



دانشکده مهندسی برق و رباتیک
گروه مخابرات
رشته مهندسی برق - گرایش مخابرات

پایان نامه کارشناسی ارشد

مدولاسیون و کدینگ وفقی در شبکه های مخابراتی بی سیم

امین عارف

استاد راهنما:

دکتر امید رضا معروضی

بهمن ۱۳۹۴

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

تشکر و قدردانی:

ضمن سپاس بیکران خداوند ، با ژرف ترین سپاس ها ...

از استادان فرزانه مان که ما را در فضای پر مهر رشد و فراگیری قرار دادند به ویژه استاد گرامی آقای دکتر امید رضا معروضی تشکر و قدردانی می‌نمایم.

تقدیم به:

خانواده ام ، به ویژه مادر صبوره ،

که با صمیمیت و مهربانی همیشه مرا پشتیبانی کرده اند.

تعهد نامه

اینجانب **امین عارف** دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته **مخابرات** دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه **مدولاسیون و کدینگ وفقی در شبکه های مخابراتی بی سیم** تحت راهنمایی دکتر امید رضا معروضی متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه شاهرود » و یا « **ShahroodUniversity** » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

انتقال وفقی داده ها شیوه ای نوید بخش برای افزایش بازده طیفی در یک شبکه مخابراتی بی سیم روی کانال های دارای محوشدگی می باشد. در سیستم های با ارسال وفقی ، پارامترهای ارسال نظیر اندازه منظومه ، توان ارسالی و نرخ کدینگ کانال ، متناسب با کیفیت کانال تغییر می یابند که این امر موجب افزایش بازده طیفی متوسط بدون اتلاف توان و یا از دست رفتن احتمال خطای نمادها می گردد.

از سوی دیگر طرح های مختلف شبکه های مخابراتی مشارکتی با ایجاد یک شبکه چند-ورودی چند-خروجی مجازی و در نهایت پدید آوردن چندگانگی فضایی موجب بهبود چشمگیر ناحیه تحت پوشش و همچنین افزایش ظرفیت شبکه می گردد.

این پایان نامه به مزایای استفاده از مدولاسیون وفقی از لحاظ احتمال خاموشی و همچنین بازده طیفی متوسط شبکه های مخابراتی مشارکتی می پردازد. به ویژه تمرکز اصلی به بررسی عملکرد مدولاسیون وفقی در شبکه های مشارکتی با رله تقویت - ارسال ، شبکه های مشارکتی با رله دیکد-ارسال و همچنین شبکه های مشارکتی با رله ترکیبی-دیکد-تقویت-ارسال روی کانال با محوشدگی رایلی اختصاص یافته است. رابطه بسته ای برای احتمال خاموشی و بازده طیفی متوسط هر یک از شبکه های ذکر شده بدست آورده می شود و در نهایت با استفاده از نتایج عددی مقایسه ای بین عملکرد شبکه های مختلف صورت می پذیرد.

کلمه های کلیدی : ارسال وفقی نرخ گسسته ، ارتباطات مشارکتی ، بازده طیفی متوسط ، احتمال خاموشی ، مدولاسیون وفقی

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱.....	فصل ۱- مقدمه
۲.....	۱-۱- پیشگفتار
۳.....	۱-۲- بیان مساله
۵.....	۱-۳- مقدمه ای بر سیستم های ارسال وفقی
۷.....	۱-۴- هدف این پایان نامه
۸.....	۱-۵- ساختار پایان نامه
۹.....	فصل ۲- مفاهیم پایه و مروری بر تحقیقات پیشین
۱۰.....	۲-۱- پیشگفتار
۱۰.....	۲-۲- ارسال داده روی کانال بی سیم
۱۴.....	۲-۲-۱- پاسخ ضربه متغیر با زمان کانال بی سیم
۱۵.....	۲-۲-۲- پهنای باند همدوس کانال
۱۶.....	۲-۳- شیوه های ارسال وفقی در کانال بی سیم
۱۸.....	۲-۴- مدولاسیون و کدینگ وفقی در سیستم های مخابراتی متداول
۱۹.....	۲-۵- برخی از کاربردهای ویژه سیستم های با ارسال وفقی
۱۹.....	۲-۵-۱- ارسال همزمان صوت و داده
۲۰.....	۲-۵-۲- کدگذاری با حفاظت خطای غیر یکسان
۲۱.....	۲-۶- شبکه های مشارکتی
۲۳.....	فصل ۳- بررسی عملکرد مدولاسیون وفقی در شبکه های مشارکتی
۲۴.....	۳-۱- پیشگفتار
۲۵.....	۳-۲- مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته
۲۵.....	۳-۲-۱- مدوله سازی دامنه تربیعی M تایی
۲۹.....	۳-۳- مدل کانال و شبکه مشارکتی
۳۰.....	۳-۴- طرح شبکه مشارکتی با رله AF
۳۲.....	۳-۴-۱- محاسبه احتمال خاموشی برای رله AF
۳۴.....	۳-۴-۲- محاسبه بازده طیفی متوسط برای رله AF
۳۵.....	۳-۵- طرح شبکه مشارکتی با رله DF
۳۶.....	۳-۵-۱- محاسبه احتمال خاموشی برای رله DF
۳۷.....	۳-۵-۲- محاسبه بازده طیفی متوسط برای رله DF
۳۸.....	۳-۶- طرح شبکه مشارکتی با رله HDAF

۳۹HDAF رله برای احتمال خاموشی	۳-۶-۱
۴۱HDAF رله متوسط برای طیفی بازده	۳-۶-۲
۴۳نتایج عددی	۳-۷
۵۶جمع بندی	۳-۸
۵۷جمع بندی و پیشنهاد کارهای آینده	۴-۴
۵۸جمع بندی	۴-۱
۵۸پیشنهاد ادامه کار در آینده	۴-۲
۶۰فهرست مراجع	

فهرست شکل‌ها

عنوان	صفحه
شکل ۱-۱ - بخشی از کاربردهای مخابرات بی سیم	۲
شکل ۱-۲ - استفاده از شیوه های گوناگون ارسال داده ها با توجه به شرایط کانال	۴
شکل ۱-۳ - ارسال وفقی داده ها با توجه به مقدار فاصله از فرستنده	۴
شکل ۱-۴ - مدلی از یک سیستم نقطه به نقطه با ارسال وفقی داده ها [۱]	۵
شکل ۲-۱ - نمونه ای از مشکلات مخابرات سیمی	۱۰
شکل ۲-۲ - مدل کانال با نویز جمع شونده	۱۱
شکل ۲-۳ - مدل انتشار در یک کانال رادیویی	۱۲
شکل ۲-۴ - نمونه ای از سیگنال دریافتی در یک کانال محوشونده	۱۳
شکل ۲-۵ - نمایش هندسی شیفت داپلر [۱]	۱۴
شکل ۲-۶ - نمونه ای از یک قاب ارسالی همراه با سمبل های راهنما	۱۷
شکل ۲-۷ - نحوه مدولاسیون و آشکار سازی در یک سیستم با کدگذاری با حفاظت خطای غیر یکسان	۲۰
شکل ۲-۸ - نمونه ای از یک شبکه مشارکتی	۲۱
شکل ۳-۱ - منظومه سیگنال برای مدولاسیون M-QAM به ازای M=4 و M=16	۲۶
شکل ۳-۲ - استفاده از کدینگ گری برای نگاشت بیت های داده در مدولاسیون 16-QAM	۲۷
شکل ۳-۳ - انتخاب اندازه منظومه متناسب با SNR دریافتی [۴۱]	۲۸
شکل ۳-۴ - مدل سیستمی شبکه مشارکتی با ارسال وفقی داده ها	۳۰
شکل ۳-۵ - احتمال خاموشی بر حسب SNR دریافتی در شبکه مشارکتی با رله AF به ازای دو مقدار مختلف BERO	۴۴
شکل ۳-۶ - بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله AF به ازای مقادیر متفاوت N	۴۵
شکل ۳-۷ - بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله AF به ازای دو مقدار متفاوت BERO	۴۶
شکل ۳-۸ - احتمال خاموشی شبکه مشارکتی با طرح DF	۴۷
شکل ۳-۹ - مقایسه احتمال خاموشی برای دو طرح AF و DF به ازای دو مقدار مختلف BERO	۴۸
شکل ۳-۱۰ - بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله DF	۴۹
شکل ۳-۱۱ - احتمال خاموشی شبکه HDAF و مقایسه آن با حالت ارسال غیر مشارکتی	۵۰
شکل ۳-۱۲ - بازده طیفی متوسط در شبکه مشارکتی با رله HDAF	۵۱
شکل ۳-۱۳ - بازده طیفی شبکه مشارکتی HDAF با مدولاسیون وفقی و مقایسه با حالت ارسال ثابت ...	۵۲
شکل ۳-۱۴ - مقایسه احتمال خاموشی طرح های مختلف شبکه مشارکتی به ازای $BERO = 10 - 3$ و $\gamma T = 15 dB$	۵۳

شکل ۳-۱۵- مقایسه احتمال خاموشی طرح های مختلف شبکه مشارکتی به ازای $BER0 = 10 - 3$ و $\gamma T = 15 dB$ ۵۴

شکل ۳-۱۶- مقایسه طرح های مختلف شبکه مشارکتی از لحاظ بازده طیفی متوسط به ازای $BER0 = 10 - 3$ و $\gamma T = 6 dB$ ۵۵

شکل ۳-۱۷- مقایسه طرح های مختلف شبکه مشارکتی از لحاظ بازده طیفی متوسط به ازای $BER0 = 10 - 3$ و $\gamma T = 15 dB$ ۵۵

فهرست جدول‌ها

صفحه	عنوان
۱۸	جدول ۱-۲ - مشخصات استاندارد IEEE802.16

لیست اختصارات

AMC	Adaptive Modulation and Coding
ARQ	Automatic Repeat Request
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSI	Channel State Information
EGPRS	Enhanced General Packet Radio Service
IID	Independent Identically Distribution
MRC	Maximum Ratio Combining
PDF	Probability Density Function
PSAM	Pilot Symbol Assisted Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
SD	Spatial Diversity
SE	Spectral Efficiency
SNR	Signal to Noise Ratio
WSS	Wide Sense Stationary
MIMO	Multiple Input Multiple Output

فصل اول:

مقدمه

۱-۱- پیشگفتار

بدون تردید ، مخابرات بی سیم^۱ سریع ترین رشد را در میان شاخه های مختلف صنعت مخابرات دارد. سیستمهای سلولی در طی دهه گذشته رشدی نمایی را تجربه کردند و امروزه به بیش از دو میلیارد کاربر در سرتاسر دنیا سرویس های متنوع ارائه می دهند [۱]. تلفن همراه به تجارتی مهم و بخشی از زندگی روزمره در کشورهای توسعه یافته تبدیل شده است. شبکه های محلی^۲ بی سیم جایگزین بسیاری از شبکه های سیمی در خانه ها ، مراکز تجاری و محیط های آموزشی شده اند و کاربردهایی جدید نظیر شبکه های حسگر بی سیم^۳ ، کارخانه های اتوماتیک ، شبکه های هوشمند^۴ ، پزشکی از راه دور^۵ و غیره ، همه و همه بیانگر توسعه روزافزون شبکه های مخابراتی بی سیم و کاربردهای آنها در دهه های اخیر می باشند [۲-۵]. شکل ۱-۱ بخشی از هزاران کاربرد متنوع در مخابرات بی سیم را به تصویر می کشد.



شکل ۱-۱- بخشی از کاربردهای مخابرات بی سیم

چنانچه در شکل ۱-۱ دیده می شود ، گستره کاربردهای سیستم ها و شبکه های مخابراتی بی سیم بسیار وسیع و متنوع می باشد و از امور تجاری ، سرگرمی ، حمل و نقل گرفته تا مسایل حیاتی و کاربردهای خاص نظامی را شامل می شود.

¹ Wireless Communication

² Local Area Networks

³ Wireless Sensor Networks

⁴ Smart grids

⁵ Remote Telemedicine

کاربردهای متنوع و گوناگون طراحی سیستم های مخابراتی هوشمند و چالاک را طلب می نماید. سیستم هایی که بازده طیفی بالا و نرخ ارسال منعطف را فراهم نمایند و قادر به ارایه و پشتیبانی از سرویس های مختلف ، با نیازمندی های مختلف باشند.

۱-۲- بیان مساله

گسترش کاربردهای سیستم های مخابراتی بی سیم ، موجب شده که تقاضا برای استفاده از پهنای باند به صورت مشهودی افزایش یابد ، حال آنکه جدول تخصیص فرکانسی نشان می دهد ، پهنای باند آزاد جهت ارایه سرویس های جدید محدود است [۶]. از این رو طراحان سیستم های مخابراتی نسل آینده^۱ به دنبال راه های بالا بردن بازده طیفی^۲ برای رسیدن به ظرفیت کانال^۳ هستند تا از این طریق بتوانند از منابع مخابراتی موجود به طور بهینه استفاده کنند.

یکی از چالش های مهم پیش رو در شبکه های مخابراتی بی سیم طبیعت متغیر با زمان کانال بی سیم می باشد که نیل به هدف ذکر شده را با محدودیت ها و مشکلات جدی مواجه می سازد. از آنجایی که مشخصه های آماری کانال بی سیم در طول زمان تغییر می کند ، این تغییرات کانال حالت های مختلفی از نظر ایجاد خطا روی سیگنال ارسالی را موجب می شود. بنابراین اگر روش ارسال مطابق با بهترین حالت کانال در نظر گرفته شود ، عملکرد سیستم در حالت های بد کانال مطلوب نخواهد بود. از طرف دیگر چنانچه روش ارسال براساس بدترین وضعیت کانال در نظر گرفته شود در حالت های خوب کانال گذردهی^۴ مناسب نخواهد بود . در نتیجه انتخاب شیوه ارسال با توجه به بهترین یا بدترین وضعیت کانال استفاده نامناسب از ظرفیت کانال را نتیجه می دهد.

در چنین شرایطی ، یکی از راه حل های نوید بخش برای طراحی سیستم های انتقال داده روی کانال های متغیر با زمان استفاده از شیوه های ارسال وفقی داده ها می باشد. ارسال وفقی داده ها^۵ امکان برقراری ارتباطی مقاوم^۶ همراه با بازده طیفی بالا را روی کانال بی سیم فراهم می کند [۷]. با استفاده از تکنیک مدولاسیون و کدینگ وفقی می توان تغییرات کانال بی سیم را دنبال و شیوه ارسال را مطابق با این تغییرات انتخاب نمود. توانایی قابل ملاحظه این شیوه در مقایسه با روشهای ارسال ثابت ، باعث شده که شیوه ارسال وفقی در بسیاری از سیستم های نوین مخابراتی بکار گرفته شود.

¹ Next Generation

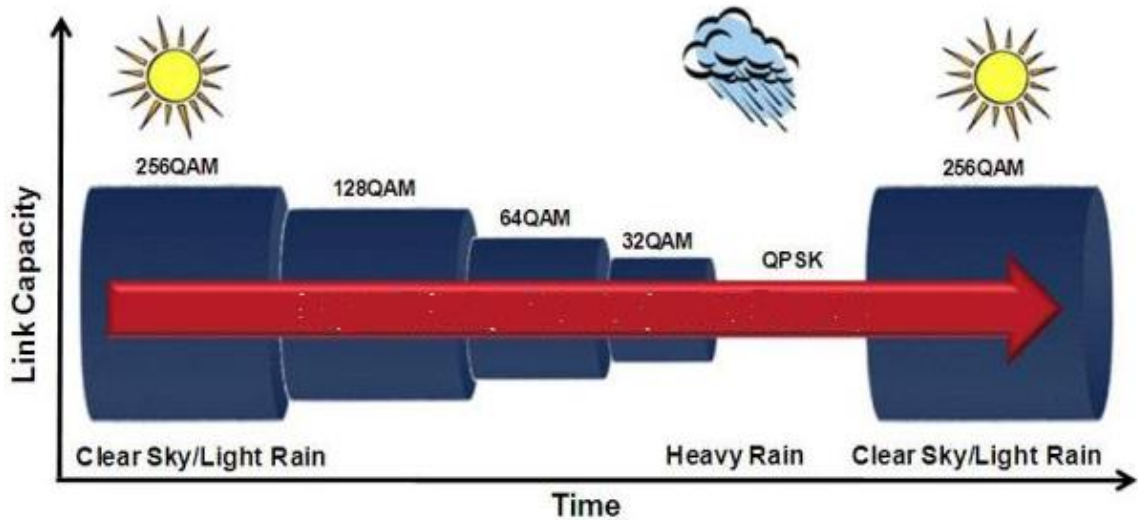
² Spectral Efficiency

³ Cannel Capacity

⁴ Throughput

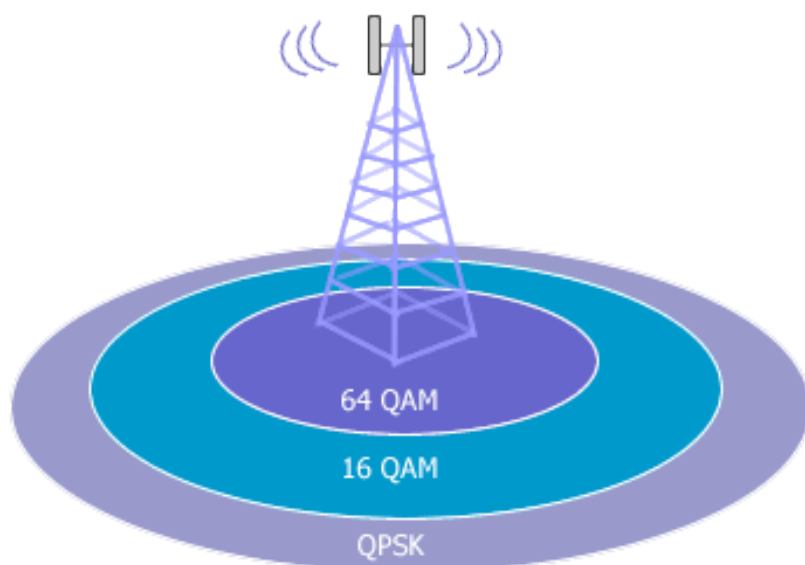
⁵ Adaptive Data Transmission

⁶ Robust

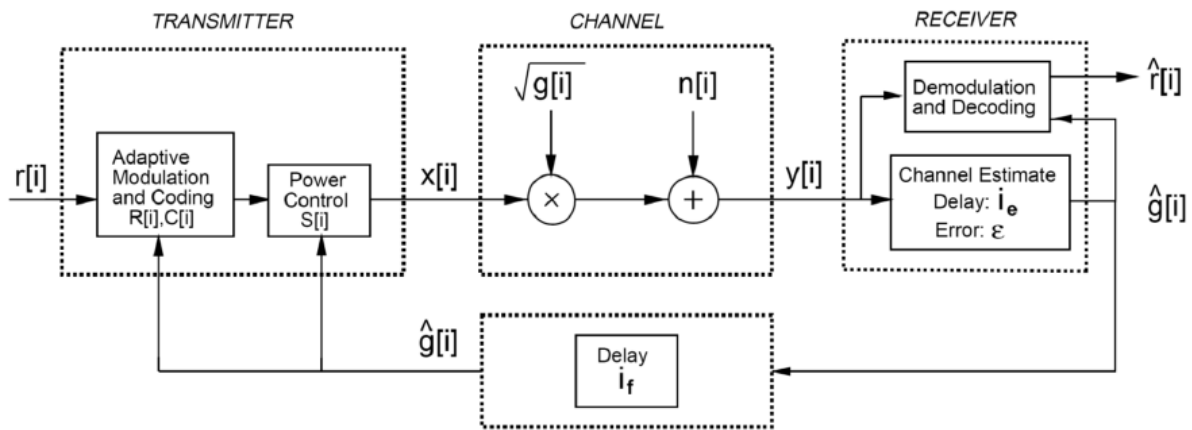


شکل ۱-۲- استفاده از شیوه های گوناگون ارسال داده ها با توجه به شرایط کانال

در تکنیک ارسال وفقی داده ها ، فرستنده با داشتن آگاهی از وضعیت کانال در هر لحظه اقدام به تنظیم بخشی از پارامترهای فرستندگی می نماید. شکل ۱-۲ به طور نمادین استفاده از شیوه های مختلف ارسال ، در شرایط مختلف کانال ارتباطی را نشان می دهد. چنانچه در این شکل ملاحظه می گردد، نوع مدولاسیون برای انتقال داده ها با توجه به کیفیت کانال در هر لحظه تغییر می نماید. علاوه بر کیفیت کانال در هر لحظه ، بایستی بخاطر داشت که فاصله بین فرستنده و گیرنده نیز طبق مثالی که در شکل ۱-۳ آورده شده است ، می تواند عاملی برای تعیین شیوه ارسال داده ها باشد.



شکل ۱-۳- ارسال وفقی داده ها با توجه به مقدار فاصله از فرستنده



شکل ۱-۴- مدلی از یک سیستم نقطه به نقطه با ارسال وفقی داده ها [۱]

۱-۳- مقدمه ای بر سیستم های ارسال وفقی

از آنجایی که شبکه های با ارسال وفقی اصلی ترین موضوع مورد مطالعه در این پایان نامه می باشد در این بخش جهت آشنایی، به کلیات و نحوه عملکرد سیستم های با ارسال وفقی اشاره ای کوتاه می کنیم. همانطور که بیان گردید، سیستم های ارسال وفقی قادر به دنبال کردن تغییرات کانال بی سیم هستند و در هر زمان، مناسب ترین شیوه ارسال ممکن را متناسب با وضعیت کانال در آن زمان انتخاب می کنند. علاوه بر پویا^۱ بودن، که جزئی از خواص ذاتی یک کانال بی سیم می باشد، پدیده ای به نام محوشدگی^۲ نیز در تغییرات توان سیگنال دریافتی در مقصد موثر می باشد. در واقع ایده اصلی در سیستم های با ارسال وفقی تخمین بهره کانال^۳ در گیرنده و ارسال آن به فرستنده از طریق یک کانال پسخور^۴ می باشد. حال فرستنده با در اختیار داشتن بهره کانال، پارامترهای ارسال از قبیل سطح توان^۵ ارسال [۸]، نرخ ارسال سمبل^۶ [۹]، اندازه منظومه آرسالی^۷ [۱۰]، شیوه و نرخ کدینگ [۱۱]، تعداد آنتن ها در سیستم های چند ورودی - چند خروجی^۸ [۱۲] و یا هر ترکیبی از این پارامترها [۱۳] را به نحوی مناسب تنظیم می نماید. شکل ۱-۴ نمونه ای از بلوک دیاگرام یک سیستم نقطه به نقطه^۹ با مدولاسیون و کدینگ وفقی را نشان می دهد.

در شکل ۱-۴ خطای تخمین، تاخیر تخمین^{۱۰} و تاخیر کانال پسخور به ترتیب با ϵ ، i_e و i_f نشان داده شده است. از آنجایی که فرستنده پارامترهای ارسال را بر اساس تخمین بهره کانال انتخاب می کند، کاملاً

¹ Dynamic

² Fading

³ Channel Gain

⁴ Feedback

⁵ Power Level

⁶ Symbol Transmission Rate

⁷ Constellation Size

⁸ Multiple Input Multiple Output

⁹ Point - to - Point

¹⁰ Estimation Delay

واضح است که خطا در تخمین موجب اثر سوء در عملکرد سیستم می‌شود. همچنین اگر سرعت تغییرات کانال بی سیم زیاد باشد، تاخیر در تخمین بهره کانال و همچنین تاخیر در کانال پسخور موجب می‌شوند تا اطلاعات مربوط به تخمین گین کانال زمانی در اختیار فرستنده قرار بگیرد که کانال دچار تغییر شده است. پس در نتیجه این اطلاعات تخمین کانال فاقد ارزش برای تصمیم‌گیری فرستنده در باره شیوه ارسال داده‌ها روی کانال بی سیم خواهد بود. درحالی‌که اغلب مراجع فرض می‌کنند که تخمین گین کانال به صورت آنی و بدون خطا صورت می‌پذیرد، اثرات ناشی از غیر ایده‌آل بودن تخمین گر بهره کانال در [۱۴-۱۵] بررسی گردیده است. همچنین برای اینکه تاخیر در تخمین و تاخیر در کانال پسخور موجب از دست رفتن ارزش اطلاعات تخمین بهره کانال نگردد، پیشگویی کانال محوشونده به عنوان راه حل مطرح گردیده است. در این شیوه مقادیر آینده کانال با توجه به مقادیر قبلی آن پیشگویی می‌گردد و در اختیار فرستنده قرار داده می‌شود [۱۶-۱۹].

