منطبق^۵ و آشکار سازی هم‌دوس^۶ که در الگوی در هم تنیده استفاده می‌شود [۶۹].

الگوی لایه زیرین بدلیل اینکه می‌تواند از یک طیف پیوسته استفاده کند جذابیت بیشتری داشته و کارهای فراوانی در این زمینه صورت گرفته است. در این الگو محافظت کاربران اولیه از تداخل ایجاد شده توسط کاربران ثانویه ضروری است. به این منظور FCC یک معیار ارزیابی تداخل^۷ به نام **دمای تداخل** پیشنهاد داده است [۲۵]. این معیار برای کنترل تداخل دریافت شده در گیرنده استفاده می‌شود. دمای تداخل معیاری از توان تداخل در دسترس یک فرکانس رادیویی در آنتن گیرنده است. این معیار نشان دهنده توان

¹Spectrum sensing

²Interference temperature

³Energy detector

⁴Feature detector

⁵Matched filter

⁶Coherent detection

⁷Interference assessment

تولید شده از فرستنده‌های دیگر و منابع نویز است [۷۰]. به عبارت دیگر این دما معادل توان دردسترس در یک آنتن گیرنده در پهنای باند واحد است که به صورت زیر بیان می‌شود [۷۱]:

$$T_I(f_c, B) = \frac{P_I(f_c, B)}{kB} \quad (۱-۴)$$

در عبارت فوق P_I توان تداخلی متوسط در محدوده فرکانسی به پهنای باند B و به مرکزیت f_c می‌باشد. k نیز ثابت بولتزمن است.

FCC با مفهوم دمای تداخل، مفهوم حد دمای تداخل^۱ را نیز معرفی کرده است. این متغیر جدید حداکثر تداخل قابل تحمل^۲ برای یک محدوده فرکانسی در یک مکان خاص را نشان می‌دهد. هر کاربر غیر مجاز ثانویه که از این محدوده فرکانسی استفاده می‌کند، باید تضمین دهد که توان سیگنالش بعلاوه نویز و تداخل‌های موجود از حد دمای تداخل در یک گیرنده مجاز فراتر نرود. از آنجایی که هر گونه افزایش تداخل فراتر از حد دمای تداخل برای گیرنده اولیه مضر است، تخمین دمای تداخل طیف ضروری است.

اگر یک تنظیم کننده مقررات^۳، حد دمای تداخل برای محدوده فرکانسی به پهنای B را T_L تعیین کند آنگاه فرستنده ثانویه باید متوسط توان تداخل را کمتر از kBT_L نگه دارد.

از سویی اگر شبکه ثانویه بتواند باسنجش طیف به حفره‌های خالی آن دست پیدا کند یا توان ارسالی فرستنده‌هایش را به گونه ای تنظیم کند که برای شبکه اولیه ایجاد تداخل مخرب نکند، آنگاه فرصت دسترسی به این طیف معمولاً کوتاه است یا اینکه طیف در اختیار این شبکه آنقدر محدود است که شبکه ثانویه برای استفاده از این طیف محدود باید راهبردی با بازده طیفی بالا استفاده کند. از آنجایی که مخابرات مشارکتی با استفاده از رله یک شیوه نسبتاً جدید برای ارسال سیگنال با چندگانگی ارسال فضایی است که می‌تواند از ظرفیت گره‌های یک شبکه برای بهبود ارتباط استفاده کند، راهبردهای مشارکتی برای استفاده در شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت بررسی شدند [۲۶-۲۹]. استفاده از راهبردهای مشارکتی برای سنجش طیف فرکانسی به منظور استفاده از حفره‌های طیفی نیز می‌تواند استفاده شود [۳۰-۳۲].

همانطور که در فصل گذشته نشان دادیم، راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی با محدود کردن باز-ارسال توسط رله به مواقعی که در ارتباط مستقیم خطا رخ می‌دهد، می‌تواند بازده طیفی را افزایش دهد.

^۱ Interference temperature limit

^۲ Tolerable interference

^۳ Regulatory

در ادامه این فصل شبکه ثانویه را در حضور یک شبکه اولیه ای در نظر می‌گیریم که طیف فرکانسی اش را به شرط عدم ایجاد تداخل با شبکه ثانویه به اشتراک می‌گذارد (الگوی لایه زیرین). همچنین در شبکه ثانویه به منظور استفاده بهینه از طیف، راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی استفاده می‌شود. کارایی چنین شبکه ای در ادامه بررسی می‌شود.

۳-۴ محدودیت لحظه ای توان

با توجه به شکل ۱-۴ از فرستنده های شبکه ثانویه (منبع و رله) به گیرنده اولیه دو کانال تداخل با ضرایب کانال g_r و g_s وجود دارد. توان تداخلی که گره منبع در هر بلوک ارسال داده برای مقصد اولیه ایجاد می‌کند برابر است با

$$P_{I_s} = p_1 |g_s|^2$$

و توان تداخلی از جانب گره رله برابر است با

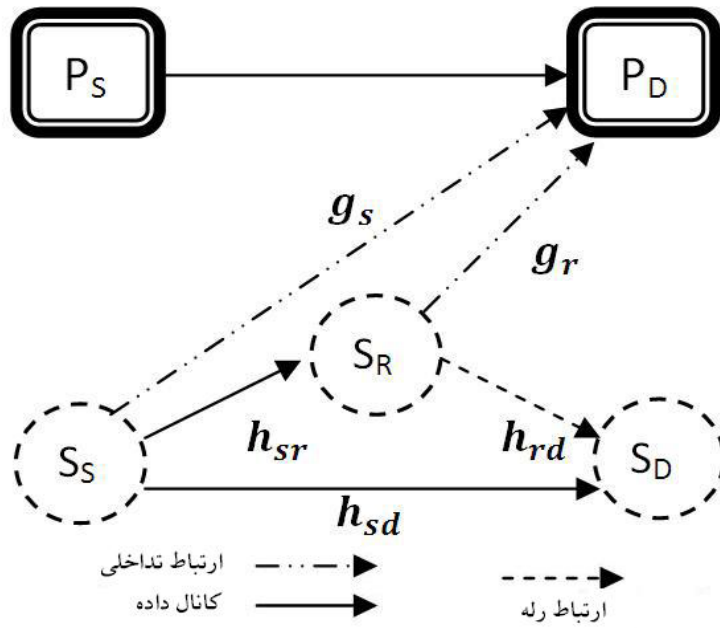
$$P_{I_r} = p_2 |g_r|^2$$

در این حالت مقصد اولیه شرط همزیستی شبکه ثانویه را محدود کردن توان ارسالی کاربران ثانویه قرار داده است به گونه ای که تداخل لحظه ای در گیرنده اولیه فراتر از آستانه تداخل لحظه ای (حداکثر تداخل در هر شیار زمانی) فراتر نرود. بنابراین شبکه ثانویه باید شرط زیر را برای توان ارسالی گره منبع رعایت کند.

$$\begin{aligned} P_{I_s} &\leq I_p \\ p_1 &\leq \frac{I_p}{|g_s|^2} \end{aligned} \quad (۲-۴)$$

در عبارت فوق I_p آستانه تداخل لحظه ای است. همچنین گره رله نیز مشابه منبع باید شرط زیر را رعایت کند:

$$\begin{aligned} P_{I_r} &\leq I_p \\ p_2 &\leq \frac{I_p}{|g_r|^2} \end{aligned} \quad (۳-۴)$$



شکل ۴-۱: شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت در حضور شبکه اولیه (دوایر خط چین گره‌های شبکه ثانویه و مربع‌های با خط درشت گره‌های شبکه اولیه)

با توجه به اینکه شرایط اعمال شده روی توان‌های ارسالی باعث کاهش کارایی شبکه ثانویه خواهد شد برای حداکثر استفاده از طیف در دسترس، توان‌های ارسالی منبع و رله را به ترتیب $p_1 = \frac{I_p}{|g_s|^2}$ و $p_2 = \frac{I_p}{|g_r|^2}$ در نظر می‌گیریم. با توجه تخصیص توان انجام شده سیگنال به نویز لحظه‌ای در گیرنده‌های شبکه ثانویه به صورت زیر می‌باشند.

$$\gamma_{sd} = \frac{I_p |h_{sd}|^2}{N_0 |g_s|^2}, \gamma_{sr} = \frac{I_p |h_{sr}|^2}{N_0 |g_s|^2}, \gamma_{rd} = \frac{I_p |h_{rd}|^2}{N_0 |g_r|^2}, \quad (4-4)$$

که γ_{sd} ، γ_{sr} و γ_{rd} به ترتیب سیگنال به نویز لحظه‌ای ارتباط منبع-مقصد، منبع-رله و رله-مقصد می‌باشند. همانطور که از رابطه (۴-۴) مشخص است سیگنال به نویزهای منبع-مقصد و منبع-رله دارای عبارت مشترک $|g_s|^2$ در مخرج‌ها یشان می‌باشند، بنابراین از لحاظ آماری این دو متغیر وابسته هستند.

سیگنال به نویزهای رابطه (۴-۴) حاصل تقسیم دو متغیر تصادفی نمایی می‌باشند. تابع چگالی احتمال این متغیرهای تصادفی جدید با استفاده از لم زیر محاسبه می‌شوند.

لم ۴-۱. دو متغیر تصادفی مستقل X و Y با میانگین‌های $\sigma_X^2 = \mathbb{E}\{X\}$ و $\sigma_Y^2 = \mathbb{E}\{Y\}$ تابع چگالی احتمال‌های زیر را در نظر بگیرید:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_X^2} e^{\frac{-x}{\sigma_X^2}} u(x) \quad (5-4)$$

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sigma_Y^2} e^{\frac{-y}{\sigma_Y^2}} u(y) \quad (6-4)$$

آنگاه تابع چگالی احتمال متغیر آماری $U = \frac{X}{Y}$ ، به صورت زیر به دست می‌آید:

$$f_U(u) = \frac{\Omega}{(u + \Omega)^2} \quad (7-4)$$

که Ω برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}$.

اثبات-اثبات در پیوست آ-۱.

■

در نتیجه سیگنال به نویزهای رابطه (۴-۴) تابع چگالی احتمالی مطابق با (۳-آ) دارند.

$$f_{\Gamma_{ij}}(\gamma) = \frac{\Omega_{ij}}{(\gamma + \Omega_{ij})^2}, \quad i \in \{s, r\}, j \in \{r, d\} \quad (8-4)$$

همچنین تابع توزیع تجمعی آنها برابر است با:

$$F_{\Gamma_{ij}}(\gamma) = \frac{\gamma}{\gamma + \Omega_{ij}}, \quad i \in \{s, r\}, j \in \{r, d\} \quad (9-4)$$

ضریب سیگنال به نویز متوسط متغیرهای رابطه (۴-۴) به ترتیب برای کانال‌های منبع-مقصد، منبع-رله و

$$\text{رله-مقصد برابر با } \Omega_{sd} = \frac{I_p \sigma_{sd}^2}{N_0 \sigma_{g_s}^2}, \Omega_{sr} = \frac{I_p \sigma_{sr}^2}{N_0 \sigma_{g_s}^2} \text{ و } \Omega_{rd} = \frac{I_p \sigma_{rd}^2}{N_0 \sigma_{g_r}^2} \text{ می‌باشند.}$$

۱-۳-۴ احتمال خاموشی

در فصل ۳ احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در حالتی که هیچ محدودیتی

چه از جانب شبکه‌های دیگر و چه محدودیت‌های ذاتی خود شبکه وجود نداشت محاسبه کردیم. رابطه

احتمال خاموشی (۱۵-۳) را در اینجا یادآوری می‌کنیم:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{sr} \leq \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) + Pr(\gamma_{sr} > \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}, \gamma_{rd} \leq \gamma_{th}) \quad (10-4)$$

به منظور محاسبه احتمال خاموشی با شرط عدم ایجاد تداخل برای کاربران شبکه اولیه باید از سیگنال به

نویزهای محاسبه شده در رابطه (۴-۴) استفاده شود. همانطور که قبلاً ذکر شد، سیگنال به نویز ارتباط

منبع-مقصد و منبع-رله وابسته هستند ولیکن سیگنال به نویز ارتباط رله-مقصد مستقل از دو سیگنال به نویز دیگر است در نتیجه احتمال خاموشی را به صورت زیر می توان بازنویسی کرد:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{sr} \leq \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) + Pr(\gamma_{sr} > \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th})Pr(\gamma_{rd} \leq \gamma_{th}) \quad (۱۱-۴)$$

عبارت فوق را می توان بر حسب تابع توزیع احتمال باز نویسی کرد. با توجه به وابسته بودن سیگنال به نویزهای γ_{sr} و γ_{sd} ، برای این دومتغیر تابع توزیع تجمعی توأم^۱ باید محاسبه شود.

لم ۴-۲. متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z}$ و $V = \frac{Y}{Z}$ را در نظر بگیرید که X ، Y متغیرهای تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی با توابع چگالی احتمال (آ-۱) و (آ-۲) می باشند، همچنین Z نیز یک متغیر تصادفی نمایی و مستقل از دو متغیر دیگر با تابع چگالی احتمال زیر می باشد:

$$f_Z(z) = \frac{1}{\sigma_Z^2} e^{-\frac{z}{\sigma_Z^2}} \quad (۱۲-۴)$$

که $\sigma_Z^2 = \mathbb{E}\{Z\}$ می باشد.

تابع توزیع تجمعی توأم متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \frac{\Omega_U}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \quad (۱۳-۴)$$

که Ω_U برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Z^2}$ و Ω_V برابر است با $\frac{\sigma_Y^2}{\sigma_Z^2}$.

اثبات-اثبات در پیوست آ-۲.

■

بنابراین تابع توزیع تجمعی توأم سیگنال به نویز منبع-مقصد و منبع-رله به صورت زیر نوشته می شود:

$$F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{sr}}(\gamma_1, \gamma_2) = 1 - \frac{\Omega_{sd}}{\gamma_1 + \Omega_{sd}} - \frac{\Omega_{sr}}{\gamma_2 + \Omega_{sr}} + \frac{\Omega_{sd}\Omega_{sr}}{\Omega_{sr}\gamma_1 + \Omega_{sd}\gamma_2 + \Omega_{sd}\Omega_{sr}} \quad (۱۴-۴)$$

با استفاده از رابطه (۱۴-۴) و جایگذاری در رابطه (۱۱-۴)، احتمال خاموشی به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$P_{out} = F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{sr}}(\gamma_{th}, \gamma_{th}) + [F_{\Gamma_{sd}}(\gamma_{th}) - F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{sr}}(\gamma_{th}, \gamma_{th})] F_{\Gamma_{rd}}(\gamma_{th})$$

$$= [1 - F_{\Gamma_{rd}}(\gamma_{th})] F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{sr}}(\gamma_{th}, \gamma_{th}) + F_{\Gamma_{sd}}(\gamma_{th}) F_{\Gamma_{rd}}(\gamma_{th}) \quad (۱۵-۴)$$

^۱ Joint Cumulative Distribution Function

در عبارت فوق $F_{\Gamma_{sd}}(\cdot)$ و $F_{\Gamma_{rd}}(\cdot)$ از رابطه (۹-۴) به دست می‌آیند. در نتیجه احتمال خاموشی به صورت زیر ساده می‌شود:

$$P_{out} = \left(1 - \frac{\gamma_{th}}{\gamma_{th} + \Omega_{rd}}\right) \left(\frac{\gamma_{th}^2 \Omega_{sd} \Omega_{sr}}{(\gamma_{th} + \Omega_{sd})(\gamma_{th} + \Omega_{sr})(\Omega_{sr} \gamma_{th} + \Omega_{sd} \gamma_{th} + \Omega_{sd} \Omega_{sr})} + \frac{\gamma_{th}^2}{(\gamma_{th} + \Omega_{sd})(\gamma_{th} + \Omega_{sr})} \right) + \frac{\gamma_{th}^2}{(\gamma_{th} + \Omega_{sd})(\gamma_{th} + \Omega_{rd})} \quad (۱۶-۴)$$

به منظور ساده سازی و بیان رفتار مجانبی احتمال خاموشی در ادامه حالت خاصی از رابطه فوق را بررسی می‌کنیم. اگر محدودیت اعمالی از طرف شبکه اولیه بر توان ارسالی شبکه ثانویه ناچیز باشد (به طور معادل $I_p \rightarrow \infty$ یا $\Omega_{ij} \rightarrow \infty$)، آنگاه می‌توان از γ_{th} در مقابل Ω_{ij} صرفنظر کرد. بنابراین عدم اعمال محدودیت از جانب شبکه اولیه باعث کاهش احتمال خاموشی طبق رابطه زیر می‌شود:

$$P_{out} \simeq \left(1 - \frac{\gamma_{th}}{\Omega_{rd}}\right) \left(\frac{2\gamma_{th}^2}{\Omega_{sd} \Omega_{sr}} \right) + \frac{\gamma_{th}^2}{\Omega_{sd} \Omega_{rd}} \quad (۱۷-۴)$$

$$\simeq \frac{2\gamma_{th}^2}{\Omega_{sd} \Omega_{sr}} + \frac{\gamma_{th}^2}{\Omega_{sd} \Omega_{rd}} \quad (۱۸-۴)$$

از مقایسه رابطه احتمال خاموشی فوق با احتمال خاموشی محاسبه شده در فصل ۳ تفاوت‌های زیر مشاهده می‌شود:

الف) بدلیل وجود محدودیت از جانب شبکه اولیه بر توان فرستنده‌های شبکه ثانویه، ضرایب σ^2 به Ω تبدیل شده اند.

ب) ضریب ۲ در کسر اول بدلیل وابستگی بین دو ارتباط منبع-مقصد و منبع-رله بوجود آمده است.

۲-۳-۴ احتمال خطای سمبل

خطای سمبل در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی هنگامی اتفاق می‌افتد که هر دو مرحله ارسال یک سمبل موفقیت آمیز نباشد. در ارسال از طریق ارتباط مستقیم اگر کانال منبع-مقصد ضعیف باشد خطا رخ می‌دهد. در این صورت مرحله دوم باید آغاز شود. اگر کانال منبع-رله ضعیف باشد، رله سیگنالی برای مقصد باز-ارسال نمی‌کند بنابراین خطای سمبل رخ می‌دهد. اگر گره رله توانسته باشد سمبل را در مرحله اول کدگذاری کند (کانال منبع-رله سیگنال به نویز بالا داشته باشد) رله سمبل را مجدداً کدگذاری کرده و

برای مقصد می‌فرستد. در این حالت اگر کانال رله-مقصد ضعیف باشد، خطای سمبل اتفاق می‌افتد. بنابراین احتمال رخداد خطای سمبل به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{aligned} Pr(\mathcal{E}) &= Pr(\mathcal{E} | A_{sd}) Pr(A_{sd}) + Pr(\mathcal{E} | A_{sd}^c) Pr(A_{sd}^c) \\ &= Pr(\mathcal{E} | A_{sd}) Pr(A_{sd}) \end{aligned} \quad (۱۹-۴)$$

که \mathcal{E} رخداد خطای سمبل است. A_{ij} نیز رخداد خطای سمبل در گره j از ارسال سیگنال توسط گره i می‌باشد. گره i از بین گره‌های فرستنده یعنی s, r و گره j از بین گره‌های گیرنده یعنی d, r انتخاب می‌شوند. همچنین A^c احتمال رخداد مکمل A^1 است.

در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی اگر ارتباط مستقیم موفقیت آمیز باشد، رله دیگر ارسال مجدد سیگنال را انجام نخواهد داد بنابراین در رابطه احتمال خطای سمبل بالا، جمله دوم سطر اول برابر با صفر خواهد بود.

اما اگر در ارتباط مستقیم خطا رخ دهد از رله درخواست ارسال مجدد سیگنال خواهد شد، لذا احتمال خطای سمبل در مقصد به شرط وقوع خطا در ارتباط مستقیم به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} Pr(\mathcal{E} | A_{sd}) &= Pr(\mathcal{E} | A_{sr}, A_{sd}) Pr(A_{sr} | A_{sd}) \\ &+ Pr(\mathcal{E} | A_{sr}^c, A_{sd}) Pr(A_{sr}^c | A_{sd}) \end{aligned} \quad (۲۰-۴)$$

در عبارت فوق $Pr(\mathcal{E} | A_{sr}, A_{sd})$ برابر با یک است زیرا اگر در ارتباط مستقیم خطا رخ دهد و رله نیز قادر به کدگشایی صحیح نباشد، سمبلی برای مقصد ارسال نخواهد شد. اما اگر رله قادر به کدگشایی صحیح سمبل باشد، سمبل برای مقصد ارسال خواهد شد و احتمال خطای سمبل در این حالت با توجه به ارتباط رله-مقصد تعیین خواهد شد. بنابراین عبارت $Pr(\mathcal{E} | A_{sr}^c, A_{sd})$ برابر با $Pr(A_{rd})$ می‌باشد. در نتیجه احتمال خطای سمبل به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\begin{aligned} Pr(\mathcal{E}) &= [Pr(A_{sr} | A_{sd}) + Pr(A_{rd}) Pr(A_{sr}^c | A_{sd})] Pr(A_{sd}) \\ &= Pr[A_{sd}, A_{sr}] + Pr[A_{sd}, A_{sr}^c, A_{rd}], \end{aligned} \quad (۲۱-۴)$$

¹Complementary event

نشان دادیم که سیگنال به نویز کانال‌های منبع-مقصد و منبع-رله به دلیل متغیر مشترک g_s در هر دوی آنها وابسته آماری هستند. بنابراین رخدادهای A_{sd} و A_{sr} نیز وابسته هستند که این نکته برای محاسبه احتمال خطا در (۲۱-۴) باید در نظر گرفته شود. با توجه به اینکه وابستگی دو متغیر γ_{sr} و γ_{sd} بدلیل جمله مشترک $X = |g_s|^2$ است، بنابراین دو متغیر به صورت شرطی (معلوم بودن عامل وابستگی) مستقل هستند یا به عبارت دیگر

$$\gamma_{sd}|X \perp\!\!\!\perp \gamma_{sr}|X \quad (22-4)$$

با در نظر گرفتن (۲۲-۴) می‌توان برای محاسبه احتمال خطای سمبل از رابطه زیر استفاده کرد:

$$Pr(\mathcal{E}) = \int_0^\infty Pr(\mathcal{E}|X) f_X(x) dx \quad (23-4)$$

که $Pr(\mathcal{E}|X)$ احتمال خطای سمبل به شرط X می‌باشد. متغیر X تابع چگالی احتمال نمایی به صورت زیر دارد:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_{g_s}^2} e^{\frac{-x}{\sigma_{g_s}^2}} \quad (24-4)$$

در عبارت فوق $\sigma_{g_s}^2 = \mathbb{E}\{|g_s|^2\}$ متوسط بهره توان کانال از گره منبع ثانویه به گره مقصد اولیه می‌باشد. با توجه به مستقل بودن کانال‌ها در هر دو شبکه اولیه و ثانویه، احتمال خطای شرطی سمبل را با استفاده از رابطه (۲۱-۴) می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$Pr(\mathcal{E}|X) = Pr[(A_{sd}, A_{sr})|X] + Pr[(A_{sd}, A_{sr}^c, A_{rd})|X] \quad (25-4)$$

اکنون با استفاده استقلال شرطی رخدادهای A_{sd} و A_{sr} می‌توان رابطه (۲۵-۴) را به صورت زیر بازنویسی کرد [۷۲]:

$$\begin{aligned} Pr(\mathcal{E}|X) &= Pr[A_{sd}|X]Pr[A_{sr}|X] + Pr[A_{sd}|X]Pr[A_{sr}^c|X]Pr[A_{rd}|X] \\ &= Pr[A_{sd}|X]Pr[A_{sr}|X] + Pr[A_{sd}|X](1 - Pr[A_{sr}|X])Pr[A_{rd}] \end{aligned} \quad (26-4)$$

در عبارت فوق $Pr[A_{sd}|X]$ با استفاده از مفهوم تابع تولید ممان مدولاسیون M-PSK به صورت زیر محاسبه می‌شود [۵۶]:

$$Pr[A_{sd}|X] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \mathcal{M}_{\gamma_{sd}|X}\left(\frac{-b}{\sin^2(\phi)}\right) d\phi \quad (27-4)$$

متغیر $\gamma_{sd|X}$ یک متغیر نمایی است که به صورت $\frac{I_p|h_{sd}|^2}{N_0X}$ با میانگین $\frac{I_p\sigma_{sd}^2}{N_0X}$ تعریف می‌شود. تابع تولید ممان برای مدل محوشوندگی رایلی برای متغیر فوق نیز به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathcal{M}_{\gamma_{sd|X}}\left(-\frac{b}{\sin^2(\phi)}\right) = \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sd|X}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} \quad (28-4)$$

در نتیجه احتمال خطای شرطی $Pr[A_{sd}|X]$ به صورت زیر باز نویسی می‌شود:

$$Pr[A_{sd}|X] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sd|X}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} d\phi \quad (29-4)$$

تابع احتمال $Pr[A_{sr}|X]$ نیز مشابه $Pr[A_{sd}|X]$ به دست می‌آید.

$$Pr[A_{sr}|X] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sr|X}}{\sin^2(\phi)}\right)^{-1} d\phi \quad (30-4)$$

در عبارت فوق $\bar{\gamma}_{sr|X} = \frac{I_p\sigma_{sr}^2}{N_0X}$ میانگین سیگنال به نویز ارتباط منبع-رله می‌باشد.