شیوه ارسال وفقی داده‌ها برای اولین بار در اواخر دهه شصت میلادی توسط [۲۰] در کانال بی سیم محوشونده مورد بررسی قرار گرفت، اما فقدان روشهای مناسب تخمین بهره کانال و همچنین فراهم نبودن مسیر برگشت از گیرنده به فرستنده در اغلب سیستم‌های مخابراتی آن زمان پژوهش‌هایی محدود و پراکنده را موجب گردید [۱]. اما امروزه با گذشت زمان و رشد تکنولوژی و همچنین پیدایش شبکه‌های متنوع و پیچیده‌ی مخابراتی از قبیل شبکه‌های رادیو شناختی^۱، شبکه‌های تعریف شده با نرم افزار^۲، شبکه‌های مشارکتی^۳ و غیره استفاده از سیستم‌های ارسال وفقی داده‌ها در این شبکه‌های نوین مخابراتی بسیار شایع و رایج شده است.

¹ Cognitive Radio

² Software Defined Network

³ Cooperative Network

۱-۴- هدف این پایان نامه

همان طور که بیان شد ، تقاضا برای دستیابی به خدمات بی سیم روز به روز در حال افزایش است. از طرفی طیف رادیویی منبعی محدود است که باید به کاربردها و سیستم های متنوعی اختصاص داده شود. بنابراین لزوم بکارگیری روش هایی برای افزایش کارایی سسیستم های مخابراتی و بالابردن بازده طیفی آنها کاملا واضح و آشکار است.

ارسال وفقی داده ها روشی موثر و کارآمد برای نیل به هدف یاد شده می باشد. اما آنچنان که واضح است تطبیق لحظه به لحظه (پیوسته) پارامترهای ارسالی و انتخاب شیوه بهینه ارسال در هر لحظه پیچیدگی های سخت افزاری فراوانی دارد که استفاده از این تکنیک را عملا دشوار می نماید. از سوی دیگر دسته ای از انواع مدولاسیون های وفقی وجود دارند که از لحاظ پیاده سازی بسیار ساده می باشند و مزیت های عملی فراوانی دارند. این دسته از مدولاسیون های وفقی با عنوان مدولاسیون وفقی توان - پیوسته و نرخ - گسسته شناخته می شوند.

از طرفی شبکه های نوین مخابراتی برای پاسخ گویی به نیازهای متنوع و ارایه خدمات با کیفیت ، پیوسته در حال رشد و تکامل هستند. از جمله شبکه های رایج امروزی که مزایای فراوانی را به شبکه های مخابراتی قدیمی تر اضافه نموده است شبکه مشارکتی می باشد. شبکه های مشارکتی با فراهم کردن چندگانگی^۱ این امکان را برای گیرنده فراهم می کنند که برای آشکار سازی داده ها از چندین نسخه سیگنال ارسال شده استفاده نمایند. بدین ترتیب عملکرد شبکه های مخابراتی مشارکتی به طور چشمگیری بهتر از سیستم های نقطه به نقطه می باشد. همچنین اگر فاصله بین فرستنده و گیرنده در یک شبکه مخابراتی بی سیم ، به حدی زیاد باشد که گیرنده در ناحیه تحت پوشش فرستنده قرار نداشته باشد و امکان ارتباط مستقیم بین آنها میسر نباشد ، استفاده از شبکه مخابراتی مشارکتی به عنوان راهی نوید بخش امکان ارتباط بین فرستنده و گیرنده را فراهم می نماید.

در این پایان نامه اعمال مدولاسیون وفقی توان - پیوسته و نرخ - گسسته به انواع طرح های مختلف شبکه مشارکتی را پیشنهاد داده و به بررسی عملکرد این شبکه ها از لحاظ احتمال خاموشی^۲ و همچنین بازده طیفی متوسط^۳ می پردازیم.

¹ Diversity

² Outage Probability

³ Average Spectral Efficiency

۱-۵- ساختار پایان نامه

ساختار این پایان نامه بدین ترتیب سازماندهی می‌شود. در فصل دوم پیش زمینه های مورد نیاز در مورد مفاهیم بکار رفته در این تحقیق بیان می‌شوند و در ادامه این فصل مروری بر کارهای انجام شده تاکنون در زمینه موضوع مورد بحث ارائه و مسئله اصلی مورد مطالعه در این پایان نامه بیان می‌گردد.

در فصل سوم اعمال مدولاسیون و فقی نرخ گسسته در شبکه های مشارکتی مورد بررسی قرار می‌گیرد. در این فصل در ابتدا شیوه ارسال و فقی نرخ گسسته معرفی می‌شود. سپس احتمال خاموشی و بازده طیفی متوسط برای هر یک از سه طرح پر کاربرد در شبکه های مشارکتی به طور مجزا محاسبه می‌شوند و عبارت بسته ای برای هر یک از آنها ارائه خواهد شد. پس از آن نتایج عددی آورده شده و به مقایسه نتایج حاصل از عملکرد شبکه های مختلف می‌پردازیم.

در فصل چهارم مسائل بررسی شده در این پایان نامه جمع بندی شده و پیشنهادهایی برای ادامه کار در آینده ارائه می‌گردد.

فصل دوم:

مفاهیم پایه و مروری بر تحقیقات پیشین

۲-۱- پیشگفتار

در این فصل به بیان مفاهیم پایه در سیستم های ارسال وفقی می پردازیم. همان طور که در فصل اول بدان اشاره گردید، در تکنیک ارسال وفقی داده ها ، شیوه مناسب ارسال در هر لحظه با توجه به وضعیت کانال در آن لحظه تعیین می شود . بنابراین در ابتدای این فصل به بررسی اجمالی کانال مخابراتی بی سیم پرداخته و ویژگی های مهم آن را معرفی می کنیم. در ادامه شیوه های مختلف ارسال وفقی را مرور کرده و مزیت ها و معایب هر کدام را بازگو می نماییم. سپس سیستم های نوین مخابراتی که از تکنیک ارسال وفقی استفاده می کنند را معرفی خواهیم کرد و در خلال آن برخی از کاربردهای جالب ارسال وفقی را که کمتر از سایر کاربردها مطرح شده اند معرفی می نماییم. در انتهای فصل نیز مخابرات مشارکتی را به عنوان روشی قدرتمند و رایج در شبکه های نوین امروزی معرفی کرده و انواع طرح های بکار رفته در این شبکه ها را بازگو می کنیم.

۲-۲- ارسال داده روی کانال بی سیم

ماهیت متغیر با زمان کانال بی سیم ، ارسال اطلاعات را با استفاده از این کانال مشکل و پیچیده می نماید [۲۱]. با این وجود ، مزایای فراوان مخابره داده ها از طریق این کانال موجب افزایش روزافزون تقاضای استفاده از خدمات بی سیم گردیده است. سهولت دسترسی ، امکان جابجایی ، تسریع در راه اندازی و بسیاری موارد دیگر از جمله دلایلی است که سبب علاقه مندی کاربران به استفاده از شبکه های بی سیم گردیده است.

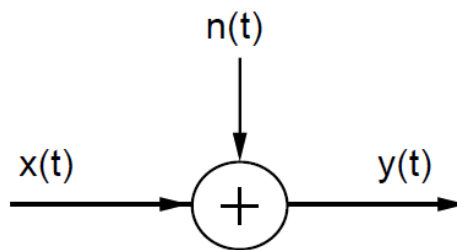


شکل ۲-۱- نمونه ای از مشکلات مخابرات سیمی

همانطور که در شکل ۱-۲ دیده می‌شود، با افزایش کاربران شبکه مشکلات سخت افزاری فراوانی در شبکه های سیمی متداول ظاهر می‌گردد و این امر موجب شده است که امروزه اغلب شبکه های سیمی با شبکه های بی سیم جایگزین شوند.

در این بخش قصد داریم با دیدی کلی یک کانال مخابراتی بی سیم را بررسی کرده و تعاریف متداول در آن را به زبانی ساده شرح دهیم. از این رو، در ادامه این بخش برای آشنایی با کانال بی سیم، مشخصات این کانال و نحوه تغییر سیگنال هنگام عبور از این کانال را مرور می‌نماییم. همانطور که ملاحظه خواهد شد انتخاب پارامترهای سیگنال ارسالی که هدف اصلی در شیوه ارسال وفقی داده ها است، به ویژگی های کانال بی سیم کاملاً وابسته است. بدین منظور، ابتدا به بیان مدل های معرفی شده برای کانال پرداخته و سپس ویژگی های مهم این مدل ها را به صورت اجمالی بیان می‌نماییم.

همان طور که بیان شد در کانال های بی سیم وضعیت کانال ممکن است در مدت زمان کوتاهی به صورت تصادفی تغییر کند. اگرچه یک مدل مناسب برای کانال بی سیم بستگی به کاربرد مورد نظر و محیط انتشار دارد اما در حالت کلی نویز و محوشدگی چند مسیره دو عامل تاثیر گذار بر سیگنال ارسالی در یک کانال بی سیم به شمار می‌آیند و محدودیت هایی را به یک سیستم مخابراتی بی سیم اعمال می‌نمایند [۲۲]. مدل کانال با نویز جمع شونده ساده ترین مدل ریاضی برای یک کانال مخابراتی می‌باشد و از دهه ۱۹۴۰ میلادی برای مطالعه عملکرد سیستم های مخابراتی بکار می‌رفته است. شکل ۲-۲ یک کانال مخابراتی با نویز جمع شونده^۱ را به تصویر می‌کشد که در آن $n(t)$ فرآیندی تصادفی^۲ می‌باشد. از نظر فیزیکی معمولاً این فرایند تصادفی از حرکت تصادفی الکترون ها در اجزای الکترونیکی و تقویت کننده های گیرنده ناشی می‌شود و نویز حرارتی^۳ نامیده می‌شود.



شکل ۲-۲- مدل کانال با نویز جمع شونده

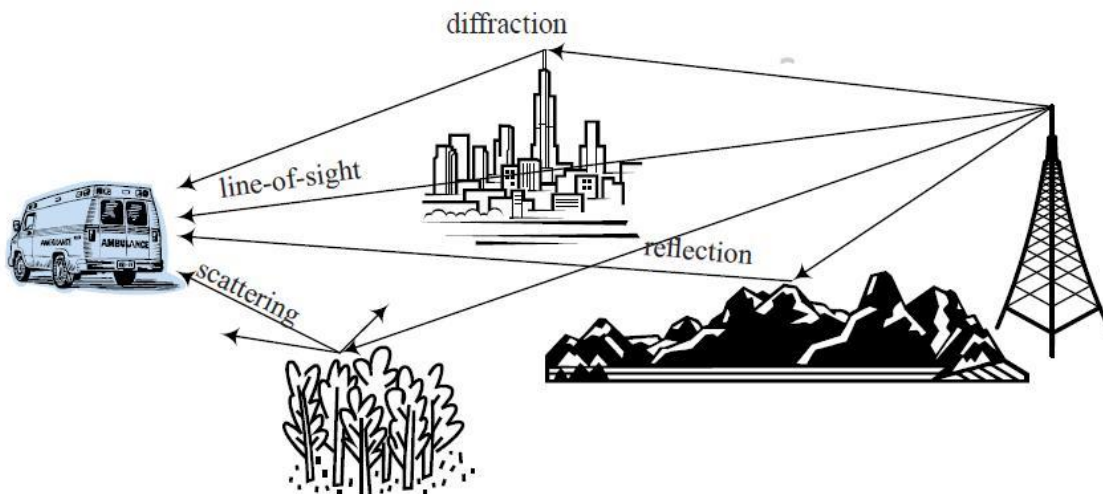
¹ Additive Noise

² Stochastic Processes

³ Thermal Noise

در اغلب موارد نویز حرارتی را فرآیندی سفید و با توزیع گوسی (با میانگین صفر) در نظر می‌گیرند و از این رو این مدل، کانال گوسی با نویز سفید جمع شونده^۱ (AWGN) نامیده می‌شود. از آنجا که در این مدل نویز فرآیندی سفید فرض می‌شود چگالی طیف توان^۲ آن ثابت و برابر N_0 می‌باشد.

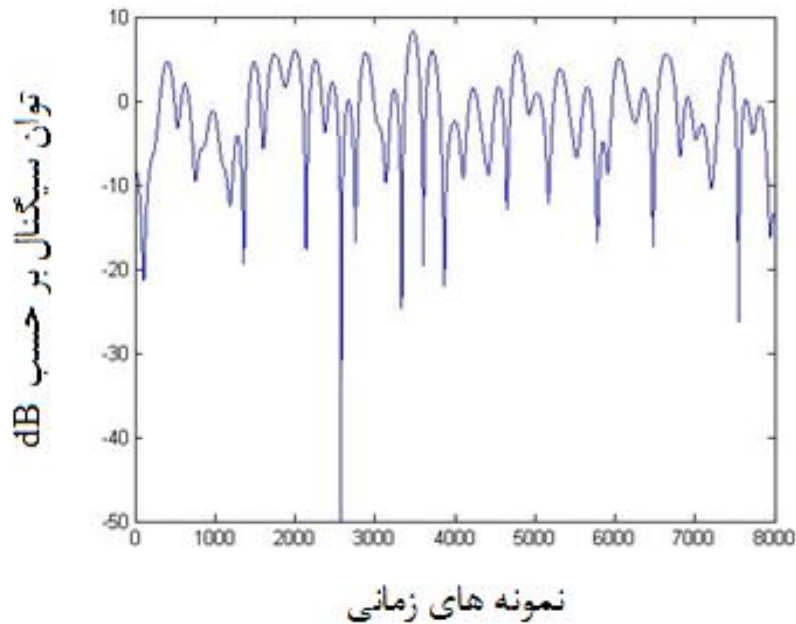
در یک سیستم مخابراتی بی سیم، سیگنال ارسالی در مسیر خود از فرستنده تا گیرنده با سه پدیده انعکاس^۳، تفرق^۴ و پراکندگی^۵ مواجه می‌گردد [۲۳]. همان طور که در شکل ۲-۳ ملاحظه می‌شود این سه پدیده موجب می‌گردند که سیگنال از چند مسیر با دامنه، فاز، تاخیر و زاویه های مختلف به گیرنده برسد. نسخه های دریافتی از یک سیگنال، در هر مسیر ممکن است دچار تضعیف و تاخیر گردد که مورد دوم یعنی تاخیر موجب می‌شود سیگنال های چندمسیری^۶ با فازهای مختلفی به گیرنده برسند. این تفاوت فاز باعث تداخل سازنده و یا تداخل مخرب در محل گیرنده می‌شود. زمانی که تداخل مخرب رخ دهد، توان سیگنال دریافتی به طور قابل ملاحظه ای تقلیل می‌یابد که این پدیده را فیدینگ یا محوشدگی می‌نامند.



شکل ۲-۳- مدل انتشار در یک کانال رادیویی

¹ Additive white Gaussian Noise (AWGN)
² Power Spectral Density
³ Reflection
⁴ Diffraction
⁵ Scattering
⁶ Multi Path

همانطور که بیان گردید، فیدینگ موجب می‌شود توان سیگنال دریافتی در گیرنده نوسانات زیادی داشته باشد. شکل ۲-۳ میزان تغییرات سیگنال هنگام عبور از یک کانال بی سیم با پارامترهای معمول را نشان می‌دهد. چنانچه ملاحظه می‌گردد، میزان تغییرات سیگنال در این کانال بیشتر از 30 dB می‌باشد. به خاطر این میزان زیاد تغییرات توان سیگنال دریافتی، طراحی فرستنده و گیرنده با پارامترهای ثابت نیازمند ملاحظات فراوانی می‌باشد و در اغلب موارد موجب استفاده غیربهبوده از ظرفیت کانال می‌گردد.



شکل ۲-۴- نمونه ای از سیگنال دریافتی در یک کانال محوشونده

کانال بی سیم با محوشدگی چند مسیره را می‌توان به روش‌های تعیینی و یا آماری بررسی نمود. روش‌های تعیینی نظیر ردیابی تشعشع^۱ نیازمند دانستن اطلاعات جامع از محیط انتشار می‌باشند که در اغلب موارد این اطلاعات در دسترس نمی‌باشند [۱]. بنابراین در ادامه به بررسی مدل آماری^۲ یک کانال بی سیم دارای محوشدگی می‌پردازیم.

^۱ Ray-Tracing

^۲ Statistical Model

۲-۲-۱ - پاسخ ضربه متغیر با زمان کانال بی سیم

چند مسیری را می توان با پاسخ ضربه متغیر با زمان کانال مدل نمود. پاسخ ضربه کانال های بی سیم به علت پویایی کانال (تحرک پذیری فرستنده و گیرنده) و یا اثر سایه ذاتا متغیر با زمان هستند و به صورت زیر بیان می شوند [۱]:

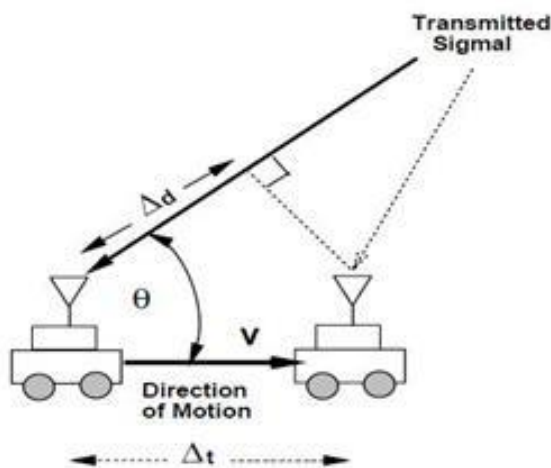
$$S(t) = \text{Re}\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1-2)$$

$$r(t) = \text{Re}\{\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t)u(t - \tau_n(t))e^{j(2\pi f_c(t - \tau_n(t)) + \varphi_{Dn})}\} \quad (2-2)$$

در رابطه فوق $S(t)$ سیگنال ارسالی و $r(t)$ سیگنال دریافتی می باشد و $n=0$ معادل مسیر دید مستقیم^۱ (LOS) است. همچنین $\tau_n(t)$ پراکندگی تاخیر^۲، $a_n(t)$ دامنه (مربوط به اثرات افت مسیر و سایه) و $\varphi_{Dn}(t)$ شیفت فاز داپلر^۳ متناسب با مسیر n ام می باشند. به بیان دقیق تر:

$$\varphi_D = \int 2\pi \frac{v}{\lambda} \cos \theta dt \quad (3-2)$$

که در آن منظور از θ زاویه، v سرعت و λ طول موج می باشد. این پارامترها در شکل ۲-۴ بخوبی مشخص شده اند.



شکل ۲-۵ - نمایش هندسی شیفت داپلر [۱]

¹ Line- of- Sight

² Delay Spread

³ Doppler Shift

اگر $u(t)$ معادل پایین گذر سیگنال ارسالی و $c(\tau, t)$ معادل پایین گذر پاسخ ضربه متغیر با زمان کانال باشند ، با توجه به سیگنال دریافتی $r(t)$ مشخص است که :

$$c(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\varphi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (4-2)$$

که در رابطه فوق $\varphi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \varphi_{Dn}$ تعریف شده است .

از بحث بالا مشخص می‌شود که اگر یک پالس در یک کانال چند مسیری ارسال شود، در گیرنده قطاری از پالس ها ، متناسب با مسیر دید مستقیم و سایر مسیر ها دریافت می‌شود. یکی از مهمترین مشخصه های کانال های چند مسیری پراکندگی تاخیر زمانی^۱ می‌باشد که به صورت فاصله زمانی بین اولین پالس دریافتی (مسیر LOS) و آخرین پالس دریافتی تعریف می‌گردد.

۲-۲-۲ - پهنای باند همدوس کانال

پهنای باند همدوس^۲ کانال ، باندی است که در آن کانال ، محو شونده یکنواخت^۳ دارد. در کانال با محو شونده یکنواخت ، مولفه های سیگنال ارسالی به طور یکسان دچار اعوجاج می‌گردند ، از طرف دیگر در کانال محو شونده فرکانس گزین^۴ ، مولفه های سیگنال ارسالی به طور متفاوت دچار اعوجاج می‌گردند [۲۴]. برای جلوگیری از این امر پهنای باند سیگنال ارسالی ، می‌بایستی بسیار کوچکتر از پهنای باند همدوس کانال باشد.

با توجه به مطالب بیان شده ، اگر برای ارسال اطلاعات پالس هایی با دوره T ارسال شود (مدولاسیون های خطی دامنه و یا فاز) ، بسته به این که کانال باند باریک و یا پهن باند باشد ، در گیرنده سیگنال های متفاوتی دریافت خواهیم کرد.

اگر پراکندگی تاخیر در مقایسه با عکس پهنای باند سیگنال ارسالی کوچک باشد ، کانال محو شونده باند باریک^۵ نامیده می‌شود. در این حالت قطار پالس دریافتی ناشی از مسیر های متفاوت در گیرنده روی هم افتاده و تداخل بسیار کمی اتفاق می‌افتد و در اصطلاح پالسها غیر قابل تمایز^۶ می‌باشند.

از طرف دیگر اگر پراکندگی تاخیر در مقایسه با عکس پهنای باند سیگنال ارسالی بزرگ باشد ، کانال محو شونده پهن باند^۷ نامیده می‌شود. در این حالت قطار پالس دریافتی در گیرنده قابل تمایز می‌باشد ، یعنی پالس های ناشی از مسیر های متفاوت کاملا از هم جدا می‌باشند.

¹ Time Delay Spread

² Coherence Bandwidth

³ Flat Fading

⁴ Frequency selective channel

⁵ Narrow Band Fading

⁶ Nonresolvable

⁷ Wide Band Fading

از بحث های مطرح شده در این بخش مشخص می شود که هنگام بکارگیری سیستم های ارسال وفقی ، انتخاب شیوه تطبیق با کانال بی سیم بسیار متفاوت و مختلف می تواند باشد. به عنوان آخرین نکته در بررسی ویژگی های کانال بی سیم ، لازم به ذکر است که یکی از مدل های معروف و شناخته شده در کانال های مخابراتی بی سیم مدل رایلی^۱ نام دارد. قابل توجه است که در یک کانال بی سیم با مدل رایلی ، توان سیگنال از توزیع نمایی^۲ پیروی می نماید [۲۴] که به صورت زیر تعریف می شود :

$$P_{Z^2}(x) = \frac{1}{Z} e^{-\frac{x}{Z}} \quad (۵-۲)$$

که در آن \bar{Z} متوسط آماری متغیر Z می باشد . از این ویژگی کانال بی سیم با مدل رایلی در فصل سوم بسیار استفاده خواهیم نمود.

۲-۳- شیوه های ارسال وفقی در کانال بی سیم

چنانچه پیشتر نیز بیان گردید، شیوه ارسال وفقی داده ها که در اغلب موارد با عنوان مدولاسیون و کدینگ وفقی از آن یاد می شود، روشی موثر برای بالابردن بازده طیفی متوسط در شبکه های مخابراتی امروزی می باشد. ایده اساسی در مدولاسیون و کدینگ وفقی تخمین اطلاعات وضعیت کانال^۳ (CSI) و قرار دادن این اطلاعات در اختیار فرستنده از طریق کانال پسخور می باشد. در این حالت فرستنده ، بهترین پارامترهای ممکن را برای ارسال انتخاب کرده و سپس اقدام به ارسال داده ها می نماید. شیوه های متفاوتی برای تخمین وضعیت کانال وجود دارد . یکی از مهمترین و کارآمدترین شیوه های تخمین کانال بی سیم روش استفاده از سمبل های راهنما^۴ می باشد. استفاده از تعداد زیاد سمبل های راهنما منجر به یافتن تخمینی دقیق از وضعیت کانال خواهد شد ، اما از سوی دیگر استفاده از تعداد زیاد سمبل های راهنما موجب افزایش پهنای باند و همچنین کاهش بازده طیفی سیستم خواهد گردید. بنابراین انتخاب هوشمندانه تعداد و موقعیت های این سمبل های راهنما در میان بسته های ارسالی داده ها در هر بازه زمانی منجر به افزایش موثر کارایی سیستم خواهد گردید [۲۵-۲۶]. شکل ۲-۶ نحوه قرار گرفتن سمبل های راهنما در میان داده ها در یک قاب^۵ را نشان می دهد.