عبارت دیگری که برای محاسبه (۲۶-۴) باید محاسبه شود، احتمال خطای $Pr[A_{rd}]$ است. همانطور که گفته شد سیگنال به نویز ارتباط رله-مقصد یک متغیر تصادفی با تابع چگالی احتمال (۸-۴) می‌باشد. تابع تولید ممان این متغیر تصادفی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\mathcal{M}_{\gamma_{rd}}(s) = \int_0^\infty f_{\gamma_{rd}}(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma \quad (31-4)$$

این تابع با استفاده از تبدیل لاپلاس در [۶۷، Eq.(3.353)] به صورت زیر به دست آورده شده است:

$$\mathcal{M}_{\gamma_{rd}}\left(-\frac{b}{\sin^2(\phi)}\right) = 1 + \frac{b\Omega_{rd}e^{\frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}} Ei\left(-\frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}\right)}{\sin^2(\phi)} \quad (32-4)$$

تابع $Ei(\cdot)$ تابع انتگرال نمایی است که در [۶۷، Eq.(8.211)] به صورت زیر تعریف شده است:

$$Ei(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^t}{t} dt \quad (33-4)$$

در نتیجه احتمال رخداد خطای سمبل در ارتباط رله-مقصد به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$Pr[A_{rd}] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\Omega_{rd}e^{\frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}} Ei\left(\frac{-b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}\right)}{\sin^2(\phi)}\right) d\phi \quad (34-4)$$

با توجه به روابط احتمال خطای بدست آمده در (۴-۲۹)، (۴-۳۰) و (۴-۳۴) می توان رابطه احتمال خطای شرطی سمبل در (۴-۲۶) را به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned} Pr(\mathcal{E}|X) = & \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} (1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sd|X}}{\sin^2\phi})^{-1} d\phi \times \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} (1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sr|X}}{\sin^2\phi})^{-1} d\phi \\ & + \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} (1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sd|X}}{\sin^2\phi})^{-1} d\phi \times \left(1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} (1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sr|X}}{\sin^2\phi})^{-1} d\phi \right) \\ & \times \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\Omega_{rd} e^{\frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}} Ei\left(\frac{-b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}\right)}{\sin^2(\phi)} \right) d\phi \end{aligned} \quad (۴-۳۵)$$

برای محاسبه احتمال خطای سمبل باید رابطه فوق را در رابطه (۴-۲۳) جایگذاری کنیم. رابطه فوق شامل انتگرال هایی است که عبارت ریاضی بسته نتیجه نمی دهند. یک روش، حل عددی عبارت فوق می باشد. روش دوم تقریب رابطه فوق و جایگذاری آن در رابطه (۴-۲۳) می باشد. در ادامه تقریبی برای رابطه (۴-۳۵) به دست می آوریم.

۴-۳-۲-۱ تحلیل مجانبی احتمال خطای سمبل

در سیگنال به نویز بالا تابع تولید ممان (توابع داخل انتگرال های رابطه (۴-۳۵)) را می توان تقریب زد. تابع تولید ممان برای سیگنال به نویزهای $\gamma_{sd|X}$ و $\gamma_{sr|X}$ را به صورت زیر تقریب می زنیم:

$$(1 + \frac{b\theta}{\sin^2(\phi)})^{-1} \sim^\theta (\frac{b\theta}{\sin^2(\phi)})^{-1} \quad (۴-۳۶)$$

بنابراین

$$\begin{aligned} Pr[A_{sd}|X] &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} (1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sd|X}}{\sin^2\phi})^{-1} d\phi \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} (\frac{b\bar{\gamma}_{sd|X}}{\sin^2\phi})^{-1} d\phi \\ &= \frac{A}{b\bar{\gamma}_{sd|X}} \end{aligned} \quad (۴-۳۷)$$

که A به صورت زیر تعریف می شود:

$$A = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \sin^2\phi d\phi = \frac{M-1}{2M} + \frac{\sin(\frac{2\pi}{M})}{4\pi} \quad (۴-۳۸)$$

همچنین

$$\begin{aligned}
 Pr[A_{sr}|X] &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{b\bar{\gamma}_{sr|X}}{\sin^2\phi}\right)^{-1} d\phi \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(\frac{b\bar{\gamma}_{sr|X}}{\sin^2\phi}\right)^{-1} d\phi \\
 &= \frac{A}{b\bar{\gamma}_{sr|X}}
 \end{aligned} \tag{۳۹-۴}$$

از طرف دیگر در سیگنال به نویز بالا تابع تولید ممان (۳۲-۴) نیز به صورت زیر تقریب زده می شود:

$$1 + \frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)} e^{\frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}} Ei\left(\frac{-b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}\right) \sim_{\Omega_{rd}} \frac{\sin^2(\phi)}{b\Omega_{rd}} \tag{۴۰-۴}$$

بنابراین احتمال رخداد A_{rd} به صورت زیر تقریب زده می شود:

$$\begin{aligned}
 Pr[A_{rd}] &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} 1 + \frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)} e^{\frac{b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}} Ei\left(\frac{-b\Omega_{rd}}{\sin^2(\phi)}\right) d\phi \\
 &= \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \frac{\sin^2(\phi)}{b\Omega_{rd}} d\phi \\
 &= \frac{A}{b\Omega_{rd}}
 \end{aligned} \tag{۴۱-۴}$$

با استفاده از روابط تقریبی (۳۷-۴)، (۳۹-۴) و (۴۱-۴) احتمال خطای شرطی سمبل را به صورت زیر می توان

بازنویسی کرد:

$$\begin{aligned}
 Pr(\mathcal{E}|X) &\approx \frac{A^2}{b^2\bar{\gamma}_{sd|X}\bar{\gamma}_{sr|X}} + \frac{A^2}{b^2\bar{\gamma}_{sd|X}\Omega_{rd}} - \frac{A^3}{b^3\bar{\gamma}_{sd|X}\Omega_{rd}\bar{\gamma}_{sr|X}} \\
 &= \frac{A^2 N_0^2 X^2}{b^2 I_p^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} + \frac{A^2 N_0^2 X^2}{b^2 I_p^2 \sigma_{rd}^2 \sigma_{sr}^2} - \frac{A^3 N_0^2 X^2}{b^3 I_p^2 \Omega_{rd} \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2}
 \end{aligned} \tag{۴۲-۴}$$

در نتیجه احتمال خطای سمبل برابر است با

$$\begin{aligned}
 Pr(\mathcal{E}) &= \mathbb{E} \{Pr(\mathcal{E}|X)\} \\
 &= \mathbb{E} \left\{ \frac{A^2 N_0^2 X^2}{b^2 I_p^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} + \frac{A^2 N_0^2 X^2}{b^2 I_p^2 \sigma_{rd}^2 \sigma_{sr}^2} - \frac{A^3 N_0^2 X^2}{b^3 I_p^2 \Omega_{rd} \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} \right\} \\
 &= \frac{A^2 N_0^2 2(\sigma_{gs}^2)^2}{b^2 I_p^2 \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} + \frac{A^2 N_0^2 2(\sigma_{gs}^2)^2}{b^2 I_p^2 \sigma_{rd}^2 \sigma_{sr}^2} - \frac{A^3 N_0^2 2(\sigma_{gs}^2)^2}{b^3 I_p^2 \Omega_{rd} \sigma_{sd}^2 \sigma_{sr}^2} \\
 &= \frac{2A^2}{b^2 \Omega_{sd} \Omega_{sr}} + \frac{A^2}{b^2 \Omega_{sd} \Omega_{rd}} - \frac{2A^3}{b^3 \Omega_{sd} \Omega_{sr} \Omega_{rd}} \\
 &= \left(\frac{A}{b}\right)^2 \left(\frac{2}{\Omega_{sd} \Omega_{sr}} + \frac{1}{\Omega_{sd} \Omega_{rd}} - \left(\frac{A}{b}\right) \frac{2}{\Omega_{sd} \Omega_{sr} \Omega_{rd}} \right)
 \end{aligned} \tag{۴۳-۴}$$

در سطر سوم عبارت فوق، $\mathbb{E}\{\alpha X^2\}$ برابر است با $2\alpha(\sigma_{g_s}^2)^2$ ، زیرا $X = |g_s|^2$ یک متغیر تصادفی نمایی با متوسط $\sigma_{g_s}^2$ می‌باشد.

با توجه به فرض سیگنال به نویز بالا می‌توان از جمله آخر عبارت احتمال خطای سمبل در رابطه (۴۳-۴) صرف نظر کرد، زیرا حاصل ضرب سه سیگنال به نویز بالا می‌باشد. بنابراین احتمال خطای سمبل تقریبی به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$Pr(\mathcal{E}) \approx \left(\frac{A}{b}\right)^2 \left(\frac{2}{\Omega_{sd}\Omega_{sr}} + \frac{1}{\Omega_{sd}\Omega_{rd}}\right) \quad (44-4)$$

در مقایسه عبارت فوق با احتمال خطای سمبل یک شبکه که توان ارسالی آن محدود نیست (رابطه (۴۸-۳)) دیده می‌شود که ضرایب σ^2 به Ω تبدیل شده اند بدلیل اینکه محدودیت اعمال تداخل روی شبکه اولیه در محاسبه (۴۴-۴) لحاظ شده است. علاوه براین یک ضریب دو در کسر اول عبارت فوق دیده می‌شود که بدلیل وابستگی بین دو کانال منبع-مقصد و منبع-رله ایجاد شده است.

۴-۴ محدودیت متوسط توان

در فصل قبل تخصیص توان برای شبکه رله هنگامی که مجموع توان ارسالی منبع و رله محدود باشد بررسی شد. در بسیاری از مواقع به دلایل مختلف حداکثر توان ارسالی منبع و رله هم محدود می‌شوند. این دلایل عبارتند از:

- محدودیت‌های فرستنده‌ها: به دلیل مشکلات عملی و یا محدودیت‌هایی که استانداردها بر حداکثر توان اعمال می‌کنند.

- محدودیت‌های دیگر شبکه‌ها: عدم ایجاد تداخل مضر برای دیگر شبکه‌ها یا دیگر کاربران

با توجه به محدودیت‌های ذکر شده برای هر فرستنده دو مقدار تحدید کننده وجود دارد مقدار اول که مشخصات فرستنده تعیین می‌کند و آن را با P_c نمایش می‌دهیم. مقدار دوم که شبکه‌های دیگر تعیین می‌کنند. این مقدار با توجه به تداخلی که فرستنده برای شبکه دیگر یا کاربران دیگر ایجاد می‌کند تعیین می‌شود. در بخش قبل شبکه ثانویه در حضور یک شبکه اولیه را در نظر گرفتیم که تداخل لحظه ای (قله

تداخل^۱ در گیرنده آن باید از یک آستانه از قبل تعیین شده کمتر باشد.

در الگوی لایه زیرین فرض می‌شود سیگنال ارسالی توسط شبکه ثانویه با توانی ارسال شود که توان سیگنال تداخلی دریافت شده در شبکه اولیه پایین تر از یک آستانه تداخلی^۲ قابل قبول باشد. به عبارت دیگر توان سیگنال تداخلی زیر سطح نویز قرار بگیرد تا این سیگنال برای شبکه اولیه، نویز تلقی شود. در مورد اینکه آستانه تداخلی که شبکه اولیه تعیین می‌کنند روی متوسط تداخل^۳ باشد یا روی حداکثر تداخل پژوهش‌هایی انجام شده است [۷۶-۷۳]. محدودیت حداکثر توان تداخلی در بخش قبلی بررسی شد. در ادامه این فصل شبکه ای ثانویه ای متشکل از یک رله در حضور شبکه ثانویه ای با یک فرستنده و یک گیرنده که در شکل ۴-۱ نشان داده شده است را در نظر بگیرید. در این ساختار شبکه اولیه به فرستنده‌های ثانویه اجازه ارسال در طیف فرکانسی مشترک به شرط اینکه **متوسط توان تداخل** تولید شده در گیرنده اولیه از یک آستانه قابل قبول فراتر نرود را می‌دهد.

با توجه به شکل ۴-۱ دو ارتباط تداخلی از منبع و رله به سمت گیرنده شبکه اولیه وجود دارد که با ضرایب کانال g_s برای کانال منبع-مقصد اولیه و ضریب g_r برای کانال رله-مقصد اولیه در نظر گرفته شده است. این دو کانال به ترتیب دارای متوسط بهره توان $\sigma_{g_s}^2$ و $\sigma_{g_r}^2$ می‌باشند. توان سیگنال تداخل از جانب منبع برای مقصد اولیه برابر است با:

$$P_{I_s} = p_1 |g_s|^2 \quad (4-45)$$

و توان سیگنال تداخل از جانب رله برای مقصد اولیه به صورت زیر است:

$$P_{I_r} = p_2 |g_r|^2 \quad (4-46)$$

از آنجایی که شبکه اولیه شرط همزیستی^۴ شبکه ثانویه با شبکه اولیه را فراتر رفتن متوسط توان تداخل از متوسط آستانه تداخل (I_{th}) قرار می‌دهد. از این رو متوسط تداخلی که گره منبع برای مقصد ثانویه تولید می‌کند برابر است با:

$$\bar{P}_{I_s} = \mathbb{E} \{p_1 |g_s|^2\} = p_1 \sigma_{g_s}^2 \quad (4-47)$$

¹Interference peak

²Interference threshold

³Average interference

⁴Coexisting

با توجه به متوسط تداخل ایجاد شده توسط گره منبع و شرط اعمالی روی توان منبع، حداکثر توان ارسالی مجاز توسط گره منبع به صورت زیر به دست می‌آید:

$$p_{1max} = \frac{I_{th}}{\sigma_{g_s}^2} \quad (48-4)$$

از طرف دیگر اگر محدودیت های فرستنده را که با P_c مدل کردیم، نیز در نظر بگیریم حداکثر توان ارسالی گره منبع به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$p_{1max} = \min \left[P_c, \frac{I_{th}}{\sigma_{g_s}^2} \right] \quad (49-4)$$

در مورد متوسط تداخلی که گره رله برای مقصد اولیه ایجاد می‌کند مسئله کمی متفاوت است. در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی گره رله در شیار زمانی دوم همواره ارسال داده ندارد. زیرا ممکن است ارتباط مستقیم موفقیت آمیز باشد و نیازی به ارسال مجدد سیگنال توسط گره رله نباشد. با این وصف گره رله ممکن است به ندرت^۱ به ارسال داده بپردازد. بنابراین متوسط توان تداخلی که گره رله برای مقصد ثانویه ایجاد می‌کند به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\bar{P}_{I_r} = Pr(\xi) \mathbb{E} \{p_2 |g_r|^2\} = Pr(\xi) p_2 \sigma_{g_r}^2 \quad (50-4)$$

در عبارت فوق ξ رخداد ارسال مجدد سیگنال توسط گره رله است و $Pr(\xi)$ احتمال وقوع این رخداد است که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$Pr(\xi) = \psi(\gamma_{sd}) [1 - \psi(\gamma_{sr})] \quad (51-4)$$

در عبارت فوق $\psi(\cdot)$ احتمال خطای سمبل در کانال مربوط است که در فصل گذشته محاسبه آن با استفاده از تابع تولید ممان گفته شد. همچنین با استفاده از تقریب‌های گفته شده در (۳-۴۵) و (۳-۵۳) و (۳-۶۰) می‌توان برای هر سه مدل محوشوندگی آن را تقریب زد.

با توجه به متوسط توان تداخل تولید شده توسط گره رله، حداکثر توان ارسالی مجاز رله برابر است با:

$$p_{2max} = \frac{I_{th}}{Pr(\xi) \sigma_{g_r}^2} \quad (52-4)$$

^۱ اگر ارتباط مستقیم دارای سیگنال به نویز قوی باشد احتمال درخواست از رله برای ارسال مجدد به شدت کاهش می‌یابد.

عبارت فوق مبین این است که حداکثر توان مجاز برای ارسال توسط گره رله در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با ضریب $\frac{1}{Pr(\xi)}$ افزایش یافته است. اگر سیگنال به نویز کانال مستقیم کوچک باشد تعداد درخواست‌ها از گره رله افزایش می‌یابد و در نتیجه حداکثر توان مجاز رله نیز کاهش می‌یابد. در مقابل هرچقدر ارتباط مستقیم دارای سیگنال به نویز قوی‌تر باشد $Pr(\xi)$ کوچک‌تر خواهد شد و در نتیجه حداکثر توان مجاز رله نیز افزایش می‌یابد. در این حالت محدودیت توانی فرستنده P_c در برابر آن قابل ملاحظه خواهد بود بنابراین حداکثر توان ارسالی گره رله باید از رابطه زیر محاسبه شود:

$$p_{2max} = \min \left[P_c, \frac{I_{th}}{Pr(\xi)\sigma_{gr}^2} \right] \quad (53-4)$$

با توجه به حداکثر توان ارسالی مجاز رله و منبع مسئله تخصیص توان تغییر می‌کند. در ادامه مسئله تخصیص توان با قید حداکثر توان ارسالی را بررسی می‌کنیم.

۱-۴-۴ تخصیص توان با قید حداکثر توان

مسئله تخصیص توان که در بخش ۳-۶ تعریف کرده ایم در اینجا با افزودن قیدهای حداکثر توان

ارسالی رله و منبع به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$\begin{aligned} &\underset{p_1, p_2}{\text{minimize}} && P_{e,PSK} \\ &\text{subject to} && p_1 \leq p_{1max} \\ &&& p_2 \leq p_{2max} \\ &&& p_1 + p_2 = P \end{aligned} \quad (54-4)$$

به منظور حل مسئله فوق، مسئله بهینه‌سازی فوق که تابعی از دو متغیر p_1 و p_2 است را به یک مسئله بهینه‌سازی با یک متغیر مثلاً p_1 تبدیل می‌کنیم. با جایگذاری $p_2 = P - p_1$ از قید مساوی^۱ در تابع هزینه^۲ می‌توان قید مساوی را حذف نمود. همچنین قید نامساوی^۳ مربوط به p_2 را نیز باید تبدیل کنیم. با توجه به رابطه (۵۳-۴) مقدار حداکثر توان ارسالی رله تابعی از $Pr(\xi)$ است^۴. این تابع نیز با توجه به (۵۱-۴) تابعی نزولی از p_1 می‌باشد. در نتیجه می‌توان گفت حداکثر توان ارسالی رله تابعی صعودی از p_1

^۱Equality constraint

^۲Cost function

^۳Inequality constraint

^۴به منظور ساده‌تر کردن تحلیل P_c بزرگ فرض شده است.

است $(p_{2_{max}} = f(p_1))$. بنابراین برای شرط نامساوی روی p_2 می‌توان نوشت:

$$p_2 \leq p_{2_{max}}$$

$$P - p_1 \leq f(p_1)$$

$$P \leq p_1 + f(p_1)$$

$$P \leq g(p_1) \quad (55-4)$$

باتوجه به اینکه تابع f تابعی صعودی است نتیجه می‌شود که تابع g نیز صعودی است بنابراین به شرط معادل زیر می‌رسیم:

$$p_1 \geq p_{1_{min}} = g^{-1}(P) \quad (56-4)$$

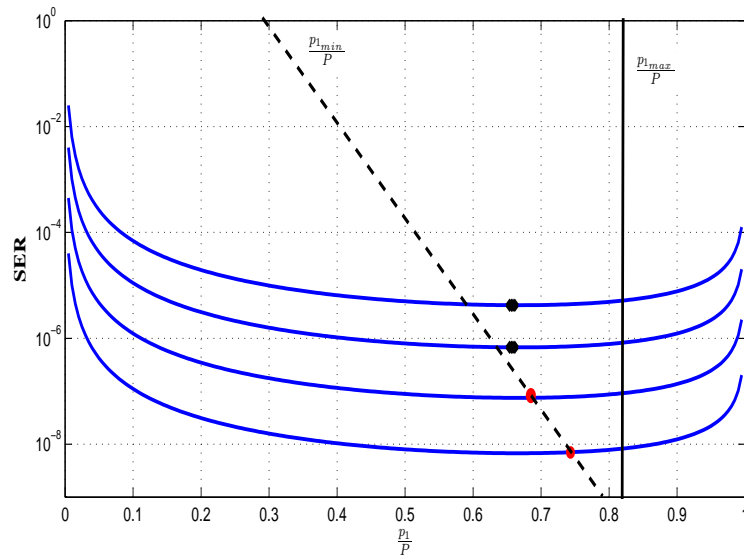
در نتیجه مسئله (54-4) به مسئله معادل زیر تبدیل می‌شود:

$$\begin{aligned} & \underset{p_1}{\text{minimize}} && P_{e,PSK} \\ & \text{subject to} && p_{1_{min}} \leq p_1 \leq p_{1_{max}} \end{aligned} \quad (57-4)$$

تابع $P_{e,PSK}$ یک تابع محدب بر حسب p_1 می‌باشد. بنابراین بدون در نظر گرفتن هیچ قیدی، این تابع یک نقطه حداقل دارد. مقدار حداقل تابع $P_{e,PSK}$ به ازاء $p_1^* = \beta^* P$ به دست می‌آید که β^* در رابطه (3-70) محاسبه شده‌است. اما قیود حداکثر و حداقل p_1 بر نقطه بهینه تأثیر گذار می‌باشند (به شکل 4-2 توجه کنید). با توجه به محدب بودن تابع هزینه اگر $p_{1_{min}} \leq p_1^* \leq p_{1_{max}}$ باشد، نقطه بهینه $p_{1_{opt}} = p_1^*$ است. اما اگر p_1^* خارج بازه باشد آنگاه $p_{1_{opt}}$ برابر با یکی از دو مقدار انتهای بازه می‌شود [77، 78].

$$p_{1_{opt}} = \max \{ \min \{ \beta^* P, p_{1_{max}} \}, p_{1_{min}} \} \quad (58-4)$$

در شبکه‌های مبتنی بر شناخت لایه زیرین، شرط محدود کننده توان فرستنده‌های شبکه ثانویه از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. زیرا در صورتی که توان‌های ارسالی شرط عدم ایجاد تداخل برای کاربران اولیه را رعایت نکنند، شبکه اولیه در ارتباط خود دچار مشکل خواهد شد. با توجه به دو شرط حداکثر توان ارسالی مجاز منبع و رله برای مجموع توان‌های رله و منبع نیز می‌توان شرط معادل به دست آورد. حداکثر



شکل ۴-۲: نقاط بهینه برای یک تابع محدب با قید کمینه و بیشینه

توان P (مجموع توان رله و منبع) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned}
 P_{max} &= p_{1max} + p_{2max} \\
 &= \min \left[P_c, \frac{I_{th}}{\sigma_{gs}^2} \right] + \min \left[P_c, \frac{I_{th}}{Pr(\xi)\sigma_{gr}^2} \right] \\
 &\stackrel{\text{Big } P_c}{=} I_{th} \left(\frac{1}{\sigma_{gs}^2} + \frac{1}{Pr(\xi)\sigma_{gr}^2} \right)
 \end{aligned} \tag{۴-۵۹}$$

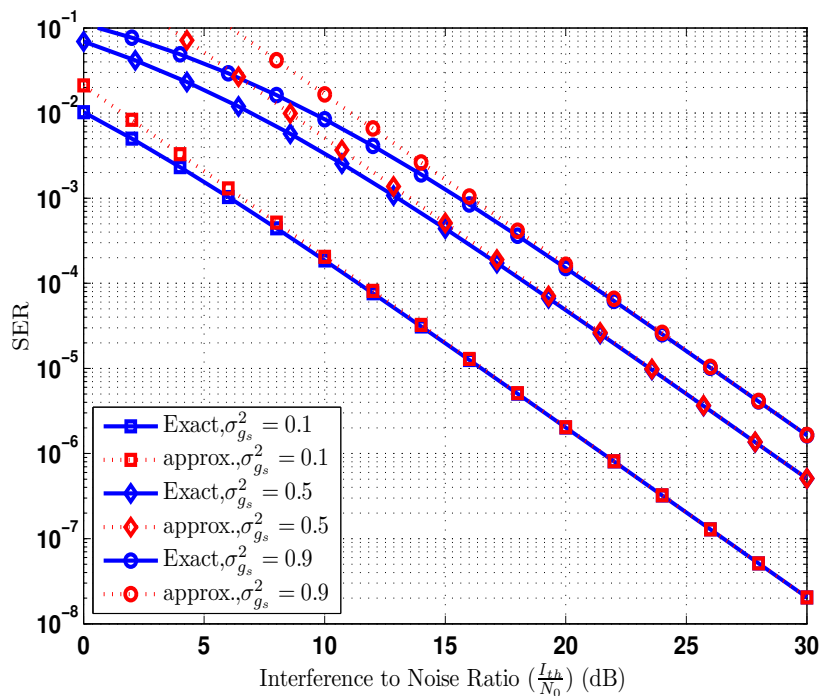
۴-۵ تحلیل و ارزیابی نتایج

به منظور بررسی تأثیر محدودیت اعمال شده بر روی توان ارسالی فرستنده‌های ثانویه از جانب شبکه اولیه، در این بخش چند نمونه عددی از روابط ذکر شده در بخشهای پیشین این فصل را ارائه می‌کنیم. در ابتدا حالتی را که شبکه اولیه به صورت لحظه ای محدودیت تداخل بر فرستنده‌های ثانویه اعمال کند را در نظر می‌گیریم. در این حالت حداکثر توان ارسالی گره منبع و رله به صورت تابعی از آستانه قابل قبول تداخل I_p به دست می‌آید. در ادامه احتمال خطای سمبل شبکه ثانویه را بر حسب نسبت آستانه قابل قبول برای واریانس نویز که معیاری از سیگنال به نویز دردسترس شبکه ثانویه است رسم می‌کنیم. در این بخش برای کانال مدل رایلی در نظر گرفته ایم. همچنین مدولاسیون استفاده شده در شبکه ثانویه، M-PSK با $M = 4$ در نظر گرفته شده است. در شبکه ثانویه فرض بر این است که گره رله و مقصد قادر به تشخیص صحت

دریافت سیگنال می‌باشند و با یک بازخورد توسط سیگنال‌های ACK/NACK منبع و رله را از دریافت صحیح یا ناصحیح سیگنال مطلع می‌کنند.

با توجه به اینکه روابط به دست آمده برای احتمال خطای سمبل به صورت تقریبی و دقیق در این فصل ارائه شد، شکل ۳-۴ احتمال خطای سمبل (تقریب و دقیق) بر حسب نسبت آستانه تداخل به نویز به ازاء مقادیر مختلف متوسط بهره توان کانال منبع ثانویه-مقصد اولیه (σ_{gs}^2) را نشان می‌دهد. در این حالت مقدار متوسط بهره توان کانال رله ثانویه-مقصد اولیه $\sigma_{gr}^2 = 0.5$ در نظر گرفته شده است.