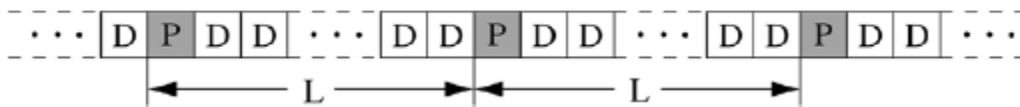
¹ Rayleigh

² Exponential Distribution

³ Channel State Information

⁴ Pilot Symbol Assisted Modulation

⁵ Frame



شکل ۲-۶- نمونه ای از یک قاب ارسالی همراه با سمبل های راهنما

در دو دهه اخیر ، تحقیقات فراوانی بر روی سیستم های با ارسال وفقی صورت گرفته است. اغلب تحقیقات اولیه در مورد سیستم های ارسال وفقی با تاکید بر شبکه های نقطه به نقطه انجام می گرفت [۲۷-۲۹] . اما اخیرا استفاده از مدولاسیون و کدینگ وفقی در سیستم های چندحاملی^۱ ، شبکه های چند ورودی - چند خروجی ، شبکه های رادیو شناختی و حتی در شبکه های با گره های استحصال کننده انرژی^۲ نیز مورد مطالعه قرار گرفته است [۳۰-۳۵] . نتایج تحقیقات گوناگون در شبکه های مخابراتی مختلف نشان می دهد که استفاده از شیوه ارسال وفقی داده ها ، در مقایسه با شیوه ارسال ثابت مزیت های فراوانی دارد که از جمله آنها می توان به دستیابی به نرخ ارسال بالاتر و همچنین استفاده مناسب تر از منابع مخابراتی شامل زمان ، فرکانس و توان اشاره نمود.

در میان پارامترهای مختلف ارسال ، شیوه های ارسال وفقی با نرخ متغیر ، ارسال وفقی با توان متغیر و ارسال وفقی با نرخ کدینگ متغیر رایج تر می باشند.

در میان شیوه های ارسال وفقی ، شیوه ارسال وفقی داده ها با نرخ متغیر بسیار محبوب و رایج می باشد. در این روش نرخ ارسال داده ها متناسب با وضعیت کانال تغییر می نماید. برای این منظور می توان نوع مدولاسیون را ثابت نگه داشت و نرخ سمبل را تغییر داد اما این کار موجب ایجاد تغییر در پهنای باند سیستم می شود و مشکلات فراوانی را در پیاده سازی به همراه دارد. از سوی دیگر ، برای تغییر در نرخ ارسال داده ها می توان نرخ سمبل را ثابت گرفته و مرتبه مدولاسیون را تغییر داد. این شیوه از لحاظ پیاده سازی ساده بوده و از همین رو در اغلب سیستم های عملی با ارسال وفقی از این تکنیک استفاده می شود. در این روش کافی است که SNR دریافتی در گیرنده تخمین زده شود و سپس با توجه به مقدار آن شیوه ارسال مناسب برای ارسال بعدی تعیین گردد. این اطلاعات از طریق کانال پسخور در اختیار فرستنده قرار می گیرد و فرستنده نیز متناسب با آن اقدام به انتخاب منظومه سیگنال برای ارسال در بازه زمانی بعدی می نماید.

کدینگ وفقی همراه با مدولاسیون ثابت و یا مدولاسیون وفقی ، شیوه ای موثر برای ارسال مطمئن داده ها می باشد. خصوصا اگر مدولاسیون وفقی به خاطر محدودیت های فرستنده (پیچیدگی و یا نسبت توان متوسط به پیک) قابل اعمال نباشد، کدینگ وفقی مکانیزمی عملی برای تعقیب تغییرات کانال می باشد [۲۴].

¹ Multi Carrier

² Energy Harvesting

۲-۴- مدولاسیون و کدینگ وفقی در سیستم های مخابراتی متداول

شیوه ارسال وفقی داده ها با توجه به مزیت های فراوان در بسیاری از سیستم های نوین مخابراتی مورد استفاده قرار می گیرد. در این بخش برای نمونه به تکنولوژی WiMax اشاره می نمایم که بر پایه استاندارد IEEE 802.16 بنا شده و مشخصات آن در جدول (۲-۱) آورده شده است.

جدول ۲-۱- مشخصات استاندارد IEEE802.16

802.16	802.16a	802.16e	
تیمه دوم 2005 (به طور تقریبی)	ژانویه 2003 بازبینی: سه ماهه سوم 2004	دسامبر 2001	تاریخ تکمیل
کمتر از 6 گیگاهرتز	کمتر از 11 گیگاهرتز	10 الی 66 گیگاهرتز	طیف فرکانسی
بدون نیاز به خط دید	بدون نیاز به خط دید	در خط دید	شرایط کانال ارتباطی
،PSK BPSK و 64QAM و 16QAM OFDM و OFDM 256	،PSK ،64QAM و 16QAM BPSK OFDM و OFDM 256	،PSK 64QAM و 16QAM	مدولاسیون
تا 15 مگابیت در ثانیه برای یک کانال 5 مگاهرتزی	تا 75 مگابیت در ثانیه برای یک کانال 20 مگاهرتزی	2 الی 134 مگابیت در ثانیه برای یک کانال 28 مگاهرتزی	نرخ انتقال
قابل انتخاب بین 25/1 الی 20 مگاهرتز یا حداکثر 16 زیرکانال	قابل انتخاب بین 25/1 الی 20 مگاهرتز یا حداکثر 16 زیرکانال	20، 25 و 28 مگاهرتز	بهنای باند کانال
6/1 الی 8/4 کیلومتر	8/4 الی 8 کیلومتر یا حداکثر 48 کیلومتر برحسب ارتفاع آنتن و توان انتقال	6/1 الی 8/4 کیلومتر	میانگین شعاع مسئول

با دقت در جدول فوق متوجه می شویم که نوع مدولاسیون در استاندارد IEEE 802.16 متغیر بوده و براساس شرایط کانال، بهترین مدولاسیون ممکن برای ارتباط کاربران با یکدیگر انتخاب می گردد که این امر دستیابی به نرخ انتقال بالا را در سیستم های WiMax میسر می سازد.

علاوه بر استاندارد IEEE 802.16 شیوه ارسال وفقی در بسیاری از سیستم های دیگر نظیر شبکه های سلولی نسل سوم و چهارم نیز کاربرد وسیعی دارد که مشخصات مربوط به آن در مراجع و استانداردها به وفور یافت می شود. به همین منظور در ادامه با نگاهی اجمالی برخی از کاربردهای شیوه ارسال وفقی که کمتر در مراجع به آن پرداخته شده است را بررسی می نمایم.

۲-۵- برخی از کاربردهای ویژه سیستم های با ارسال وفقی

در این بخش به معرفی برخی از کاربردهای جالب سیستم های با ارسال وفقی در شبکه های مخابراتی می پردازیم.

۲-۵-۱- ارسال همزمان صوت و داده

با توجه به افزایش تقاضا، سیستم های مخابراتی نسل آینده علاوه بر سرویس های صوتی باید از سرویس های داده، نظیر جابجایی فایل، پست الکترونیکی و دسترسی به اینترنت نیز پشتیبانی نمایند. معمولا در سیستم های مخابراتی، سرویس های مختلف نیازمندی های متفاوتی دارند. برای مثال سیستم های صوتی نیازمند نرخ داده پایین هستند (حدود 20Kbps) و می توانند با نرخ خطای بی تی بالا (حدود 10^{-3}) کار کنند، اما تاخیر زمانی در این سیستم ها بایستی کمتر از 30 msec باشد تا قطع شدن صدا برای کاربر مشهود نباشد. از طرفی سیستم های انتقال داده معمولا نیازمند نرخ داده بالا (حدود 1-100 Mbps) و نرخ خطای پایین (حدود 10^{-8}) هستند و تمام بیت هایی که با خطا دریافت شوند، می بایستی ارسال مجدد گردند. اما در این سیستم ها نیازی به تاخیر زمانی ثابت وجود ندارد. سیستم های کنفرانس ویدیویی به نرخ داده بالا نیاز دارند و مانند سیستم های صوتی به تاخیر زمانی حساس هستند، ولی سرویس های پیام کوتاه نرخ داده پایینی دارند و تاخیر زمانی روی این سیستم ها تاثیر نامطلوب ندارد [۱].

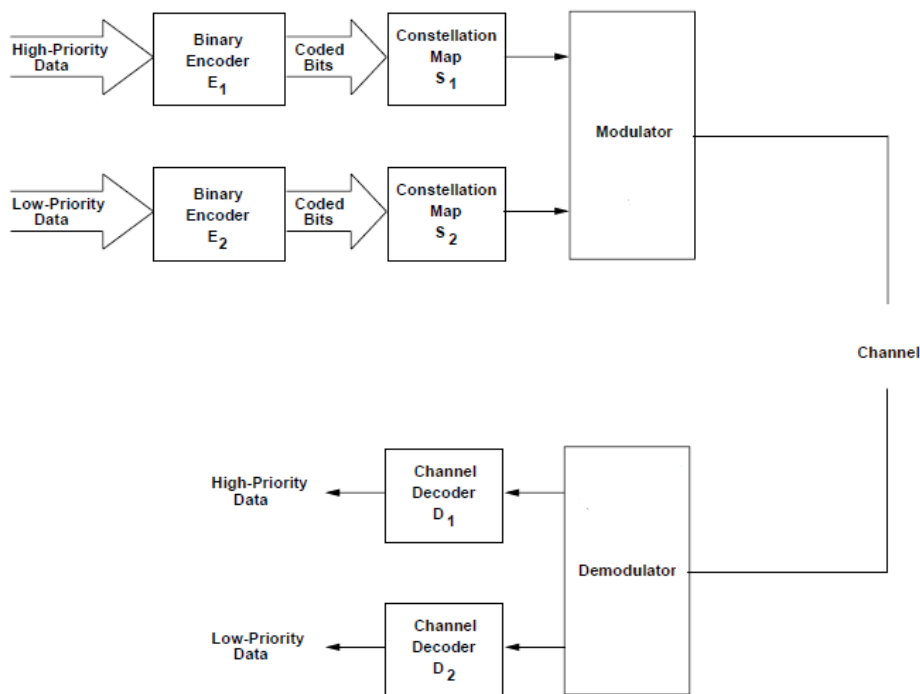
همان طور که در بخش های قبل ملاحظه کردیم، یک سیستم با مدولاسیون و کدینگ وفقی برای بیشینه کردن بازده طیفی با توجه به نیازمندی های نرخ خطا و توان متوسط طراحی می شود. از این رو در سیستم های با مدولاسیون و کدینگ وفقی هنگامی که شرایط کانال مناسب باشد نرخ ارسال اطلاعات افزایش می یابد و در مواقعی که شرایط کانال نامطلوب گزارش شود نرخ ارسال اطلاعات کاهش یافته و در مواردی که SNR از آستانه کمتر شود، هیچ اطلاعاتی ارسال نمی گردد. در چنین مواردی لازم است که اطلاعات در بافرهای فرستنده ذخیره گردد و هنگام بهبود شرایط کانال ارسال شود. این تاخیر در ارسال اطلاعات برای کاربردهای هایی نظیر ارسال داده، قابل قبول می باشد اما همانطور که بیان شد، کاربردهایی نظیر ارسال صوت نیازمند نرخ ارسال ثابت هستند و تاخیر زمانی در ارسال باعث نامطلوب شدن عملکرد چنین سیستم هایی می گردد. در [۳۶] روش ارسال همزمان صوت و داده با استفاده از مدولاسیون وفقی روی کانال با توضیح ناکاگامی مطرح شده است. فرض می شود که صوت توسط مدولاسیون ثابت BPSK روی مولفه تریبوسی^۱ و داده توسط مدولاسیون وفقی M-AM روی مولفه همفاز^۲ ارسال شود. شیوه کار بدین صورت است که اگر شرایط کانال مناسب بود صوت با نرخ ثابت برای دستیابی به یک احتمال خطای تعیین شده BERV ارسال شود و اگر شرایط کانال نامناسب باشد توان اختصاص یافته به صوت آنقدر افزایش یابد که همچنان نرخ ارسال فراهم شود. اگر شرایط کانال بسیار نامناسب باشد، به ناچار ارتباط قطع می گردد.

¹ Quadrature

² Inphase

۲-۵-۲ - کدگذاری با حفاظت خطای غیر یکسان

زمانی که تمام بیت های ارسالی روی کانال دارای اولویت یکسان نباشند و یا نیازمندی های احتمال خطای آنها متفاوت باشد می توان از کدگذاری با حفاظت خطای غیر یکسان^۱ و یا کدگذاری چند نرخ^۲ استفاده نمود. شکل ۲-۷ نمونه ای از سیستم های کدگذاری با حفاظت غیر یکسان را نشان می دهد که در آن داده ها به دو دسته با اولویت بالا و با اولویت پایین تقسیم بندی می شوند و هر یک از این داده ها به طور مجزا کدگذاری شده و در طول کانال ارسال می گردد. در طرف گیرنده نیز عملیات دمولاسیون به نحوی انجام می گیرد که هر کدام از داده ها به طور مجزا آشکار سازی گردند.



شکل ۲-۷ - نحوه دمولاسیون و آشکار سازی در یک سیستم با کدگذاری با حفاظت خطای غیر یکسان

¹ Unequal Error Protection

² Multilevel Coding

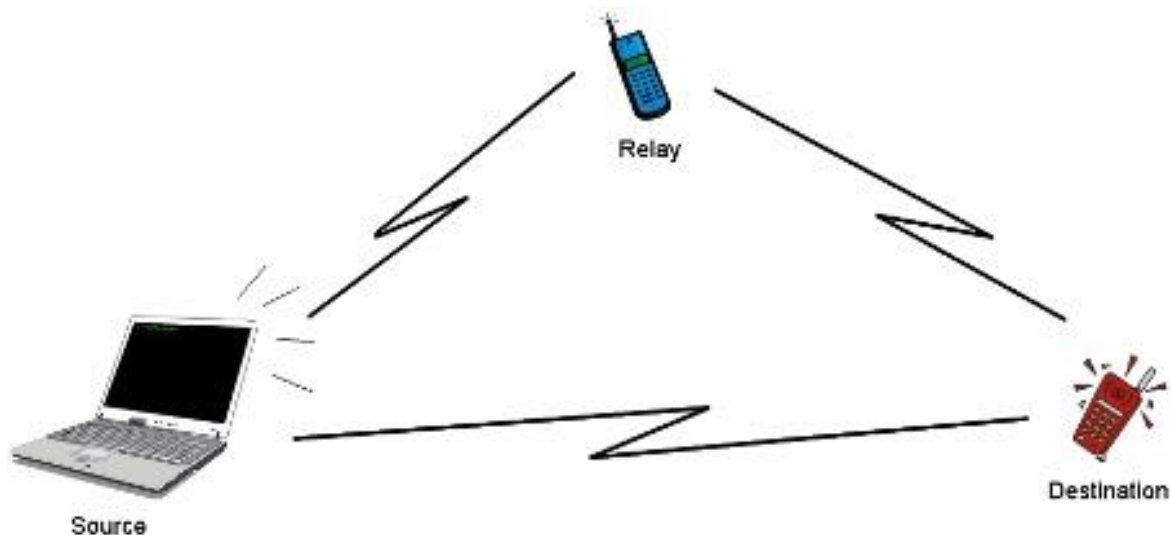
۲-۶- شبکه های مشارکتی

چنانچه بیان شد ، متغیر بودن میزان تضعیف کانال در یک سیستم مخابراتی بی سیم باعث به وجود آمدن محوشدگی کانال می شود که این امر موجب کاهش شدید کارایی سیستم می گردد. ایجاد چندگانگی^۱ از روش های معمول و موثر برای مقابله با این پدیده می باشد. چندگانگی به مفهوم ارسال تکراری داده ها روی کانال هایی است که دچار پدیده محوشدگی مستقل از یکدیگر بوده و می تواند به صورت فضایی ، فرکانسی و یا زمانی باشد.

روش های معمول برای بدست آوردن دایورسیتی فضایی استفاده از آرایه آنتنی در فرستنده و یا گیرنده است. استفاده از دایورسیتی فضایی سبب افزایش ظرفیت ، کاهش احتمال خاموشی و بهبود احتمال خطای سمبل در سیستم های مخابراتی می شود. علیرغم همه مزایای سیستم های چند آنتنی ، استفاده از این روش در بیشتر کاربردها به دلیل محدودیت در اندازه ، پیچیدگی و محدودیت توان امکان پذیر نمی باشد.

مخابرات مشارکتی^۲ یکی از روشهای نوین است که برای حل این مشکل ارایه شده است که در آن کاربرها با همکاری و با به اشتراک گذاشتن آنتن های خود ، یک آرایه آنتنی مجازی تشکیل می دهند و از مزایای چندگانگی فضایی که به طور ذاتی در این سیستم ها وجود دارند ، بهره می گیرند.

ایده اصلی در سیستم های با مخابرات مشارکتی این است که وقتی ارسال داده ها از منبع به مقصد با شرایط نامساعد کانال مواجه می شود، رله می تواند با شنود سیگنال ارسالی منبع و سپس ارسال مجدد آن به مقصد مورد استفاده قرار بگیرد. سپس مقصد می تواند آنچه را توسط منبع و رله دریافت کرده با هم ترکیب نماید و از آن برای آشکار سازی داده ها استفاده نماید. شکل ۲-۸ نمونه ای از یک شبکه مشارکتی را به تصویر کشیده است.



شکل ۲-۸- نمونه ای از یک شبکه مشارکتی

¹ Diversity

² Cooperative Communication

طرح های مختلف و متفاوتی برای نحوه مشارکت رله با فرستنده برای ارسال داده ها موجود دارد که از جمله آنها می توان به شبکه مشارکتی با رله AF ، شبکه مشارکتی با رله DF و همچنین شبکه مشارکتی با رله HDAF اشاره نمود. در فصل سه عملکرد هر یک از طرح های ذکر شده را هنگام اعمال مدولاسیون و فقی به هر یک از این شبکه های مشارکتی تشریح می نماییم.

فصل سوم:

بررسی عملکرد مدولاسیون افقی در شبکه های
مشارکتی

۳-۱- پیشگفتار

در این فصل یکی از شیوه های عملی مدولاسیون وفقی، یعنی مدولاسیون وفقی دامنه تربیعی M تایی^۱ (M-QAM) نرخ گسسته را به سه طرح شناخته شده از شبکه های مشارکتی اعمال می کنیم و به بررسی عملکرد آنها می پردازیم. شبکه مشارکتی، همانطور که پیشتر نیز بدان اشاره شد، باعث ایجاد چندگانگی فضایی^۲ می گردد که یکی از تکنیک های مهم در برخورد با مساله محوشدگی در کانال های بی سیم می باشد. استفاده از شبکه های مشارکتی موجب بهبود ارتباط بین منبع و مقصد می گردد، به ویژه زمانیکه فاصله بین فرستنده و گیرنده نسبتاً زیاد باشد نقش شبکه های مشارکتی در ارسال مطمئن داده ها بسیار پر رنک می شود.

در مدولاسیون وفقی نرخ گسسته کافی است که گیرنده نسبت سیگنال به نویز^۳ (SNR) را محاسبه و بر اساس آن شیوه مناسبی برای مدولاسیون انتخاب نماید. منظور از شیوه مناسب در مدولاسیون وفقی نرخ گسسته M-QAM اندازه منظومه یا همان M می باشد. فرستنده براساس اطلاعات دریافتی از کانال پسخور از مقدار M انتخاب شده مطلع می گردد و در ارسال قاب بعدی داده ها این شیوه ارسال را اعمال می نماید. همانطور که بیان شد، پیاده سازی شیوه ارسال وفقی نرخ گسسته نسبت به سایر روش های ارسال وفقی بسیار ساده تر می باشد و از این رو اهمیت فراوانی در سیستم های عملی دارد. به همین دلیل در این فصل به بررسی عملکرد مدولاسیون وفقی از نوع نرخ گسسته در شبکه های مشارکتی خواهیم پرداخت. برای سادگی در تحلیل ریاضی، در سرتاسر این فصل فرض بر این است که تاخیری در محاسبه SNR در گیرنده و ارسال اطلاعات در کانال پسخور وجود ندارد.

در ادامه این فصل، مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته را به شبکه ای با سه گره، شامل گره مبدا، گره مقصد و یک گره رله^۴ اعمال می کنیم و عملکرد این شبکه را از لحاظ احتمال خاموشی و همچنین بازده طیفی متوسط بررسی می نماییم. چنانچه در ادامه مشاهده خواهد شد، حالت کاری گره رله در عملکرد سیستم بسیار موثر و تعیین کننده است. از این رو در این فصل ابتدا به بررسی عملکرد شبکه ای با رله تقویت - ارسال^۵ (AF) و سپس شبکه ای با رله دیکد - ارسال^۶ (DF) می پردازیم. در ادامه اعمال مدولاسیون وفقی MQAM نرخ گسسته به شبکه ای با رله ترکیبی - دیکد - تقویت - ارسال^۷ (HDAF) را بررسی کرده و رابطه بسته ای برای احتمال خاموشی و بهره وری طیفی متوسط آن ارائه می دهیم. در انتها به مقایسه عملکرد شبکه های مذکور می پردازیم.

¹ M-Ary Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)

² Spatial Diversity

³ Signal to Noise Ratio (SNR)

⁴ Relay Node

⁵ Amplify-and-Forward (AF)

⁶ Decode-and-Forward (DF)

⁷ Hybrid Decode-Amplify-Forward (HDAF)

۳-۲- مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته

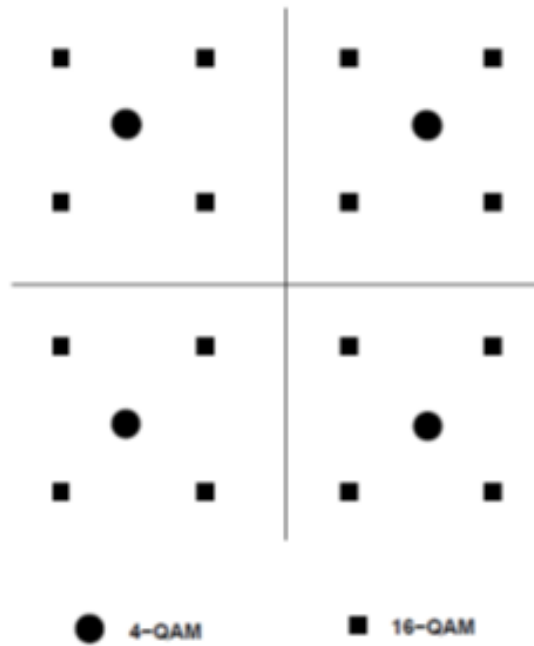
در میان شیوه های مختلف مدوله سازی ، مدولاسیون های توان-پیوسته و نرخ-گسسته مزیت های عملی فراوانی دارند. مدولاسیون وفقی نرخ پیوسته که در آن فرستنده می تواند به طور پیوسته هر نرخ را برای ارسال داده ها انتخاب کند به طور وسیعی مورد مطالعه قرار گرفته است [۳۷-۳۸] چرا که پیوستگی نرخ موجب می شود که تحلیل ریاضی ساده تر صورت پذیرد. با این وجود ، در سیستم های عملی فرستنده تنها قادر خواهد بود که نرخ هایی از پیش تعیین شده را از مجموعه ای گسسته انتخاب نماید. اگرچه مدولاسیون وفقی نرخ پیوسته ، زمانیکه امکان انتخاب تعداد نرخ های زیادی وجود داشته باشد ، دید خوبی از عملکرد سیستم ارائه می دهد اما در اکثر سیستم های عملی امروزی به دلیل محدودیت های سخت افزاری و همچنین برای کاهش پیچیدگی محاسباتی تعداد نرخ های قابل انتخاب اندک می باشد. نمونه ای از این سیستم ها شبکه های حسگر بی سیم می باشند که در آنها میزان مصرف انرژی بسیار حیاتی می باشد و از این رو باید تا حد امکان سخت افزار ساده ای داشته باشند. به عنوان نمونه شبکه های IEEE 802.15.4 را می توان معرفی نمود که در آنها فرستنده فقط چهار نرخ از پیش تعیین شده را پشتیبانی می نماید [۳۹]. همانطور که بیان شد ، مدولاسیون وفقی نرخ گسسته به راحتی در سیستم های مخابراتی مختلف قابل اعمال است و از این رو مزیت های عملی فراوانی دارد. به دلیل اهمیت مدولاسیون وفقی نرخ گسسته در سیستم های عملی ، در ادامه این فصل به بررسی عملکرد یکی از شبکه های نوین مخابراتی ، یعنی شبکه مشارکتی در حضور مدولاسیون وفقی M-QAM و در کانال بی سیم با محوشدگی رایلی می پردازیم.

۳-۲-۱- مدوله سازی دامنه تربیعی M تایی

داده های دیجیتال معمولاً به صورت جریانی از داده های دودویی یعنی دنباله ای از صفر و یک است. هدف ارسال مطمئن این داده ها به مقصد با استفاده از کانال مخابراتی است و از آنجا که اثر تخریبی کانال های مختلف متفاوت است ، سیگنال های طراحی شده برای این کانال ها ممکن است شدیداً متفاوت باشند. فرآیند نگاشت یک دنباله دیجیتال به سیگنالها برای ارسال روی کانال مخابراتی را مدوله سازی دیجیتال^۱ می نامند.

در شیوه مدوله سازی دامنه تربیعی M تایی (M-QAM) ، داده های دو دویی هم روی دامنه و هم روی فاز نگاشت می شوند. شیوه مدوله سازی M-QAM نسبت به شیوه مدوله سازی دامنه و یا شیوه مدوله سازی فاز درجه آزادی بیشتری دارد و از این رو به ازای متوسط انرژی یکسان می تواند بیشترین بیت های اطلاعات را به نماد متناظر نگاشت کند. بنابراین بهره وری طیفی بیشتری را نسبت به سایر شیوه های مدوله سازی یاد شده ایجاد می کند. در سیستم های ارسال وفقی نیز ، از آنجایی که هدف افزایش بازده طیفی می باشد ، معمولاً از شیوه مدوله سازی M-QAM استفاده می گردد. شکل ۳-۱ نمودار فضای سیگنال برای QAM مستطیلی به ازای $M=4$ ، $M=16$ را نشان می دهد.

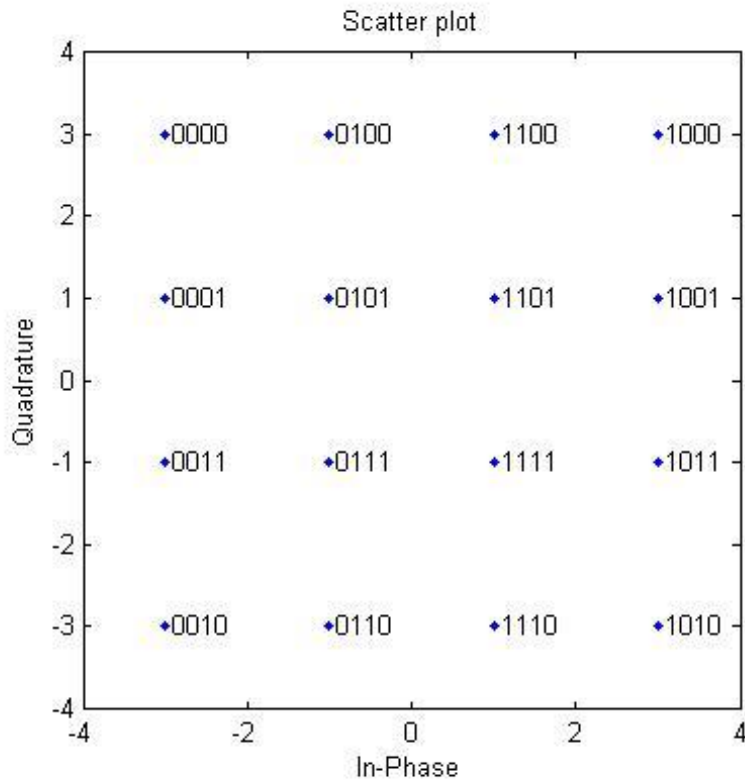
¹ Digital Modulation



شکل ۳-۱- منظومه سیگنال برای مدولاسیون M-QAM به ازای
M=16 و M=4

معمولا در مدوله سازی داده ها از کدگذاری گری^۱ استفاده می نمایند. استفاده از کدینگ گری برای نگاشت داده ها باعث می شود که هر نماد با نماد کناری تنها در یک بیت اختلاف داشته باشد ، بدین ترتیب هنگام آشکار سازی اگر بیت مجاور آشکار شود فقط یک بیت خطا رخ خواهد داد. شکل ۳-۲ کدگذاری گری را برای مدولاسیون 16-QAM به تصویر می کشد.

^۱ Gray Coding



شکل ۳-۲- استفاده از کدینگ گری برای نگاشت بیت های داده در مدولاسیون 16-QAM

در مدولاسیون M-QAM با کدینگ گری، حد بالای احتمال خطای بیت^۱ (BER) از رابطه زیر بدست می آید [۸]:

$$BER(M, \gamma) = 0.2 \exp\left(\frac{-3\gamma}{2(M-1)}\right) \quad (۱-۳)$$

که در آن M تعداد نقاط منظومه و γ بیان گر SNR در گیرنده می باشد. چنانچه در [۸] عنوان شده است، بهره وری طیفی برای مدولاسیون M-QAM وقتی نرخ پیوسته به صورت $\log_2 M$ تعریف می شود. به راحتی می توان نشان داد که

$$\log_2 M = \log_2\left(1 + \frac{3\gamma}{2K_0}\right) \quad (۲-۳)$$

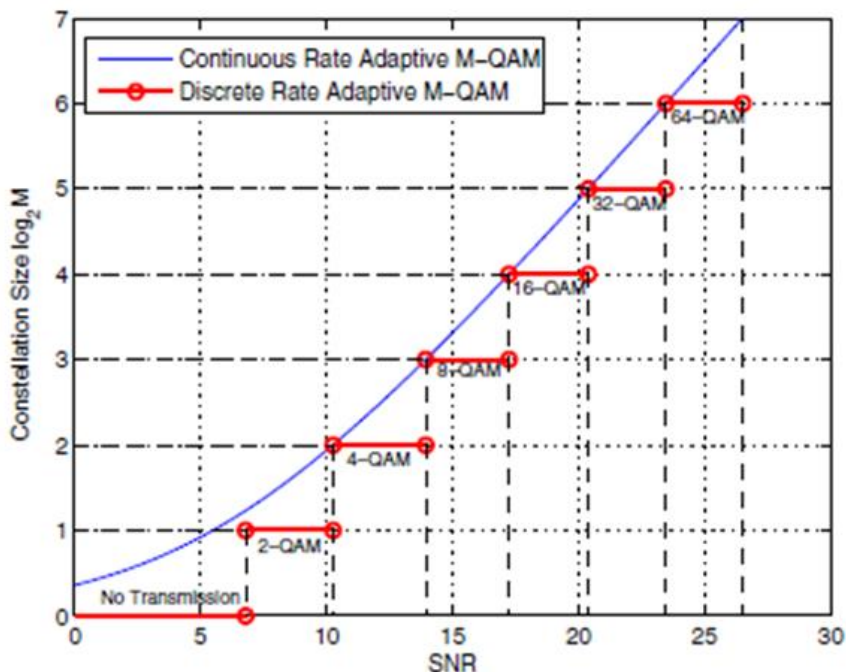
^۱ Bit Error Rate (BER)

که در آن $K_0 = -\ln(5BER_0)$ می‌باشد و همچنین BER_0 نیز احتمال خطای بیت هدف نامیده می‌شود که حد پایینی برای عملکرد مناسب سیستم را تعیین می‌کند و به کاربرد آن سیستم وابسته می‌باشد. بایستی توجه داشت که در حالت گسسته انتخاب M به مقادیر گسسته ای محدود می‌شود و به صورت $M_n = 2^n$ نشان داده می‌شود که در آن n عددی طبیعی می‌باشد [۴۰].

در مدولاسیون M -QAM نرخ گسسته ، SNR دریافتی به $N+1$ ناحیه تقسیم می‌شود و برای هر ناحیه یک اندازه منظومه M_n در نظر گرفته می‌شود. زمانیکه محوشدگی باعث شود SNR در ناحیه n ام قرار بگیرد ($n = 0, 1, \dots, N$) ، اندازه منظومه M_n متناظر با آن ناحیه برای ارسال انتخاب می‌گردد. ناحیه بندی SNR ورودی در گیرنده با توجه به BER هدف یعنی BER_0 صورت می‌پذیرد و برابر است با [۴۱]:

$$\begin{aligned} \gamma_0 &= 0 \\ \gamma_1 &= [\text{erfc}^{-1}(2BER_0)]^2 \\ \gamma_n &= \frac{2}{3}K_0(2^n - 1); \quad n = 2, 3, \dots, N - 1 \\ \gamma_N &= \infty \end{aligned} \quad (3-3)$$

که در آن $\text{erfc}^{-1}(\cdot)$ تابع مکمل معکوس خطا^۱ می‌باشد. شکل ۳-۳ ناحیه بندی SNR دریافتی را برای $N=7$ و $BER_0 = 10^{-3}$ نشان می‌دهد.



شکل ۳-۳ انتخاب اندازه منظومه متناسب با SNR دریافتی [۴۱]

¹Inverse Complementary Error Function

همانطور که در شکل ۳-۳ مشخص گردیده است ، زمانی که SNR دریافتی در گیرنده کمتر از مقدار γ_1 بدست آمده از رابطه (۳-۳) باشد ، هیچ ارسالی از جانب فرستنده صورت نخواهد پذیرفت و فرستنده در بازه زمانی بعدی خاموش باقی خواهد ماند. از طرفی اگر SNR دریافتی در گیرنده از مقدار γ_1 بیشتر گردد فرستنده در هر ارسال ۱ بیت داده را منتقل می کند. چنانچه SNR دریافتی در گیرنده از γ_2 تجاوز نماید فرستنده در هر بار ارسال ۲ بیت داده را منتقل خواهد کرد و به همین ترتیب با عبور از آستانه های تعیین شده ، تعداد بیت های ارسالی در هر بار استفاده از کانال افزایش خواهد یافت که این امر موجب استفاده مناسب از ظرفیت کانال و افزایش بازده طیفی متوسط شبکه می گردد.

۳-۳- مدل کانال و شبکه مشارکتی

مدلی که در این فصل در نظر می گیریم ، چنانچه در شکل ۴-۳ ملاحظه می شود شامل سه گره می باشد. در این مدل گره منبع^۱ که با S نشان داده شده است قصد دارد اطلاعات را به مقصد^۲ (گره D) ارسال نماید. بدین منظور یک مسیر مستقیم بین S و D برقرار می باشد. علاوه بر این مسیر مستقیم ، برای بهبود ارتباط و بهبود عملکرد شبکه ، یک رله^۳ (گره R) در انتقال داده ها از S به D مشارکت دارد. فرض می کنیم تمام گره های یاد شده دارای یک آنتن هستند و هیچکدام امکان ارسال و دریافت همزمان داده ها را ندارند (حالت کاری هر گره نیمه دوطرفه^۴ در نظر گرفته می شود). بنابراین انتقال اطلاعات بایستی در دو فاز مجزا صورت پذیرد. در فاز اول گره S داده ها را ارسال می کند و این داده ها به خاطر ماهیت پخشی کانال بی سیم ، به طور همزمان هم توسط گره D و هم توسط گره R دریافت می گردد [۴۱]. در این حالت سیگنال های دریافتی در گره های D و R به ترتیب عبارتند از :

$$y_{sd} = h_{sd}x + n_{sd} \quad (۴-۳)$$

$$y_{sr} = h_{sr}x + n_{sr} \quad (۵-۳)$$

که در آن X نشان دهنده نماد^۵ ارسالی می باشد. همچنین h_{sd} و h_{sr} ضرایب کانال با محوشدگی رایلی فرض می شوند. h_{sd} ضریب کانال بین منبع و مقصد و h_{sr} ضریب کانال بین منبع و رله در نظر گرفته می شود.

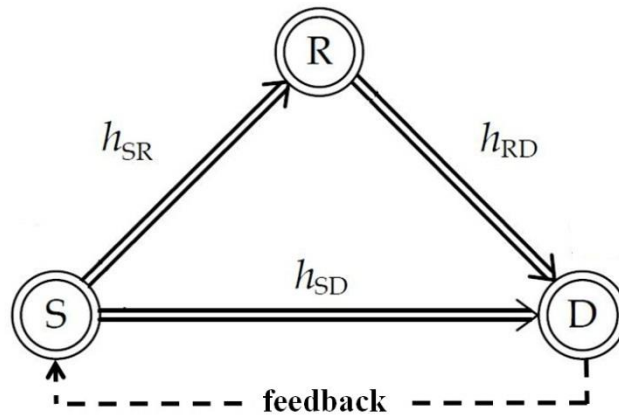
¹ Source

² Destination

³ Relay

⁴ Half-Duplex

⁵ Symbol



شکل ۳-۴- مدل سیستمی شبکه مشارکتی با ارسال وفقی داده ها

در مورد این ضرایب کانال فرض می‌کنیم که کانال دارای محوشدگی آهسته^۱ است. بدین ترتیب که ضرایب محوشدگی کانال در مدت زمان انتقال هر نماد ثابت می‌مانند ولی برای انتقال نماد بعدی به صورت تصادفی و مستقل با توزیع رایلی که در فصل دوم به آن اشاره گردید، تغییر می‌نماید. نویز جمع شونده سفید گوسی (AWGN) در مقصد به صورت n_{SD} و در رله به صورت n_{SR} مدل می‌شود.

در فاز دوم انتقال داده ها، رله داده های دریافتی در فاز اول را برای گره مقصد ارسال می‌نماید. شیوه ای که توسط آن رله به ارسال داده ها مبادرت می‌ورزد، به پروتکل استفاده شده توسط رله وابسته است. در این فصل سه پروتکل برای رله در نظر می‌گیریم و عملکرد سیستم را در هر حالت به طور جداگانه بررسی می‌نماییم. ابتدا پروتکل (AF) و سپس پروتکل (DF) را بررسی کرده و در نهایت اعمال مدولاسیون وفقی نرخ گسسته به رله ای با پروتکل (HDAF) را مورد بررسی قرار می‌دهیم. به منظور سنجش عملکرد شبکه مشارکتی با هر یک از طرح های ذکر شده، رابطه ی بسته ای برای احتمال خاموشی و بازده طیفی متوسط بر روی کانال بی سیم با محوشدگی رایلی را ارائه می‌دهیم.

۳-۴- طرح شبکه مشارکتی با رله AF

در حالتی که رله طرح AF را برای مشارکت با منبع برگزیند، در فاز دوم ارسال، رله سیگنال دریافتی از منبع را با بهره ای مشخص تقویت کرده و برای مقصد ارسال می‌نماید. در این حالت سیگنال دریافتی در گره D برابر است با:

$$y_{rd} = Gh_{rd}y_{sr} + n_{rd} \quad (۳-۶)$$

¹ Slow Fading

که در آن h_{rd} ضریب کانال بین رله و مقصد می‌باشد و n_{rd} نیز نویز جمع شونده گوسی در مقصد را مدل می‌نماید. همچنین G بهره تقویت رله نامیده می‌شود و از رابطه زیر بدست می‌آید [۴۲]:

$$G^2 = \frac{E_s}{E_s |h_{sr}|^2 + N_0} \quad (۷-۳)$$

در این رابطه E_s بیانگر متوسط انرژی هر سمبل و N_0 واریانس نویز می‌باشد. در انتها گره D یا همان مقصد سیگنالهای دریافتی از فازهای اول و دوم را به شیوه ترکیب با نسبت بیشینه^۱ (MRC) ترکیب نموده و از آن برای آشکار سازی داده ها استفاده می‌نماید. بدین ترتیب نسبت سیگنال به نویز مجموع در گره مقصد برابر است با [۴۱]:

$$\gamma_t^{AF} = \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{1 + \gamma_{sr} + \gamma_{rd}} \quad (۸-۳)$$

که در آن γ_{sd} و γ_{sr} و γ_{rd} به ترتیب نشان دهنده نسبت سیگنال به نویز لحظه ای^۲ بین گره مبدا و گره مقصد، گره مبدا و رله و همچنین نسبت سیگنال به نویز بین رله و گره مقصد می‌باشند و به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$\gamma_{sd} = \frac{|h_{sd}|^2 E_s}{N_0} \quad (۹-۳)$$

$$\gamma_{sr} = \frac{|h_{sr}|^2 E_s}{N_0} \quad (۱۰-۳)$$

$$\gamma_{rd} = \frac{|h_{rd}|^2 E_s}{N_0} \quad (۱۱-۳)$$

همچنین گیرنده با توجه به SNR بدست آمده از رابطه (۸-۳) و مقایسه آن با آستانه های بدست آمده از رابطه (۳-۳) شیوه ارسال جدید در بازه بعدی ارسال داده ها را تعیین می‌کند و توسط کانال پسخور نشان داده شده در شکل ۳-۴ به اطلاع فرستنده می‌رساند.

^۱ Maximum Ratio Combining (MRC)

^۲ Instantaneous SNR

۳-۴-۱ - محاسبه احتمال خاموشی برای رله AF

همانطور که در بخش ۳-۲ بدان اشاره گردید، زمانیکه SNR دریافتی کمتر از γ_1 باشد، فرستنده ارسال اطلاعات را متوقف کرده و خاموش باقی می ماند. احتمال اینکه SNR دریافتی از γ_1 کمتر باشد احتمال خاموشی نامیده می شود و از رابطه زیر بدست می آید [۴۱]:

$$P_{out}^{AF} = P_r[\gamma_t^{AF} < \gamma_1] = \int_0^{\gamma_1} P_{\gamma_t^{AF}}(\gamma) d\gamma \quad (۱۲-۳)$$

که در آن γ_t^{AF} همان SNR دریافتی کل در D می باشد و از رابطه (۳-۸) بدست می آید. همچنین نشان دهنده تابع چگالی احتمال^۱ (pdf) متغیر γ_t^{AF} می باشد. محاسبه pdf برای متغیر γ_t^{AF} بسیار دشوار می باشد [۴۳]، بنابراین برای اینکه مساله از لحاظ ریاضی قابل پیگیری باشد از قضیه ای که در [۴۴] معرفی شده است استفاده می کنیم.

$$\frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{1 + \gamma_{sr} + \gamma_{rd}} \leq \min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd}) \quad (۱۳-۳)$$

بدین ترتیب رابطه (۳-۸) را می توانیم به صورت زیر بازنویسی می کنیم:

$$\gamma_t^{AF} < \gamma_{sd} + \gamma_r = \gamma_{ub}^{AF} \quad (۱۴-۳)$$

در رابطه فوق $\gamma_r = \min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd})$ می باشد. حال بایستی pdf متغیر γ_{ub}^{AF} ، یعنی $P_{\gamma_{ub}^{AF}}$ را محاسبه نماییم. برای محاسبه $P_{\gamma_{ub}^{AF}}$ از روش تابع مولد ممان^۲ (MGF) استفاده می نماییم. تابع مولد ممان متغیر تصادفی X به صورت $M_x(s) = E\{e^{-sx}\}$ تعریف می شود که در آن E بیان کننده متوسط آماری^۳ (امید ریاضی) می باشد. همان طور که پیشتر بیان گردید، در کانال با محوشدگی رایلی γ دارای توزیع نمایی می باشد و در این حالت تابع مولد ممان γ برابر است با [۱]:

$$M_\gamma(s) = (1 + \bar{\gamma}s)^{-1} \quad (۱۵-۳)$$

که در آن $\bar{\gamma} = E\{|h|^2\} \frac{E_s}{N_0}$ می باشد. برای محاسبه MGF متغیر γ_{ub}^{AF} ، از آنجایی که γ_{sd} و γ_r از لحاظ آماری مستقل^۴ فرض می شوند، تابع مولد ممان را می توان به صورت زیر بیان نمود:

^۱ Probability Density Function (pdf)

^۲ Moment Generating Function (MGF)

^۳ Statistical Average

^۴ Statistically Independent

$$M_{\gamma_{ub}}(s) = M_{\gamma_{sd}}(s)M_{\gamma_r}(s) \quad (۱۶-۳)$$

همان طور که بیان شد γ_{sd} دارای توزیع نمایی است و طبق (۱۵-۳) تابع مولد ممان آن برابر است با :

$$M_{\gamma_{sd}}(s) = (1 + \bar{\gamma}_{sd} s)^{-1} \quad (۱۷-۳)$$

همچنین تابع توزیع تجمعی^۱ (CDF) برای متغیر γ_r به صورت زیر تعریف می شود [۴۱] :

$$F_{\gamma_r}(\gamma) = 1 - \Pr(\gamma_{sr} > \gamma) \Pr(\gamma_{rd} > \gamma) \quad (۱۸-۳)$$

که با گرفتن مشتق از رابطه فوق تابع چگالی احتمال متغیر γ_r به صورت زیر بدست می آید :

$$P_{\gamma_r}(\gamma) = \frac{1}{\tau} e^{-\frac{\gamma}{\tau}} \quad (۱۹-۳)$$

که در آن $\tau = \frac{\bar{\gamma}_{sr} \bar{\gamma}_{rd}}{\bar{\gamma}_{sr} + \bar{\gamma}_{rd}}$ می باشد. بنابراین تابع MGF برای γ_r برابر است با:

$$M_{\gamma_r}(s) = (1 + \tau s)^{-1} \quad (۲۰-۳)$$

حال با جایگذاری روابط (۱۷-۳) و (۲۰-۳) در رابطه (۱۶-۳) ، تابع مولد ممان برای متغیر γ_{ub} به صورت زیر حاصل می گردد :

$$M_{\gamma_{ub}}(s) = (1 + \bar{\gamma}_{sd} s)^{-1} (1 + \tau s)^{-1} \quad (۲۱-۳)$$

که با تجزیه رابطه فوق به کسرهای جزئی داریم :

$$M_{\gamma_{ub}}(s) = \alpha_1 (1 + \bar{\gamma}_{sd} s)^{-1} + \alpha_2 (1 + \tau s)^{-1} \quad (۲۲-۳)$$

که در آنها α_0 و α_1 به ترتیب از روابط زیر قابل حصول هستند :

$$\alpha_1 = (1 + \tau s)^{-1} \Big|_{s=\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}} = \frac{\bar{\gamma}_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd} - \tau} \quad (۲۳-۳)$$

$$\alpha_2 = (1 + \bar{\gamma}_{sd} s)^{-1} \Big|_{s=\frac{-1}{\tau}} = \frac{-\tau}{\bar{\gamma}_{sd} - \tau} \quad (۲۴-۳)$$

^۱ Cumulative Distribution Function (CDF)

اکنون با جایگذاری α_0 و α_1 در رابطه (۳-۲۲) می‌توان آنرا به صورت زیر بازنویسی نمود :

$$M_{\gamma_{ub}^{AF}}(s) = \frac{\frac{\alpha_1}{\bar{\gamma}_{sd}}}{\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} + s\right)} + \frac{\frac{\alpha_2}{\tau}}{\left(\frac{1}{\tau} + s\right)} \quad (۳-۲۵)$$

حال با استفاده از خواص عکس تبدیل لاپلاس ، تابع چگالی احتمال متغیر γ_{ub}^{AF} به صورت زیر بدست می‌آوریم :

$$P_{\gamma_{ub}^{AF}}(\gamma) = \frac{\alpha_1}{\bar{\gamma}_{rd}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{rd}}} + \frac{\alpha_2}{\tau} e^{-\frac{\gamma}{\tau}} \quad (۳-۲۶)$$

در نهایت با در اختیار داشتن $P_{\gamma_{ub}^{AF}}(\gamma)$ و جایگذاری رابطه (۳-۲۶) در رابطه (۳-۱۲) می‌توان رابطه بسته ای برای حد بالای احتمال خاموشی در شبکه مشارکتی با رله AF را به ترتیب زیر بدست آورد:

$$\begin{aligned} P_{out}^{AF} &= P_r[\gamma_{ub}^{AF} < \gamma_1] = 1 - P_r[\gamma_{ub}^{AF} > \gamma_1] = 1 - \int_{\gamma_1}^{\infty} P_{\gamma_{ub}^{AF}}(\gamma) d\gamma \\ &= 1 - \left(\alpha_1 e^{-\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_{sd}}} + \alpha_2 e^{-\frac{\gamma_1}{\tau}} \right) \end{aligned} \quad (۳-۲۷)$$

۳-۴-۲- محاسبه بازده طیفی متوسط برای رله AF

برای مدولاسیون وقتی M-QAM نرخ گسسته ، بازده طیفی متوسط به صورت مجموع وزن دار نرخ ارسالی در هر ناحیه تعریف می‌شود. منظور از وزن هر ناحیه ، احتمال اینکه SNR دریافتی در آن ناحیه قرار بگیرد می‌باشد. بازده طیفی متوسط در حالت کلی را می‌توان به صورت زیر فرمول نویسی نمود [۴۵] :

$$\frac{R}{B} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N-1} b_n \delta_n \quad (۳-۲۸)$$

که در آن $b_n = \log_2(M_n)$ نرخ ارسالی برای ناحیه n ام می‌باشد و ضریب $\frac{1}{2}$ از این رو اضافه شده است که ارسال داده ها در دو فاز مجزا انجام می‌پذیرد. همچنین δ_n بیانگر احتمال حضور SNR دریافتی در ناحیه n ام است. کاملاً واضح است که احتمال حضور SNR دریافتی در هر ناحیه به طرح استفاده شده توسط رله بستگی دارد.