با افزایش متوسط بهره کانال تداخل (σ_{gs}^2) توان اختصاص یافته به منبع ثانویه کاهش می‌یابد تا شرط عدم ایجاد تداخل برای گیرنده شبکه اولیه رعایت گردد. در نتیجه نرخ خطای سمبل شبکه ثانویه افزایش می‌یابد. این رفتار دقیقاً در شکل ۳-۴ مشاهده می‌شود. نتیجه ای دیگری که از شکل ۳-۴ مشاهده می‌شود، تطبیق خوب منحنی‌های نرخ خطای تقریبی و نرخ خطای دقیق به خصوص در مقادیر بالای نسبت آستانه تداخل به نویز است. با توجه به اینکه تقریب‌های این فصل با فرض سیگنال به نویز بالا به دست آمدند، با افزایش I_p سیگنال به نویز نیز افزایش یافته و تقریب‌ها به مقادیر دقیق نزدیک می‌شوند. همچنین هنگامی



شکل ۳-۴: مقادیر تقریبی و دقیق احتمال خطای سمبل شبکه ثانویه با راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در حضور شبکه اولیه با شرط عدم تداخل لحظه ای ($\sigma_{gr}^2 = 0.5$)

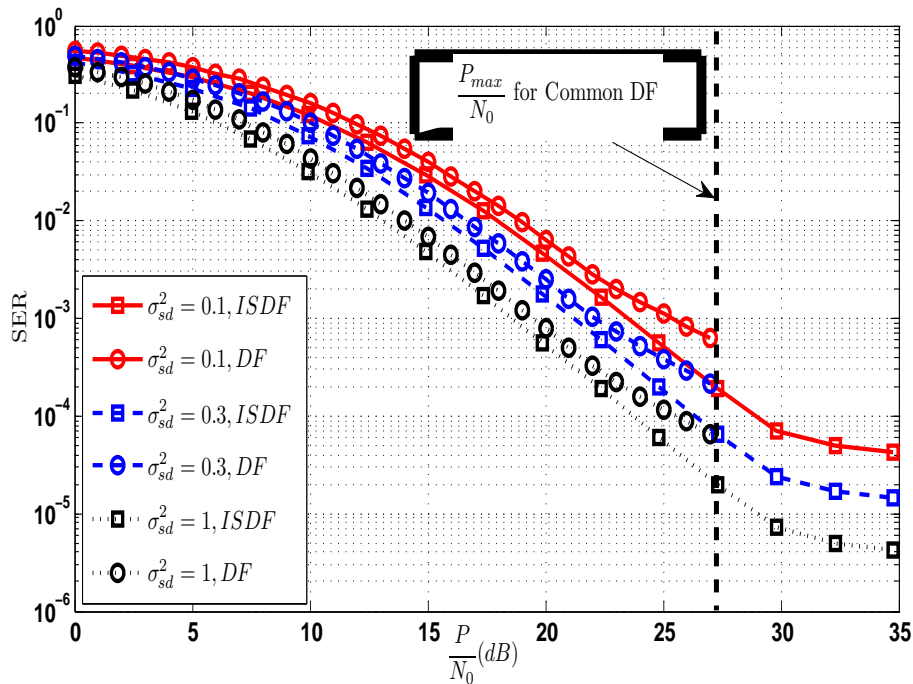
که متوسط بهره کانال تداخل کمتر است، توان تخصیص داده شده به گره ثانویه افزایش می‌یابد در نتیجه تقریب نرخ خطا دقیق تر می‌شود.

در ادامه اثر محدودیت متوسط بر توان ارسالی فرستنده های ثانویه را بررسی می‌کنیم. در ادامه همچنین فرض می‌کنیم متوسط بهره توان کانال های تداخل کوچک باشد به گونه ای محدودیت اعمالی روی توان ارسالی فرستنده ها کمتر از محدودیت مجموع توان ها باشد. بنابراین برای بدست آوردن حالت بهینه از روابط تخصیص توان شرح داده شده در فصل استفاده می‌کنیم.

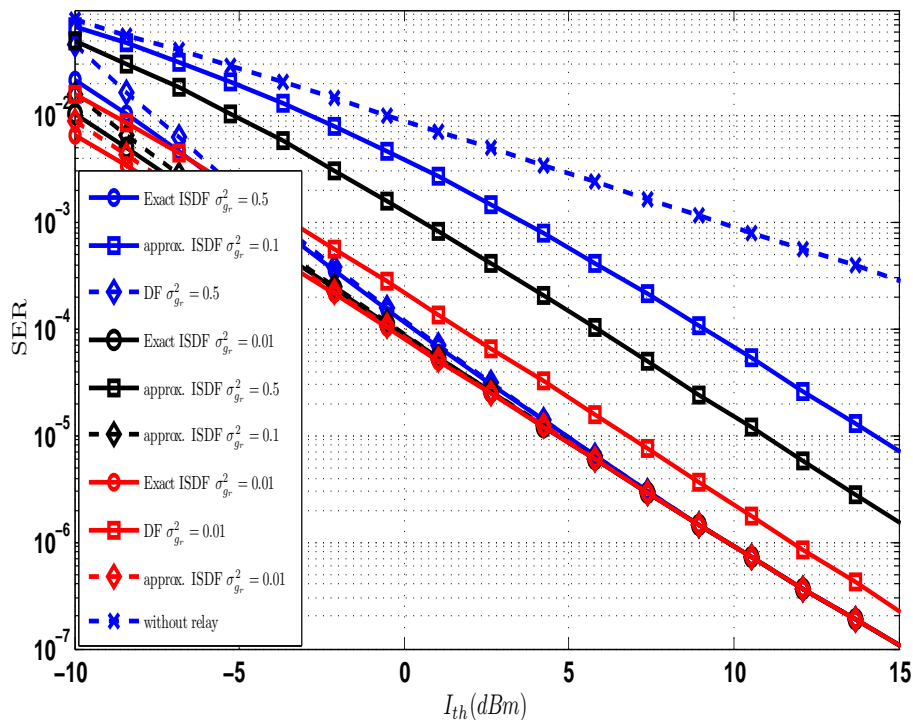
در شکل ۴-۴، احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با راهبرد کدگذاری و گسیل معمول مقایسه شده است. از آنجا که در هر دو راهبرد گره های فرستنده از نظر توان ارسالی محدودیت دارند (محدودیت رعایت عدم ایجاد تداخل متوسط بیشتر از آستانه شبکه اولیه)، منحنی احتمال خطای سمبل از یک سیگنال به نویز به بالا (حدود $27dB$) رفتارش تغییر می‌کند. برای راهبرد کدگذاری و گسیل معمول با توجه به اینکه رله و منبع همواره در حال ارسال هستند مجموع توان ارسالی $(P = p_1 + p_2)$ به شدت با آستانه متوسط تداخل شبکه اولیه محدود می‌شود. بنابراین فرستنده های ثانویه از این عدد به بعد اجازه ارسال ندارند زیرا متوسط تداخل ایجاد شده برای شبکه اولیه از حد مجاز فراتر می‌رود. در مورد راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با توجه به اینکه گره رله می‌تواند توانش را با توجه به احتمال بکارگیری رله افزایش دهد، در عین حالی که متوسط تداخل ایجاد شده را ثابت نگه دارد، منحنی احتمال خطای سمبل بعد از $27dB$ با شیب کمتری می‌تواند ادامه پیدا کند.

شکل ۴-۵ نرخ خطای دو راهبرد را بر حسب آستانه متوسط تداخل نشان می‌دهد. در این شکل مقدار متوسط بهره توان کانال منبع ثانویه-گیرنده اولیه را برابر با 0.01 ثابت در نظر می‌گیریم و مقدار متوسط بهره توان کانال رله ثانویه-گیرنده اولیه را تغییر می‌دهیم. با توجه به اینکه در راهبرد کدگذاری و گسیل توان بیشتری به رله می‌توان تخصیص داد، با تغییر بهره توان کانال رله-گیرنده اولیه، تغییر چندانی در احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی ایجاد نمی‌شود. در حالی که احتمال خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل معمول شدیداً تحت تأثیر تغییر بهره توان کانال رله-گیرنده ثانویه قرار دارد. زیرا این متغیر تعیین کننده توان تخصیص یافته به گره رله در این راهبرد است. همچنین برای مقایسه مخابرات مشارکتی با رله مبتنی بر شناخت با یک ارتباط مستقیم بدون رله، فرستنده و گیرنده ثانویه ای را در نظر

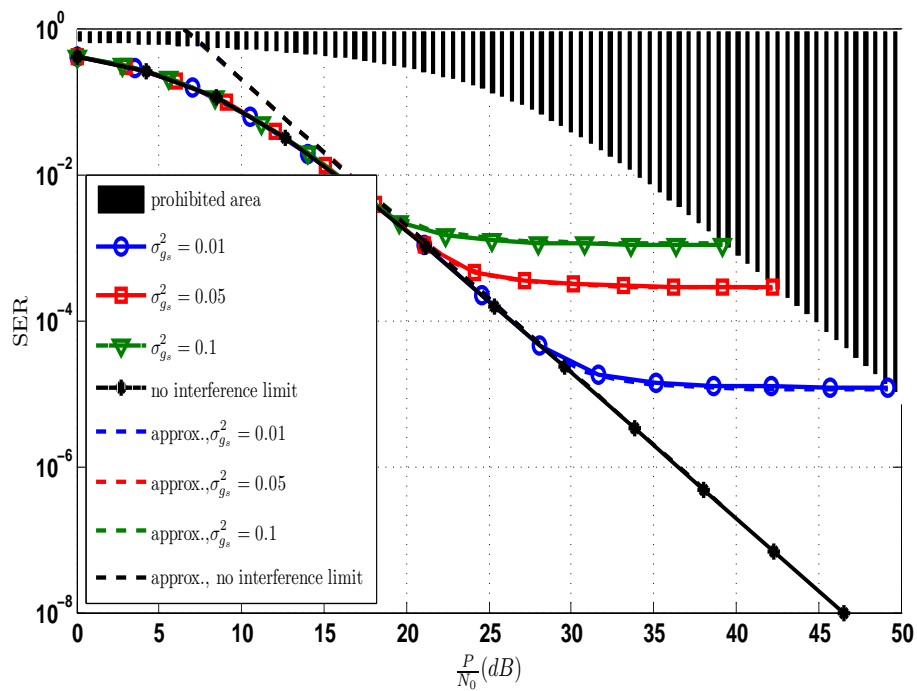
گرفته ایم که بدون استفاده از رله در حضور شبکه اولیه به ارسال و دریافت اطلاعات می‌پردازند برای چنین ارتباط نقطه به نقطه محدودیت متوسط توان شدیداً احتمال خطای سمبل این شبکه را افزایش داده است.



شکل ۴-۴: مقایسه نرخ خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی و راهبرد کدگذاری و گسیل معمول تحت محدودیت متوسط توان تداخل داخلی از طرف شبکه اولیه ($I_{th} = 7\text{dBm}$, $\sigma_{gs}^2 = 0.01$, $\sigma_{gr}^2 = 0.1$)



شکل ۴-۵: مقایسه نرخ خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی و راهبرد کدگذاری و گسیل معمول برحسب آستانه متوسط تداخل



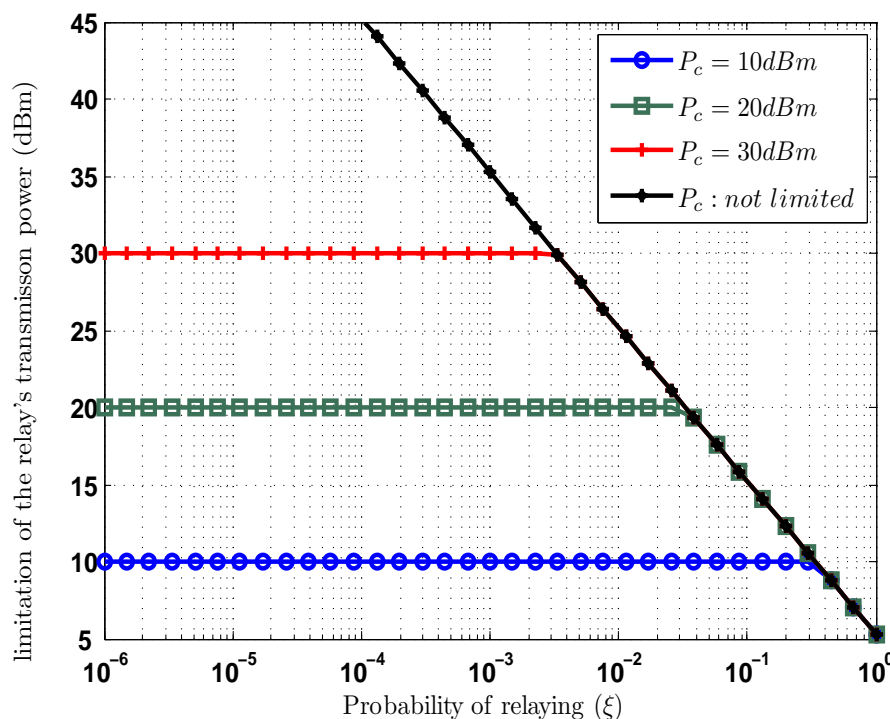
شکل ۴-۶: نرخ خطای سمبل راهبرد کدگذاری و گسیل نموی تحت محدودیت متوسط توان تداخل اعمال شده از شبکه اولیه

در شکل ۴-۶ اثر محدودیت اعمالی از طرف شبکه اولیه بر احتمال خطای سمبل شبکه ثانویه با جزئیات بیشتری بررسی شده است. در این شکل اثر استفاده از تخصیص توان بر بهبود کارایی شبکه ثانویه نیز بررسی شده است. در این شکل مقدار متوسط بهره کانال رله ثانویه-گیرنده اولیه برابر با 0.01 فرض شده است. نمودارهای این شکل برای هر دو حالت محدودیت حداکثر توان ارسالی و بدون محدودیت رسم شده است. بنابراین تخصیص توان استفاده شده برای این دو حالت به ترتیب از روابط (۴-۵۸) و (۳-۷۰) به دست می‌آید. از شکل مشاهده می‌شود هنگامی که متوسط بهره توان کانال منبع ثانویه-گیرنده اولیه (σ_{gs}^2) افزایش می‌یابد حداکثر توانی که منبع می‌تواند ارسال کند کاهش یافته و توان باید از رابطه (۴-۵۸) تخصیص داده شود، تا شبکه اولیه از تداخل مخرب مصون بماند. بنابراین برای مقادیر بزرگتر σ_{gs}^2 منحنی احتمال خطای سمبل از منحنی بهینه (منحنی با تخصیص توان β^* ، بدون محدودیت متوسط توان تداخل) دورتر می‌شود. در این حالت منحنی نرخ خطای سمبل به اشباع می‌رود زیرا توان ارسالی منبع نمی‌تواند افزایش یابد. در شکل ۴-۶ مرز ناحیه هاشور خورده نشان دهنده حداکثر توان مجموعی است که شبکه ثانویه برای رله و منبع می‌تواند در نظر بگیرد تا آستانه تداخل شبکه اولیه رعایت شود.

همانطور که گفته شد در راهبرد کدگشایی و گسیل بکارگیری رله برای باز-ارسال سیگنال محدود به مواقعی است که در ارتباط مستقیم خطا رخ دهد. این روش بکارگیری رله موجب می‌شود که رله فقط در برخی موارد که ارسال سیگنال دارد برای شبکه اولیه ایجاد تداخل کند. در نتیجه می‌توان توان ارسالی رله را با توجه به تعداد دفعاتی که گره ارسال داده دارد تنظیم کرد به گونه ای که متوسط تداخل تولید شده برای گیرنده شبکه اولیه ثابت و زیر آستانه قرار بگیرد. شکل ۴-۷ میزان محدودیت توان گره رله را نشان می‌دهد. با توجه به قابلیت افزایش توان گره رله در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی، محدودیت توان ارسالی گره به محدودیت ذاتی گره رله (P_c)، که معمولاً عددی بزرگتر از محدودیت ناشی از تداخل است، می‌رسد.

۴-۶ نتیجه گیری

شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت در حضور یک شبکه اولیه در این فصل در نظر گرفته شد. این شبکه ثانویه از طیف مشترکی با شبکه اولیه استفاده می‌کند. شبکه ثانویه به منظور حفظ همزیستی خود با شبکه اولیه متعهد است که تداخل تولید شده برای گیرنده شبکه اولیه در اثر ارسال سیگنال فرستنده‌های ثانویه از



شکل ۴-۷: محدودیت توان ارسالی گره رله در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی بر حسب احتمال بکارگیری گره رله (ξ) ($\sigma_{g_s}^2 = \sigma_{g_r}^2 = 0.3$ ، $\sigma_{sd}^2 = \sigma_{sr}^2 = 0.9$ ، $I_p/N_0 = 0\text{dBm}$)

یک آستانه مورد قبول شبکه اولیه پایین تر باشد. در بخش ۳-۴ شرط رعایت آستانه تداخل قابل قبول روی توان لحظه ای فرستنده‌های ثانویه اعمال شد. با توجه به شرط توان، توزیع آماری سیگنال به نویزها محاسبه و با توجه به تابع توزیع تجمعی سیگنال به نویزها احتمال خاموشی محاسبه شد. همچنین تابع تولید ممان سیگنال به نویزها محاسبه و احتمال خطای سمبل با استفاده از تابع تولید ممان به دست آمد. در بخش ۴-۴ شرط رعایت آستانه تداخل قابل قبول شبکه اولیه روی توان متوسط فرستنده‌های ثانویه اعمال شد. با توجه به شرط حداکثر توان ارسالی فرستنده‌های ثانویه، توان‌های بهینه برای حداقل کردن احتمال خطای سمبل شبکه ثانویه به دست آورده شد. در بخش ۴-۵ نتایج عددی برای بررسی و تایید نتایج تحلیلی به دست آمده در فصل، ارائه شد. در این فصل نشان داده شد که راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی با توجه به بازده طیفی بهتر نسبت به راهبرد کدگذاری و گسیل معمول برای استفاده در شبکه‌های مشارکتی مبتنی بر شناخت مناسب می‌باشد. همچنین نشان داده شد که توان تخصیص داده شده به گره رله در راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی می‌تواند افزایش یابد. زیرا رله در این راهبرد فقط در مواقعی مورد استفاده قرار می‌گیرد که در ارتباط مستقیم خطا رخ داده باشد (خاموشی رخ داده باشد)، در نتیجه تداخل تولید شده در گیرنده اولیه به واسطه رله کمتر از راهبردهای دیگر است. بنابراین اگر متوسط تداخل برای گیرنده اولیه مهم باشد با افزایش توان رله همچنان می‌توان شرط متوسط تداخل گیرنده اولیه را حفظ کرد.

در این فصل تأثیر شبکه اولیه بر کارایی شبکه ثانویه با توجه به محدودیتی که بر توان ارسالی فرستنده‌های ثانویه قرار می‌داد بررسی شد. در فصل بعد، اثر تداخلی که شبکه اولیه برای گیرنده‌های ثانویه ایجاد می‌کند را نیز در کارایی شبکه ثانویه در نظر می‌گیریم.

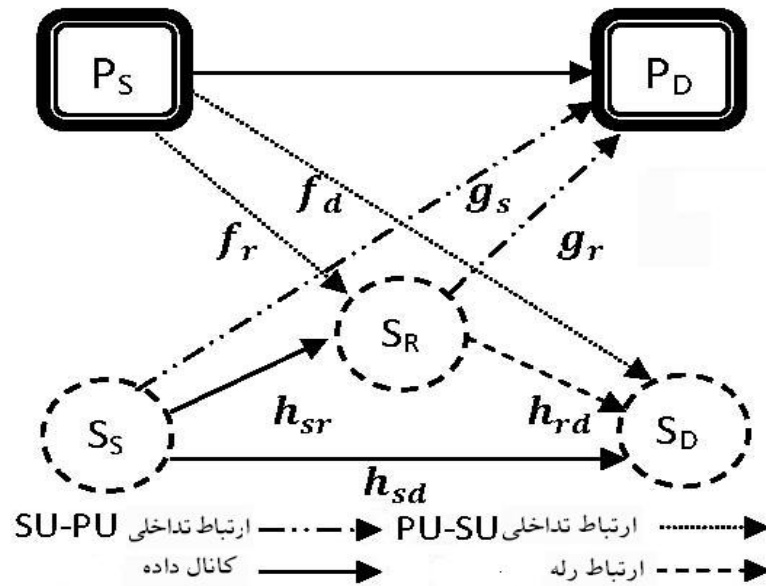
فصل ۵

تأثیر شبکه های اولیه بر کارایی شبکه مبتنی بر شناخت

۱-۵ مقدمه

در الگوی شناخت لایه زیرین، شبکه ثانویه و شبکه اولیه هر دو همزمان در یک طیف فرکانسی فعال هستند، با توجه به اینکه شبکه اولیه در استفاده از طیف فرکانسی بر شبکه ثانویه ارجحیت دارد، شبکه اولیه شرط فعالیت شبکه ثانویه را عدم ایجاد تداخل قرار می دهد که موجب کاهش توان ارسالی فرستنده های ثانویه می شود. این موضوع در فصل گذشته بررسی گردید علاوه بر این اثر نامطلوب بر شبکه ثانویه، فعالیت همزمان شبکه اولیه برای شبکه ثانویه نیز ایجاد تداخل می کند. این تأثیر در این فصل مورد بررسی قرار می گیرد.

در بخش ۵-۲ اثر یک تک فرستنده اولیه بر کارایی شبکه ثانویه بررسی می شود. در این بخش احتمال خاموشی شبکه ثانویه با در نظر گرفتن محدودیت توان ارسالی از طرف شبکه اولیه و تداخل ناشی از فرستنده اولیه به دست آورده شده است. همچنین در این بخش چند حالت خاص از احتمال خاموشی نیز بررسی می شود. در بخش ۵-۳-۱ شبکه اولیه یک کانال دسترسی چندگانه است که K کاربر اولیه برای یک گره مرکزی داده ارسال می کند. در این بخش فرض می شود تداخل ایجاد شده از همه کاربران اولیه از طریق کانال های رایلی با بهره توان یکسان ایجاد می شود. در بخش ۵-۳-۲ کانال های تداخل از K کاربر اولیه، رایلی با بهره توان ناهمسان در نظر گرفته شده است. نتایج عددی و شبیه سازی در بخش ۵-۴ ارائه می شود. بخش ۵-۵ به نتیجه گیری فصل اختصاص دارد.



شکل ۵-۱: شبکه ثانویه مبتنی بر شناخت در حضور شبکه اولیه: ارتباط های تداخلی از جانب شبکه اولیه بر شبکه ثانویه و ارتباط های تداخلی از جانب شبکه ثانویه بر شبکه اولیه در نظر گرفته شده است.

۵-۲ اثر سیگنال یک کاربر اولیه بر شبکه ثانویه

به منظور تکمیل مدل شبکه مبتنی بر شناخت در حضور شبکه اولیه باید تداخل اعمالی از طرف شبکه اولیه بر شبکه ثانویه را نیز در نظر گرفت. بنابراین با فرض وجود یک جفت گره (یک فرستنده و یک گیرنده) در شبکه اولیه، سیگنال ارسالی برای گیرنده شبکه اولیه، سیگنال تداخل برای گیرنده های شبکه ثانویه محسوب می شود. در شکل ۵-۱ هر دو جفت ارتباط های تداخل از جانب شبکه اولیه بر شبکه ثانویه و از طرف شبکه ثانویه بر شبکه اولیه در نظر گرفته شده اند. فرستنده اولیه سیگنال x_1 را ارسال می کند و سیگنال فرستنده ثانویه را x_2 در نظر می گیریم. فرض می کنیم که هر دو سیگنال از نظر انرژی نرمالیزه باشد) به عبارت دیگر $\mathbb{E}\{|x_1|^2\} = \mathbb{E}\{|x_2|^2\} = 1$.

در مرحله اول گره منبع در شبکه ثانویه سیگنال x_2 را با توان p_1 ارسال می کند. سیگنال دریافتی در مقصد شبکه ثانویه به صورت زیر نوشته می شود:

$$y_{sd} = \sqrt{p_1}h_{sd}x_2 + \sqrt{p_3}f_dx_1 + n_{sd} \quad (۵-۱)$$

در عبارت فوق h_{sd} بهره کانال منبع-مقصد در شبکه ثانویه، f_d بهره کانال تداخل از فرستنده شبکه اولیه به مقصد ثانویه، p_3 توان ارسالی فرستنده اولیه و n_{sd} نویز جمع شونده گوسی سفید در کانال منبع-مقصد

می‌باشد.

همچنین سیگنال ارسالی از دو منبع (اولیه و ثانویه) به دلیل خاصیت پخش محیط بدون سیم در گره رله شبکه ثانویه نیز به صورت زیر دریافت می‌شود:

$$y_{sr} = \sqrt{p_1}h_{sr}x_2 + \sqrt{p_3}f_r x_1 + n_{sr} \quad (2-5)$$

که h_{sr} بهره کانال منبع-رله در شبکه ثانویه، f_r بهره کانال تداخل از فرستنده اولیه به گره رله ثانویه و n_{sr} نویز جمع شونده گوسی سفید در کانال منبع-رله می‌باشد.

در صورتی که سیگنال دریافتی در گره رله به خوبی کدگشایی شود، گره رله در صورت درخواست مقصد می‌تواند سیگنال را دوباره کدگذاری کرده و برای مقصد ارسال کند در این صورت سیگنال دریافتی در مقصد در این مرحله به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$y_{rd} = \sqrt{p_2}h_{rd}x_2 + \sqrt{p_3}f_d x_1 + n_{rd} \quad (3-5)$$

در عبارت فوق h_{rd} بهره کانال رله-مقصد در شبکه ثانویه، p_2 توان ارسالی گره رله شبکه ثانویه و n_{rd} نویز جمع شونده گوسی سفید در کانال رله-مقصد می‌باشد.

با توجه به سیگنال‌های دریافتی در روابط (1-5)، (2-5) و (3-5) می‌توان نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز¹ (SINR) را در گره‌های رله و مقصد شبکه ثانویه به دست آورد. این مقادیر برابرند با:

$$\gamma_{sd} = \frac{p_1|h_{sd}|^2}{p_3|f_d|^2 + N_0}, \gamma_{sr} = \frac{p_1|h_{sr}|^2}{p_3|f_r|^2 + N_0}, \gamma_{rd} = \frac{p_2|h_{rd}|^2}{p_3|f_d|^2 + N_0} \quad (4-5)$$

همانطور که از رابطه فوق مشاهده می‌شود، سیگنال به تداخل بعلاوه نویز در روابط فوق متغیرهای تصادفی جدیدی هستند که از تقسیم یک متغیر تصادفی (ضریب توان کانال داده) بر متغیر تصادفی دیگری (ضریب توان کانال تداخل) بعلاوه واریانس نویز ایجاد شده‌اند. برای محاسبه احتمال خاموشی در این حالت به توابع توزیع تجمعی این متغیرهای جدید نیاز داریم.

لم ۱-۵. متغیر آماری $U = \frac{X}{Y + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی با توابع چگالی احتمال $(1-\bar{\lambda})$ و $(2-\bar{\lambda})$ می‌باشند و N_0 یک مقدار ثابت است. تابع توزیع احتمال متغیر

¹Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR)

تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = 1 - \frac{\Omega \exp(-\frac{u}{\alpha})}{u + \Omega} \quad (5-5)$$

که Ω برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}$ و α برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ است.

اثبات-اثبات در پیوست ب-۱.