بدین منظور احتمال حضور SNR دریافتی در ناحیه n ام ، زمانیکه شبکه مشارکتی شامل رله AF می باشد را با δ_n^{AF} نمایش می دهیم. با محاسباتی شبیه آنچه برای یافتن احتمال خاموشی بیان گردید و با استفاده از تابع مولد ممان ، می توان δ_n^{AF} را به صورت زیر بدست آورد :

$$\delta_n^{AF} = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P_{\gamma_t^{AF}}(\gamma) d\gamma = \alpha_1 \left(e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{sd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right) + \alpha_2 \left(e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{rd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{rd}}} \right) \quad (29-3)$$

که در آن α_1 و α_2 به ترتیب در روابط (23-3) و (24-3) تعریف شده اند. حال با جایگذاری رابطه (29-3) در رابطه (28-3) رابطه بسته ای برای بهره وری طیفی یک شبکه مشارکتی با رله AF بدست می آید.

۳-۵- طرح شبکه مشارکتی با رله DF

در حالتی که رله با پروتکل DF به مشارکت با گره منبع پردازد، ارسال داده ها توسط رله به نسبت سیگنال به نویز لحظه ای بین منبع و رله (γ_{sr}) بستگی پیدا می کند. همان طور که در فصل دو اشاره شد طرح DF دارای دو نوع ثابت و وقفی می باشد. در این جا فرض می کنیم که رله طرح DF وقفی را بکار می گیرد یعنی زمانیکه بتواند سیگنال ارسالی از منبع را به درستی آشکار کند ، اقدام به دیکد کردن داده ها ، کدگذاری دوباره و ارسال آن به سوی مقصد نماید و در غیر این صورت ارسالی انجام ندهد. بر این اساس فرض می کنیم اگر γ_{sr} از یک مقدار آستانه بزرگتر باشد ($\gamma_{sr} > \gamma_T$) رله قادر به آشکار سازی سیگنال ارسالی از جانب منبع خواهد بود و در این حالت به ارسال داده ها در فاز دوم مبادرت خواهد ورزید و چنانچه $\gamma_{sr} \leq \gamma_T$ باشد ، هیچ سیگنالی در فاز دوم توسط رله ارسال نخواهد شد. با توجه به سناریوی ذکر شده و همچنین با فرض اینکه گره مقصد برای ترکیب سیگنال های فاز اول و دوم از شیوه ترکیب با نسبت بیشینه (MRC) استفاده نماید ، نسبت سیگنال به نویز دریافتی در مقصد را می توان به شکل زیر بیان نمود :

$$\gamma_t^{DF} = \begin{cases} \gamma_{sd} + \gamma_{rd} & \gamma_{sr} > \gamma_T \\ \gamma_{sd} & \gamma_{sr} \leq \gamma_T \end{cases} \quad (30-3)$$

در رابطه فوق γ_{sd} نسبت سیگنال به نویز لحظه ای مسیر بین منبع و مقصد و γ_{rd} نیز نسبت سیگنال به نویز لحظه ای مسیر بین رله و مقصد می باشند که به ترتیب در (9-3) و (11-3) تعریف شده اند. همچنین γ_T نسبت سیگنال به نویز آستانه می باشد که معمولا به صورت $\gamma_T = 2^R - 1$ در نظر گرفته می شود [45]. در این رابطه R نرخ ارسال آستانه می باشد و مقدار آن با توجه به کاربرد شبکه انتخاب می گردد.

۳-۵-۱- محاسبه احتمال خاموشی برای رله DF

همانند احتمال خاموشی برای رله AF، در اینجا نیز واضح است که اگر SNR دریافتی در گیرنده از γ_1 بدست آمده در رابطه (۳-۳) کمتر شود، ارسالی انجام نخواهد شد و فرستنده خاموش باقی خواهد ماند. بنابر این احتمال خاموشی برای شبکه با رله DF را به صورت زیر می‌توان بیان نمود:

$$P_{out}^{DF} = P_r[\gamma_t^{DF} < \gamma_1] = \int_0^{\gamma_1} P_{\gamma_t^{DF}}(\gamma) d\gamma \quad (۳۱-۳)$$

که در این رابطه $P_{\gamma_t^{DF}}(\gamma)$ تابع چگالی احتمال متغیر γ_t^{DF} می‌باشد. از آنجایی که متغیر γ_t^{DF} دارای دو ضابطه می‌باشد احتمال خاموشی برای شبکه همیار با رله DF را به صورت زیر می‌توان باز نویسی نمود:

$$P_{out}^{DF} = P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T) P_r((\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_1 | \gamma_{sr} > \gamma_T) + P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T) P_r(\gamma_{sd} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) \quad (۳۲-۳)$$

که در آن γ_{sd} ، γ_{sr} و γ_{rd} همان طور که قبلا اشاره شد بیانگر SNR لحظه ای بین $S-D$ ، $S-R$ و $R-D$ می‌باشند. همچنین نشان دهنده SNR آستانه برای نحوه عملکرد رله DF می‌باشد. برای محاسبه این رابطه بایستی توجه داشت که هر چهار پارامتر معرفی شده، یعنی γ_{sd} ، γ_{sr} ، γ_{rd} و γ_T مستقل از یکدیگر فرض می‌شوند. بنابراین با توجه به این که کانال رایلی در نظر گرفته شده است و در کانال رایلی SNR ها دارای توزیع نمایی هستند $[P(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp(-\frac{\gamma}{\gamma})]$ ، هر یک از عبارت های $P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T)$ ، $P_r(\gamma_{sd} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ و $P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ را به صورت زیر می‌توان محاسبه نمود:

$$P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T) = e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma_{sr}}} \quad (۳۳-۳)$$

$$P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T) = 1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma_{sr}}} \quad (۳۴-۳)$$

$$P_r(\gamma_{sd} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) = P_r(\gamma_{sd} \leq \gamma_1) = 1 - e^{-\frac{\gamma_1}{\gamma_{sd}}} \quad (۳۵-۳)$$

همچنین عبارت $P_r((\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_1 | \gamma_{sr} > \gamma_T)$ را با توجه به نتایج بدست آمده از بخش ۳-۴-۱ و در روندی مشابه با آنچه بیان شد می‌توان به صورت زیر محاسبه نمود:

$$P_r((\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_1 | \gamma_{sr} > \gamma_T) = P_r((\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_1) = 1 - (\alpha_3 e^{-\frac{\gamma_1}{\gamma_{sd}}} + \alpha_4 e^{-\frac{\gamma_1}{\gamma_{rd}}}) \quad (۳۶-۳)$$

که در آن α_3 و α_4 به ترتیب عبارتند از :

$$a_3 = \frac{\bar{\gamma}_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd} - \bar{\gamma}_{rd}} \quad (37-3)$$

$$a_4 = \frac{-\bar{\gamma}_{rd}}{\bar{\gamma}_{sd} - \bar{\gamma}_{rd}} \quad (38-3)$$

در نهایت با جایگذاری روابط (33-3) ، (34-3) ، (35-3) و (36-3) در رابطه (32-3) می توان فرم بسته ای برای احتمال خاموشی شبکه مشارکتی با رله DF در کانال محوشونده رایلی و در حضور مدولاسیون نرخ گسسته *M-QAM* بدست آورد.

3-5-2 - محاسبه بازده طیفی متوسط برای رله DF

همان طور که بیان شد ، بازده طیفی متوسط در یک شبکه مشارکتی با مدولاسیون وقتی *M-QAM* نرخ گسسته از رابطه کلی (28-3) بدست می آید اما احتمال حضور SNR دریافتی در ناحیه n ام به طرح استفاده شده توسط رله بستگی دارد. در این بخش محاسبات لازم برای بدست آوردن این احتمال ، زمانیکه رله با پروتکل DF کار می کند را ارائه می دهیم. بدین منظور بایستی رابطه زیر را محاسبه نماییم :

$$\delta_n^{DF} = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P_{\gamma_t^{DF}}(\gamma) d\gamma \quad (39-3)$$

از آنجایی که SNR دریافتی در شبکه مشارکتی با رله DF دو ضابطه ای است ، رابطه (39-3) را به صورت زیر باز نویسی می نماییم :

$$\delta_n^{DF} = P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T) P_r(\gamma_n < (\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} > \gamma_T) + P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T) P_r(\gamma_n < \gamma_{sd} < \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) \quad (40-3)$$

در رابطه اخیر با در نظر گرفتن رایلی بودن کانال محوشونده ، حاصل عبارت های $P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T)$ و $P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ همانند حالت قبل و از روابط (33-3) و (34-3) بدست می آیند. همچنین عبارت $P_r(\gamma_n < \gamma_{sd} < \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ را با توجه به مستقل بودن متغیر های γ_{sd} و γ_{sr} به صورت زیر می توان محاسبه نمود:

$$\begin{aligned} P_r(\gamma_n < \gamma_{sd} < \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) &= P_r(\gamma_n < \gamma_{sd} < \gamma_{n+1}) \\ &= \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(\frac{-\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) d\gamma = e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{sd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \end{aligned} \quad (41-3)$$

برای محاسبه عبارت $P_r(\gamma_n < (\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} > \gamma_T)$ نیز بایستی مجدداً روند یافتن تابع توزیع احتمال متغیر $\gamma_{sd} + \gamma_{rd}$ را با استفاده از تابع مولد ممان دنبال نمود که در اینجا فقط به نتایج آن اشاره می‌گردد و از تکرار روند محاسبه پرهیز می‌گردد :

$$\begin{aligned} P_r(\gamma_n < (\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} > \gamma_T) &= P_r(\gamma_n < (\gamma_{sd} + \gamma_{rd}) \leq \gamma_{n+1}) \\ &= \alpha_3 \left(e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{sd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right) + \alpha_4 \left(e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{rd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{rd}}} \right) \end{aligned} \quad (42-3)$$

که در آن α_3 و α_4 به ترتیب در (37-3) و (38-3) تعریف شده اند. با جایگذاری روابط (33-3)، (34-3)، (41-3) و (42-3) در رابطه (40-3) احتمال حضور SNR دریافتی در ناحیه n ام، زمانیکه رله در شبکه مشارکتی از طرح DF استفاده می‌کند محاسبه خواهد. اکنون با جایگذاری رابطه (40-3) در رابطه (28-3) می‌توان فرم بسته ای برای بازده طیفی متوسط شبکه مشارکتی با رله DF در کانال محوشونده رایلی و در حضور مدولاسیون نرخ گسسته M -QAM بدست آورد.

۳-۶- طرح شبکه مشارکتی با رله HDAF

پروتکل ترکیبی HDAF به طور همزمان از ترکیب هر دو پروتکل AF و DF استفاده می‌نماید. زمانیکه رله از پروتکل HDAF استفاده می‌کند، نحوه ارسال اطلاعات را با توجه به γ_{sr} و همچنین میزان آستانه γ_T انتخاب می‌کند. بدین ترتیب که اگر $\gamma_{sr} > \gamma_T$ باشد، رله اقدام به رمزگشایی سیگنال دریافتی از منبع و سپس رمز گذاری و ارسال مجدد آن به سوی مقصد می‌کند (شبیه طرح DF). اما در صورتی که رله قادر به رمزگشایی سیگنال دریافتی از منبع نباشد یعنی $\gamma_{sr} \leq \gamma_T$ باشد، در این حالت سیگنال دریافتی را تنها تقویت کرده و ارسال می‌نماید (شبیه طرح AF). در این حالت نیز اگر فرض کنیم گره مقصد برای ترکیب سیگنال های فاز اول و دوم از شیوه ترکیب با نسبت بیشینه را استفاده نماید، نسبت سیگنال به نویز دریافتی در مقصد را می‌توان به صورت زیر نمایش داد :

$$\gamma_t^{HDAF} = \begin{cases} \gamma_{sd} + \gamma_{rd} & \gamma_{sr} > \gamma_T \\ \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{1 + \gamma_{sr} + \gamma_{rd}} & \gamma_{sr} \leq \gamma_T \end{cases} \quad (43-3)$$

با کمی دقت در رابطه فوق متوجه می‌شویم که SNR دریافتی در گیرنده، زمانیکه $\gamma_{sr} > \gamma_T$ باشد مشابه حالتی است که در شبکه مشارکتی با رله DF بیان شد و به همین ترتیب زمانی که $\gamma_{sr} \leq \gamma_T$ باشد SNR دریافتی در مقصد D با حالتی که شبکه مشارکتی با رله AF وجود داشت برابر می‌شود. بنابراین در اینجا نیز مشابه مباحثی که برای شبکه مشارکتی با رله AF بیان شد، برای اینکه مساله از لحاظ ریاضی قابل پیگیری باشد بایستی (۳-۴۳) را به صورت زیر بازنویسی نماییم:

$$\gamma_{ub}^{HDAF} = \begin{cases} \gamma_{sd} + \gamma_{rd} & \gamma_{sr} > \gamma_T \\ \gamma_{sd} + \gamma_r & \gamma_{sr} \leq \gamma_T \end{cases} \quad (۳-۴۴)$$

که در آن همانطور که در بخش ۳-۴-۱ ذکر شد برابر $\gamma_r = \min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd})$ می‌باشد. در ادامه برای ساده تر شدن نماد گذاری روابط ریاضی $\gamma_{DF}^{HDAF} = \gamma_{sd} + \gamma_{rd}$ و $\gamma_{AF}^{HDAF} = \gamma_{sd} + \gamma_r$ را در نظر می‌گیریم و برای واضح شدن نمادگذاری جدید SNR دریافتی در D را در شبکه مشارکتی با رله HDAF به صورت زیر نشان می‌دهیم:

$$\gamma_{ub}^{HDAF} = \begin{cases} \gamma_{DF}^{HDAF} & \gamma_{sr} > \gamma_T \\ \gamma_{AF}^{HDAF} & \gamma_{sr} \leq \gamma_T \end{cases} \quad (۳-۴۵)$$

۳-۶-۱- محاسبه احتمال خاموشی برای رله HDAF

چنانچه پیشتر نیز بیان گردید، زمانیکه SNR دریافتی در D کمتر از مقدار آستانه γ_1 گردد، فرستنده ساکت مانده و ارسالی اتفاق نمی‌افتد. در یک شبکه مشارکتی با رله HDAF، احتمال اینکه فرستنده ارسالی انجام ندهد برابر است با:

$$P_{out}^{HDAF} = P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T) P_r(\gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_1 | \gamma_{sr} > \gamma_T) + P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T) P_r(\gamma_{AF}^{HDAF} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) \quad (۳-۴۶)$$

بار دیگر یادآور می‌شویم که کانال محو شونده از نوع رایلی و متغیرهای γ_{sd} ، γ_{sr} و γ_{rd} مستقل از یکدیگر فرض می‌شوند. از این رو عبارت های $P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T)$ و $P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ همانند قبل از (۳-۳۳) و (۳-۳۴) قابل محاسبه هستند. همچنین عبارت $P_r(\gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_1 | \gamma_{sr} > \gamma_T)$ به دلیل استقلال ذکر شده بین متغیرها، به صورتی که در بخش ۳-۵-۲ عنوان گردید ساده و محاسبه می‌گردد و در اینجا جهت سهولت در مرجع دادن رابطه، نتیجه آن بازنویسی می‌گردد:

$$P_r(\gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_1 | \gamma_{sr} > \gamma_T) = 1 - (\alpha_3 e^{-\frac{\gamma_1}{\gamma_{sd}}} + \alpha_4 e^{-\frac{\gamma_1}{\gamma_{rd}}}) \quad (۳-۴۷)$$

که در آن α_3 و α_4 همان روابط تعریف شده در (۳-۳۷) و (۳-۳۸) می‌باشند. برای محاسبه عبارت $P_r(\gamma_{AF}^{HDAF} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ آن را به صورت زیر باز نویسی می‌نماییم:

$$\begin{aligned} P_r(\gamma_{AF}^{HDAF} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) &= P_r((\gamma_{sd} + \gamma_r) < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) \\ &= P_r((\gamma_{sd} + \min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd})) < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) \end{aligned} \quad (۴۸-۳)$$

با توجه به رابطه اخیر، به وضوح مشخص است که این احتمال شرطی را نمی‌توان به راحتی ساده کرد و همانند سایر احتمال‌هایی که تا اینجا با آنها برخورد داشتیم حل نمود. در ادامه برای ساده تر کردن مساله فرض می‌کنیم که همیشه $\gamma_1 \leq \gamma_T$ باشد. با این فرض می‌توان نوشت:

$$P_r(\gamma_{AF}^{HDAF} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) = \int_0^{\gamma_1} P_{\gamma_{AF}^{HDAF}}(\gamma | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) d\gamma \quad (۴۹-۳)$$

که در آن $P_{\gamma_{AF}^{HDAF}}(\gamma | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ تابع چگالی احتمال شرطی متغیر γ_{AF}^{HDAF} می‌باشد. این تابع چگالی احتمال شرطی را به طریق زیر می‌توان محاسبه نمود [۴۶]:

$$\begin{aligned} P_{\gamma_{AF}^{HDAF}}(\gamma | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) &= \int_0^{\gamma} P_{\gamma_{sr}}(\gamma - x | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) P_{\gamma_r}(x | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) dx \\ &= \int_0^{\gamma} P_{\gamma_{sr}}(\gamma - x) P_{\gamma_r}(x | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) dx \end{aligned} \quad (۵۰-۳)$$

لازم به یادآوری است که در روابط فوق $\gamma_r = \min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd})$ می‌باشد. احتمال شرطی $P_{\gamma_r}(x | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ را طبق [۴۷] به صورت زیر می‌توان محاسبه نمود:

$$\begin{aligned} P_{\gamma_r}(x | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) &= \frac{\partial}{\partial \gamma} \left[\frac{P_r\{\min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd}) \leq x, \gamma_{sr} \leq \gamma_T\}}{P_r\{\gamma_{sr} \leq \gamma_T\}} \right] \\ &= \frac{\mu e^{-\mu x} - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma_{sr}}} \frac{1}{\gamma_{rd}} e^{-\frac{x}{\gamma_{rd}}}}{1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\gamma_{sr}}}} \end{aligned} \quad (۵۱-۳)$$

که در آن $\mu = \frac{\bar{\gamma}_{sr} + \bar{\gamma}_{rd}}{\bar{\gamma}_{sr} \bar{\gamma}_{rd}}$ می‌باشد. حال با جایگذاری (۵۱-۳) در رابطه (۵۰-۳) تابع چگالی احتمال شرطی متغیر γ_{AF}^{HDAF} به صورت زیر حاصل می‌گردد:

$$P_{AF}^{HDAF}(\gamma | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) = \frac{\frac{\mu}{v} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) - \frac{\mu}{v} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \exp(-\mu\gamma) - \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} - \bar{\gamma}_{rd}} \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \left(\exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)\right)}{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}_{sr}}\right)} \quad (52-3)$$

در رابطه فوق ضریب $v = \mu - \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}$ تعریف می‌شود. اکنون با داشتن تابع چگالی احتمال شرطی و جایگذاری آن در رابطه (۴۹-۳)، عبارت $P_r(\gamma_{AF}^{HDAF} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ را می‌توان به صورت زیر محاسبه نمود:

$$P_r(\gamma_{AF}^{HDAF} < \gamma_1 | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) = \frac{\frac{\mu}{v} \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)\right) - \frac{1}{v} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} (1 - \exp(-\mu\gamma_1)) - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \left[1 - \frac{\bar{\gamma}_{sd} \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)}{\bar{\gamma}_{sd} - \bar{\gamma}_{rd}} + \frac{\bar{\gamma}_{rd} \exp\left(-\frac{\gamma_1}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)}{\bar{\gamma}_{sd} - \bar{\gamma}_{rd}}\right]}{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}_{sr}}\right)} \quad (53-3)$$

در نهایت با جایگذاری (۳۳-۳)، (۳۴-۳)، (۴۷-۳) و (۵۳-۳) در رابطه (۴۶-۳) فرم بسته ای برای احتمال خاموشی شبکه مشارکتی با رله HDAF در کانال با محوشدگی رایلی بدست می‌آوریم.

۳-۶-۲- محاسبه بازده طیفی متوسط برای رله HDAF

در اینجا نیز برای یافتن بازده طیفی متوسط از رابطه کلی (۲۸-۳) استفاده می‌کنیم. بدین منظور ابتدا احتمال قرار گرفتن SNR دریافتی در D زمانیکه رله موجود در شبکه مشارکتی از پروتکل HDAF استفاده می‌کند را محاسبه می‌نماییم و سپس با جایگذاری آن در رابطه (۲۸-۳) بازده طیفی متوسط را برای یک شبکه مشارکتی HDAF که از مدولاسیون وقفی M-QAM نرخ گسسته استفاده می‌نماید، بدست می‌آوریم.

احتمال قرار گرفتن SNR دریافتی در ناحیه n ام در یک شبکه مشارکتی با رله HDAF برابر است با:

$$\delta_n^{HDAF} = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P_{\gamma_t}^{HDAF}(\gamma) d\gamma \quad (54-3)$$

در اینجا باز هم برای اینکه مساله از لحاظ ریاضی قابل پیگیری باشد، بجای مقدار دقیق از حد بالای زیر استفاده می‌نماییم:

$$\delta_n^{HDAF} = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P_{\gamma_{ub}}^{HDAF}(\gamma) d\gamma \quad (55-3)$$

و از آنجایی که γ_{ub}^{HDAF} یک رابطه دو ضابطه ای است ، (۵۵-۳) را به صورت زیر بازنویسی می نماییم :

$$\begin{aligned} \delta_n^{HDAF} &= P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T) P_r(\gamma_n < \gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} > \gamma_T) \\ &+ P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T) P_r(\gamma_n < \gamma_{AF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) \end{aligned} \quad (۵۶-۳)$$

به وضوح مشخص است که در رابطه فوق عبارت های $P_r(\gamma_{sr} > \gamma_T)$ و $P_r(\gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ به ترتیب از روابط (۳۳-۳) و (۳۴-۳) قابل محاسبه می باشند. همچنین عبارت $P_r(\gamma_n < \gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} > \gamma_T)$ را نیز به خاطر شباهت با حالت شبکه مشارکتی با رله DF به صورت زیر می توان ساده و محاسبه نمود :

$$\begin{aligned} P_r(\gamma_n < \gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} > \gamma_T) \\ = P_r(\gamma_n < \gamma_{DF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1}) = \alpha_3 \left(e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{sd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right) + \alpha_4 \left(e^{-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{rd}}} - e^{-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{rd}}} \right) \end{aligned} \quad (۵۷-۳)$$

که در آن α_3 و α_4 به ترتیب در (۳۷-۳) و (۳۸-۳) تعریف شده اند. همچنین برای محاسبه عبارت $P_r(\gamma_n < \gamma_{AF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T)$ داریم :

$$P_r(\gamma_n < \gamma_{AF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} P_{\gamma_{AF}^{HDAF}}(\gamma | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) d\gamma \quad (۵۸-۳)$$

که با توجه به نتایج حاصل از بخش قبل و همچنین جایگذاری (۵۲-۳) در (۵۸-۳) می توان نوشت :

$$P_r(\gamma_n < \gamma_{AF}^{HDAF} \leq \gamma_{n+1} | \gamma_{sr} \leq \gamma_T) = \frac{\frac{\mu}{v} \left(\exp\left(-\frac{\gamma_n}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) - \exp\left(-\frac{\gamma_{n+1}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \right) - \frac{1}{v} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \left(\exp(-\mu\gamma_n) - \exp(-\mu\gamma_{n+1}) \right) - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) [P_r(\gamma_n \leq \gamma_{DF}^{HDAF} < \gamma_{n+1})]}{1 - \exp\left(-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}_{sr}}\right)} \quad (۵۹-۳)$$

با جایگذاری روابط (۳۳-۳) ، (۳۴-۳) ، (۵۷-۳) و (۵۹-۳) در رابطه (۵۶-۳) احتمال حضور SNR دریافتی در ناحیه n ام ، زمانیکه رله در شبکه مشارکتی از پروتکل HDAF استفاده می کند محاسبه خواهد. در نهایت پس از جایگذاری رابطه (۵۶-۳) در رابطه (۲۸-۳) می توان فرم بسته ای برای بازده طیفی متوسط شبکه مشارکتی با رله HDAF در کانال محوشونده رایلی و در حضور مدولاسیون نرخ گسسته *M-QAM* بدست آورد.

۳-۷- نتایج عددی

در این بخش از پایان نامه برای بدست آوردن دید شهودی، اعتبار سنجی نتایج تئوری حاصل از بخش های قبل و مقایسه نتایج بدست آمده برای عملکرد شبکه های مشارکتی با طرح های مختلف، به طور جداگانه به مطالعه عددی شبکه مخابراتی مشارکتی با رله AF، DF و HDAF می پردازیم و در هر حالت احتمال خاموشی و همچنین بازده طیفی متوسط شبکه مشارکتی با مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته را در کانال بی سیم با محوشوندگی رایلی بدست می آوریم.

در اینجا لازم به ذکر است که مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته روی کانال با مدل رایلی پیش از این در [۴۱] مورد مطالعه قرار گرفته بود. از این رو برای اعتبار سنجی نتایج عددی این بخش ابتدا برنامه نوشته شده با نرم افزار متلب را برای پیاده سازی شبکه مشارکتی با رله AF و پارامترهای شبکه عنوان شده در مرجع [۴۱] تنظیم نمودیم که حاصل کار تطابق کامل نتایج بود.

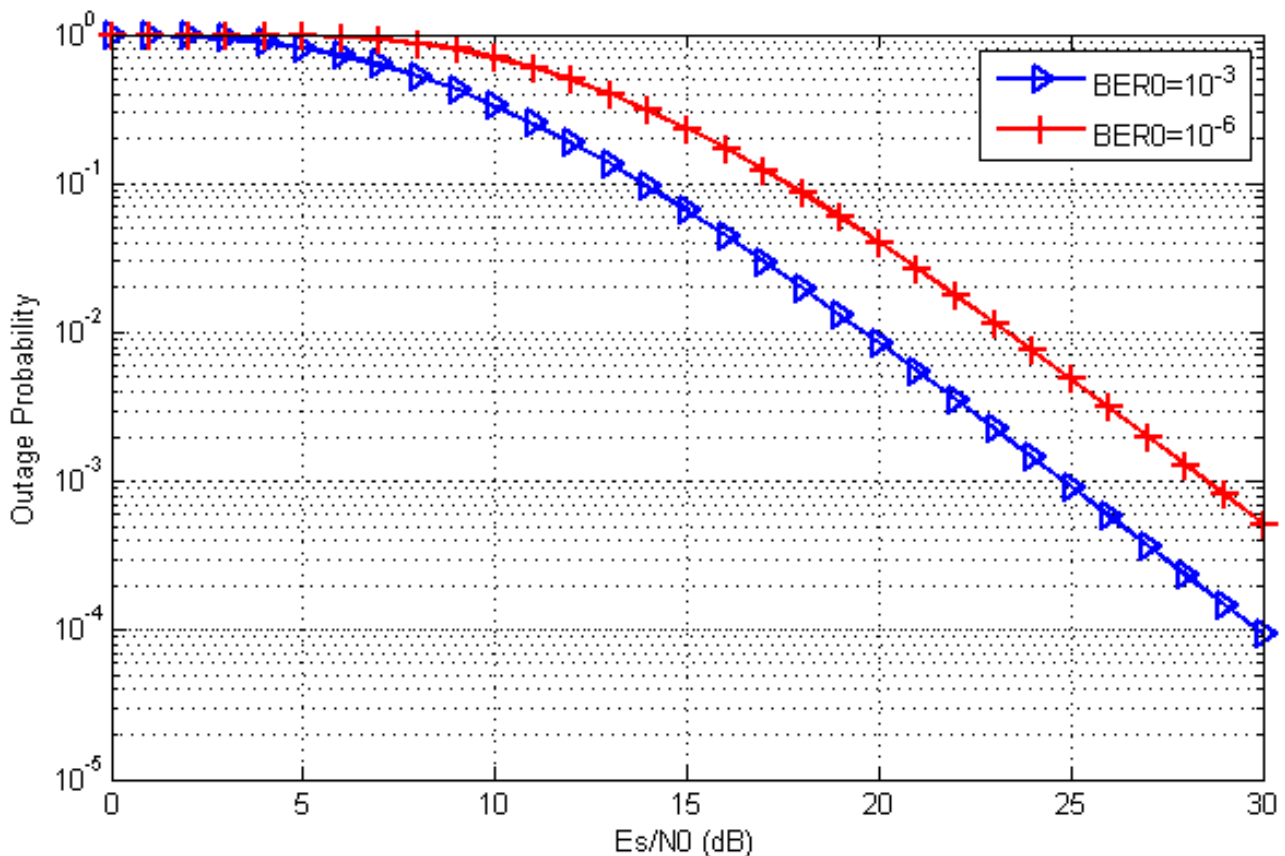
سپس اقدام به شبیه سازی سایر شبکه های مشارکتی نمودیم که نتایج این مطالعات عددی در ادامه آورده شده است. در هر یک از شبیه سازی ها، احتمال خاموشی و یا بازده طیفی شبکه را در شرایط مختلف، بر حسب نسبت سیگنال به نویز دریافتی در گیرنده ترسیم نموده ایم.

لازم به یادآوری است که خاموشی در شبکه زمانی اتفاق می افتد که SNR دریافتی در گره D از مقدار عددی γ_1 که از رابطه (۳-۳) بدست می آید کمتر باشد. این مقادیر عددی به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ برابر $\gamma_1 = 4.7748 \text{ dB}$ و به ازای $BER_0 = 10^{-6}$ برابر $\gamma_1 = 11.2975 \text{ dB}$ می باشند. در هر شبیه سازی پارامترهای شبکه به صورت زیر تنظیم می گردد:

$$\bar{\gamma}_{sd} = 0.8 \frac{E_s}{N_0}$$
$$\bar{\gamma}_{sr} = 0.2 \frac{E_s}{N_0}$$
$$\bar{\gamma}_{rd} = 0.6 \frac{E_s}{N_0}$$

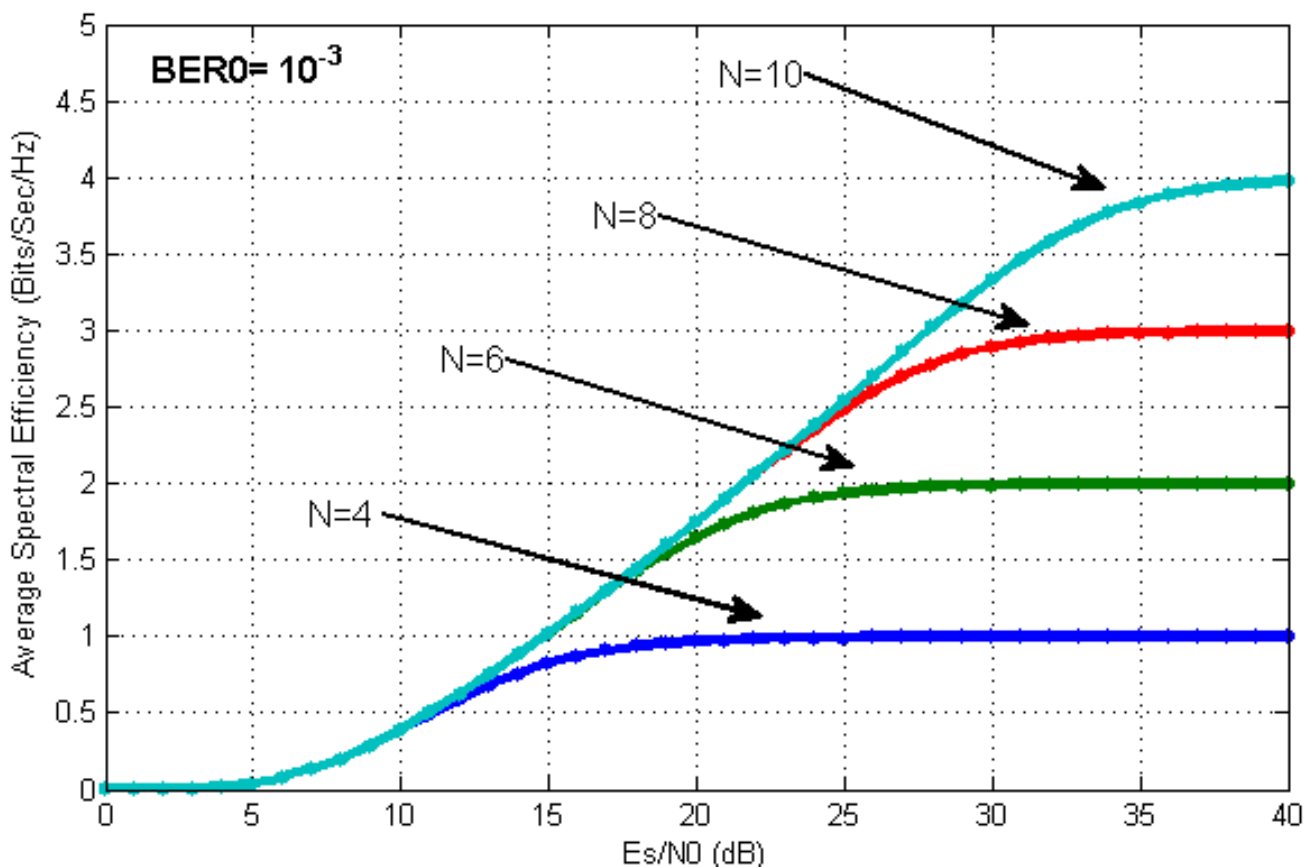
که در آن $\frac{E_s}{N_0}$ متوسط SNR دریافتی در گیرنده در نظر گرفته شده است. در ادامه نتایج عددی بدست آمده در شبیه سازی ها به همراه توضیحات لازم برای هریک از آنها آورده شده است.

شکل ۳-۵ احتمال خاموشی را برای یک شبکه مشارکتی با رله AF نشان می‌دهد. احتمال خاموشی برای شبکه مشارکتی با رله AF آنچنان که بیان شد از رابطه (۳-۱۲) حاصل می‌گردد. همان طور که از شکل مشخص می‌باشد، هر چه BER_0 کمتر انتخاب شود به همان میزان احتمال خاموشی افزایش پیدا می‌کند. همچنین با توجه به شکل ملاحظه می‌گردد که احتمال خاموشی در SNR های پایین بسیار زیاد و نزدیک به یک می‌باشد و در اغلب موارد ارسالی از جانب فرستنده صورت نمی‌گیرد. اما با افزایش تدریجی SNR احتمال خاموشی کمتر شده و کیفیت ارتباط در شبکه بهتر می‌گردد.



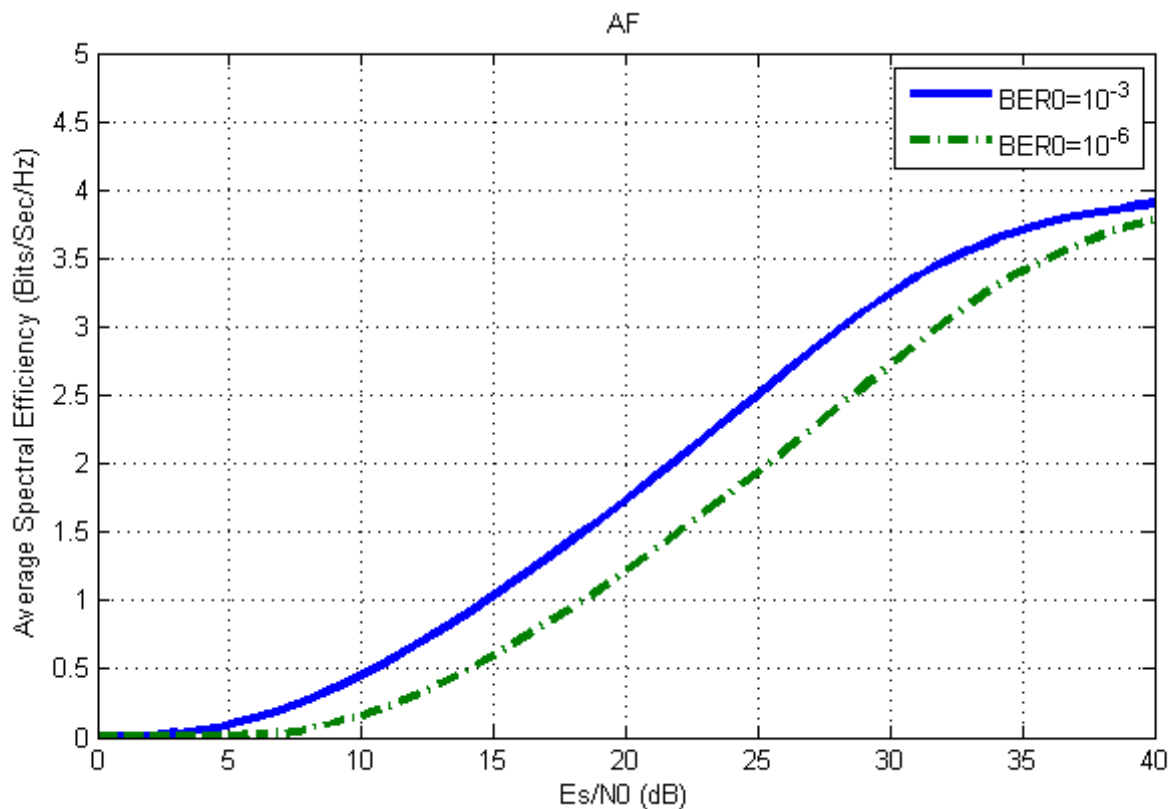
شکل ۳-۵- احتمال خاموشی بر حسب SNR دریافتی در شبکه مشارکتی با رله AF به ازای دو مقدار مختلف BER_0

شکل ۳-۶ نشان دهنده بازده طیفی متوسط در یک شبکه مشارکتی با رله AF هنگام استفاده از مدولاسیون ولفی M-QAM نرخ گسسته می‌باشد. در این شکل $BER_0 = 10^{-3}$ در نظر گرفته شده است و بازده طیفی متوسط برای چندین حالت تقسیم بندی نواحی SNR دریافتی ترسیم گردیده است. همان طور که در شکل دیده می‌شود، هر چه تعداد نواحی قابل انتخاب بیشتری در اختیار فرستنده قرار داشته باشد، میزان بازده طیفی متوسط در شبکه مشارکتی بیشتر خواهد بود چرا که در نهایت مرتبه مدولاسیون استفاده شده توسط فرستنده نیز بالاتر خواهد بود و از آنجایی که در مدولاسیون ولفی M-QAM بازده طیفی به صورت $\log_2 M$ تعریف می‌شود، هرچه مرتبه مدولاسیون بالاتر باشد، بازده طیفی نیز بالاتر خواهد بود اما با توجه به شکل ۳-۶ ملاحظه می‌شود که دستیابی به بازده طیفی بالا در SNR های بالا صورت می‌پذیرد.



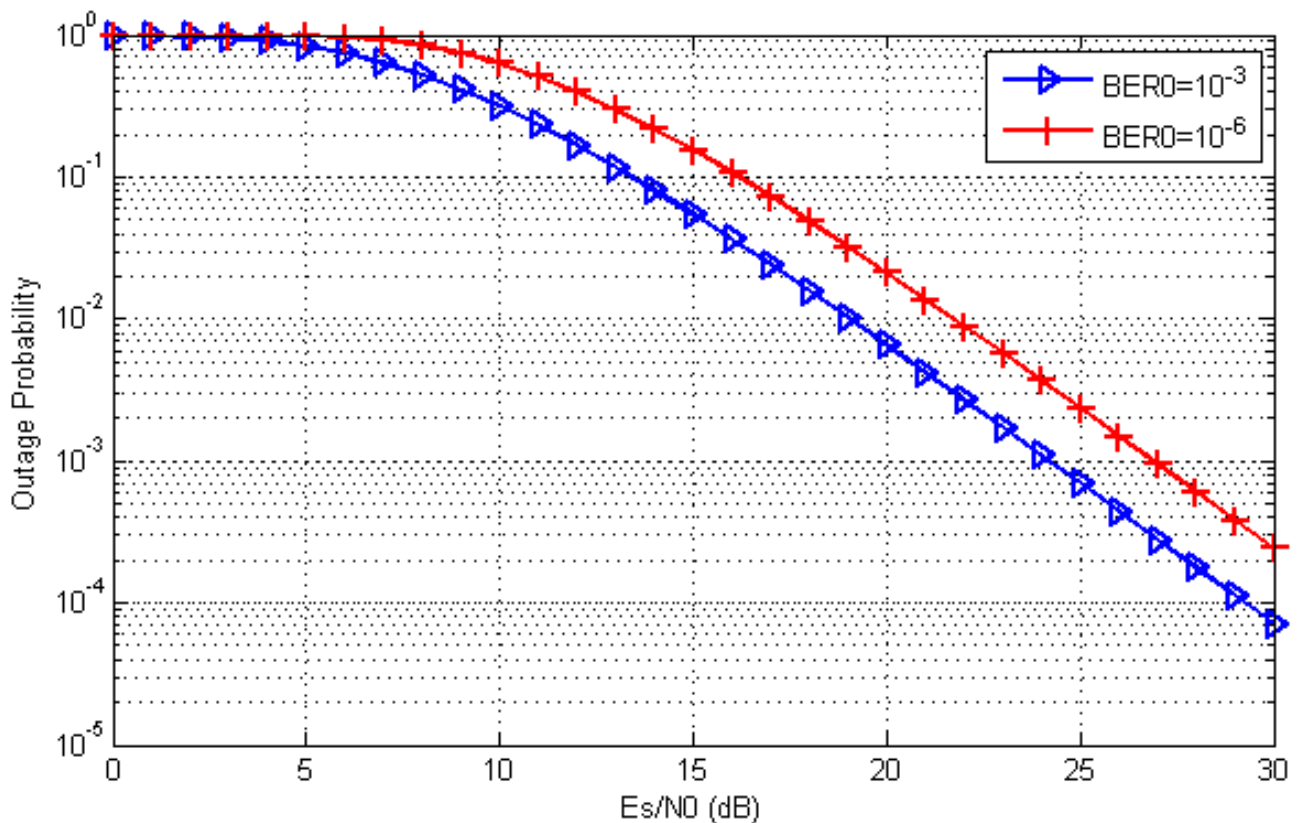
شکل ۳-۶- بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله AF به ازای مقادیر متفاوت N

بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله AF به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ و همچنین $BER_0 = 10^{-6}$ در شکل ۷-۳ به تصویر کشیده شده است. در این شبیه سازی فرض شده است که فرستنده امکان تنظیم نرخ ارسال را از مجموعه $M = \{ 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256 \}$ دارد. همانطور که انتظار می رود و در شکل ۷-۳ نیز ملاحظه می گردد، زمانیکه BER هدف مقدار کمتری داشته باشد، برای دستیابی به بازده طیفی بالا نیاز به مقادیر بیشتری SNR در گیرنده می باشد.



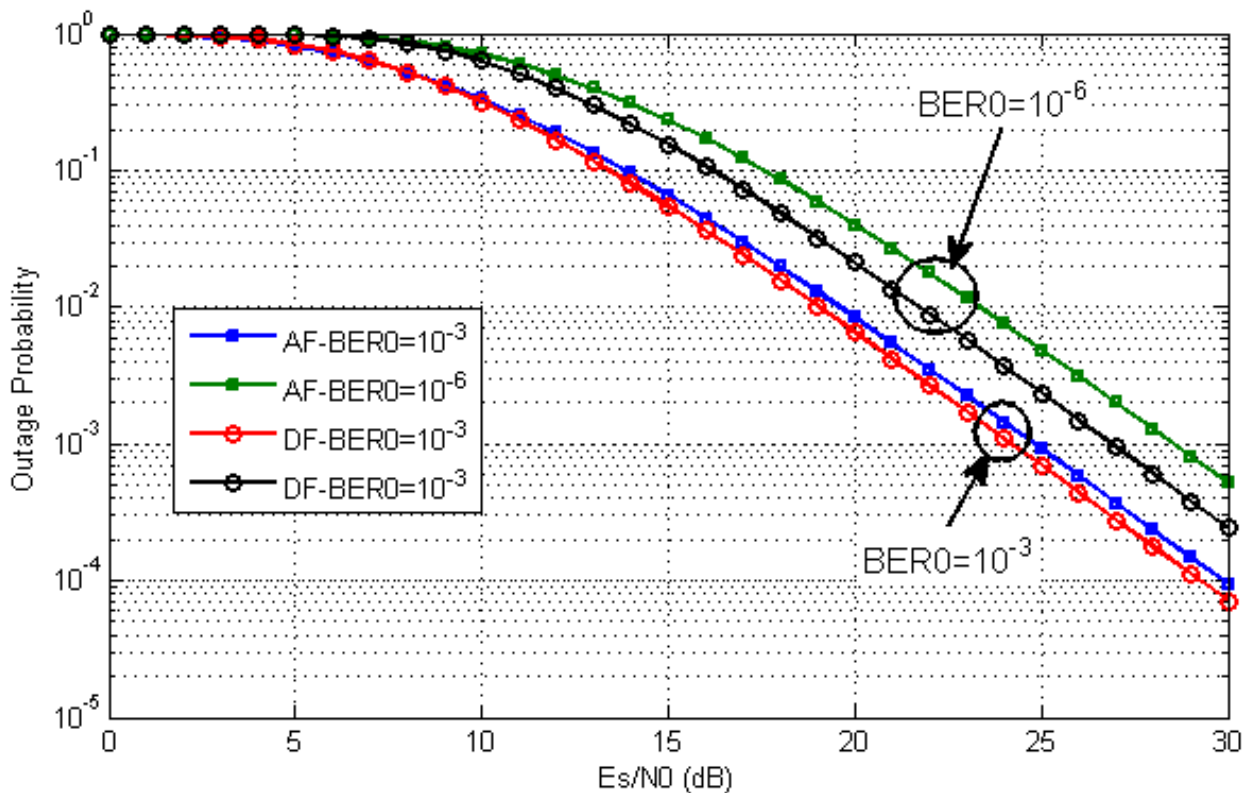
شکل ۷-۳- بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله AF به ازای دو مقدار متفاوت BER_0

شکل ۳-۸ احتمال خاموشی را برای یک شبکه مشارکتی با رله DF نشان می‌دهد. همان طور که از شکل مشخص می‌باشد، به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ احتمال خاموشی در شبکه مشارکتی با رله DF نسبت به زمانیکه $BER_0 = 10^{-6}$ باشد کاهش چشمگیری پیدا می‌کند. همچنین با توجه به شکل، کاملاً واضح است که احتمال خاموشی در SNR های پایین بسیار زیاد می‌باشد ولی با افزایش SNR دریافتی در گیرنده، احتمال خاموشی شبکه مشارکتی رفته رفته کاهش پیدا می‌کند و در این حالت می‌توان ارتباط پایداری بین منبع و مقصد را انتظار داشت.