■

در نتیجه تابع توزیع تجمعی سیگنال به تداخل بعلاوه نویز به صورت زیر است:

$$F_{\Gamma_{ij}}(\gamma) = 1 - \frac{\Omega_{ij} \exp(-\frac{\gamma}{\alpha_{ij}})}{\gamma + \Omega_{ij}} \quad (6-5)$$

در عبارت فوق Γ_{ij} از مجموعه $\{\Gamma_{sd}, \Gamma_{sr}, \Gamma_{rd}\}$ انتخاب می‌شوند. این متغیرها دو پارامتر دارند یکی نسبت سیگنال به تداخل متوسط (Ω) که به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\Omega_{sd} = \frac{p_1 \sigma_{sd}^2}{p_3 \sigma_{fd}^2}, \Omega_{sr} = \frac{p_1 \sigma_{sr}^2}{p_3 \sigma_{fr}^2}, \Omega_{rd} = \frac{p_2 \sigma_{rd}^2}{p_3 \sigma_{fd}^2}, \quad (7-5)$$

و دیگری نسبت سیگنال به نویز متوسط (α) است که به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\alpha_{sd} = \frac{p_1 \sigma_{sd}^2}{N_0}, \alpha_{sr} = \frac{p_1 \sigma_{sr}^2}{N_0}, \alpha_{rd} = \frac{p_2 \sigma_{rd}^2}{N_0}, \quad (8-5)$$

سیگنال به تداخل بعلاوه نویز مربوط به کانال‌های منبع-مقصد و رله-مقصد به دلیل دریافت تداخل یکسان از فرستنده اولیه در گیرنده ثانویه وابسته آماری شده اند. از رابطه (۴-۵) وجود ضریب مشترک $p_3 |f_d|^2$ در مخرج هر دو SINR مشخص است. بنابراین برای محاسبه احتمال خاموشی به تابع توزیع احتمال توأم این دو متغیر تصادفی نیز نیاز داریم.

لم ۵-۲. متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ را در نظر بگیرید که X ، Y و Z سه متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی با توابع چگالی احتمال $(1-\bar{\lambda})$ و $(2-\bar{\lambda})$ و $(1-\bar{\lambda})$ می‌باشند و N_0 یک مقدار ثابت است. تابع توزیع تجمعی توأم متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \frac{\Omega_U \exp(-\frac{u}{\alpha_U})}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V \exp(-\frac{v}{\alpha_V})}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V \exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}))}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \quad (9-5)$$

که Ω_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Z^2}$ و Ω_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{\sigma_Z^2}$ هستند. همچنین α_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{N_0}$ می‌باشند.

اثبات-اثبات در پیوست ب-۲.

بنابراین تابع توزیع مشترک SINR ها را به صورت زیر می توان نوشت:

$$F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{rd}}(\gamma_1, \gamma_2) = 1 - \frac{\Omega_{sd} \exp(-\frac{\gamma_1}{\alpha_{sd}})}{\gamma_1 + \Omega_{sd}} - \frac{\Omega_{rd} \exp(-\frac{\gamma_2}{\alpha_{rd}})}{\gamma_2 + \Omega_{rd}} + \frac{\Omega_{sd}\Omega_{rd} \exp(-(\frac{\gamma_1}{\alpha_{sd}} + \frac{\gamma_2}{\alpha_{rd}}))}{\Omega_{rd}\gamma_1 + \Omega_{sd}\gamma_2 + \Omega_{sd}\Omega_{rd}} \quad (10-5)$$

همانطور که در فصل ۳ به دست آمد احتمال خاموشی برای راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی

به صورت زیر بیان می شود:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{sr} \leq \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) + Pr(\gamma_{sr} > \gamma_{th}, \gamma_{sd} \leq \gamma_{th}, \gamma_{rd} \leq \gamma_{th}) \quad (11-5)$$

عبارت فوق با توجه به فرض مستقل بودن تمامی ضرایب کانال های شبکه های اولیه و ثانویه به صورت ساده تری نیز می تواند بیان شود. با توجه به فرض استقلال کانال ها، فقط دو SINR کانال های منبع-مقصد و رله-مقصد وابسته می شوند و SINR کانال منبع-رله از دیگر SINR ها مستقل است. بنابراین احتمال خاموشی به صورت زیر بازنویسی می شود [۷۹]:

$$P_{out} = Pr(\gamma_{sr} \leq \gamma_{th})Pr(\gamma_{sd} \leq \gamma_{th}) + Pr(\gamma_{sr} > \gamma_{th})Pr(\gamma_{sd} \leq \gamma_{th}, \gamma_{rd} \leq \gamma_{th}) \\ = F_{\Gamma_{sr}}(\gamma_{th})F_{\Gamma_{sd}}(\gamma_{th}) + (1 - F_{\Gamma_{sr}}(\gamma_{th})) F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{rd}}(\gamma_{th}, \gamma_{th}) \quad (12-5)$$

با استفاده از توابع توزیع تجمعی (۵-۶) و (۵-۱۰) رابطه احتمال خاموشی به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$P_{out} = \left(1 - \frac{\Omega_{sd} \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}})}{\gamma_{th} + \Omega_{sd}}\right) \left(1 - \frac{\Omega_{sr} \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sr}})}{\gamma_{th} + \Omega_{sr}}\right) + \left(\frac{\Omega_{sr} \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sr}})}{\gamma_{th} + \Omega_{sr}}\right) \\ \times \left(1 - \frac{\Omega_{sd} \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}})}{\gamma_{th} + \Omega_{sd}} - \frac{\Omega_{rd} \exp(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{rd}})}{\gamma_{th} + \Omega_{rd}} + \frac{\Omega_{sd}\Omega_{rd} \exp(-(\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}} + \frac{\gamma_{th}}{\alpha_{rd}}))}{\Omega_{rd}\gamma_{th} + \Omega_{sd}\gamma_{th} + \Omega_{sd}\Omega_{rd}}\right) \quad (13-5)$$

در عبارت فوق تأثیر تداخل اعمال شده از فرستنده شبکه اولیه بر احتمال خاموشی شبکه ثانویه را می توان در ضرایب Ω که نسبت سیگنال به تداخل هستند، مشاهده کرد. در ادامه برای روشن تر شدن این رابطه چند حالت خاص از این احتمال خاموشی را بررسی می کنیم.

۱-۲-۵ چند حالت خاص

به منظور بررسی بهتر رابطه احتمال خاموشی، چند حالت خاص از رابطه فوق را بررسی می کنیم .

۵-۲-۱-۱ عدم تداخل از طرف شبکه اولیه

ابتدا فرض کنیم که شبکه اولیه تداخلی برای شبکه ثانویه ایجاد نکند، به عبارت دیگر $p_3 \rightarrow 0$ یا فاصله فرستنده اولیه از گیرنده های ثانویه آنقدر زیاد باشد که بتوان ضرایب کانال های تداخل را به سمت صفر میل داد. در این حالت به صورت معادل Ω ها به سمت بی نهایت میل می کنند.

گزاره ۵-۱. دو متغیر تصادفی نمایی مستقل X و Y با ضرایب مقیاس σ_X^2 و σ_Y^2 را در نظر بگیرید. با فرض $N_0 > 0$ و $\sigma_Y^2 > 0$ ، تابع توزیع تجمعی $U = \frac{X}{Y + N_0}$ در رابطه زیر صدق می کند:

$$\lim_{\sigma_Y^2 \rightarrow 0} F_U(u) = 1 - \exp\left(-\frac{uN_0}{\sigma_X^2}\right) \quad (۱۴-۵)$$

اثبات-طبق لم ۵-۱ تابع توزیع تجمعی متغیر تصادفی U در رابطه ب-۱ به دست آمد. حد رابطه به

دست آمده به صورت زیر نوشته می شود:

$$\begin{aligned} \lim_{\sigma_Y^2 \rightarrow 0} F_U(u) &= \lim_{\sigma_Y^2 \rightarrow 0} 1 - \frac{\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2} \exp\left(-\frac{u}{\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2 N_0}}\right)}{u + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}} \\ &= \lim_{\sigma_Y^2 \rightarrow 0} 1 - \frac{\sigma_X^2 \exp\left(-\frac{u}{\frac{\sigma_X^2}{N_0}}\right)}{u\sigma_Y^2 + \sigma_X^2} \\ &= 1 - \exp\left(-\frac{uN_0}{\sigma_X^2}\right) \end{aligned} \quad (۱۵-۵)$$

■

همچنین گزاره زیر را می توان نوشت:

گزاره ۵-۲. سه متغیر تصادفی نمایی مستقل X ، Y و Z با ضرایب مقیاس σ_X^2 ، σ_Y^2 و σ_Z^2 را در نظر بگیرید. با فرض $N_0 > 0$ و $\sigma_Z^2 > 0$ ، تابع توزیع تجمعی توأم دو متغیر تصادفی $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ در رابطه زیر صدق می کند:

$$\lim_{\sigma_Z^2 \rightarrow 0} F_{UV}(u, v) = \left(1 - \exp\left(-\frac{uN_0}{\sigma_X^2}\right)\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{vN_0}{\sigma_Y^2}\right)\right) \quad (۱۶-۵)$$

اثبات-طبق لم ۲-۵ تابع توزیع تجمعی مشترک دو متغیر تصادفی U و V در رابطه ب-۶ به دست

آمد. حد رابطه به دست آمده به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned}\lim_{\sigma_Z^2 \rightarrow 0} F_{UV}(u, v) &= \lim_{\sigma_Z^2 \rightarrow 0} 1 - \frac{\sigma_X^2 \exp(-\frac{uN_0}{\sigma_X^2})}{u\sigma_Z^2 + \sigma_X^2} - \frac{\sigma_Y^2 \exp(-\frac{vN_0}{\sigma_Y^2})}{v\sigma_Z^2 + \sigma_Y^2} + \frac{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \exp(-(\frac{uN_0}{\sigma_X^2} + \frac{vN_0}{\sigma_Y^2}))}{(\sigma_Y^2 u + \sigma_X^2 v)\sigma_Z^2 + \sigma_X^2 \sigma_Y^2} \\ &= 1 - \exp(-\frac{uN_0}{\sigma_X^2}) - \exp(-\frac{vN_0}{\sigma_Y^2}) + \exp(-(\frac{uN_0}{\sigma_X^2} + \frac{vN_0}{\sigma_Y^2})) \\ &= \left(1 - \exp(-\frac{uN_0}{\sigma_X^2})\right) \left(1 - \exp(-\frac{vN_0}{\sigma_Y^2})\right)\end{aligned}\quad (17-5)$$

با استفاده از گزاره های (۱-۵) و (۲-۵) تابع احتمال خاموشی در رابطه (۱۳-۵) به صورت زیر می‌تواند بازنویسی شود:

$$\begin{aligned}P_{out} &= (1 - \exp(-\frac{\gamma_{th} N_0}{\alpha_{sd}}))(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th} N_0}{\alpha_{sr}})) + (\exp(-\frac{\gamma_{th} N_0}{\alpha_{sr}})) \\ &\quad \times (1 - \exp(-\frac{\gamma_{th} N_0}{\alpha_{sd}}))(1 - \exp(-\frac{\gamma_{th} N_0}{\alpha_{rd}}))\end{aligned}\quad (18-5)$$

عبارت فوق احتمال خاموشی بدون در نظر گرفتن اثر تداخل شبکه اولیه بر شبکه ثانویه است که در فصل سوم محاسبه کرده بودیم.

۲-۱-۲-۵ عدم اعمال محدودیت از طرف شبکه اولیه

حالتی را در نظر بگیرید که شبکه اولیه آستانه قابل قبول متوسط تداخل خود را بتواند افزایش دهد یا فاصله شبکه ثانویه از گیرنده شبکه اولیه آنچنان زیاد باشد که ضرایب کانال های تداخل از فرستنده های ثانویه به گیرنده اولیه به سمت صفر میل کنند ($g_s \& g_r \rightarrow 0$). این حالت را می‌توان معادل با $I_{th} \rightarrow \infty$ یا $p_1 \& p_2 \rightarrow \infty$ در نظر گرفت.

۳ جمله اول سری تیلور تابع زیر را به دست آوردن احتمال خاموشی در ادامه استفاده می‌شود.

$$\frac{ax \exp(-\frac{\gamma}{bx})}{\gamma + ax} \sim^x 1 - (\frac{1}{ax} + \frac{1}{bx})\gamma + (\frac{1}{a^2 x^2} + \frac{1}{abx^2} + \frac{1}{2b^2 x^2})\gamma^2 + \dots \quad (19-5)$$

ضرایب سیگنال به نویز و سیگنال به تداخل هر دو تابعی از آستانه تداخل می‌باشند. بنابراین با توجه

به دو جمله اول تابع تقریب زده شده در (۱۹-۵) می‌توان تقریب زیر را برای تابع توزیع تجمعی SINR

بدست آورد:

$$1 - \frac{\Omega \exp(-\frac{\gamma}{\alpha})}{\gamma + \Omega} \sim^{I_{th}} \left(\frac{1}{\Omega} + \frac{1}{\alpha} \right) \gamma$$

$$= \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \quad (20-5)$$

در عبارت فوق $\bar{\gamma}$ ، متوسط سیگنال به تداخل بعلاوه نویز^۱ است. اگر از دو جمله اول رابطه (۵-۱۹) برای تابع توزیع تجمعی توأم استفاده کنیم حاصل صفر خواهد شد. بنابراین برای تقریب تابع توزیع تجمعی از سه جمله اول بسط تیلور استفاده می‌کنیم در نتیجه تقریب تابع توزیع تجمعی توأم دو SINR وابسته نیز به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \frac{\Omega_U \exp(-\frac{u}{\alpha_U})}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V \exp(-\frac{v}{\alpha_V})}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V \exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}))}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V}$$

$$\sim^{I_{th}} \left(\frac{1}{\Omega_V} - \frac{1}{\Omega_U} \right) \left(\frac{1}{\Omega_V} + \frac{1}{\Omega_U} + \frac{1}{\alpha_U} \right) u^2 + \left(\frac{1}{\Omega_U} - \frac{1}{\Omega_V} \right) u$$

$$+ \left(\frac{1}{\Omega_U} - \frac{1}{\Omega_V} \right) \left(\frac{1}{\Omega_V} + \frac{1}{\Omega_U} + \frac{1}{\alpha_V} \right) v^2 + \left(\frac{1}{\Omega_V} - \frac{1}{\Omega_U} \right) v$$

$$+ \left(\frac{1}{\alpha_U \alpha_V} + \frac{1}{\alpha_U \Omega_V} + \frac{1}{\Omega_U \alpha_V} + \frac{2}{\Omega_U \Omega_V} \right) uv \quad (21-5)$$

در عبارت فوق در صورتی که $v = u$ باشد، عبارت فوق به صورت زیر ساده می‌شود:

$$F_{UV}(u, u) \sim^{I_{th}} \left(\frac{1}{\alpha_U \alpha_V} + \frac{1}{\alpha_U \Omega_V} + \frac{1}{\Omega_U \alpha_V} + \frac{2}{\Omega_U \Omega_V} \right) u^2$$

$$= \left[\left(\frac{1}{\Omega_U} + \frac{1}{\alpha_U} \right) \left(\frac{1}{\Omega_V} + \frac{1}{\alpha_V} \right) + \frac{1}{\Omega_U \Omega_V} \right] u^2 \quad (22-5)$$

بنابراین به شرط کاهش اعمال محدودیت از طرف شبکه اولیه بر فرستنده های ثانویه، احتمال خاموشی به

صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$P_{out} = \left(\left(\frac{1}{\Omega_{sd}} + \frac{1}{\alpha_{sd}} \right) \gamma_{th} \right) \left(\left(\frac{1}{\Omega_{sr}} + \frac{1}{\alpha_{sr}} \right) \gamma_{th} \right) + \left(1 - \left(\frac{1}{\Omega_{sr}} + \frac{1}{\alpha_{sr}} \right) \gamma_{th} \right)$$

$$\times \left[\left(\frac{1}{\Omega_{sd}} + \frac{1}{\alpha_{sd}} \right) \left(\frac{1}{\Omega_{rd}} + \frac{1}{\alpha_{rd}} \right) + \frac{1}{\Omega_{sd} \Omega_{rd}} \right] \gamma_{th}^2$$

$$\simeq \left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right) \left(\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right) + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \bar{\gamma}_{rd}} + \frac{1}{\Omega_{sd} \Omega_{rd}} \right) \gamma_{th}^2 \quad (23-5)$$

^۱ Average SINR

در عبارت فوق ضرایب $(\frac{1}{\Omega_{ij}} + \frac{1}{\alpha_{ij}})$ به صورت ساده شده برابر با عکس نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز می‌باشند. با مقایسه رابطه فوق با رابطه (۲۴-۳) که احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بالا است، مشاهده می‌شود که مقادیر متوسط سیگنال به نویز در رابطه پیشین با متوسط سیگنال به تداخل بعلاوه نویز در رابطه (۲۳-۵) جایگزین شده است. این جایگزینی بیانگر اثر تداخل بر احتمال خاموشی است.

۳-۱-۲-۵ عدم اعمال محدودیت و عدم ایجاد تداخل از طرف شبکه اولیه

در این حالت فرض می‌کنیم که شبکه اولیه و ثانویه به اندازه کافی از همدیگر دور هستند به گونه‌ای که تداخل از طرف شبکه اولیه بر گیرنده‌های ثانویه ناچیز است. از طرف دیگر تداخل از شبکه ثانویه بر گیرنده شبکه اولیه نیز قابل صرف‌نظر کردن باشد. به عبارت دیگر ارتباطات داخلی دیگر وجود ندارند. این حالت، شامل دو حالت خاص قبلی می‌شود. با میل دادن $I_{th} \rightarrow \infty$ و $p_3 \rightarrow 0$ احتمال خاموشی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$P_{out} = \left(\frac{\gamma_{th}^2}{\alpha_{sd}\alpha_{sr}} \right) + \left(1 - \frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sr}} \right) \times \left(\frac{\gamma_{th}^2}{\alpha_{sd}\alpha_{rd}} \right) \\ \simeq \left(\frac{\gamma_{th}^2}{\alpha_{sd}\alpha_{sr}} \right) + \left(\frac{\gamma_{th}^2}{\alpha_{sd}\alpha_{rd}} \right) \quad (24-5)$$

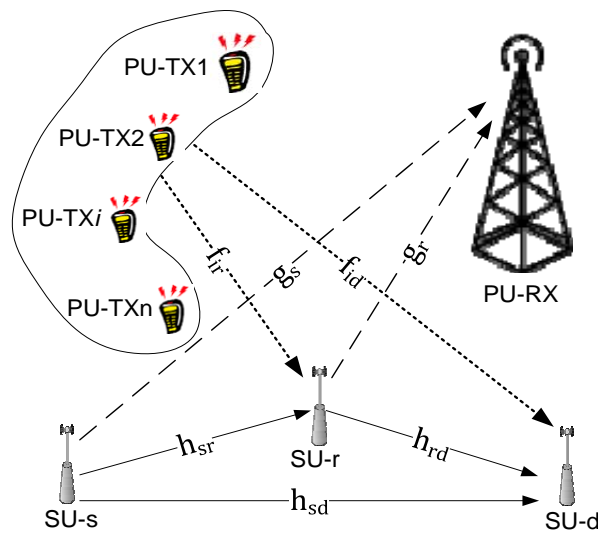
در رابطه فوق ضرایب α_{ij} متوسط سیگنال به نویز کانال‌های شبکه ثانویه می‌باشند. در نتیجه با توجه به اینکه دو شبکه، تداخلی برای یکدیگر ایجاد نمی‌کنند رابطه فوق بیانگر احتمال خاموشی در سیگنال به نویز بی‌نهایت است که در فصل ۳ در رابطه (۲۴-۳) محاسبه شده بود.

۳-۵ اثر سیگنال کاربران اولیه بر شبکه ثانویه (کانال دسترسی چندگانه)

شبکه‌های ثانویه بر بستر آماده شبکه‌های اولیه می‌توانند فعالیت کنند. شبکه‌های اولیه می‌توانند فراتر از یک ارتباط نقطه به نقطه^۱ (یک فرستنده و یک گیرنده) باشند. در ادامه تأثیر شبکه اولیه بر کارایی یک شبکه ثانویه، حالت عملی‌تری را بررسی می‌کنیم. در این حالت کانال دسترسی چندگانه^۲ برای شبکه

^۱Point-to-point

^۲Multiple Access channel



شکل ۵-۲: شبکه ثانویه در حضور شبکه اولیه با چندین کاربر

اولیه در نظر می‌گیریم. در این کانال چندین کاربر با یک ایستگاه مرکزی^۱ در ارتباط هستند. در ادامه این بخش اثر ارتباط فراسوی^۲ کانال دسترسی چندگانه شبکه اولیه بر کارایی شبکه ثانویه را بررسی می‌کنیم. در این کانال فرستنده‌ها (کاربران اولیه) با روش‌های تسهیم دسترسی چندگانه مانند تسهیم فرکانسی^۳ و تسهیم کد^۴ با ایستگاه مرکزی در ارتباط هستند. سیگنال ارسالی این کاربران برای گیرنده‌های شبکه ثانویه تداخل محسوب می‌شود. شکل ۵-۲ شبکه ثانویه را در حضور یک شبکه اولیه با چندین کاربر نشان می‌دهد. همچنین فرستنده‌های ثانویه (گره منبع و گره رله) برای ایستگاه مرکزی اولیه تولید تداخل می‌کنند. برای جلوگیری از ایجاد تداخل مضر برای شبکه اولیه (به منظور برقراری شرایط همزیستی شبکه ثانویه و اولیه) همانند فصل ۴ حداکثر توان‌های ارسالی فرستنده‌های ثانویه را به صورت زیر مشروط می‌کنیم.

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{I_{th}}{\sigma_{g_s}^2} \\ p_2 &= \frac{I_{th}}{\xi \sigma_{g_r}^2} \end{aligned} \quad (۲۵-۵)$$

با در نظر گرفتن توان‌های ارسالی فوق، سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$y_{sd} = \sqrt{p_1} h_{sd} x_2 + \sum_{i=1}^K \sqrt{p_i} f_{id} x_{i1} + n_{sd} \quad (۲۶-۵)$$

^۱Base station

^۲Up-link

^۳Frequency division

^۴Code division

در عبارت فوق p_{i3} توان ارسالی توسط کاربر اولیه i ام، f_{id} ضریب کانال تداخل از کاربر اولیه i ام به مقصد ثانویه و x_{i1} سیگنال ارسالی کاربر اولیه i ام برای ایستگاه مرکزی است. همچنین سیگنال دریافتی توسط گره رله نیز به صورت زیر می‌باشد:

$$y_{sr} = \sqrt{p_1} h_{sr} x_2 + \sum_{i=1}^K \sqrt{p_{i3}} f_{ir} x_{i1} + n_{sr} \quad (27-5)$$

که f_{ir} ضریب کانال تداخل از کاربر اولیه i ام به گره رله ثانویه است. در صورت ارسال سیگنال توسط گره رله، سیگنال دریافتی در مقصد ثانویه به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$y_{rd} = \sqrt{p_2} h_{rd} x_2 + \sum_{i=1}^K \sqrt{p_{i3}} f_{id} x_{i1} + n_{rd} \quad (28-5)$$

در مورد سیگنال ارسالی توسط کاربران اولیه فرض می‌کنیم که تمامی سیگنال‌های ارسالی از نظر انرژی نرمالیزه باشند (به عبارت دیگر به ازای همه i ها $\mathbb{E}\{|x_{i1}|\} = 1$). در نتیجه سیگنال به تداخل بعلاوه نویز در گیرنده‌های ثانویه به صورت زیر می‌باشند:

$$\gamma_{sd} = \frac{p_1 |h_{sd}|^2}{\sum_{i=1}^K p_{i3} |f_{id}|^2 + N_0}, \gamma_{sr} = \frac{p_1 |h_{sr}|^2}{\sum_{i=1}^K p_{i3} |f_{ir}|^2 + N_0}, \gamma_{rd} = \frac{p_2 |h_{rd}|^2}{\sum_{i=1}^K p_{i3} |f_{id}|^2 + N_0} \quad (29-5)$$

از رابطه فوق مشاهده می‌شود که توان سیگنال تداخل برابر با مجموع توان سیگنال‌های دریافت شده از تک تک کاربران اولیه در گیرنده ثانویه می‌باشد. با توجه به اینکه ارتباط‌های تداخلی از طرف شبکه اولیه مدل رایلی دارند و مستقل از یکدیگر می‌باشند، برای محاسبه تابع چگالی احتمال SINR ها باید چگالی احتمال تداخل دریافت شده در گیرنده‌های ثانویه را به دست آورد.

برای به دست آوردن تابع چگالی احتمال تداخل دریافتی دو حالت رخ می‌دهد. حالت اول فرض می‌کنیم که تمامی کانال‌های تداخلی از کاربران اولیه به گیرنده دارای آمارگان یکسان باشند. در حالت دوم آمارگان کانال‌های تداخل را متفاوت از یکدیگر در نظر می‌گیریم. در ادامه هر دو حالت ذکر شده را بررسی می‌کنیم.

۵-۳-۱ ارتباط تداخلی همسان

ابتدا فرض کنید تمامی کانال های تداخلی از کاربران اولیه به کاربران ثانویه، کانال های رایلی باشند. این کانال ها را مستقل از یکدیگر ولی با آمارگان برابر فرض می کنیم^۱. توان سیگنال تداخل در یافتی در گره رله را با متغیر I_r و توان سیگنال تداخل در یافتی در گره مقصد را با متغیر تصادفی I_d نشان می دهیم. از آنجایی که هر دو متغیر جمع K سیگنال نمایی همسان هستند به سادگی اثبات می شود که این دو متغیر دارای تابع چگالی احتمال ارلانگ^۲ با ضریب شکل K (تعداد فرستنده های اولیه) و ضریب مقیاس μ به صورت زیر می باشد:

$$f_I(x) = \frac{x^{K-1} \exp(-\frac{x}{\mu})}{\mu^K \Gamma(K)} \quad (۵-۳۰)$$

برای متغیر I_d ضریب مقیاس μ_d است که برابر با $p_3 \sigma_{f_d}^2$ است و برای متغیر I_r نیز ضریب μ_r برابر با $p_3 \sigma_{f_r}^2$ می باشد.

با توجه به توزیع ارلانگ تداخل از طرف فرستنده های اولیه، سیگنال به تداخل بعلاوه نویز ها تابع توزیع تجمعی به صورت زیر دارند.