شکل ۳-۸ - احتمال خاموشی شبکه مشارکتی با طرح DF

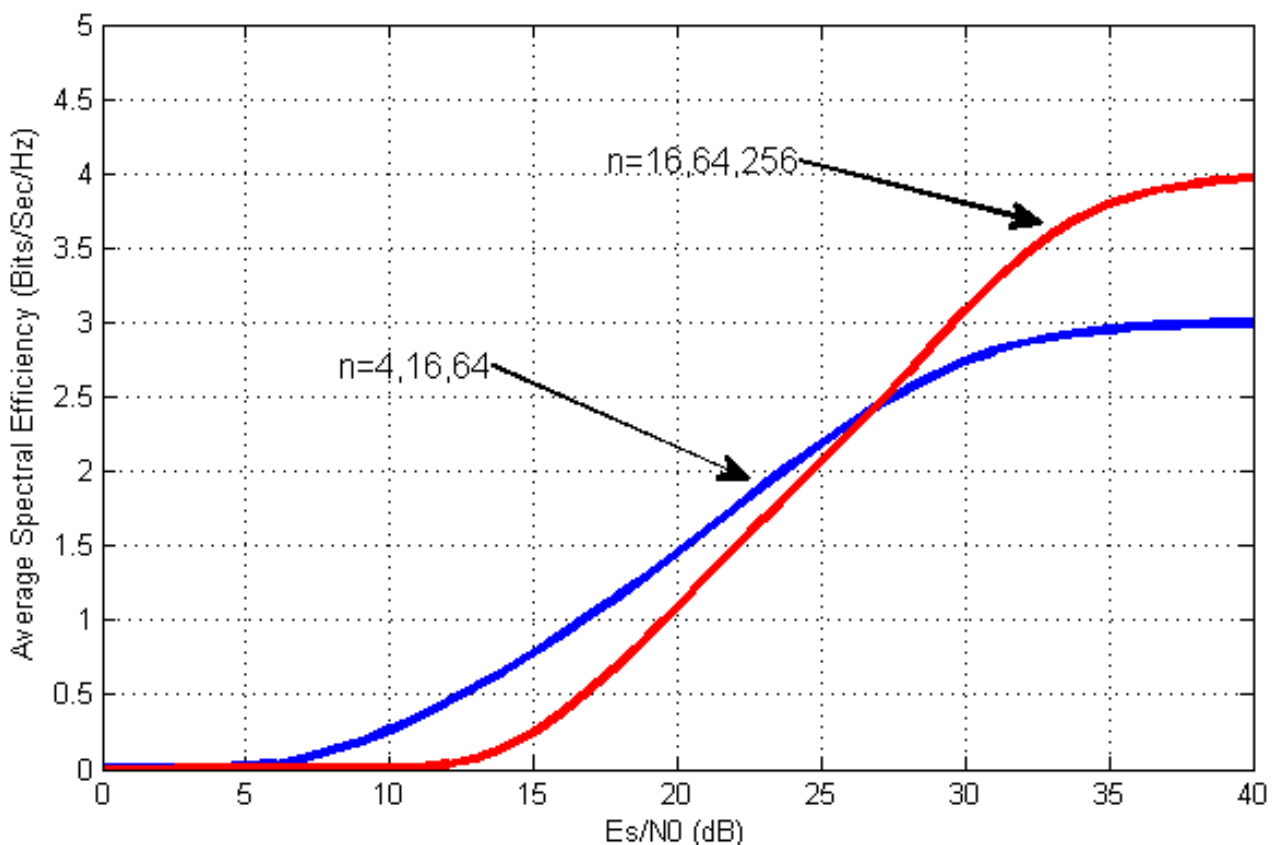
پیش از پرداختن به بازده طیفی متوسط شبکه مشارکتی با رله DF، چنانچه در شکل ۳-۹ ملاحظه می‌گردد، مقایسه‌ای بین احتمال خاموشی برای دو طرح DF و AF انجام شده است. در اینجا نیز یادآور می‌شویم که عملکرد شبکه مشارکتی با رله DF به میزان آستانه تعیین شده جهت آشکار سازی داده‌ها توسط رله DF بستگی زیادی دارد. بنابراین با تغییر مقدار این آستانه نتایج متفاوتی بدست خواهد آمد. شکل ۳-۹ احتمال خاموشی را به ازای $\gamma_T = 2 \text{ dB}$ نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود که با این مقدار آستانه، احتمال خاموشی شبکه مشارکتی با رله DF در هر دو حالت $BER_0 = 10^{-3}$ و همچنین $BER_0 = 10^{-6}$ کمتر از شبکه مشارکتی با رله AF می‌باشد چرا که با وجود آستانه پایین، در اغلب موارد رله DF موفق به آشکار ساختن داده‌های ارسالی از جانب منبع و ارسال مجدد آن به سوی مقصد می‌گردد که این امر به نوبه خود موجب بهبود عملکرد کل شبکه می‌گردد.



شکل ۳-۹- مقایسه احتمال خاموشی برای دو طرح DF و AF به ازای دو مقدار مختلف BER_0

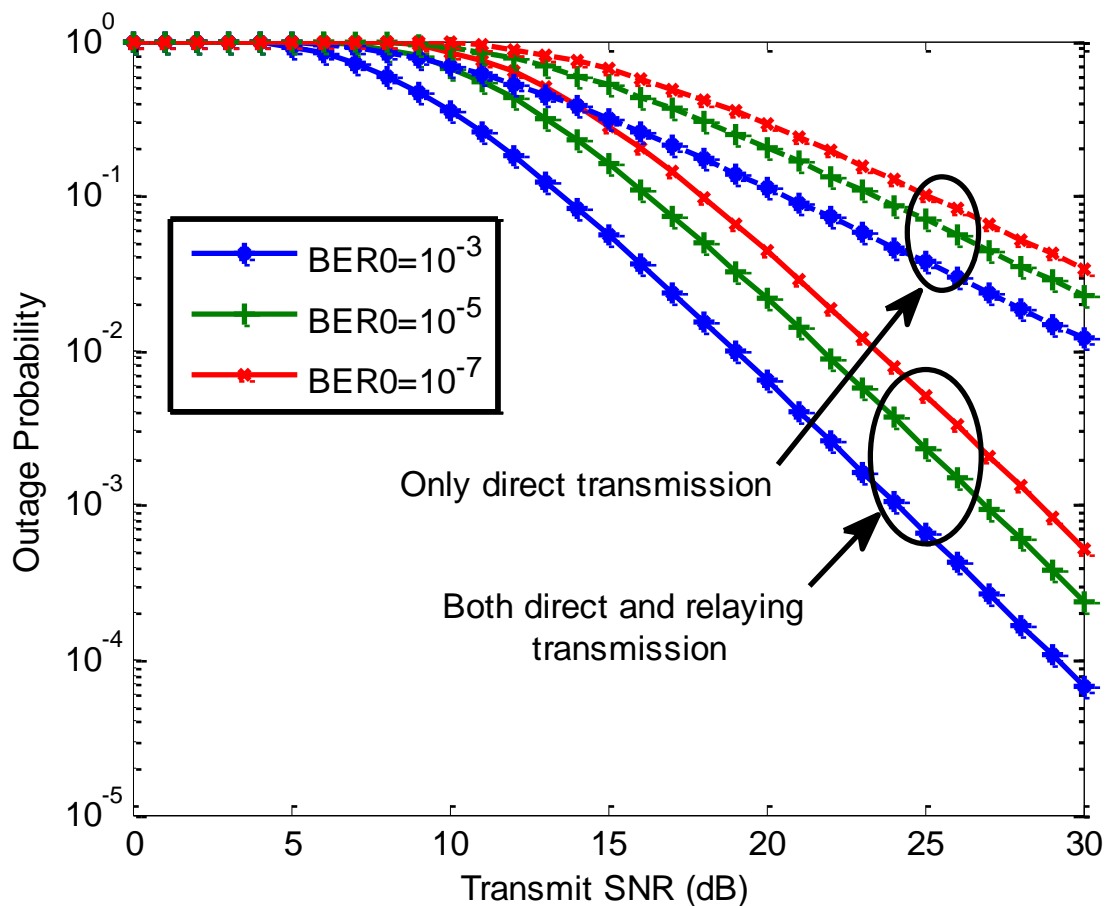
بازده طیفی متوسط در یک شبکه مشارکتی با رله DF و مدولاسیون وقتی M-QAM نرخ گسسته در شکل ۳-۱۰ به تصویر کشیده شده است. در این شکل $BER_0 = 10^{-3}$ در نظر گرفته شده است و بازده طیفی متوسط برای دو حالت مختلف ترسیم گردیده است. در حالت اول فرض کرده ایم که فرستنده مدولاسیون M-QAM را از مجموعه ای شامل $M = \{4, 6, 64\}$ انتخاب می کند. براساس شکل ۳-۱۰ زمانی که فرستنده از این مجموعه برای ارسال داده ها استفاده نماید از $\frac{E_s}{N_0} \approx 7 \text{ dB}$ به تدریج ارسال داده ها با نرخ کم شروع شده و در نهایت در SNR های بالاتر به 3 Bits/Sec/Hz ختم خواهد شد.

از سویی دیگر اگر فرستنده شیوه ارسال را از مجموعه $M = \{16, 64, 256\}$ انتخاب نماید ارسال داده ها از $\frac{E_s}{N_0} \approx 12 \text{ dB}$ آغاز شده و در نهایت به 4 Bits/Sec/Hz در SNR های بالا دست پیدا می کند. این موضوع انعطاف بالای طراحی مدولاسیون وقتی M-QAM نرخ گسسته با توجه به محیط انتشار را نشان می دهد که به سادگی و با انتخاب مجموعه اندازه منظومه ها (M)، رسیدن به هدف های تعیین شده از قبل را میسر می نماید.



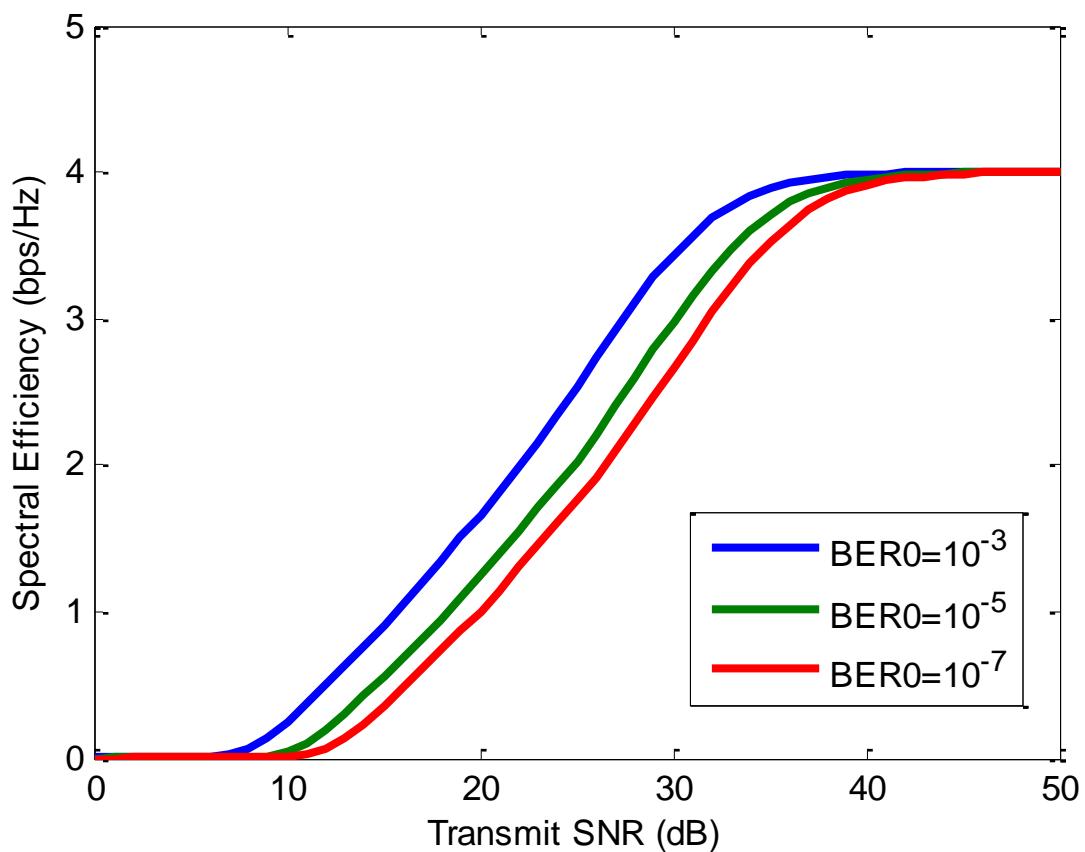
شکل ۳-۱۰- بازده طیفی متوسط برای شبکه مشارکتی با رله DF

شکل ۱۱-۳ احتمال خاموشی را برای یک شبکه مشارکتی با رله HDAF نشان می‌دهد. در شکل ۱۱-۳ احتمال خاموشی به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ ، $BER_0 = 10^{-5}$ و $BER_0 = 10^{-7}$ در دو حالت ترسیم شده است. در حالت اول فرض شده که شبکه همانند شکل ۳-۴ شامل سه گره می‌باشد که در آن یک رله برای ارسال داده‌ها با گره منبع مشارکت می‌نماید. در حالت دوم، فرض شده که هیچ مشارکتی در شبکه وجود نداشته باشد و منبع به تنهایی اقدام به ارسال داده‌ها در طول کانال بی‌سیم محوشونده نماید. همانطور که در شکل ۳-۹ به وضوح دیده می‌شود، مشارکت در ارسال توسط رله منجر به کاهش شدید احتمال خاموشی و بهبود چشمگیر عملکرد شبکه می‌شود.



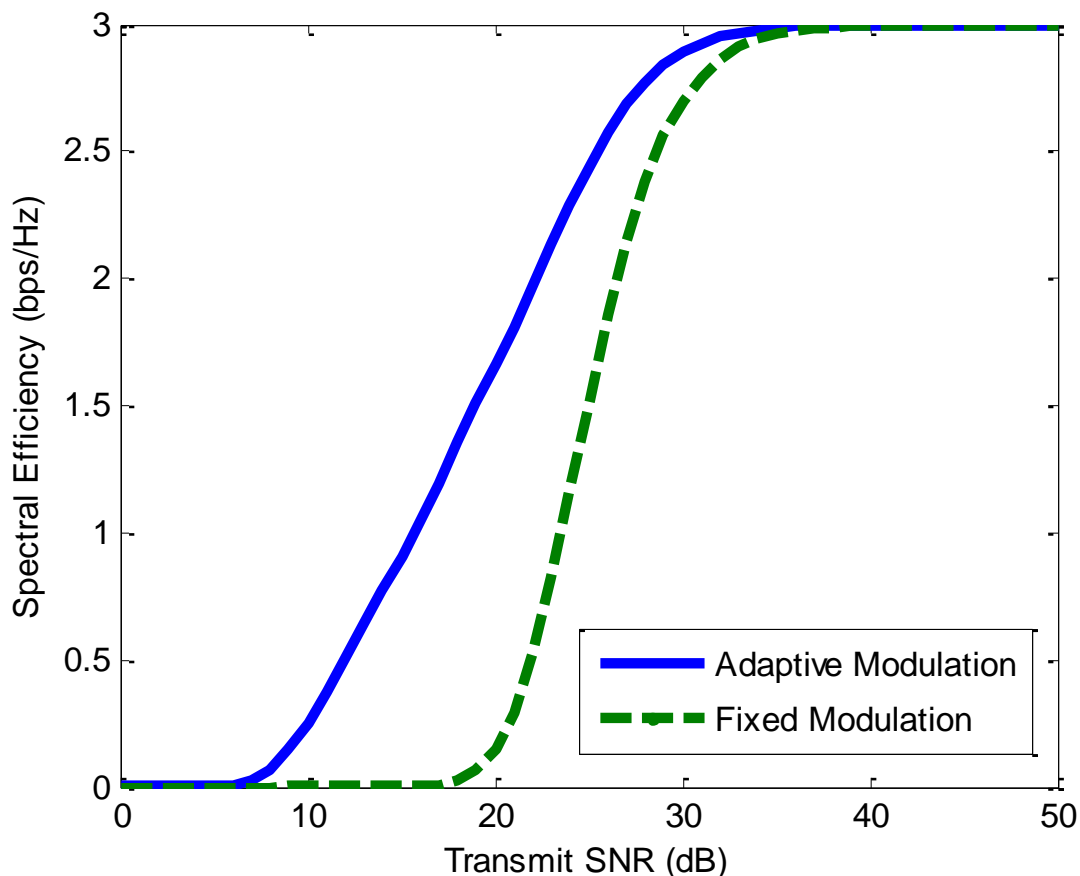
شکل ۱۱-۳- احتمال خاموشی شبکه HDAF و مقایسه آن با حالت ارسال غیر مشارکتی

بازده طیفی متوسط شبکه مشارکتی با رله HDAF در شکل ۳-۱۲ نشان داده شده است. در این شکل نیز بازده طیفی برای سه حالت $BER_0 = 10^{-3}$ ، $BER_0 = 10^{-5}$ و $BER_0 = 10^{-7}$ ترسیم شده است و فرستنده برای ارسال داده ها از مدولاسیون وقفی M-QAM استفاده نموده است که در آن M با توجه به SNR دریافتی و از مجموعه $M = \{4, 16, 64, 128, 256\}$ انتخاب گردیده است. چنانچه از شکل بر می آید، هر چه مقدار BER_0 بزرگتر انتخاب گردد، SNR کمتری برای ارسال بیت های بیشتر در هر بار استفاده از کانال مورد نیاز است.



شکل ۳-۱۲- بازده طیفی متوسط در شبکه مشارکتی با رله HDAF

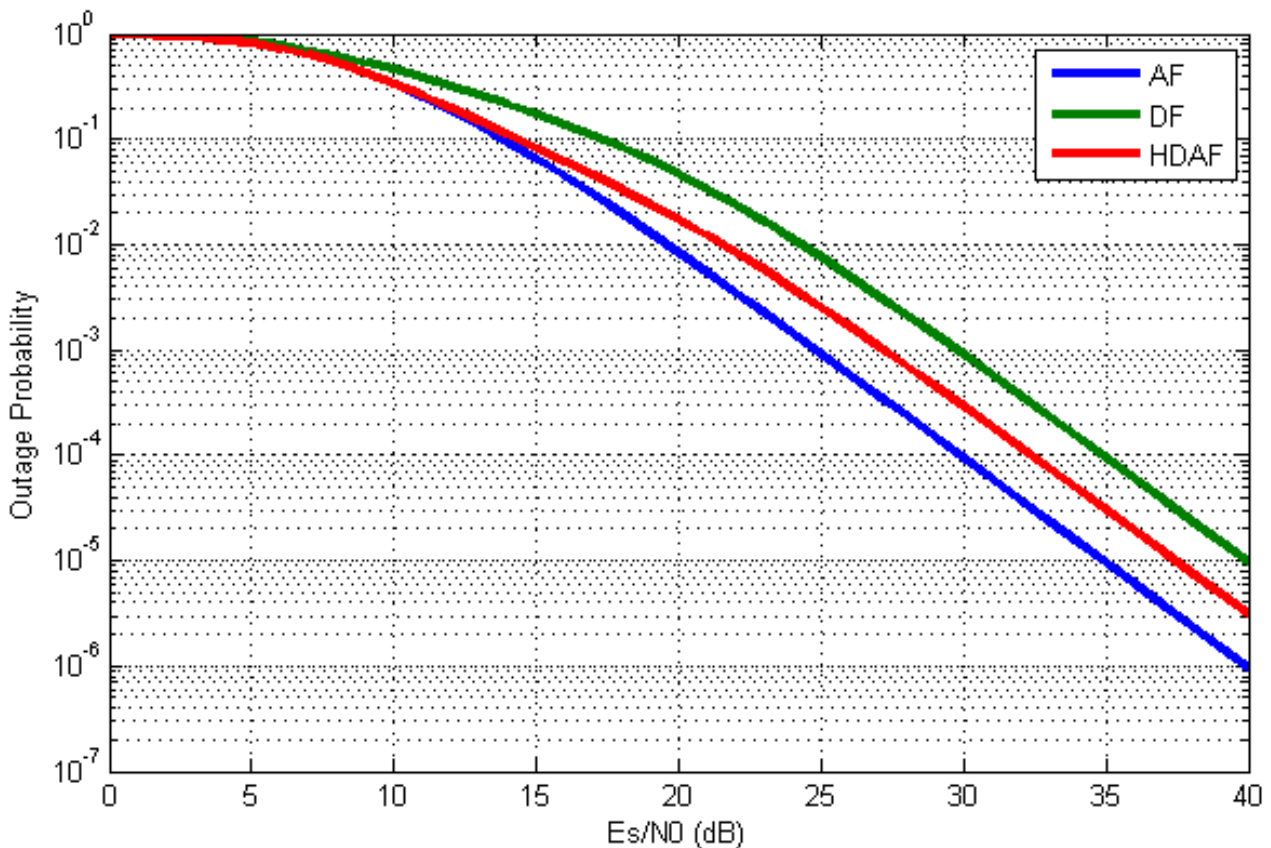
در شکل ۳-۱۳ بازده طیفی متوسط حاصل از شبکه مشارکتی HDAF با مدولاسیون وقتی M-QAM را با شبکه مشارکتی HDAF با مدولاسیون نرخ ثابت 64-QAM مقایسه نموده ایم. تفاوت میان این دو شیوه مدولاسیون در تصویر کاملاً واضح و آشکار است. در مدولاسیون نرخ ثابت 64-QAM تا SNR های بالا (حدوداً 20 dB) هیچ ارسالی رخ نمی‌دهد که این موضوع بیانگر ناکارآمد بودن شبکه در شرایط متوسط به پایین کانال می‌باشد. حال آنکه در شبکه با مدولاسیون وقتی، زمانی که شرایط کانال تا حدی مناسب باشد (SNR های حدود 7 dB) ارسال داده‌ها در کانال صورت می‌پذیرد و رفته رفته با بهتر شدن کیفیت کانال و بالاتر رفتن SNR دریافتی نرخ ارسال داده‌ها افزایش پیدا می‌کند و در نهایت به بیشترین مقدار ممکن خود یعنی 3 Bits/Sec/Hz می‌رسد. از این رو بالاترین نرخ قابل ارسال عنوان می‌شود که در شکل ۳-۱۱ فرض نموده ایم شبکه مشارکتی از مدولاسیون وقتی M-QAM با $M = \{4, 16, 64\}$ بهره می‌برد.