لم ۵-۳. متغیر آماری $U = \frac{X}{Y + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و به ترتیب نمایی با تابع چگالی احتمال (۱-آ) و ارلانگ با تابع چگالی احتمال زیر

$$f_Y(y) = \frac{y^{K-1} \exp(-\frac{y}{\mu})}{\mu^K \Gamma(K)} \quad (۵-۳۱)$$

می باشد و N_0 یک مقدار ثابت است. تابع توزیع احتمال متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می آید:

$$F_U(u) = 1 - (\frac{\Omega}{u + \Omega})^K \exp(-\frac{u}{\alpha}) \quad (۵-۳۲)$$

که Ω برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\mu}$ و α برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ است.

اثبات-پیوست ب-۳ را ملاحظه کنید.

■

^۱Independent non-identically distributed (i.n.d)

^۲Erlang

با توجه به لم ۳-۵ تابع توزیع تجمعی SINR ها به صورت زیر است:

$$F_{\Gamma_{ij}}(\gamma) = 1 - \left(\frac{\Omega_{ij}}{\gamma + \Omega_{ij}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma}{\alpha_{ij}}\right) \quad (۳۳-۵)$$

که در عبارت فوق K تعداد فرستنده های اولیه که ایجاد تداخل می کنند را نشان می دهد. مقادیر Ω_{ij} و α_{ij} از روابط (۷-۵) و (۸-۵) به دست می آیند.

با توجه به SINR ها در رابطه (۲۹-۵)، تداخل در مقصد یکسان می باشد بنابراین دو سیگنال به تداخل بعلاوه نویز γ_{sd} و γ_{rd} وابسته می شوند.

لم ۴-۵. متغیر های آماری $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی و Z متغیر ارلانگ و مستقل از دو متغیر دیگر می باشد. تابع توزیع تجمعی توأم متغیر های تصادفی U و V به صورت زیر به دست می آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \left(\frac{\Omega_U}{u + \Omega_U}\right)^K \exp\left(-\frac{u}{\alpha_U}\right) - \left(\frac{\Omega_V}{v + \Omega_V}\right)^K \exp\left(-\frac{v}{\alpha_V}\right) + \left(\frac{\Omega_U \Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V}\right)^K \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (۳۴-۵)$$

که Ω_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\mu_z}$ و Ω_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{\mu_z}$ هستند. همچنین α_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{N_0}$ می باشند.

اثبات-اثبات در پیوست ب-۴.

■

مطابق لم ۴-۵ تابع توزیع تجمعی توأم این دو متغیر تصادفی به صورت زیر است:

$$F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{rd}}(\gamma_1, \gamma_2) = 1 - \left(\frac{\Omega_{sd}}{\gamma_1 + \Omega_{sd}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\alpha_{sd}}\right) - \left(\frac{\Omega_{rd}}{\gamma_2 + \Omega_{rd}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma_2}{\alpha_{rd}}\right) + \left(\frac{\Omega_{sd}\Omega_{rd}}{\Omega_{rd}\gamma_1 + \Omega_{sd}\gamma_2 + \Omega_{sd}\Omega_{rd}}\right)^K \exp\left(-\left(\frac{\gamma_1}{\alpha_{sd}} + \frac{\gamma_2}{\alpha_{rd}}\right)\right) \quad (۳۵-۵)$$

در نتیجه با توجه به رابطه مرجع احتمال خاموشی (۱۲-۵)، می توان احتمال خاموشی در حالتی که K کاربر

اولیه برای شبکه ثانویه تداخل یکسان ایجاد می کنند را به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= F_{\Gamma_{sr}}(\gamma_{th})F_{\Gamma_{sd}}(\gamma_{th}) + (1 - F_{\Gamma_{sr}}(\gamma_{th})) F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{rd}}(\gamma_{th}, \gamma_{th}) \\
 &= \left(1 - \left(\frac{\Omega_{sd}}{\gamma + \Omega_{sd}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma}{\alpha_{sd}}\right)\right) \left(1 - \left(\frac{\Omega_{sr}}{\gamma + \Omega_{sr}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma}{\alpha_{sr}}\right)\right) \\
 &\quad + \left(\left(\frac{\Omega_{sr}}{\gamma + \Omega_{sr}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma}{\alpha_{sr}}\right)\right) \\
 &\quad \times \left(1 - \left(\frac{\Omega_{sd}}{\gamma_{th} + \Omega_{sd}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}}\right) - \left(\frac{\Omega_{rd}}{\gamma_{th} + \Omega_{rd}}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{rd}}\right)\right. \\
 &\quad \left.+ \left(\frac{\Omega_{sd}\Omega_{rd}}{\Omega_{rd}\gamma_{th} + \Omega_{sd}\gamma_{th} + \Omega_{sd}\Omega_{rd}}\right)^K \exp\left(-\left(\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}} + \frac{\gamma_{th}}{\alpha_{rd}}\right)\right)\right) \quad (36-5)
 \end{aligned}$$

در رابطه فوق اگر $K = 1$ قرار داده شود، رابطه به حالت تک فرستنده اولیه (5-13) تبدیل می شود.

نظیر آنچه برای حالت تک فرستنده اولیه بررسی کردیم برای حالت چند کاربر اولیه نیز به منظور بررسی بهتر احتمال خاموشی می توان چند حالت خاص را بررسی کرد. در حالت اول اگر فرض کنیم که کاربران اولیه بسیار دور باشند یا توان ارسالی ناچیز داشته باشند، به رابطه حدی حالت تک کاربره (5-18) می رسیم.

اما در حالتی که شبکه اولیه آستانه قابل تحمل تداخل خود را بتواند افزایش دهد، یا گیرنده اولیه در فاصله دوری از فرستنده های ثانویه قرار گرفته باشد آنچنان که ضرایب کانال تداخل از ثانویه به اولیه به سمت صفر میل کنند (به طور معادل $I_{th} \rightarrow \infty$) در این حالت می توان برای تابع توزیع تجمعی (5-33) تقریبی به صورت زیر به دست آورد:

$$1 - \left(\frac{\Omega}{\gamma + \Omega}\right)^K \exp\left(-\frac{\gamma}{\alpha}\right) \sim_{I_{th}} \left(\frac{K}{\Omega} + \frac{1}{\alpha}\right)\gamma \quad (37-5)$$

همچنین تقریب تابع توزیع تجمعی توأم دو SINR وابسته نیز به صورت زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned}
 F_{UV}(u, v) &= 1 - \left(\frac{\Omega_U}{u + \Omega_U}\right)^K \exp\left(-\frac{u}{\alpha_U}\right) - \left(\frac{\Omega_V}{v + \Omega_V}\right)^K \exp\left(-\frac{v}{\alpha_V}\right) \\
 &\quad + \left(\frac{\Omega_U\Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U\Omega_V}\right)^K \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \\
 &\sim_{I_{th}} \left[\left(\frac{K}{\Omega_U} + \frac{1}{\alpha_U}\right) \left(\frac{K}{\Omega_V} + \frac{1}{\alpha_V}\right) + \frac{K^2}{\Omega_U\Omega_V}\right] uv \quad (38-5)
 \end{aligned}$$

بنابراین به شرط کاهش اعمال محدودیت از طرف شبکه اولیه بر فرستنده های ثانویه، احتمال خاموشی به

صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$P_{out} = \left(\left(\frac{K}{\Omega_{sd}} + \frac{1}{\alpha_{sd}} \right) \gamma_{th} \right) \left(\left(\frac{K}{\Omega_{sr}} + \frac{1}{\alpha_{sr}} \right) \gamma_{th} \right) + \left(1 - \left(\frac{K}{\Omega_{sr}} + \frac{1}{\alpha_{sr}} \right) \gamma_{th} \right) \\ \times \left[\left(\frac{K}{\Omega_{sd}} + \frac{1}{\alpha_{sd}} \right) \left(\frac{K}{\Omega_{rd}} + \frac{1}{\alpha_{rd}} \right) + \frac{K^2}{\Omega_{sd}\Omega_{rd}} \right] \gamma_{th}^2 \quad (39-5)$$

در حالتی که K کاربر اولیه با کانال های تداخل رایلی همسان وجود دارد، نسبت سیگنال به تداخل به K تقسیم می‌شود. بنابراین احتمال خاموشی نیز به همین نسبت افزایش می‌یابد.

۲-۳-۵ ارتباط تداخلی ناهمسان

در بخش قبلی حالتی از شکل ۲-۵ را بررسی کردیم که کاربران اولیه از طریق کانال های رایلی با آمارگان یکسان برای گیرنده های ثانویه ایجاد تداخل می‌کردند. حالت نزدیکتر به واقعیت حالتی است که آمارگان کاربران اولیه با یکدیگر متفاوت باشد. زیرا با توجه به پخش بودن کاربران اولیه در اطراف ایستگاه مرکزی، فاصله هر کاربر نسبت به گیرنده ثانویه و توان های ارسالی متفاوت کاربران اولیه، آمارگان هر سیگنال تداخلی با دیگری می‌تواند متفاوت باشد.

در این بخش فرض می‌کنیم که K کاربر اولیه کانال های تداخلی با توزیع رایلی و آمارگان دو به دو متفاوت^۱ دارند. توان سیگنال تداخل دریافتی در گیرنده های ثانویه دیگر توزیع ارلانگ ندارد. تابع چگالی احتمال توان سیگنال تداخل از لم زیر محاسبه می‌شود:

لم ۵-۵. فرض کنید $(X_k)_{k=1 \dots K}$ ، $K \geq 2$ متغیر های تصادفی نمایی مستقل با ضریب رشد های دو به دو متفاوت $\lambda_k = \frac{1}{\sigma_k^2}$ باشند آنگاه تابع چگالی احتمال مجموع آنها از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$f_{X_1+X_2+\dots+X_n}(x) = \left[\prod_{k=1}^K \lambda_k \right] \sum_{j=1}^K \frac{e^{-\lambda_j x}}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^K (\lambda_k - \lambda_j)}, \quad x > 0. \quad (40-5)$$

$$= \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{e^{(-\frac{x}{\sigma_k^2})}}{\sigma_k^2} \quad (41-5)$$

^۱فرض می‌کنیم هیچ دو کانال تداخلی، آمارگان یکسان ندارند.

در عبارت فوق $\ell_1(x), \dots, \ell_K(x)$ چند جمله ای های پایه لاگرانژ^۱ با نقاط $\frac{1}{\sigma_1^2}, \dots, \frac{1}{\sigma_K^2}$ می باشند که به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\ell_i(x) := \prod_{\substack{j=1 \\ i \neq j}}^K \frac{x - x_j}{x_i - x_j} \quad (۴۲-۵)$$

اثبات-اثبات در پیوست ب-۵.

تداخل دریافتی در مقصد ثانویه I_d است که ضرایب بهره توان کانال ها را با $\frac{1}{p_3 \sigma_{f_{1d}}^2}, \dots, \frac{1}{p_3 \sigma_{f_{Kd}}^2}$ نشان می دهیم. بنابراین چندجمله ای های پایه لاگرانژ برای مقصد ثانویه را با $\ell_i^{(d)}(0)$ مشخص می کنیم. همچنین تداخل دریافتی در رله ثانویه I_r است که ضرایب بهره توان کانال ها را با $\frac{1}{p_3 \sigma_{f_{1r}}^2}, \dots, \frac{1}{p_3 \sigma_{f_{Kr}}^2}$ نشان می دهیم. بنابراین چندجمله ای های پایه لاگرانژ برای گره رله را با $\ell_i^{(r)}(0)$ مشخص می کنیم. با توجه به توزیع توضیح داده شده برای تداخل در گره مقصد و گره رله ثانویه، سیگنال به تداخل بعلاوه نویز در این گره ها از لم زیربه دست می آید.

لم ۵-۶. متغیر آماری $U = \frac{X}{Y + N_0}$ را در نظر بگیرید که X یک متغیر تصادفی نمایی با تابع چگالی احتمال $(1-\alpha)$ و Y یک متغیر تصادفی (حاصل جمع K متغیر ناهمسان نمایی Y_k با ضریب مقیاس $\sigma_{Y_k}^2$) که تابع چگالی احتمال آن در (۴۱-۵) محاسبه شده است. همچنین N_0 یک مقدار ثابت است، در نتیجه تابع توزیع احتمال متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می آید:

$$F_U(u) = 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{\Omega^{(k)} \exp(-\frac{u}{\alpha})}{u + \Omega^{(k)}} \quad (۴۳-۵)$$

که $\Omega^{(k)}$ برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Y_k}^2}$ است. همچنین $\ell_k(0)$ چندجمله ای های پایه لاگرانژ می باشند.

اثبات-پیوست ب-۶ را ملاحظه کنید.

بنابراین تابع توزیع تجمعی سیگنال به تداخل بعلاوه نویز ها در گره مقصد و گره رله به صورت زیر نوشته می شود:

$$F_{\Gamma_{ij}}(\gamma) = 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k^{(j)}(0) \left(\frac{\Omega_{ij}^{(k)}}{\gamma + \Omega_{ij}^{(k)}} \right) \exp(-\frac{\gamma}{\alpha_{ij}}) \quad (۴۴-۵)$$

¹ Lagrange basis polynomials

در تابع توزیع تجمعی فوق α_{ij} ها از رابطه (۵-۸) به دست می‌آیند و $\Omega_{ij}^{(k)}$ ها که متوسط نسبت سیگنال به تداخل اعمالی از کاربر اولیه k اند از زیر به دست می‌آیند:

$$\Omega_{sd}^{(k)} = \frac{p_1 \sigma_{sd}^2}{p_3 \sigma_{fkd}^2}, \Omega_{sr}^{(k)} = \frac{p_1 \sigma_{sr}^2}{p_3 \sigma_{fkr}^2}, \Omega_{rd}^{(k)} = \frac{p_2 \sigma_{rd}^2}{p_3 \sigma_{fkd}^2}, \quad (۴۵-۵)$$

همچنین به منظور محاسبه احتمال خاموشی به تابع توزیع تجمعی توأم SINR نیز نیاز داریم که در لم زیر محاسبه شده است.

لم ۵-۷. متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی و Z یک متغیر تصادفی (حاصل جمع K متغیر ناهمسان نمایی Z_k با ضریب مقیاس $\sigma_{Z_k}^2$) که تابع چگالی احتمال آن در (۵-۴۱) محاسبه شده است. همچنین N_0 یک مقدار ثابت است. تابع توزیع تجمعی توأم متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \left[\left(\frac{\Omega_U^{(k)}}{u + \Omega_U^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{u}{\alpha_U}\right) + \left(\frac{\Omega_V^{(k)}}{v + \Omega_V^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{v}{\alpha_V}\right) - \left(\frac{\Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)}}{\Omega_V^{(k)} u + \Omega_U^{(k)} v + \Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)}} \right) \right] \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (۴۶-۵)$$

که $\Omega_U^{(k)}$ برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Z_k}^2}$ و $\Omega_V^{(k)}$ برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{\sigma_{Z_k}^2}$ هستند. همچنین α_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{N_0}$ می‌باشند. همچنین $\ell_k(0)$ چندجمله‌ای های پایه لاگرانژ می‌باشند.

اثبات-اثبات در پیوست ب-۷.

■

بنابراین تابع توزیع تجمعی توأم SINR ها به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{rd}}(\gamma_1, \gamma_2) = 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k^{(d)}(0) \left[\left(\frac{\Omega_{sd}^{(k)}}{\gamma_1 + \Omega_{sd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\alpha_{sd}}\right) + \left(\frac{\Omega_{rd}^{(k)}}{\gamma_2 + \Omega_{rd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_2}{\alpha_{rd}}\right) - \left(\frac{\Omega_{sd}^{(k)} \Omega_{rd}^{(k)}}{\Omega_{rd}^{(k)} \gamma_1 + \Omega_{sd}^{(k)} \gamma_2 + \Omega_{sd}^{(k)} \Omega_{rd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\left(\frac{\gamma_1}{\alpha_{sd}} + \frac{\gamma_2}{\alpha_{rd}}\right)\right) \right] \quad (۴۷-۵)$$

با توجه به روابط (۴۴-۵) و (۴۷-۵) می‌توان احتمال خاموشی را با در نظر گرفتن تداخل ناهمسان از

طرف K کاربر اولیه به صورت زیر به دست آورد:

$$\begin{aligned}
 P_{out} = & F_{\Gamma_{sr}}(\gamma_{th})F_{\Gamma_{sd}}(\gamma_{th}) + (1 - F_{\Gamma_{sr}}(\gamma_{th})) F_{\Gamma_{sd}\Gamma_{rd}}(\gamma_{th}, \gamma_{th}) \\
 = & \left(1 - \sum_{k=1}^K \ell_k^{(d)}(0) \left(\frac{\Omega_{sd}^{(k)}}{\gamma + \Omega_{sd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}}\right) \right) \\
 & \times \left(1 - \sum_{k=1}^K \ell_k^{(r)}(0) \left(\frac{\Omega_{sr}^{(k)}}{\gamma + \Omega_{sr}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sr}}\right) \right) \\
 & + \left(\sum_{k=1}^K \ell_k^{(r)}(0) \left(\frac{\Omega_{sr}^{(k)}}{\gamma + \Omega_{sr}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sr}}\right) \right) \\
 & \times \left(1 - \sum_{k=1}^K \ell_k^{(d)}(0) \left[\left(\frac{\Omega_{sd}^{(k)}}{\gamma_{th} + \Omega_{sd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}}\right) + \left(\frac{\Omega_{rd}^{(k)}}{\gamma_{th} + \Omega_{rd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{rd}}\right) \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. - \left(\frac{\Omega_{sd}^{(k)} \Omega_{rd}^{(k)}}{\Omega_{rd}^{(k)} \gamma_{th} + \Omega_{sd}^{(k)} \gamma_{th} + \Omega_{sd}^{(k)} \Omega_{rd}^{(k)}} \right) \exp\left(-\left(\frac{\gamma_{th}}{\alpha_{sd}} + \frac{\gamma_{th}}{\alpha_{rd}}\right)\right) \right] \right) \quad (48-5)
 \end{aligned}$$

۴-۵ تحلیل و ارزیابی نتایج

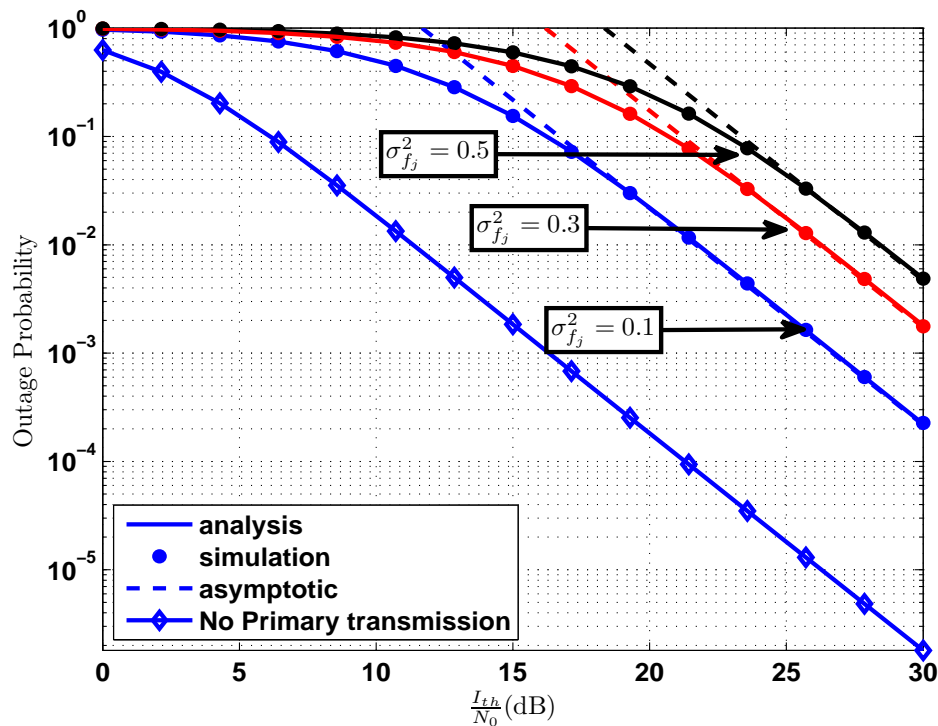
جهت بررسی تأثیر تداخل ایجاد شده از طرف کاربر (کاربران) اولیه بر عملکرد شبکه ثانویه علاوه بر محدودیت توان ارسالی، چند نمونه عددی و شبیه سازی از روابط به دست آمده در این فصل را ارائه می کنیم. ابتدا تأثیر یک کاربر اولیه بر احتمال خاموشی شبکه ثانویه را بررسی می کنیم. به منظور شبیه سازی بر اساس روش Monte Carlo تعداد 10^6 نمونه مستقل از هفت متغیر تصادفی مستقل گوسی با میانگین صفر (به منظور شبیه سازی هر هفت کانال نشان داده شده در شکل ۵-۱) ایجاد کرده ایم.

احتمال خاموشی شبکه ثانویه با استفاده از رابطه تحلیلی (۵-۱۳) با در نظر گرفتن مقادیر $(\sigma_{sd}^2 = 0.5, \sigma_{sr}^2 = 1, \sigma_{rd}^2 = 0.8, \sigma_{gs}^2 = \sigma_{gr}^2 = 0.3)$ در شکل ۵-۳ رسم شده است. در این شکل سیگنال به نویز آستانه برابر با $5dB$ در نظر گرفته شده است. در این نمودار سه حالت مختلف برای بهره توان کانال های تداخل از کاربر اولیه به مقصد ثانویه و رله ثانویه در نظر گرفته ایم. علاوه بر این یک منحنی برای حالتی که هیچ تداخلی از طرف کاربر اولیه ایجاد نمی شود نیز در نظر گرفته شده است. با مقایسه نتایج با منحنی که تداخل اولیه صفر فرض شده است، تأثیر تداخل بر افزایش احتمال خاموشی شبکه ثانویه مشخص می شود. همچنین انطباق نتایج حاصل از شبیه سازی بر نتایج حاصل از روابط تحلیلی نشان دهنده صحت روابط تحلیلی می باشد. در این شکل منحنی ها تقریبی حاصل از رابطه (۵-۲۳) نیز رسم شده اند. با توجه به شکل

مشخص است که منحنی های تقریبی در سیگنال به نویز (آستانه تداخل) میانی و بالا بر منحنی های دقیق منطبق هستند.

نتایج احتمال خاموشی شبکه ثانویه ای که راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی استفاده می کند با دو راهبرد دیگر در شکل ۴-۵ مقایسه شده است. در راهبرد اول رله را در نظر نمی گیریم (ارتباط مستقیم) و راهبرد دوم ارسال سیگنال از طریق رله طی دو مرحله بدون در نظر گرفتن ارتباط مستقیم اتفاق می افتد [۸۰، ۸۱]. در هر سه راهبرد با افزایش آستانه تداخل، احتمال خاموشی کاهش می یابد. همچنین اگر بهره توان کانال تداخل افزایش یابد، احتمال خاموشی افزایش می یابد. اما احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل همواره پایین تر از احتمال خاموشی دو راهبرد دیگر است.

در شکل های ۵-۵ و ۶-۵ اثر تداخل K کاربر اولیه با کانال های تداخلی که همه آنها دارای بهره توان یکسان می باشند بر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی بررسی شده است. در این نمودارها مقادیر $(\sigma_{sd}^2 = 0.8, \sigma_{sr}^2 = 1, \sigma_{rd}^2 = 0.8)$ برای بهره توان کانال های ثانویه در نظر گرفته شده است. همچنین مقدار سیگنال به نویز آستانه برابر با یک $(\gamma_{th} = 0dB)$ انتخاب شده است. همچنین

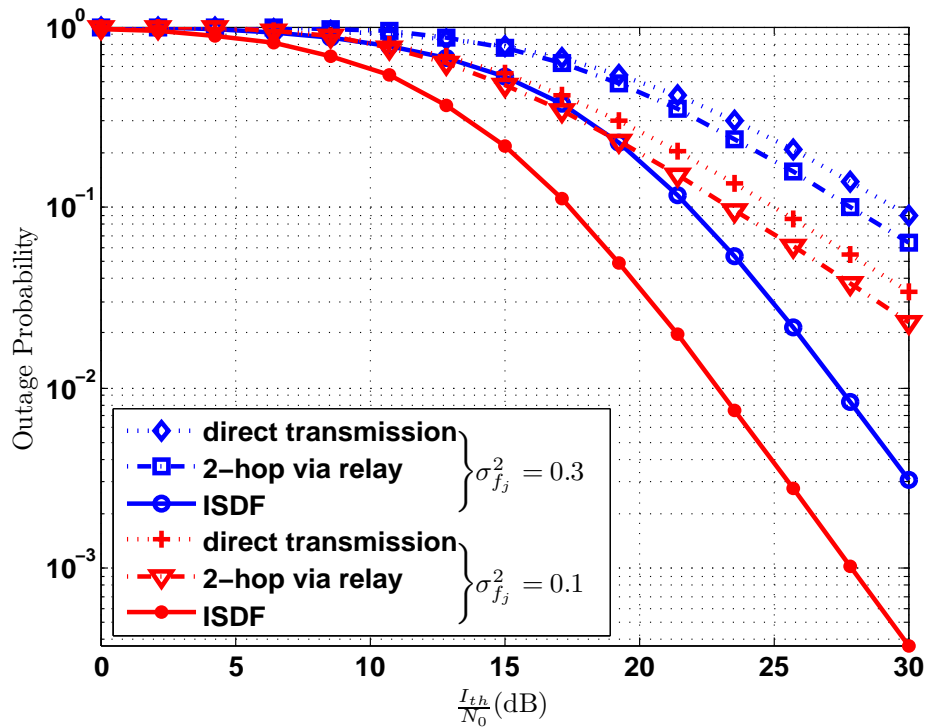


شکل ۵-۳: احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی تحت تأثیر تداخل کاربر اولیه و محدودیت توان از طرف شبکه اولیه

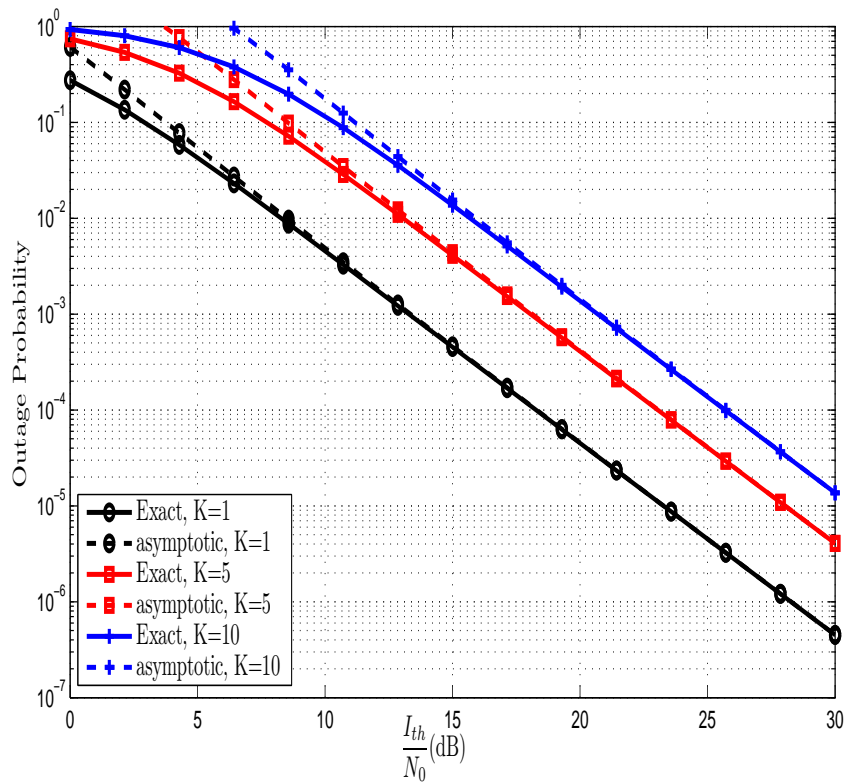
بهره توان کانال های تداخل از ثانویه به اولیه ($\sigma_{gs}^2 = \sigma_{gr}^2 = 0.3$) در نظر گرفته شده اند. تعداد کاربران اولیه یک، پنج و ده در نظر گرفته شده است.

در شکل ۵-۵ بهره توان کانال تداخلی از کاربران اولیه به گیرنده های ثانویه ($\sigma_{fd}^2 = \sigma_{fr}^2 = 0.1$) انتخاب شده اند. این مقادیر در شکل ۵-۶ به مقدار ۰.۳ افزایش یافته اند. با توجه به رابطه (۵-۳۹)، با افزایش تعداد کاربران اولیه تداخل ایجاد شده افزایش می یابد و سیگنال به تداخل در گیرنده های ثانویه به نسبت کاهش می یابد. نتیجه این کاهش در افزایش احتمال خاموشی از نمودارها مشخص است. میزان افزایش احتمال خاموشی در شکل ۵-۶ بیشتر است. زیرا بهره توان کانال های تداخلی بزرگتر فرض شده اند. جهت بررسی صحت روابط تحلیلی مربوط به سیگنال به نویز بالا (هنگامی که اثر محدودیت توان بر فرستنده های ثانویه کاهش می یابد)، در شکل های مذکور این منحنی ها بر اساس رابطه (۵-۳۹) رسم شده اند. نمودارها نشان دهنده دقت خوب تقریب ها در سیگنال به نویز های میانی و بالا ($\frac{I_{th}}{N_0} \geq 15dB$) می باشند.

در شکل ۵-۷ اثر تداخل کاربران اولیه با کانال های تداخلی که بهره توان آنها متفاوت هستند بررسی شده است. در این شکل منحنی احتمال خاموشی تحت تداخل یک کاربر با بهره توان کانال های تداخل



شکل ۵-۴: مقایسه احتمال خاموشی برای چند راهبرد تحت تأثیر تداخل کاربر اولیه و محدودیت توان از طرف شبکه اولیه $\sigma_{sd}^2 = 0.3, \sigma_{sr}^2 = 1, \sigma_{rd}^2 = 0.8, \sigma_{gs}^2 = \sigma_{gr}^2 = 0.3$



شکل ۵-۵: تأثیر تداخل K کاربر اولیه یکسان بر احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی در شبکه ثانویه

به منظور مقایسه با اثر تداخل از ۵ کاربر و ۱۰ کاربر اولیه تولید کننده تداخل رسم

شده است. بهره کانال‌های تداخلی برای ۵ کاربر اولیه به صورت

$$\sigma_{f_d}^2 = \sigma_{f_r}^2 = 0.1, 0.11, 0.13, 0.09, 0.08$$

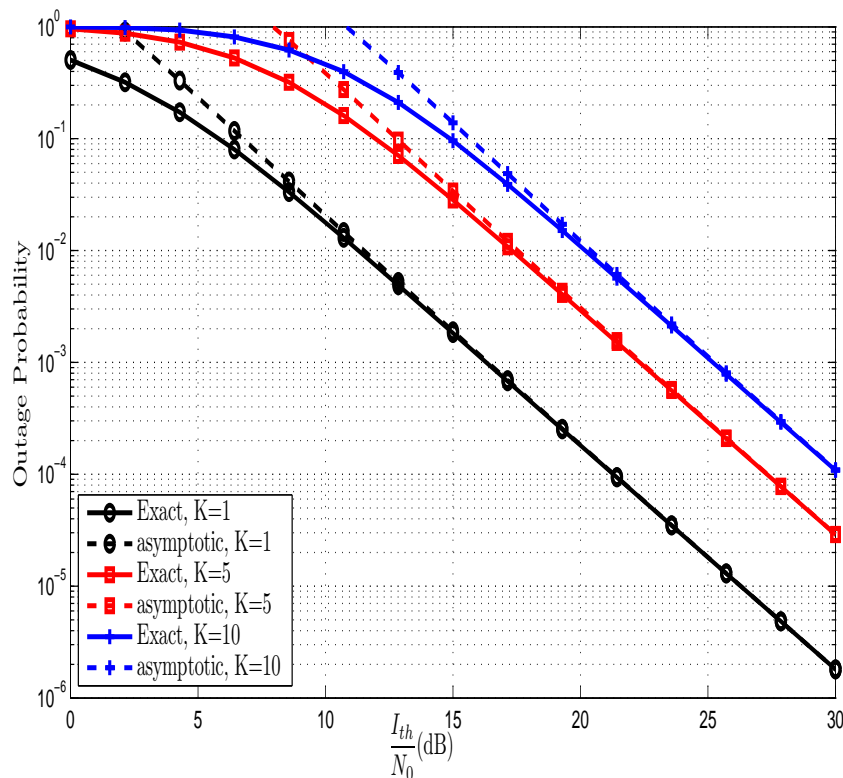
و بهره کانال‌های تداخلی برای ۱۰ کاربر اولیه به صورت

$$\sigma_{f_d}^2 = \sigma_{f_r}^2 = 0.1, 0.105, 0.11, 0.12, 0.125, 0.13, 0.095, 0.09, 0.085, 0.08$$

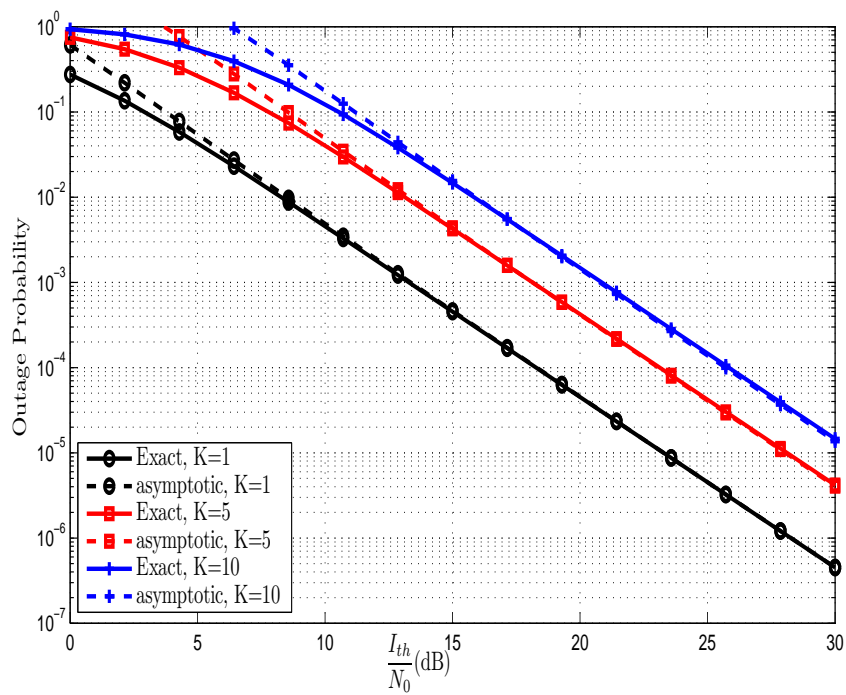
در نظر گرفته شده اند. در این حالت بهره کانال‌های تداخلی بسیار نزدیک به هم در نظر گرفته شده اند تا بتوان اثر آن را با حالتی که همه ضرایب یکسان هستند مقایسه کرد. با افزایش تعداد کاربران تولید کننده تداخل، احتمال خاموشی به شدت افزایش می‌یابد.

۵-۵ نتیجه گیری

در این فصل علاوه بر محدودیت توانی که شبکه اولیه بر شبکه ثانویه اعمال می‌کند، اثر تداخل فرستنده های شبکه اولیه بر گیرنده های ثانویه نیز بررسی شد. در بخش ۵-۲ فرض کردیم شبکه اولیه، شبکه ای تک فرستنده باشد. در این حالت تابع چگالی احتمال SINR دیگر نمایی نخواهد بود. این توزیع جدید در پیوست ب محاسبه شده است. همچنین نشان داده شد که به علت تداخل اعمالی یکسان از طرف شبکه اولیه سیگنال به نویز بعلاوه تداخل کانال های منبع-مقصد و رله-مقصد وابسته شدند. همچنین چندین حالت خاص از رابطه احتمال خاموشی به دست آورده شد و نتایج با نتایج فصل قبل مقایسه شد. در ادامه فصل، مدل کامل تری برای شبکه اولیه در نظر گرفتیم. در این حالت K فرستنده اولیه در نظر گرفتیم. تمامی فرستنده ها تداخل نمایی با آمارگان یکسان ایجاد می‌کردند، در نتیجه مجموع تداخل در گیرنده های ثانویه توزیع ارلانگ داشت. با توجه به توزیع تداخل، احتمال خاموشی شبکه ثانویه مجدداً محاسبه شد. نهایتاً در بخش ۵-۳-۲ تداخل ایجاد شده از K کاربر اولیه را نمایی اما با آمارگان های دو به دو متفاوت فرض کردیم



شکل ۵-۶: تأثیر تداخل K کاربر اولیه یکسان بر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در شبکه ثانویه



شکل ۵-۷: تأثیر تداخل K کاربر اولیه با بهره توان ناهمسان بر احتمال خاموشی راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی در شبکه ثانویه

در این حالت تابع چگالی احتمال تداخل در گیرنده ثانویه توزیع ارلانگ نیست. توزیع تداخل در این حالت نیز محاسبه شد و با توجه به آن احتمال خاموشی شبکه ثانویه را محاسبه کردیم.

فصل ۶

نتیجه گیری و پیشنهادها

۱-۶ جمع بندی و نتیجه گیری

محدودیت منابع در دسترس شبکه‌های بدون سیم از طرفی و رشد سریع متقاضیان خدمات ارتباط بی‌سیم از طرف دیگر، استفاده بهینه و مدیریت شده از این منابع را ضروری ساخته است. از جمله روش‌های حل این مسئله استفاده از راهبردهای مشارکت و فناوری شناخت می‌باشد. در راهبردهای مشارکت مسئله اصلی استفاده بهینه از منابع در دسترس گره‌ها از جمله توان، طیف و حتی ظرفیت‌های ارسال دیگر گره‌ها است. پدیده تداخل نیز عامل اصلی محدود کننده فناوری شناخت است. در این رساله استفاده مناسب از منابع در دسترس یک شبکه که بر پایه فناوری شناخت و مشارکت بنا نهاده شده، بررسی شد.

در فصل ۲، مروری اجمالی بر راهبردهای مشارکت و راهبردهای مختلف رله کردن انجام شد. در ادامه این فصل نحوه استفاده از طیف فرکانسی شرح داده شد. همچنین الگوهای به کارگیری فتاوری شناخت نیز مطرح شد. روش‌های مختلف استفاده از راهبردهای مشارکت در شبکه‌های مبتنی بر شناخت نیز توضیح داده شد. در انتهای این فصل معیارهای سنجش کارایی یک سیستم بیان شد. این معیارها در این رساله برای راهبرد معرفی شده بررسی شده اند. همچنین مدل‌های محوشوندگی کانال که در این رساله مورد استفاده قرار گرفته اند نیز مختصراً بیان شد.

در فصل ۳ راهبرد مشارکتی مرکب به نام راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی شرح داده شد. این راهبرد به منظور رفع مشکل بازده طیفی پایین راهبرد کدگشایی و گسیل معمول بنا شده است. به منظور بررسی کارایی راهبرد پیشنهاد شده، احتمال خاموشی راهبرد ذکر شده برای کانال رایلی محاسبه شد و با احتمال خاموشی راهبرد کدگشایی و گسیل معمول مقایسه شد. نتایج مقایسه نشان داد که راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی علاوه بر بازده طیفی مناسب تر از لحاظ احتمال خاموشی بر راهبرد معمول برتری

دارد. همچنین احتمال خاموشی این راهبرد برای کانال‌های رایسین و ناکاگامی نیز بررسی شد. از جمله معیارهای دیگری که می‌توان کارایی یک سیستم را با آن بررسی کرد، معیار نرخ خطای سمبل است که برای راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی در سه کانال رایلی، رایسین و ناکاگامی محاسبه شد. همچنین نتایج به دست آمده در این فصل در سیگنال به نویز بالا نیز به دست آورده شدند. نتیجه مربوط به سیگنال به نویز بالا از این لحاظ مورد اهمیت است که رفتار سیستم در حالت مجانبی را نشان می‌دهد. در انتهای فصل به منظور کاهش نرخ خطای راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی و استفاده بهینه از توان در دسترس شبکه، تخصیص توان بین گره‌های فرستنده شبکه (رله و منبع) نیز بررسی شد.

با توجه به محدودیت طیف در شبکه‌های بدون سیم، شبکه‌های جدید مجبور به فعالیت در طیف دیگر شبکه‌ها می‌باشند. از این رو باید شبکه‌های جدید (شبکه ثانویه) از بازده طیفی مناسبی برخوردار باشند تا بتوانند از طیف محدودی که در اختیار آنها گذاشته می‌شود برای تبادل اطلاعات خود به نحو مناسب استفاده کنند. با توجه به بازده طیفی و کارایی مناسب راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی نسبت به راهبردهای دیگر، در فصل ۴ این راهبرد برای یک شبکه ثانویه با الگوی شناخت لایه زیرین در نظر گرفته شد. شبکه اولیه برای به اشتراک گذاشتن طیف فرکانسی خود با شبکه ثانویه، شرط عدم ایجاد تداخل را قرار می‌دهد، این شرط سبب محدودیت توان ارسالی فرستنده‌های شبکه ثانویه می‌شود. در فصل ۴ اثر این محدودیت بر کارایی شبکه ثانویه بررسی شد. با توجه به اینکه شبکه اولیه می‌تواند شرط عدم ایجاد تداخل را روی متوسط تداخل یا تداخل لحظه‌ای در نظر بگیرد، هر دو حالت در این فصل بررسی شد. اگر شبکه اولیه شرط عدم ایجاد تداخل را روی تداخل متوسط قرار دهد، سبب می‌شود که محدودیت توان ارسالی رله در راهبرد کدگشایی و گسیل نموی-انتخابی کمتر شود و در نتیجه احتمال خاموشی نیز کاهش یابد.

شبکه اولیه علاوه بر محدود کردن توان ارسالی فرستنده‌های شبکه ثانویه، تأثیر منفی دیگری بر کارایی شبکه ثانویه نیز می‌گذارد. شبکه اولیه همزمان با شبکه ثانویه به تبادل اطلاعات می‌پردازد بنابراین فرستنده‌های اولیه برای گیرنده‌های شبکه ثانویه ایجاد تداخل می‌کنند. این تداخل کارایی شبکه ثانویه را کاهش می‌دهد. در فصل ۵ اثر تداخلی شبکه اولیه بر شبکه ثانویه نیز در نظر گرفته شد. در این فصل ابتدا شبکه اولیه را یک شبکه تک فرستنده در نظر گرفتیم و اثر تداخل ایجاد شده توسط آن بر شبکه ثانویه بررسی شد. در این حالت سیگنال به نویز ها به سیگنال به تداخل بعلاوه نویز تبدیل شدند. کانال تداخل

یک کانال رایلی در نظر گرفته شد و تابع توزیع تجمعی SINR به منظور محاسبه احتمال خاموشی به دست آورده شد. سپس تعداد فرستنده‌های شبکه اولیه را افزایش دادیم (کانال دسترسی چندگانه) و اثر آن را بر کارایی شبکه ثانویه بررسی کردیم. در مورد آخر تداخل تولید شده توسط فرستنده‌های اولیه ممکن است آمارگان یکسان داشته باشند و یا اینکه آمارگان متفاوتی داشته باشند. با توجه به این تابع توزیع تجمعی SINR در هر دو حالت محاسبه شد. با استفاده از توابع توزیع تجمعی به دست آمده، احتمال خاموشی در هر دو حالت بررسی شدند.

۲-۶ پیشنهادها

زمینه‌های متعددی جهت پژوهش در ادامه این رساله می‌تواند پیشنهاد شود که در زیر برخی از آنها را عنوان می‌کنیم.

- در نظر گرفتن سیگنال‌های کنترلی ACK/NACK در محاسبه بازده طیفی و کارایی راهبرد

کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی

در محاسبه بازده طیفی راهبرد کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی، اثر سیگنال‌های کنترلی را ناچیز دانسته و آنها در نظر نگرفته ایم. بررسی کامل‌تر راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی مستلزم در نظر گرفتن این سیگنال‌ها در محاسبه بازده طیفی، احتمال خاموشی و احتمال خطای سمبل می‌باشد.

- در نظر گرفتن قید متوسط توان ثابت در مسئله تخصیص توان بهینه

با توجه به متغیر بودن نرخ راهبرد کدگذاری و گسیل نموی-انتخابی و استفاده به ندرت از گره رله در این راهبرد، توان متوسط استفاده شده برای ارسال هر سمبل نیز در این راهبرد متغیر خواهد بود. مسئله تخصیص توان بهینه در این حالت باید با ثابت گرفتن مقدار متوسط توان بررسی شود. متوسط توان تابعی غیر خطی از توان رله و توان منبع خواهد بود. بنابراین مسئله بهینه سازی، مسئله بهینه سازی محدب نخواهد بود و باید با روش‌هایی به یک مسئله محدب تبدیل شده یا از روش‌های دیگر برای حل آن استفاده نمود.

- بررسی تأثیر محدودیت توان اعمالی از طرف شبکه اولیه بر احتمال خاموشی یک شبکه

مبتنی بر شناخت با در نظر گرفتن توزیع رایسین یا ناکاگامی بعنوان مدل محوشوندگی

در فصل ۴ تأثیر محدودیت توان اعمالی از طرف شبکه اولیه بر احتمال خاموشی شبکه ثانویه با در نظر گرفتن مدل محوشوندگی رایلی بررسی شد. با توجه به اینکه مدل ناکاگامی مدلی جامع تر بوده و قابلیت انطباق بیشتری بر مدل واقعی محوشوندگی یک کانال دارد، مناسب است که احتمال خاموشی برای این مدل محوشوندگی را برای یک شبکه مبتنی بر شناخت محاسبه کنیم.

- بررسی اثر تداخل اعمالی از طرف شبکه اولیه بر شبکه ثانویه با در نظر گرفتن تابع چگالی

احتمال رایسین یا ناکاگامی برای ضرایب محوشوندگی کانال‌های تداخل

در فصل ۵ برای توان تداخل اعمالی از جانب شبکه اولیه توزیع رایلی در نظر گرفته بودیم. با توجه به اینکه ممکن است فرستنده‌های اولیه و گیرنده‌های ثانویه دید مستقیم داشته باشند یا محوشوندگی کانال بین آنها شدیدتر باشد، باید در این موارد مدل محوشوندگی رایسین یا ناکاگامی برای توان تداخلی هر ارتباط تداخلی در نظر گرفت. در این حالت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز در گیرنده‌های ثانویه توابع چگالی احتمال پیچیده‌ای خواهند داشت. به منظور بررسی احتمال خاموشی شبکه در این حالت باید این توابع توزیع احتمال جدید محاسبه شوند.

- بررسی اثر تداخل اعمالی از شبکه اولیه همزمان با محدودیت لحظه‌ای تداخل

در برخی شبکه‌های اولیه تداخل لحظه‌ای باید محدود شود، به همین دلیل توان لحظه‌ای فرستنده‌های ثانویه نیز متناسب با بهره کانال تداخل باید تغییر کند. در این حالت توان‌های ارسالی توسط گره‌های شبکه ثانویه متغیرهای تصادفی خواهند بود. با توجه به اینکه تداخل و نویز را باید همزمان نیز در نظر گرفت، تابع چگالی احتمال سیگنال به تداخل بعلاوه نویزها تغییر می‌کنند. این متغیرها ترکیبی از سه متغیر تصادفی توان، بهره کانال و متغیر تصادفی تداخل خواهند بود.

پیوست آ

اثبات لم‌های محاسبه توزیع متغیرهای تصادفی مربوط به فصل چهارم

آ-۱ نسبت دو متغیر تصادفی نمایی مستقل

دو متغیر تصادفی X و Y با میانگین‌های σ_X^2 و σ_Y^2 و تابع چگالی احتمال‌های زیر را در نظر بگیرید:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_X^2} e^{\frac{-x}{\sigma_X^2}} \quad (1-\text{آ})$$

و

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sigma_Y^2} e^{\frac{-y}{\sigma_Y^2}} \quad (2-\text{آ})$$

لم آ-۱ (لم ۴-۱). متغیر آماری $U = \frac{X}{Y}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان‌نمایی با توابع چگالی احتمال (آ-۱) و (آ-۲) می‌باشند، تابع چگالی احتمال متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$f_U(u) = \frac{\Omega}{(u + \Omega)^2} \quad (3-\text{آ})$$

که Ω برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}$.

اثبات لم ۴-۱- ابتدا تابع توزیع تجمعی متغیر تصادفی U را به صورت زیر به دست می‌آوریم:

$$F_U(u) = Pr(U \leq u) \quad (۴-آ)$$

$$= Pr\left(\frac{X}{Y} \leq u\right) \quad (۵-آ)$$

$$= \int_0^\infty f_Y(y) \int_0^{uy} f_X(x) dx dy \quad (۶-آ)$$

$$= \frac{u}{u + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}} \quad (۷-آ)$$

با مشتق گیری از (۷-آ) نسبت به u ، تابع چگالی احتمال (۳-آ) به دست می‌آید. ■

۲-آ دو متغیر تصادفی ناشی از سه متغیر تصادفی نمایی مستقل

سه متغیر تصادفی X و Y و Z با میانگین‌های σ_X^2 و σ_Y^2 و σ_Z^2 و تابع چگالی احتمال‌های زیر را

در نظر بگیرید:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma_X^2} e^{\frac{-x}{\sigma_X^2}} \quad (۸-آ)$$

و

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sigma_Y^2} e^{\frac{-y}{\sigma_Y^2}} \quad (۹-آ)$$

$$f_Z(z) = \frac{1}{\sigma_Z^2} e^{\frac{-z}{\sigma_Z^2}} \quad (۱۰-آ)$$

لم ۲-آ (لم ۴-۲). متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z}$ و $V = \frac{Y}{Z}$ را در نظر بگیرید که X ، Y و Z سه متغیر

تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی با توابع چگالی احتمال (۸-آ) و (۹-آ) و (۱۰-آ) می‌باشند، تابع توزیع

تجمعی مشترک^۱ متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \frac{\Omega_U}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \quad (۱۱-آ)$$

که Ω_U برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Z^2}$ و Ω_V برابر است با $\frac{\sigma_Y^2}{\sigma_Z^2}$.

^۱ Joint Cumulative Distribution Function

اثبات لم ۴-۲- ابتدا تابع چگالی احتمال مشترک $f_{UVZ}(u, v, z)$ را به دست می آوریم:

$$\begin{aligned} f_{UVZ}(u, v, z) &= \frac{f_{XYZ}(x_1, y_1, z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \\ &= \frac{f_X(x_1)f_Y(y_1)f_Z(z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \end{aligned} \quad (۱۲-آ)$$

در عبارت فوق $x_1 = uz$ ، $y_1 = vz$ و $z_1 = z$ می باشد. سطر دوم عبارت فوق به دلیل مستقل بودن متغیرهای تصادفی Y, X, Z نتیجه شده است. همچنین دترمینان ماتریس ژاکوبین به صورت زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} |J(x_1, y_1, z)| &= \begin{vmatrix} \frac{\partial U}{\partial x} & \frac{\partial U}{\partial y} & \frac{\partial U}{\partial z} \\ \frac{\partial V}{\partial x} & \frac{\partial V}{\partial y} & \frac{\partial V}{\partial z} \\ \frac{\partial Z}{\partial x} & \frac{\partial Z}{\partial y} & \frac{\partial Z}{\partial z} \end{vmatrix} \begin{matrix} x = x_1 \\ y = y_1 \\ z = z_1 \end{matrix} \\ &= \frac{1}{z^2} \end{aligned} \quad (۱۳-آ)$$

در نتیجه

$$f_{UVZ}(u, v, z) = z^2 \frac{e^{\frac{-uz}{\sigma_X^2}} e^{\frac{-vz}{\sigma_Y^2}} e^{\frac{-z}{\sigma_Z^2}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \sigma_Z^2} \quad (۱۴-آ)$$

با استفاده از رابطه فوق و انتگرال گیری نسبت به z ، تابع چگالی احتمال مشترک U و V به دست می آید.

$$\begin{aligned} f_{UV}(u, v) &= \int_0^\infty z^2 \frac{e^{\frac{-uz}{\sigma_X^2}} e^{\frac{-vz}{\sigma_Y^2}} e^{\frac{-z}{\sigma_Z^2}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \sigma_Z^2} dz \\ &= \frac{2\Omega_U^2 \Omega_V^2}{(\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V)^3} \end{aligned} \quad (۱۵-آ)$$

با دوبار انتگرال گیری از رابطه فوق نسبت به u و v ، تابع توزیع احتمال مشترک U و V حاصل می شود.

$$\begin{aligned} F_{UV}(u, v) &= \int_0^v \int_0^u f_{UV}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\ &= 1 - \frac{\Omega_U}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \end{aligned} \quad (۱۶-آ)$$

■

پیوست ب

اثبات لم‌های محاسبه توزیع متغیرهای تصادفی مربوط به فصل پنجم

ب-۱ نسبت یک متغیر تصادفی نمایی به متغیر تصادفی نمایی مستقل بعلاوه مقدار ثابت

لم ب-۱ (لم ۵-۱). متغیر آماری $U = \frac{X}{Y + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی با توابع چگالی احتمال $(1-\bar{\lambda})$ و $(\bar{\lambda}-\bar{\lambda})$ می‌باشند و N_0 یک مقدار ثابت است، تابع توزیع احتمال متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = 1 - \frac{\Omega \exp(-\frac{u}{\alpha})}{u + \Omega} \quad (\text{ب-۱})$$

که Ω برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}$ و α برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ است.

اثبات لم ۵-۱- تابع توزیع تجمعی متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = Pr(U \leq u) \quad (\text{ب-۲})$$

$$= Pr\left(\frac{X}{Y + N_0} \leq u\right) \quad (\text{ب-۳})$$

$$= \int_0^\infty f_Y(y) \int_0^{u(y+N_0)} f_X(x) dx dy \quad (\text{ب-۴})$$

$$= 1 - \frac{\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2} \exp(-\frac{u}{\frac{\sigma_X^2}{N_0}})}{u + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_Y^2}} \quad (\text{ب-۵})$$

با مشتق گیری از (ب-۵) نسبت به u ، تابع چگالی احتمال به دست می‌آید.

ب-۲ توزیع مشترک نسبت دومتغیر تصادفی نمایی مستقل به متغیر تصادفی نمایی به علاوه مقدار ثابت

لم ب-۲ (لم ۵-۲). متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ را در نظر بگیرید که X ، Y و Z سه متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی با توابع چگالی احتمال $(\lambda - \bar{\lambda})$ و $(\alpha - \bar{\alpha})$ و $(\gamma - \bar{\gamma})$ می‌باشند و یک مقدار ثابت است. تابع توزیع تجمعی مشترک^۱ متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \frac{\Omega_U \exp(-\frac{u}{\alpha_U})}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V \exp(-\frac{v}{\alpha_V})}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V \exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}))}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \quad (\text{ب-۶})$$

که Ω_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_Z^2}$ و Ω_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{\sigma_Z^2}$ هستند. همچنین α_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{N_0}$ می‌باشند.

اثبات لم ۵-۲- ابتدا تابع چگالی احتمال مشترک $f_{UVZ}(u, v, z)$ را به دست می‌آوریم:

$$\begin{aligned} f_{UVZ}(u, v, z) &= \frac{f_{XYZ}(x_1, y_1, z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \\ &= \frac{f_X(x_1) f_Y(y_1) f_Z(z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \end{aligned} \quad (\text{ب-۷})$$

در عبارت فوق $x_1 = u(z + N_0)$ ، $y_1 = v(z + N_0)$ و $z_1 = z$ می‌باشد. سطر دوم عبارت فوق به دلیل مستقل بودن متغیرهای تصادفی X, Y و Z نتیجه شده است. همچنین دترمینان ماتریس ژاکوبین

به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} |J(x_1, y_1, z)| &= \begin{vmatrix} \frac{\partial U}{\partial x} & \frac{\partial U}{\partial y} & \frac{\partial U}{\partial z} \\ \frac{\partial V}{\partial x} & \frac{\partial V}{\partial y} & \frac{\partial V}{\partial z} \\ \frac{\partial z}{\partial x} & \frac{\partial z}{\partial y} & \frac{\partial z}{\partial z} \end{vmatrix} \bigg|_{\substack{x = x_1 \\ y = y_1 \\ z = z_1}} \\ &= \frac{1}{(z + N_0)^2} \end{aligned} \quad (\text{ب-۸})$$

در نتیجه

$$f_{UVZ}(u, v, z) = (z + N_0)^2 \frac{e^{-\frac{u(z+N_0)}{\sigma_X^2}} e^{-\frac{v(z+N_0)}{\sigma_Y^2}} e^{-\frac{z}{\sigma_Z^2}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \sigma_Z^2} \quad (\text{ب-۹})$$

^۱ Joint Cumulative Distribution Function

با استفاده از رابطه فوق و انتگرال گیری نسبت به z ، تابع چگالی احتمال مشترک U و V حاصل می‌شود.

$$f_{UV}(u, v) = \int_0^\infty (z + N_0)^2 \frac{e^{\frac{-u(z+N_0)}{\sigma_X^2}} e^{\frac{-v(z+N_0)}{\sigma_Y^2}} e^{\frac{-z}{\sigma_Z^2}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \sigma_Z^2} dz$$

$$= \Omega_U^2 \Omega_V^2 \frac{(\Omega_U \Omega_V \alpha_Z (\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V) + 1)^2 + 1}{(\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V)^3} \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (\text{ب-۱۰})$$

با دوبار انتگرال گیری از رابطه فوق نسبت به u و v ، تابع توزیع تجمعی مشترک U و V به دست می‌آید.

$$F_{UV}(u, v) = \int_0^v \int_0^u f_{UV}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta$$

$$= 1 - \frac{\Omega_U \exp(-\frac{u}{\alpha_U})}{u + \Omega_U} - \frac{\Omega_V \exp(-\frac{v}{\alpha_V})}{v + \Omega_V} + \frac{\Omega_U \Omega_V \exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}))}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \quad (\text{ب-۱۱})$$

ب-۳ نسبت یک متغیر تصادفی نمایی و ارلانگ به علاوه مقدار ثابت

لم ب-۳ (لم ۵-۳). متغیر آماری $U = \frac{X}{Y + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل

و به ترتیب نمایی با تابع چگالی احتمال (\bar{A} -۱) و ارلانگ با تابع چگالی احتمال زیر

$$f_Y(y) = \frac{y^{K-1} \exp(-\frac{y}{\mu})}{\mu^K \Gamma(K)} \quad (\text{ب-۱۲})$$

و N_0 یک مقدار ثابت است، تابع توزیع احتمال متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = 1 - \left(\frac{\Omega}{u + \Omega}\right)^K \exp\left(-\frac{u}{\alpha}\right) \quad (\text{ب-۱۳})$$

که Ω برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\mu}$ و α برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ است.

اثبات لم ۵-۳- تابع توزیع تجمعی متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = Pr(U \leq u) \quad (ب-۱۴)$$

$$= Pr\left(\frac{X}{Y + N_0} \leq u\right) \quad (ب-۱۵)$$

$$= \int_0^\infty f_Y(y) \int_0^{u(y+N_0)} \frac{1}{\sigma_X^2} e^{\frac{-x}{\sigma_X^2}} dx dy \quad (ب-۱۶)$$

$$= \int_0^\infty f_Y(y) \left(1 - e^{\frac{-u(y+N_0)}{\sigma_X^2}}\right) dy \quad (ب-۱۷)$$

$$= 1 - \frac{e^{\frac{-u(N_0)}{\sigma_X^2}}}{\mu^K \Gamma(K)} \int_0^\infty y^{K-1} \left(e^{-\left(\frac{u}{\sigma_X^2} + \frac{1}{\mu}\right)y}\right) dy \quad (ب-۱۸)$$

$$= 1 - \left(\frac{\frac{\sigma_X^2}{\mu}}{u + \frac{\sigma_X^2}{\mu}}\right)^K \exp\left(-\frac{u}{\frac{\sigma_X^2}{N_0}}\right) \quad (ب-۱۹)$$

با مشتق گیری از (ب-۱۹) نسبت به u ، تابع چگالی احتمال به دست می‌آید.

■

ب-۴ توزیع مشترک نسبت دو متغیر تصادفی نمایی مستقل به متغیر تصادفی ارلانگ به علاوه مقدار ثابت

لم ب-۴ (لم ۴-۵). متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی و Z متغیر ارلانگ و مستقل از دو متغیر دیگر می‌باشد. تابع توزیع تجمعی مشترک متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \left(\frac{\Omega_U}{u + \Omega_U}\right)^K \exp\left(-\frac{u}{\alpha_U}\right) - \left(\frac{\Omega_V}{v + \Omega_V}\right)^K \exp\left(-\frac{v}{\alpha_V}\right) + \left(\frac{\Omega_U \Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V}\right)^K \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (ب-۲۰)$$

که Ω_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\mu_z}$ و Ω_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{\mu_z}$ هستند. همچنین α_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{N_0}$ می‌باشند.

اثبات لم ۴-۵- ابتدا تابع چگالی احتمال مشترک $f_{UVZ}(u, v, z)$ را به دست می‌آوریم:

$$f_{UVZ}(u, v, z) = \frac{f_{XYZ}(x_1, y_1, z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} = \frac{f_X(x_1) f_Y(y_1) f_Z(z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \quad (ب-۲۱)$$

در عبارت فوق $x_1 = u(z + N_0)$ ، $y_1 = v(z + N_0)$ و $z_1 = z$ می‌باشد. سطر دوم عبارت فوق به دلیل مستقل بودن متغیرهای تصادفی Y, X و Z نتیجه شده است. همچنین دترمینان ماتریس ژاکوبین به صورت زیر به دست می‌آید:

$$|J(x_1, y_1, z)| = \begin{vmatrix} \frac{\partial U}{\partial x} & \frac{\partial U}{\partial y} & \frac{\partial U}{\partial z} \\ \frac{\partial V}{\partial x} & \frac{\partial V}{\partial y} & \frac{\partial V}{\partial z} \\ \frac{\partial Z}{\partial x} & \frac{\partial Z}{\partial y} & \frac{\partial Z}{\partial z} \end{vmatrix} \begin{matrix} x = x_1 \\ y = y_1 \\ z = z_1 \end{matrix}$$

$$= \frac{1}{(z + N_0)^2} \quad (22-ب)$$

در نتیجه

$$f_{UVZ}(u, v, z) = z^{K-1}(z + N_0)^2 \frac{e^{-\frac{u(z+N_0)}{\sigma_X^2}} e^{-\frac{v(z+N_0)}{\sigma_Y^2}} e^{-\frac{z}{\mu_z}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \mu_z^K \Gamma(K)} \quad (23-ب)$$

با استفاده از رابطه فوق و انتگرال گیری نسبت به z به تابع چگالی احتمال مشترک U و V می‌رسیم.

$$f_{UV}(u, v) = \int_0^\infty z^{K-1}(z + N_0)^2 \frac{e^{-\frac{u(z+N_0)}{\sigma_X^2}} e^{-\frac{v(z+N_0)}{\sigma_Y^2}} e^{-\frac{z}{\mu_z}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2 \mu_z^K \Gamma(K)} dz$$

$$= \left(\frac{(K+1)K(\Omega_U \Omega_V)^{K+1}}{(\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V)^{K+2}} + \frac{2N_0 K(\Omega_U \Omega_V)^K}{\mu_z(\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V)^{K+1}} \right. \\ \left. + \frac{N_0^2(\Omega_U \Omega_V)^{K-1}}{\mu_z^2(\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V)^K} \right) \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (24-ب)$$

با دوبار انتگرال گیری از رابطه فوق نسبت به u و v ، تابع توزیع تجمعی مشترک U و V به دست می‌آید.

$$F_{UV}(u, v) = \int_0^v \int_0^u f_{UV}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta$$

$$= 1 - \left(\frac{\Omega_U}{u + \Omega_U} \right)^K \exp\left(-\frac{u}{\alpha_U}\right) - \left(\frac{\Omega_V}{v + \Omega_V} \right)^K \exp\left(-\frac{v}{\alpha_V}\right) \\ + \left(\frac{\Omega_U \Omega_V}{\Omega_V u + \Omega_U v + \Omega_U \Omega_V} \right)^K \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (25-ب)$$

■

ب-۵ جمع چندنمایی ناهمسان

لم ب-۵ (لم ۵-۵). فرض کنید $(X_k)_{k=1 \dots K}$, $K \geq 2$ متغیرهای تصادفی نمایی مستقل با ضریب رشد

های دو به دو متفاوت $\lambda_k = \frac{1}{\sigma_k^2}$ باشند آنگاه تابع چگالی احتمال مجموع آنها از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$f_{X_1+X_2+\dots+X_n}(x) = \left[\prod_{k=1}^K \lambda_k \right] \sum_{j=1}^K \frac{e^{-\lambda_j x}}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^K (\lambda_k - \lambda_j)}, \quad x > 0. \quad (\text{ب-۲۶})$$

اثبات لم ۵-۵- ابتدا کانولوشن زیر را که در اثبات استفاده می‌کنیم در نظر بگیرید:

$$e^{-ax} * e^{-bx} = \int_0^x e^{-a(x-u)} e^{-bu} du = e^{-ax} \frac{e^{(a-b)x} - 1}{a-b} = \frac{e^{-bx} - e^{-ax}}{a-b}.$$

که برای $K=2$ ، به صورت زیر می‌باشد:

$$f_{X_1+X_2}(x) = f_{X_1}(x) * f_{X_2}(x) = \lambda_1 \lambda_2 \frac{e^{-\lambda_2 x} - e^{-\lambda_1 x}}{\lambda_1 - \lambda_2} = \lambda_1 \lambda_2 \left[\frac{e^{-\lambda_1 x}}{\lambda_2 - \lambda_1} + \frac{e^{-\lambda_2 x}}{\lambda_1 - \lambda_2} \right],$$

رابطه فوق با رابطه (۵-۴۰) هماهنگ است. حال به صورت استقرایی برای $K \geq 3$ اثبات می‌کنیم. فرض

کنید رابطه (۵-۴۰) برای $K-1$ برقرار باشد آنگاه

$$\begin{aligned} f_{X_1+X_2+\dots+X_K}(x) &= f_{X_1+X_2+\dots+X_{K-1}}(x) * f_{X_K}(x) \\ &= \left[\prod_{i=1}^{K-1} \lambda_i \right] \sum_{j=1}^{K-1} \frac{e^{-\lambda_j x}}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^{K-1} (\lambda_k - \lambda_j)} * f_{X_K}(x) \\ &= \left[\prod_{i=1}^K \lambda_i \right] \sum_{j=1}^{K-1} \frac{e^{-\lambda_K x} - e^{-\lambda_j x}}{(\lambda_j - \lambda_K) \prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^{K-1} (\lambda_k - \lambda_j)} \\ &= \left[\prod_{i=1}^K \lambda_i \right] \left[\sum_{j=1}^{K-1} \frac{e^{-\lambda_j x}}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^K (\lambda_k - \lambda_j)} - \sum_{j=1}^{K-1} \frac{e^{-\lambda_K x}}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^K (\lambda_k - \lambda_j)} \right]. \end{aligned}$$

در رابطه فوق اگر نشان دهیم که ضریب عبارت $e^{-\lambda_K x}$ برابر با ضریب عبارت در رابطه (۵-۴۰) باشد اثبات

برقرار می‌شود. به عبارت دیگر

$$-\sum_{j=1}^{K-1} \frac{1}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^K (\lambda_k - \lambda_j)} = \frac{1}{\prod_{k=1}^{K-1} (\lambda_k - \lambda_K)} \quad (\text{ب-۲۷})$$

رابطه فوق معادل عبارت زیر است:

$$\sum_{j=1}^K \frac{1}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^K (\lambda_k - \lambda_j)} = 0.$$

به منظور حل معادله فوق، معادله را به صورت زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$\sum_{j=1}^K \frac{1}{\prod_{\substack{k \neq j \\ k=1}}^n (\lambda_k - \lambda_j)} = \sum_{j=1}^K \frac{\prod_{\substack{k \neq l \neq j \\ k, l=1}}^n (\lambda_k - \lambda_l)}{\prod_{\substack{k \neq l \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l)}$$

عبارت فوق برابر با صفر است اگر و تنها اگر رابطه زیر برابر با صفر باشد:

$$\sum_{j=1}^K \prod_{\substack{k \neq l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l)$$

عبارت فوق نیز به صورت زیر می‌تواند نوشته شود:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^K \prod_{\substack{k \neq l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) &= \sum_{j=1}^K \prod_{\substack{j \neq k \neq l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) \prod_{\substack{k=j \neq l \\ k, l=1}}^n (\lambda_k - \lambda_l) \\ &= \pm \sum_{j=1}^K \prod_{\substack{j \neq k > l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l)^2 \prod_{\substack{k=j > l \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) \prod_{\substack{k=j < l \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) \\ &= \pm \sum_{j=1}^K \prod_{\substack{j \neq k > l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l)^2 \prod_{\substack{j=k > l \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) \prod_{\substack{k > l=j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) (-1)^{K-j} \\ &= \pm \prod_{\substack{k > l \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) \sum_{j=1}^K \prod_{\substack{j \neq k > l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) (-1)^{K-j}, \end{aligned}$$

عبارت فوق در صورتی صفر است که عبارت زیر به صورت معادل برابر با صفر باشد:

$$\sum_{j=1}^K \prod_{\substack{j \neq k > l \neq j \\ k, l=1}}^K (\lambda_k - \lambda_l) (-1)^j \quad (\text{ب-۲۸})$$

در عبارت فوق جمله حاصلضرب چندجمله‌ای و اندرموند^۱ است که از دترمینان ماتریس واندرموند به دست

می‌آید. با نگاه ساده به رابطه (ب-۲۸) مشخص می‌شود که این رابطه می‌تواند دترمینان ماتریس زیر باشد

^۱ Vandermonde polynomia

که از بسط حول ستون دوم به دست آمده است.

$$\begin{vmatrix} 1 & 1 & \lambda_1 & \lambda_1^2 & \cdots & \lambda_1^{K-2} \\ 1 & 1 & \lambda_2 & \lambda_2^2 & \cdots & \lambda_2^{K-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \lambda_K & \lambda_K^2 & \cdots & \lambda_K^{K-2} \end{vmatrix}$$

ماتریس فوق دو ستون دارد که ضریب همدیگر هستند بنابراین دترمینان آن صفر است. بنابراین رابطه

(ب-۲۸) برابر با صفر است، و در نتیجه رابطه (ب-۲۷) اثبات می‌شود. ■

ب-۶ متغیری مرکب از چندین متغیر تصادفی نمایی مستقل

لم ب-۶ (لم ۵-۶). متغیر آماری $U = \frac{X}{Y + N_0}$ را در نظر بگیرید که X یک متغیر تصادفی نمایی با

تابع چگالی احتمال (آ-۱) و Y یک متغیر تصادفی (حاصل جمع K متغیر ناهمسان نمایی Y_k با ضریب

مقیاس $\sigma_{Y_k}^2$) که تابع چگالی احتمال آن در (ب-۲۶) محاسبه شده است. همچنین N_0 یک مقدار ثابت

است، در نتیجه تابع توزیع احتمال متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{\Omega^{(k)} \exp(-\frac{u}{\alpha})}{u + \Omega^{(k)}} \quad (\text{ب-۲۹})$$

که $\Omega^{(k)}$ برابر است با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Y_k}^2}$ و α برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ است. همچنین $\ell_k(0)$ چندجمله‌ای‌های پایه لاگرانژ می‌باشند.

اثبات لم ۵-۶- تابع توزیع تجمعی متغیر تصادفی U به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_U(u) = Pr(U \leq u) \quad (\text{ب-۳۰})$$

$$= Pr\left(\frac{X}{Y + N_0} \leq u\right) \quad (\text{ب-۳۱})$$

$$= \int_0^\infty f_Y(y) \int_0^{u(y+N_0)} f_X(x) dx dy \quad (\text{ب-۳۲})$$

$$= \int_0^\infty \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{1}{\sigma_{Y_k}^2} \exp\left(-\frac{y}{\sigma_{Y_k}^2}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{u(y+N_0)}{\sigma_X^2}\right)\right) dy \quad (\text{ب-۳۳})$$

$$= 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Y_k}^2} \exp\left(-\frac{u}{\frac{\sigma_X^2}{N_0}}\right)}{u + \frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Y_k}^2}} \quad (\text{ب-۳۴})$$

با مشتق گیری از (ب-۳۴) نسبت به u ، تابع چگالی احتمال به دست می‌آید. ■

ب-۷ توزیع مشترک دو متغیر مرکب از چندین متغیر تصادفی نمایی مستقل

لم ب-۷ (لم ۵-۷). متغیرهای آماری $U = \frac{X}{Z + N_0}$ و $V = \frac{Y}{Z + N_0}$ را در نظر بگیرید که X و Y دو متغیر تصادفی مستقل و ناهمسان نمایی و Z یک متغیر تصادفی (حاصل جمع K متغیر ناهمسان نمایی Z_k با ضریب مقیاس $\sigma_{Z_k}^2$) که تابع چگالی احتمال آن در (ب-۲۶) محاسبه شده است. همچنین N_0 یک مقدار ثابت است. تابع توزیع تجمعی مشترک متغیرهای تصادفی U و V به صورت زیر به دست می‌آید:

$$F_{UV}(u, v) = 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \left[\left(\frac{\Omega_U^{(k)}}{u + \Omega_U^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{u}{\alpha_U}\right) + \left(\frac{\Omega_V^{(k)}}{v + \Omega_V^{(k)}} \right) \exp\left(-\frac{v}{\alpha_V}\right) - \left(\frac{\Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)}}{\Omega_V^{(k)} u + \Omega_U^{(k)} v + \Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)}} \right) \right] \exp\left(-\left(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}\right)\right) \quad (\text{ب-۳۵})$$

که $\Omega_U^{(k)}$ برابر با $\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Z_k}^2}$ و $\Omega_V^{(k)}$ برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{\sigma_{Z_k}^2}$ هستند. همچنین α_U برابر با $\frac{\sigma_X^2}{N_0}$ و α_V برابر با $\frac{\sigma_Y^2}{N_0}$ می‌باشند. همچنین $\ell_k(0)$ چندجمله‌ای‌های پایه لاگرانژ می‌باشند.

اثبات لم ۵-۷- ابتدا تابع چگالی احتمال مشترک $f_{UVZ}(u, v, z)$ را به دست می‌آوریم:

$$\begin{aligned} f_{UVZ}(u, v, z) &= \frac{f_{XYZ}(x_1, y_1, z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \\ &= \frac{f_X(x_1) f_Y(y_1) f_Z(z_1)}{|J(x_1, y_1, z_1)|} \end{aligned} \quad (\text{ب-۳۶})$$

در عبارت فوق $x_1 = u(z + N_0)$ ، $y_1 = v(z + N_0)$ و $z_1 = z$ می‌باشد. سطر دوم عبارت فوق به دلیل مستقل بودن متغیرهای تصادفی Y, X و Z نتیجه شده است. همچنین دترمینان ماتریس ژاکوبین به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} |J(x_1, y_1, z)| &= \begin{vmatrix} \frac{\partial U}{\partial x} & \frac{\partial U}{\partial y} & \frac{\partial U}{\partial z} \\ \frac{\partial V}{\partial x} & \frac{\partial V}{\partial y} & \frac{\partial V}{\partial z} \\ \frac{\partial x}{\partial z} & \frac{\partial y}{\partial z} & \frac{\partial z}{\partial z} \end{vmatrix} \begin{matrix} x = x_1 \\ y = y_1 \\ z = z_1 \end{matrix} \\ &= \frac{1}{(z + N_0)^2} \end{aligned} \quad (\text{ب-۳۷})$$

در نتیجه

$$f_{UVZ}(u, v, z) = (z + N_0)^2 \frac{e^{-\frac{u(z+N_0)}{\sigma_X^2}} e^{-\frac{v(z+N_0)}{\sigma_Y^2}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2} \left(\sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{\exp(-\frac{z}{\sigma_{Z_k}^2})}{\sigma_{Z_k}^2} \right) \quad (\text{ب-۳۸})$$

با استفاده از رابطه فوق و انتگرال گیری نسبت به z ، تابع چگالی احتمال مشترک U و V به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} f_{UV}(u, v) &= \int_0^\infty (z + N_0)^2 \frac{e^{-\frac{u(z+N_0)}{\sigma_X^2}} e^{-\frac{v(z+N_0)}{\sigma_Y^2}}}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2} \left(\sum_{k=1}^K \ell_k(0) \frac{\exp(-\frac{z}{\sigma_{Z_k}^2})}{\sigma_{Z_k}^2} \right) dz \\ &= \frac{\exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V}))}{\sigma_X^2 \sigma_Y^2} \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \int_0^\infty (z + N_0)^2 \frac{e^{-\frac{uz}{\sigma_X^2}} e^{-\frac{vz}{\sigma_Y^2}} e^{-\frac{z}{\sigma_{Z_k}^2}}}{\sigma_{Z_k}^2} dz \\ &= \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \left(\frac{(\sigma_{Z_k}^2)^2 N_0^2 (\Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)})}{(\Omega_V^{(k)} u + \Omega_U^{(k)} v + \Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)})} + \frac{2 N_0 \sigma_{Z_k}^2 (\Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)})}{\mu_z (\Omega_V^{(k)} u + \Omega_U^{(k)} v + \Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)})^2} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2 (\Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)})^2}{(\Omega_V^{(k)} u + \Omega_U^{(k)} v + \Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)})^3} \right) \exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V})) \quad (\text{ب-۳۹}) \end{aligned}$$

با دوبار انتگرال گیری از رابطه فوق نسبت به u و v ، تابع توزیع تجمعی مشترک U و V حاصل می‌شود.

$$\begin{aligned} F_{UV}(u, v) &= \int_0^v \int_0^u f_{UV}(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \\ &= 1 - \sum_{k=1}^K \ell_k(0) \left[\left(\frac{\Omega_U^{(k)}}{u + \Omega_U^{(k)}} \right) \exp(-\frac{u}{\alpha_U}) + \left(\frac{\Omega_V^{(k)}}{v + \Omega_V^{(k)}} \right) \exp(-\frac{v}{\alpha_V}) \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{\Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)}}{\Omega_V^{(k)} u + \Omega_U^{(k)} v + \Omega_U^{(k)} \Omega_V^{(k)}} \right) \right] \exp(-(\frac{u}{\alpha_U} + \frac{v}{\alpha_V})) \quad (\text{ب-۴۰}) \end{aligned}$$

■

واژه نامه انگلیسی به فارسی

Coded Modulation rate	نرخ مدولاسیون کدشده
Coded-Cooperation	مشارکت کدشده
Coexisting	همزیستی
Cognitive Radio	رادیو شناختی
Cognitive relay	رله شناختی
Cognitive user	کاربران مبتنی بر شناخت
coherent	همدوس
Coherent detection	آشکارسازی همدوس
Complementary event	رخداد مکمل
Compress-and-Forward (CF)	فشرده سازی و گسیل
Constellation size	اندازه چینش
Constraint optimization	بهینه سازی مقید
Convex function	تابع محدب
Cooperative diversity	چندگانگی مشارکتی
Cost function	تابع هزینه
Criteria function	تابع معیار
Cumulative Distribution Function (CDF)	تابع توزیع تجمعی
A	
Acknowledgement bit (ACK)	بیت اعلام وصول
Active node	گره فعال
Activity	فعالیت
Adaptive Protocols	راهبردهای وفقی
Additive White Gaussian Noise (AWGN)	نویز سفید گوسی جمع شونده
Ad-hoc Network	شبکه های اقتضایی
Amplify-and-Forward (AF)	تقویت و گسیل
Amplitude	دامنه
Average interference	تداخل متوسط
Average probability of symbol error	متوسط احتمال خطای سمبل
B	
Base station	ایستگاه مرکزی
Beamforming	شکل دهی پرتو
Broadcast channel	کانال پخش
C	
Channel State Information	اطلاعات حالت کانال
Clean copy	رونوشت سالم
Code Book	کتاب کد
Code division	تسهیم کد

G	D
Gamma distribution توزیع گاما	Data Packet بسته داده
H	Decode-and-Forward کدبرداری و گسیل (DF)
Half-Duplex یک سمتی	Degraded relay channel کانال رله نازل
Horizontal Sharing اشتراک افقی	Degree of freedom درجه آزادی
I	Delayed تأخیر یافته
Incremental Relaying رله نموی	Destination مقصد
Incremental Selective Decode-and-Forward (ISDF) . کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی	Detection آشکارسازی
Independent and Identical . مستقل و همسان	Deterministic relay channel . کانال رله یقینی
Independent and non-identical مستقل و ناهمسان	Diffacted پراشیده
Inequality Constraint قید نامساوی	Direct link ارتباط مستقیم
Information theory نظریه اطلاعات	Diversity gain بهره چندگانگی
Interference تداخل	Dual hop دو پرشی
Interference assessment ارزیابی تداخل	E
Interference temperature دمای تداخل	End-to-end performance . کارایی انتها به انتها
Interference temperature limit . حد دمای تداخل	Energy detector آشکارساز انرژی
Interference threshold آستانه تداخل	Equality constraint قید برابری
Interweave در هم تنیده	Error propagation انتشار خطا
J	Exclusive Access دسترسی انحصاری
Joint Cumulative Distribution Function (Joint CDF) . تابع توزیع تجمعی توأم	Exponential distribution توزیع نمایی
L	F
Licensed User کاربر مجاز	Feature detector آشکارساز ویژگی
Line-of-Sight (LOS) خط دید	Feedback بازخورد
Lower bound کران پایین	Frequency division تسهیم فرکانسی
	Full-Duplex دو سمتی

P

Partial کدبرداری پاره ای و گسیل
Decode-and-Forward

Peak interference قله تداخل

Performance کارایی

Personal Wireless Network شبکه های بی سیم شخصی

Point-to-point channel کانال نقطه به نقطه

Power allocation تخصیص توان

Probability Density Function (PDF) تابع چگالی احتمال

R

Realized mutual information اطلاعات متقابل محقق شده

Reflected بازتاب یافته

Regulatory تنظیم نمایی

Regulatory constraints قیدهای تنظیماتی

Relay رله

Reliable communication ارتباط مطمئن

Repetition coding کدگذاری تکرار

Resources منابع

S

Scattered پراکنده شده

Selection Relaying رله انتخابی

Sensor Networks شبکه های حسگر

Side-Information اطلاعات جانبی

..... نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز
Signal-to-Interference plus Noise Ratio (SINR)

M

Matched filter فیلتر منطبق

Max flow-Min cut حداکثر شارش-حداقل برش

Modified Bessel function of first kind تابع بسل اصلاح شده نوع اول

Modulation rate نرخ مدولاسیون

Moment Generating Function (MGF) تابع تولید گشتاور

Multi Input-Multi Output (MIMO) چند ورودی-چند خروجی

Multi-hop چند پرشی

Multipath fading محوشدگی چند مسیری

Multiple Access channel کانال دسترسی چندگانه

Multiplexing gain بهره تسهیم

N

Non-Acknowledgement bit (NACK) بیت اعلام عدم وصول

Non-Cognitive user کاربران بدون تجهیزات شناخت

Non-Symmetric نامتقارن

O

Opportunistic communication مخابرات فرصت طلبانه

Outage event رخداد خاموشی

Outage Probability احتمال خاموشی

Overlay رویهم گذاری

نسبت سیگنال به نویز . Signal-to-Noise Ratio (SNR)

منبع Source

کدگذاری فضا-زمان Space-Time coding

تنک Sparse

چندگانگی فضایی Spatial diversity

بازده طیفی Spectral efficiency

حفره طیفی Spectrum hole

سنجش طیف Spectrum Sensing

پراکنده Sporadic

گسترش طیف Spread Spectrum

نرخ خطای سمبل (SER) Symbol Error Rate

متقارن Symmetric

T

بازده طیفی هدف . Target spectral efficiency

آستانه Threshold

کران پایین محکم Tight lower bound

شیار زمانی Time-slot

تداخل قابل تحمل . . . Tolerable interference

چندگانگی ارسال . . . Transmitting diversity

U

لایه زیرین Underlay

ارتباط فراسو Up-link

کران بالا Upper bound

V

اشتراک عمودی Vertical Sharing

واژه نامه فارسی به انگلیسی

ا	
Outage Probability	احتمال خاموشی
Up-link	ارتباط فراسو
Direct link	ارتباط مستقیم
Reliable communication	ارتباط مطمئن
Interference assessment	ارزیابی تداخل
Threshold	آستانه
Interference threshold	آستانه تداخل
Horizontal Sharing	اشتراک افقی
Vertical Sharing	اشتراک عمودی
Energy detector	آشکارساز انرژی
Feature detector	آشکارساز ویژگی
Detection	آشکارسازی
Coherent detection	آشکارسازی هم‌دوس
Side-Information	اطلاعات جانبی
Channel State Information	اطلاعات حالت کانال
Realized mutual information	اطلاعات متقابل محقق شده
Error propagation	انتشار خطا
Constellation size	اندازه چینش
Base station	ایستگاه مرکزی
ب	
Reflected	بازتاب یافته
Feedback	بازخورد
Spectral efficiency	بازده طیفی
Target spectral efficiency	بازده طیفی هدف
Data Packet	بسته داده
Multiplexing gain	بهره تسهیم
Diversity gain	بهره چندگانگی
Constraint optimization	بهینه سازی مقید
Non-Acknowledgement bit (NACK)	بیت اعلام عدم وصول
Acknowledgement bit (ACK)	بیت اعلام وصول
پ	
Diffacted	پراشیده
Sporadic	پراکنده
Scattered	پراکنده شده
ت	
Modified Bessel function of first kind	تابع بسل اصلاح شده نوع اول
Cumulative Distribution Function (CDF)	تابع توزیع تجمعی
Joint Cumulative Distribution Function (Joint CDF)	تابع توزیع تجمعی توأم
Moment Generating Function (MGF)	تابع تولید گشتاور

خط دید	Line-of-Sight (LOS)	تابع چگالی احتمال	Probability Density Function (PDF)
		تابع محدب	Convex function
دامنه	Amplitude	تابع معیار	Criteria function
در هم تنیده	Interweave	تابع هزینه	Cost function
درجه آزادی	Degree of freedom	تأخیر یافته	Delayed
دسترسی انحصاری	Exclusive Access	تخصیص توان	Power allocation
دمای تداخل	Interference temperature	تداخل	Interference
دو پرشی	Dual hop	تداخل قابل تحمل	Tolerable interference
دو سمتی	Full-Duplex	تداخل متوسط	Average interference
		تسهیم فرکانسی	Frequency division
راديو شناختی	Cognitive Radio	تسهیم کد	Code division
راهبردهای وفقی	Adaptive Protocols	تقویت و گسیل	Amplify-and-Forward (AF)
رخداد خاموشی	Outage event	تنظیم نمایی	Regulatory
رخداد مکمل	Complementary event	تنک	Sparse
رله	Relay	توزیع گاما	Gamma distribution
رله انتخابی	Selection Relaying	توزیع نمایی	Exponential distribution
رله شناختی	Cognitive relay		
رله نموی	Incremental Relaying		
رونوشت سالم	Clean copy	چند پرشی	Multi-hop
رویه هم گذاری	Overlay	چند ورودی-چند خروجی	Multi Input-Multi Output (MIMO)
		چندگانگی ارسال	Transmitting diversity
سنجش طیف	Spectrum Sensing	چندگانگی فضایی	Spatial diversity
		چندگانگی مشارکتی	Cooperative diversity
شبکه های اقتضایی	Ad-hoc Network		
شبکه های بی سیم شخصی	Personal Wireless Network	حد دمای تداخل	Interference temperature limit
شبکه های حسگر	Sensor Networks	حداکثر شارش-حداقل برش	Max flow-Min cut
شکل دهی پرتو	Beamforming	حفره طیفی	Spectrum hole
شیار زمانی	Time-slot		

ف

گ

- Compress-and-Forward گسیل و فشردن (CF) فشردن سازی و گسیل
- Activity فعالیت
- Matched filter فیلتر منطبق
- Active node گره فعال
- Spread Spectrum گسترش طیف

ل

- Underlay لایه زیرین

م

- Symmetric متقارن
- Average متوسط احتمال خطای سمبل probability of symbol error
- Multipath fading محوشدگی چند مسیری

- Opportunistic مخابرات فرصت طلبانه

- Independent and non-identical مستقل و ناهمسان

- Independent and Identical مستقل و همسان

- Coded-Cooperation مشارکت کدشده

- Destination مقصد

- Resources منابع

- Source منبع

ن

- Non-Symmetric نامتقارن

- Symbol Error Rate (SER) نرخ خطای سمبل

- Modulation rate نرخ مدولاسیون

- Coded Modulation rate نرخ مدولاسیون کدشده

- نسبت سیگنال به تداخل بعلاوه نویز
Signal-to-Interference plus Noise Ratio (SINR)

- نسبت سیگنال به نویز
Signal-to-Noise Ratio (SNR)

- Information theory نظریه اطلاعات

- Additive White Gaussian Noise (AWGN) نویز سفید گوسی جمع شونده

ق

- Peak interference قله تداخل

- Equality constraint قید برابری

- Inequality Constraint قید نامساوی

- Regulatory constraints قیدهای تنظیماتی

ک

- Performance کارایی

- End-to-end performance کارایی انتها به انتها

- Non-Cognitive user کاربران بدون تجهیزات شناخت

- Cognitive user کاربران مبتنی بر شناخت

- Licensed User کاربران مجاز

- Broadcast channel کانال پخش

- Multiple Access channel کانال دسترسی چندگانه

- Degraded relay channel کانال رله نازل

- Deterministic relay channel کانال رله یقینی

- Point-to-point channel کانال نقطه به نقطه

- Code Book کتاب کد

- Partial Decode-and-Forward کدبرداری پاره ای و گسیل

- Decode-and-Forward (DF) کدبرداری و گسیل

- Incremental Selective Decode-and-Forward (ISDF) کدبرداری و گسیل نموی-انتخابی

- Repetition coding کدگذاری تکرار

- Space-Time coding کدگذاری فضا-زمان

- Upper bound کران بالا

- Lower bound کران پایین

- Tight lower bound کران پایین محکم

ه
coherent همدوس

Coexisting همزیستی

ی
Half-Duplex یک سمتی

- [1] M. Salehi and J. Proakis. *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 5 ed. , 2008.
- [2] D. Tse and P. Viswanath. *Fundamentals of wireless communication*. U. K.: Cambridge Univ. Press, 2005.
- [3] S. Zahedi, *On reliable communication over relay networks*. Ph.D. thesis, PhD thesis, Stanford Univ, 2005.
- [4] E. Van Der Meulen, "Three-terminal communication channels," *Advances in applied Probability*, vol.3, pp.120–154, Spring 1971.
- [5] H. Sato, "Information transmission through a channel with relay," Tech. Rep. B76-7, The Aloha System, University of Hawaii, Honolulu,, 1976.
- [6] A. El Gamal, *Results in multiple user channel capacity*. Ph.D. thesis, Department of Electrical Engineering, Stanford University., 1978.
- [7] T. Cover and A. Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.25, pp.572–584, May. 1979.
- [8] M. R. Aref, *Information Flow in Relay Networks*. Ph.D. thesis, Stanford University, May 1980.
- [9] A. Gamal and M. Aref, "The capacity of the semideterministic relay channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.28, pp.536–536, May. 1982.
- [10] Z. Zhang, "Partial converse for a relay channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.34, pp.1106–1110, May. 1988.
- [11] G. Kramer, M. Gastpar, and P. Gupta, "Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.51, pp.3037–3063, Sep. 2005.
- [12] A. Reznik, S. Kulkarni, and S. Verdú, "Degraded Gaussian multirelay channel: capacity and optimal power allocation," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.50, pp.3037–3046, Dec. 2004.
- [13] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.49, pp.2415–2425, Oct. 2003.
- [14] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.50, pp.3062–3080, Dec. 2004.

- [15] T. Hunter and A. Nosratinia, "Coded cooperation under slow fading, fast fading, and power control," in *Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on*, vol.1, pp.118–122, IEEE, 2002.
- [16] M. Hasna and M. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.3, pp.1963–1968, Nov. 2004.
- [17] C. Patel and G. Stuber, "Channel estimation for amplify and forward relay based cooperation diversity systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.6, pp.2348–2356, Jun. 2007.
- [18] H. Suraweera and G. Karagiannidis, "Closed-form error analysis of the non-identical Nakagami-m relay fading channel," *IEEE Communications Letters*, vol.12, pp.259–261, Apr. 2008.
- [19] P. Anghel and M. Kaveh, "Exact symbol error probability of a cooperative network in a Rayleigh-fading environment," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.3, pp.1416–1421, Sep. 2004.
- [20] A. Ribeiro, X. Cai, and G. Giannakis, "Symbol error probabilities for general cooperative links," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.4, pp.1264–1273, May. 2005.
- [21] Y. Hong, W. Huang, F. Chiu, and C. Kuo, "Cooperative communications in resource-constrained wireless networks," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.24, pp.47–57, May. 2007.
- [22] X. Deng and A. Haimovich, "Power allocation for cooperative relaying in wireless networks," *IEEE Communications Letters*, vol.9, pp.994–996, Nov. 2005.
- [23] Z. Jingmei, Z. Qi, S. Chunju, W. Ying, Z. Ping, and Z. Zhang, "Adaptive optimal transmit power allocation for two-hop non-regenerative wireless relaying system," in *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring. 2004 IEEE 59th*, vol.2, pp.1213–1217, IEEE, 2004.
- [24] W. Su, A. Sadek, and K. Liu, "SER performance analysis and optimum power allocation for decode-and-forward cooperation protocol in wireless networks," in *Wireless Communications and Networking Conference, 2005 IEEE*, vol.2, pp.984–989, IEEE, 2005.
- [25] F. C. Commission *et al.*, "Establishment of interference temperature metric to quantify and manage interference and to expand available unlicensed operation in certain fixed mobile and satellite frequency bands," *Et Docket*, no.03-237, 2003.
- [26] J. Jia, J. Zhang, and Q. Zhang, "Cooperative relay for cognitive radio networks," in *INFOCOM 2009, IEEE*, pp.2304–2312, IEEE, 2009.
- [27] Q. Zhang, J. Jia, and J. Zhang, "Cooperative relay to improve diversity in cognitive radio networks," *IEEE Communications Magazine*, vol.47, pp.111–117, Feb. 2009.
- [28] K. Ben Letaief and W. Zhang, "Cooperative communications for cognitive radio networks," *Proceedings of the IEEE*, vol.97, pp.878–893, May. 2009.
- [29] H. Suraweera, P. Smith, and N. Surobhi, "Exact outage probability of cooperative diversity with opportunistic spectrum access," in *Communications Workshops, 2008. ICC Workshops' 08. IEEE International Conference on*, pp.79–84, IEEE, 2008.

- [30] G. Ganesan and L. Ye, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part II: Multiuser networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.6, pp.2214–2222, Jun. 2007.
- [31] G. Ganesan and Y. Li, "Cooperative spectrum sensing in cognitive radio, part I: Two user networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.6, pp.2204–2213, Jun. 2007.
- [32] K. Letaief and W. Zhang. *Cooperative spectrum sensing*. Springer US, 2007.
- [33] L. Li, X. Zhou, H. Xu, G. Li, D. Wang, and A. Soong, "Simplified relay selection and power allocation in cooperative cognitive radio systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.10, pp.33–36, Jan. 2011.
- [34] T. Q. Duong, V. N. Q. Bao, and H.-J. Zepernick, "Exact outage probability of cognitive AF relaying with underlay spectrum sharing," *Electronics Letters*, vol.47, no.17, pp.1001–1002, 2011.
- [35] W. Yue, B. Zheng, and Q. Meng, "Optimal power allocation for cognitive relay networks," in *Wireless Communications & Signal Processing, 2009. WCSP 2009. International Conference on*, pp.1–5, IEEE, 2009.
- [36] D. Hu and S. Mao, "Cooperative relay in cognitive radio networks: Decode-and-forward or amplify-and-forward?," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE*, pp.1–5, IEEE, 2010.
- [37] L. Luo, P. Zhang, G. Zhang, and J. Qin, "Outage Performance for Cognitive Relay Networks with Underlay Spectrum Sharing," *IEEE Communications Letters*, vol.15, pp.710–712, Jul. 2011.
- [38] C. Zhong, T. Ratnarajah, and K.-K. Wong, "Outage Analysis of Decode-and-Forward Cognitive Dual-Hop Systems With the Interference Constraint in Nakagami-m Fading Channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.60, pp.2875–2879, Jul. 2011.
- [39] Z. Yan, X. Zhang, and W. Wang, "Exact outage performance of cognitive relay networks with maximum transmit power limits," *IEEE Communications Letters*, vol.15, pp.1317–1319, Dec. 2011.
- [40] J. Lee, H. Wang, J. G. Andrews, and D. Hong, "Outage Probability of Cognitive Relay Networks with Interference Constraints," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.10, pp.390–395, Feb. 2011.
- [41] R. A. Renani, R. Saadat, M. R. Aref, and G. Mirjalily, "SER of M-PSK modulation in incremental-selective decode-and-forward cooperative communications over Rayleigh fading channels," in *Proc. 13th Int Advanced Communication Technology (ICACT) Conf*, pp.432–437, 2011.
- [42] R. A. Renani, R. Saadat, M. R. Aref, and G. Mirjalily, "Power allocation for Incremental-Selective Decode-and-Forward cooperative communications over Rician fading channels," in *Proc. 13th Int Advanced Communication Technology (ICACT) Conf*, pp.730–734, 2011.
- [43] J. N. Laneman, G. W. Wornell, and D. N. C. Tse, "An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks," in *Proc. IEEE Int Information Theory Symp*, 2001.

- [44] M. Hasna and M. Alouini, "Outage probability of multihop transmission over Nakagami fading channels," *IEEE Communications Letters*, vol.7, pp.216–218, May. 2003.
- [45] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Transactions on Communications*, vol.51, pp.1939–1948, Nov. 2003.
- [46] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity. Part I. System description," *IEEE Transactions on Communications*, vol.51, pp.1927–1938, Nov. 2003.
- [47] A. Stefanov and E. Erkip, "Cooperative coding for wireless networks," *IEEE Transactions on Communications*, vol.52, pp.1470–1476, Sep. 2004.
- [48] T. E. Hunter and A. Nosratinia, "Diversity through coded cooperation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.5, pp.283–289, Feb. 2006.
- [49] F. C. C. S. P. T. Force, "Report of the Spectrum Efficiency Working Group," *Technical Report 02-135*, November 2002.
- [50] A. Goldsmith, S. Jafar, I. Maric, and S. Srinivasa, "Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: An information theoretic perspective," *Proceedings of the IEEE*, vol.97, pp.894–914, May. 2009.
- [51] Q. Zhao and B. Sadler, "A survey of dynamic spectrum access," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.24, pp.79–89, Mar. 2007.
- [52] J. Mitola, *Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radio*. Ph.D. thesis, KTH, December 2000.
- [53] A. Carleial, "Outer bounds on the capacity of interference channels (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol.29, pp.602–606, Jul. 1983.
- [54] Y. Zhang, H. Chen, and M. Guizani. *Cooperative wireless communications*. Auerbach Publications, 2009.
- [55] G. Kramer, I. Marić, and R. Yates, "Cooperative communications," *Foundations and Trends in Networking*, vol.1, pp.271–425, Mar. 2006.
- [56] M. Simon and M. Alouini. *Digital Communication over Fading Channels*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2 ed. , 2005.
- [57] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.21, pp.281–302, Apr. 2003.
- [58] A. Goldsmith, S. Jafar, N. Jindal, and S. Vishwanath, "Capacity limits of MIMO channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.21, pp.684–702, Jun. 2003.
- [59] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.16, pp.1451–1458, Aug. 1998.
- [60] T. Tsiftsis, G. Karagiannidis, S. Kotsopoulos, and F. Pavlidou, "BER analysis of collaborative dual-hop wireless transmissions," *Electronics Letters*, vol.40, pp.679–681, May. 2004.

- [61] J. N. Laneman, *Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures*. Ph.D. thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Sep. 2002.
- [62] S. S. Ikki and M. H. Ahmed, "Performance analysis of incremental-relaying cooperative-diversity networks over rayleigh fading channels," *IET Communications*, vol.5, no.3, pp.337–349, 2011.
- [63] M. Janani, A. Hedayat, T. Hunter, and A. Nosratinia, "Coded cooperation in wireless communications: space-time transmission and iterative decoding," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol.52, pp.362–371, Feb. 2004.
- [64] R. Tannious and A. Nosratinia, "Spectrally-efficient relay selection with limited feedback," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol.26, pp.1419–1428, Oct. 2008.
- [65] Y. Zhu, Y. Xin, and P. Kam, "Outage probability of Rician fading relay channels," in *Military Communications Conference, 2006. MILCOM 2006. IEEE*, pp.1–6, IEEE, 2006.
- [66] R. Aghajani, R. Saadat, and M. R. Aref, "Power Allocation and Performance Analysis for Incremental-Selective Decode-and-Forward Cooperative Communications Over Nakagami-m Fading Channels," *to appear in IEICE Transactions on Communications*, vol.E96-B, pp.–, Jun 2013.
- [67] I. Gradshteyn, I. Ryzhik, A. Jeffrey, and D. Zwillinger. *Table of integrals, series, and products*. Boston, MA: Academic press, 2007.
- [68] A. Goldsmith. *Wireless communications*. Cambridge, U.K.: Cambridge university press, 2005.
- [69] B. Wang and K. Liu, "Advances in cognitive radio networks: A survey," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol.5, pp.5–23, Feb. 2011.
- [70] P. Kolodzy, "Interference temperature: a metric for dynamic spectrum utilization," *International Journal of Network Management*, vol.16, pp.103–113, Mar. 2006.
- [71] T. Clancy, "Formalizing the interference temperature model," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol.7, pp.1077–1086, Nov. 2007.
- [72] R. Aghajani, R. Saadat, and M. R. Aref, "SER Analysis of Cognitive Relay Network for Incremental Selective Decode-and-Forward over Rayleigh Fading Channels," *Under Review in IEICE Transactions on Communications*, pp.1–8, 2013.
- [73] X. Kang, Y. Liang, A. Nallanathan, H. Garg, and R. Zhang, "Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks: Ergodic capacity and outage capacity," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.8, pp.940–950, Feb. 2009.
- [74] A. Ghasemi and E. S. Sousa, "Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.6, pp.649–658, Feb. 2007.
- [75] E. Dall'Anese, S. Kim, G. Giannakis, and S. Pupolin, "Power control for cognitive radio networks under channel uncertainty," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.10, pp.3541–3551, Oct. 2011.

- [76] R. Zhang, "On peak versus average interference power constraints for protecting primary users in cognitive radio networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.8, pp.2112–2120, Apr. 2009.
- [77] S. Boyd and L. Vandenberghe. *Convex optimization*. Cambridge university press, 2004.
- [78] R. Aghajani, R. Saadat, and M. R. Aref, "Power Allocation for Cognitive Relay System over Rayleigh Fading Channels," *Under Review in Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, pp.1–4, 2013.
- [79] R. Aghajani, R. Saadat, and M. R. Aref, "Outage Probability of Underlay Cognitive ISDF Relaying Protocol Considering Primary Users' Interference," *Under Review in Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, pp.1–4, 2013.
- [80] T. Q. Duong, V. N. Q. Bao, H. Tran, G. C. Alexandropoulos, and H.-J. Zepernick, "Effect of primary network on performance of spectrum sharing AF relaying," *Electronics Letters*, vol.48, no.1, pp.25–27, 2012.
- [81] W. Xu, J. Zhang, P. Zhang, and C. Tellambura, "Outage Probability of Decode-and-Forward Cognitive Relay in Presence of Primary User's Interference," *IEEE Communications Letters*, vol.16, no.8, pp.1252–1255, 2012.

Abstract

High speed transmission with arbitrary small decoding error is an essential need for communication system users. Users use the frequency band, the power and the time slot as resources to complete the transmission mission. Due to limitation in resource, it is necessary to overcome these limitation. Adding the "Cognitive" and "Cooperative" strategies to the networks can reduce the effect of the resource limitations in the wireless networks. In order to access the full potential of this technology, it is important to understand its fundamental limits and trade-offs.

The relay is a key technology to effectively use of the resources. Unemployed users can share their resources with other users. So, this nodes are resources which can be controlled. Providing the users with cognition equipments in these networks enables them to sense the medium. The obtained data can be used with users to adapt their transmissions. This improve users' rates which results in the cognitive radio technology.

In addition, in order to maintain a reasonably low interference level to primary system, the secondary nodes shall be able to detect the existence of very weak primary signals. The sensing performance can be further enhanced by cooperation between nodes. By cooperation of primary and secondary users, secondary users can achieve more time to communicate with other secondary users.

In this thesis, we investigate the high spectral efficient cooperative protocol. The outage probability and the symbol error rate of this protocol are examined. The cognitive network as a secondary network has a limited resource. Thus, we should use a protocol with good spectral efficiency. The incremental selective decode-and-forward protocol has better spectral efficiency in cooperative protocols set. Moreover, we investigate the effect of primary users' transmission on the performance of the secondary network.

Keywords:

1. Cooperative networks
2. Cognitive network
3. Outage Probability
4. Symbol Error Rate
5. Incremental Selective Decode-and-Forward

Yazd University
Department of Electrical and Computer Engineering

Thesis submitted
for the degree of Ph.D.

Title:
**Resource Allocation in Cooperative
Wireless Systems**

**Supervisor: Dr. Reza Saadat and Prof. Mohammad Reza
Aref**

Advisor: Dr. Ghasem Mirjalily

By: Rouhollah Aghajani Renani

April 2013