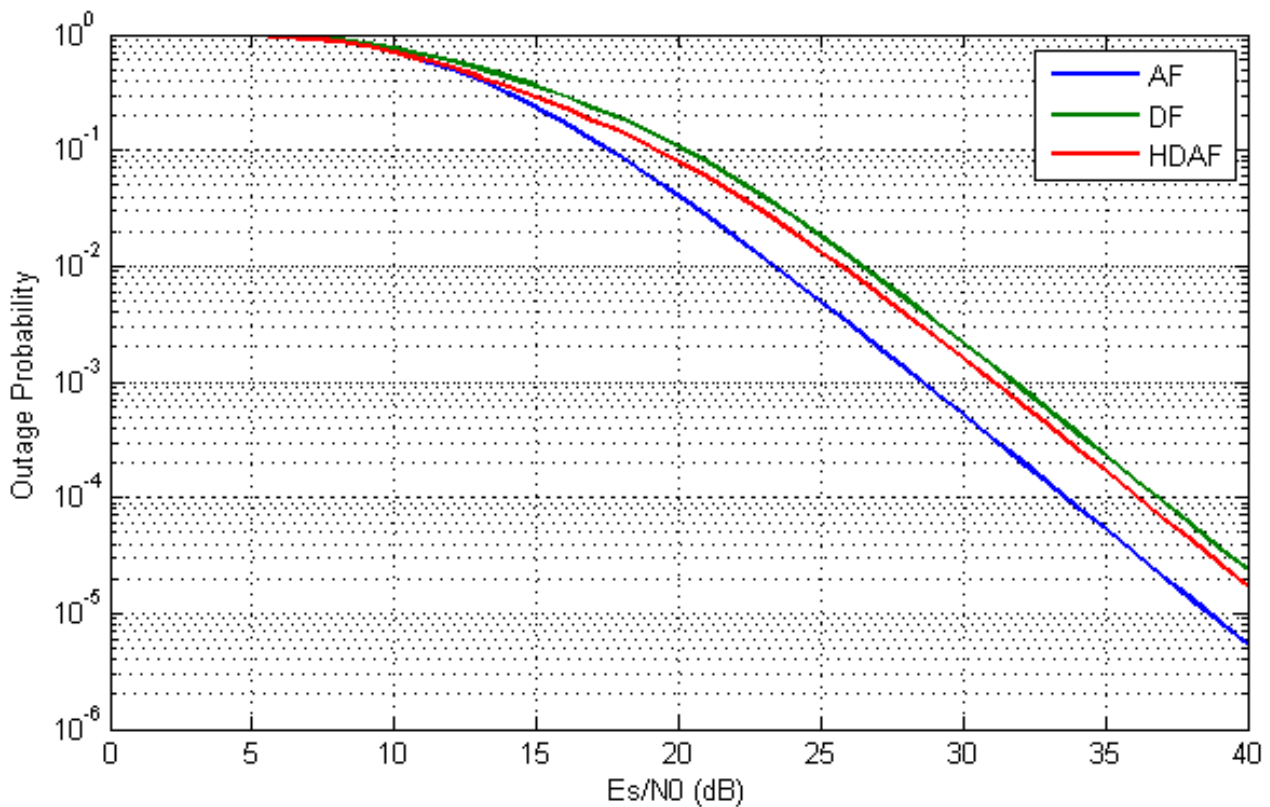
شکل ۳-۱۳- بازده طیفی شبکه مشارکتی HDAF با مدولاسیون وقتی و مقایسه با حالت ارسال ثابت

احتمال خاموشی برای سه طرح مختلف شبکه های مشارکتی عنوان شده در این فصل در شکل های ۳-۱۴ و ۳-۱۵ به ترتیب برای $BER_0 = 10^{-3}$ و $BER_0 = 10^{-6}$ ترسیم شده اند. آنچه از مقایسه نمودار های احتمال خاموشی سه طرح AF ، DF و HDAF بر می آید این است که از این میان طرح AF بهترین عملکرد و طرح DF بدترین عملکرد را از لحاظ احتمال خاموشی در مدل سیستمی ارائه شده در شکل ۳-۴ دارا می باشند و عملکرد شبکه مشارکتی با رله HDAF در میان دو طرح دیگر قرار دارد. شکل ۳-۱۳ نشان می دهد که با کاهش BER_0 ، عملکرد شبکه مشارکتی با رله HDAF به شبکه مشارکتی با رله DF نزدیک تر می شود.

لازم به ذکر است که در شکل ۳-۹ هنگام مقایسه احتمال خاموشی شبکه مشارکتی با طرح های AF و DF ملاحظه گردید که شبکه مشارکتی با رله DF عملکرد بهتری از لحاظ احتمال خاموشی دارد، اما در شکل های ۳-۱۴ و ۳-۱۵ مشاهده می شود که احتمال خاموشی شبکه AF نسبت به طرح DF برتری یافته است. در اینجا بیان این توضیح لازم است که در شکل ۳-۹ همانطور که بیان گردید $\gamma_T = 2 \text{ dB}$ در نظر گرفته شده بود و این مقدار آستانه باعث می شد در اغلب موارد رله DF در آشکار کردن داده های ارسالی از جانب منبع موفق گردد و بدین ترتیب عملکرد شبکه بهبود یابد. حال آنکه در شکل های ۳-۱۴ و ۳-۱۵ آستانه انتخاب شده $\gamma_T = 15 \text{ dB}$ می باشد تا از این طریق شرطی که هنگام تحلیل عملکرد شبکه مشارکتی با رله HDAF مطرح نمودیم یعنی $\gamma_1 \leq \gamma_T$ ارضا گردد.

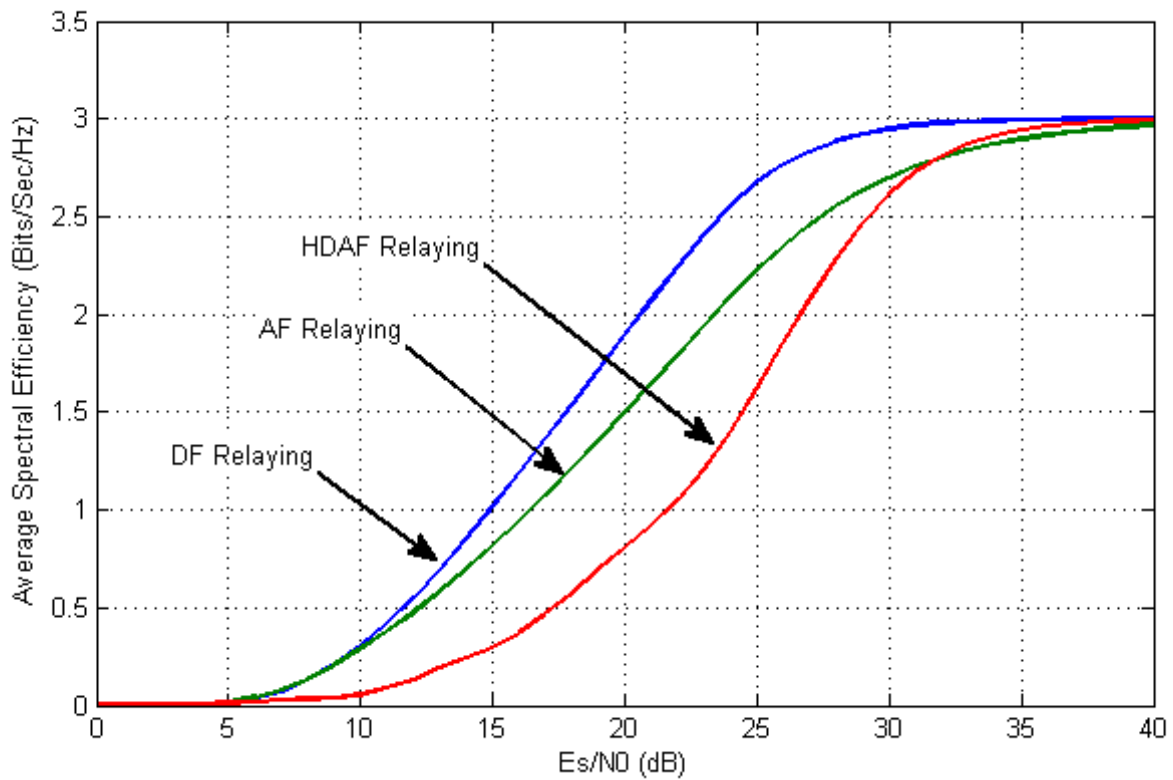


شکل ۳-۱۴- مقایسه احتمال خاموشی طرح های مختلف شبکه مشارکتی به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ و $\gamma_T = 15 \text{ dB}$

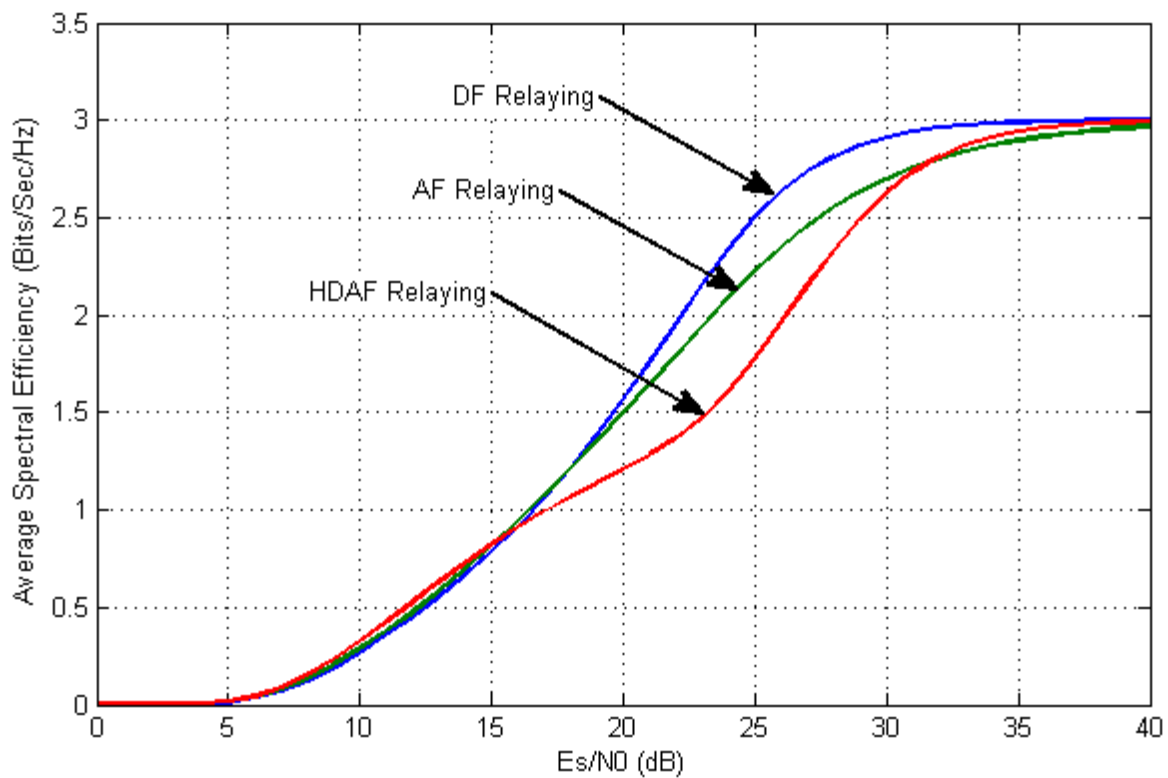


شکل ۳-۱۵- مقایسه احتمال خاموشی طرح های مختلف شبکه مشارکتی به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ و $\gamma_T = 15 dB$

در شکل های ۳-۱۶ و ۳-۱۷ بازده طیفی متوسط سه طرح مشارکتی AF ، DF و HDAF به ترتیب به ازای $\gamma_T = 6 dB$ و $\gamma_T = 15 dB$ ترسیم شده است. در هر دو شکل یاد شده $BER_0 = 10^{-3}$ در نظر گرفته شده است. همانطور که در شکل پیداست ، بازده طیف متوسط در شبکه مشارکتی با رله DF نسبت به دو طرح دیگر برتری دارد. همچنین از شکل ۳-۱۷ نتیجه گرفته می شود که با مقدار آستانه γ_T بزرگتر ، عملکرد شبکه مشارکتی با رله HDAF بهبود پیدا می کند.



شکل ۳-۱۶- مقایسه طرح های مختلف شبکه مشارکتی از لحاظ بازده طیفی متوسط به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ و $\gamma_T = 6 \text{ dB}$



شکل ۳-۱۷- مقایسه طرح های مختلف شبکه مشارکتی از لحاظ بازده طیفی متوسط به ازای $BER_0 = 10^{-3}$ و $\gamma_T = 15 \text{ dB}$

در این فصل ابتدا به معرفی یکی از شیوه های عملی ارسال وفقی داده ها ، یعنی ارسال وفقی M-QAM نرخ گسسته پرداختیم. سپس مدل یک شبکه مشارکتی شامل یک گره منبع ، یک گره مقصد و یک گره رله را تشریح نمودیم و در ادامه به بررسی عملکرد مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته در این شبکه مشارکتی پرداختیم. برای سنجش عملکرد شبکه ، احتمال خاموشی و همچنین بازده طیفی متوسط را برای سه طرح رایج شبکه های مشارکتی ، یعنی شبکه مشارکتی با رله AF ، شبکه مشارکتی با رله DF و شبکه مشارکتی با رله HDAF به صورت رابطه هایی بسته محاسبه نمودیم و در انتها به مطالعه عددی نتایج تئوری حاصل از بخش های قبل مبادرت ورزیدیم. چنانچه در نتایج عددی ملاحظه گردید ، مزیت به کار بردن شیوه ارسال وفقی داده ها در استفاده مناسب از ظرفیت کانال در مقایسه با طرح های مدولاسیون ثابت کاملاً مشهود است. همچنین استفاده از شبکه همیار ، باعث کاهش چشمگیر احتمال خاموشی شبکه گردید و موجب برقراری ارتباطی پایدار گردید.

همچنین نتایج بررسی های عددی حاکی از آن است که عملکرد شبکه مشارکتی با رله DF و HDAF به میزان زیادی به مقدار آستانه γ_T وابسته است. آنچنان که عملکرد شبکه مشارکتی DF از لحاظ احتمال خاموشی در مقادیر پایین γ_T بهبود می یابد. این حالت را می توان زمانی متصور شد که رله DF در فاصله کمی از منبع قرار داشته باشد.

فصل چهارم:

جمع بندی و پیشنهاد کارهای آینده

۴-۱- جمع بندی

سال هاست که مدولاسیون و کدینگ وفقی به عنوان شیوه ای قدرتمند برای مقابله با اثرات سوء کانال های متغیر با زمان مورد مطالعه قرار گرفته است و تا کنون تحقیقات فراوانی در این زمینه انجام شده است. مزایای فراوان تکنیک های ارسال وفقی داده ها ، موجب استفاده روز افزون این شیوه ارسال ، در سیستم ها و شبکه های نوین مخابراتی گردیده است.

یکی از شبکه های نوین مخابراتی ، شبکه های مشارکتی می باشد. شبکه مشارکتی امکان برقراری ارتباط پایدار به ویژه زمانی که فاصله زیادی بین فرستنده و گیرنده وجود باشد را میسر می سازد و با ایجاد چندگانگی باعث بهبود عملکرد شبکه می گردد.

هدف اصلی این پایان نامه بررسی عملکرد شیوه ارسال وفقی داده ها در شبکه های نوین مخابراتی بوده است. از این رو در این پایان نامه به بررسی مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته ، که به علت سادگی در پیاده سازی اهمیت فراوانی در سیستم های عملی دارد ، در طرح های مختلف شبکه های مشارکتی پرداختیم . بدین منظور به طور جداگانه به بررسی عملکرد شیوه مدولاسیون وفقی M-QAM نرخ گسسته در طرح های مختلف شبکه های مشارکتی پرداختیم و رابطه بسته ای برای احتمال خاموشی و همچنین بازده طیفی متوسط هر یک از سه طرح مشارکتی AF ، DF و HDACF ارائه دادیم و نشان دادیم که استفاده از مدولاسیون وفقی در شبکه های مشارکتی در مقایسه با شیوه ارسال ثابت داده ها ، باعث بهبود قابل توجه بازده طیفی متوسط می گردد. همچنین ملاحظه گردید که استفاده از شبکه مشارکتی احتمال خاموشی شبکه را به طور چشمگیری کاهش می دهد. بنابراین با اعمال مدولاسیون وفقی به شبکه های مشارکتی می توان عملکرد کل سیستم را ارتقا بخشید.

۴-۲- پیشنهاد ادامه کار در آینده

مدولاسیون وفقی نرخ گسسته اهمیت فراوان در سیستم های عملی امروزی دارد. اگرچه تحقیقات گسترده ای در باره شیوه های ارسال وفقی در بسیاری از شبکه های مخابراتی صورت پذیرفته است ، اما برای ادامه تحقیقات روی یک شبکه های مشارکتی با مدولاسیون وفقی پیشنهادات زیر ارائه می گردد :

- استفاده از چندین آنتن در فرستنده ، رله و گیرنده در شبکه
- حضور چندین شنودگر در شبکه

- استفاده از رله دو مسیره^۱
- استفاده از مجموعه ای از رله ها و بررسی طرح های مختلف انتخاب بهترین رله
- رله را به نحوی فرض کنیم که انرژی مورد نیاز برای ارسال خود را از طریق سیگنال رادیویی منتشر شده از فرستنده دریافت کند

^۱ Two-way relay

فهرست مراجع

- [1] Goldsmith, Andrea. *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [2] Suryadevara, Nagender Kumar, and Subhas Chandra Mukhopadhyay. "Wireless sensor network based home monitoring system for wellness determination of elderly." *Sensors Journal, IEEE* 12.6 (2012): 1965-1972.
- [3] Dehwah, Ahmad H., et al. "Decentralized energy and power estimation in solar-powered wireless sensor networks." *Distributed Computing in Sensor Systems (DCOSS), 2015 International Conference on*. IEEE, 2015.
- [4] Gungor, V. Cagri, et al. "A survey on smart grid potential applications and communication requirements." *Industrial Informatics, IEEE Transactions on* 9.1 (2013): 28-42.
- [5] Mosier, Jarrod, Bellal Joseph, and John C. Sakles. "Telebation: Next-generation telemedicine in remote airway management using current wireless technologies." *TELEMEDICINE and e-HEALTH* 19.2 (2013): 95-98.
- [6] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, February 2005.
- [7] Mthethwa, Bhakisizwe Mzimkhulu, and Hongjun Xu. "Adaptive M-ary quadrature amplitude spatial modulation." *IET Communications* 6.18 (2012): 3098-3108.
- [8] Alouini, Mohamed-Slim, and Andrea J. Goldsmith. "Adaptive modulation over Nakagami fading channels." *Wireless Personal Communications* 13.1-2 (2000): 119-143.
- [9] Ue, Toyokie, et al. "Symbol rate and modulation level-controlled adaptive modulation/TDMA/TDD system for high-bit-rate wireless data transmission." *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 47.4 (1998): 1134-1147.
- [10] Wu, Binbin, et al. "Performance of adaptive modulation with optimal switching thresholds for distributed antenna system in composite channels." *annals of telecommunications-Annales des télécommunications* (2015): 1-12.
- [11] Wan, Lei, et al. "Adaptive modulation and coding for underwater acoustic OFDM." *Oceanic Engineering, IEEE Journal of* 40.2 (2015): 327-336.
- [12] Qiu, Sainan, et al. "Adaptive spatial modulation with optimized switching thresholds for MIMO systems." *Wireless Communications & Signal Processing (WCSP), 2015 International Conference on*. IEEE, 2015.
- [13] S. M. Alamouti and S. Kallel, "Adaptive trellis-coded multiple-phasedshift keying for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 2305–2314, June 1994.
- [14] Goldsmith, Andrea J., and Soon-Ghee Chua. "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels." *Communications, IEEE Transactions on* 45.10 (1997): 1218-1230.

- [15] Chung, Seong Taek, and Andrea J. Goldsmith. "Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view." *Communications, IEEE Transactions on* 49.9 (2001): 1561-1571.
- [16] Falahati, Sorour, et al. "Adaptive modulation systems for predicted wireless channels." *Communications, IEEE Transactions on* 52.2 (2004): 307-316.
- [17] Jia, Tao, Alexandra Duel-Hallen, and Hans Hallen. "Data-Aided Noise Reduction for Long-Range Fading Prediction in Adaptive Modulation Systems." *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 62.5 (2013): 2358-2362.
- [18] Wu, Yi, et al. "Adaptive multipath fading prediction on Rayleigh channels." *Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, IEEE 2002 International Conference on*. Vol. 1. IEEE, 2002.
- [19] Ekman, Torbjörn, Mikael Sternad, and Anders Ahlén. "Unbiased power prediction of Rayleigh fading channels." *Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall. 2002 IEEE 56th*. Vol. 1. IEEE, 2002.
- [20] J. F. Hayes, "Adaptive feedback communications," *IEEE Trans. Commun. Technol.*, vol. COM-16, pp. 29–34, Feb. 1968.
- [21] Alimohammad, Amirhossein, Saeed Fouladi Fard, and Bruce F. Cockburn. "Filter-based fading channel modeling." *Modelling and Simulation in Engineering* 2012.
- [22] Mehrpouyan, Hani, and Steven D. Blostein. "ARMA Synthesis of Fading Channels-an Application to the Generation of Dynamic MIMO Channels." *Global Telecommunications Conference, 2007. GLOBECOM'07. IEEE*. IEEE, 2007.
- [23] Šain, Sanja. *Modelling and Characterization of Wireless Channels in Harsh Environments*. Diss. Fakultet elektrotehnike i računarstva, Sveučilište u Zagrebu, 2011.
- [24] Proakis, John G., et al. *Communication systems engineering*. Vol. 1. Englewood Cliffs: Prentice-hall, 1994.
- [25] Duong, D.V.; Holter, B.; Oien, G.E. "Optimal pilot spacing and power in rate-adaptive MIMO diversity systems with imperfect transmitter CSI", *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2005 IEEE 6th Workshop on*, On page(s): 47 - 51
- [26] Haghghi, S.J.; Dechene, D.J.; Shami, A.; Primak, S.; Xianbin Wang "On energy efficiency of pilot assisted modulation schemes", *Sarnoff Symposium, 2010 IEEE*, On page(s): 1 – 5
- [27] Qiu, Xiaoxin, and Kapil Chawla. "On the performance of adaptive modulation in cellular systems." *Communications, IEEE Transactions on* 47.6 (1999): 884-895.
- [28] Goldsmith, Andrea J., and Soon-Ghee Chua. "Adaptive coded modulation for fading channels." *Communications, IEEE Transactions on* 46.5 (1998): 595-602.
- [29] Masters, Jeffrey Tony, et al. "Dynamic adaptive modulation negotiation for point-to-point terrestrial links." U.S. Patent No. 6,330,278. 11 Dec. 2001.

- [30] Keller, Thomas, and Lajos Hanzo. "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission." *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 49.5 (2000): 1893-1906.
- [31] Wan, Lei, et al. "Adaptive modulation and coding for underwater acoustic OFDM." *Oceanic Engineering, IEEE Journal of* 40.2 (2015): 327-336.
- [32] Jafari, Azadeh, and Abbas Mohammadi. "A cross layer approach based on adaptive modulation and truncated ARQ for MIMO systems." *Telecommunications and Malaysia International Conference on Communications, 2007. ICT-MICC 2007. IEEE International Conference on*. IEEE, 2007.
- [33] Li, Dong. "Joint power and rate control combined with adaptive modulation in cognitive radio networks." *Wireless Personal Communications* 63.3 (2012): 549-559.
- [34] Tutuncuoglu, Kaya, and Aylin Yener. "Communicating with energy harvesting transmitters and receivers." *Information Theory and Applications Workshop (ITA), 2012*. IEEE, 2012.
- [35] Khairnar, Parag S., and Neelesh B. Mehta. "Discrete-rate adaptation and selection in energy harvesting wireless systems." *Wireless Communications, IEEE Transactions on* 14.1 (2015): 219-229.
- [36] Alouini, Mohamed-Slim, Xiaoyi Tang, and Andrea J. Goldsmith. "An adaptive modulation scheme for simultaneous voice and data transmission over fading channels." *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 17.5 (1999): 837-850.
- [37] Zhou, Zhendong, et al. "MIMO systems with adaptive modulation." *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 54.5 (2005): 1828-1842.
- [38] Helmle, Sebastian, et al. "Multi-hop Link Adaptation for Emergency Services Narrowband Mobile Ad-hoc Networks." *SCC 2015; 10th International ITG Conference on Systems, Communications and Coding; Proceedings of*. VDE, 2015.
- [39] S. Lanzisera, A. M. Mehta, and K. S. J. Pister, "Reducing average power in wireless sensor networks through data rate adaptation," in Proc. IEEE ICC, Jun. 2009, pp. 1–6.
- [40] Nechiporenko, Tyler, Prasanna Kalansuriya, and Chintha Tellambura. "Performance of Optimum Switching Adaptive-QAM for Amplify-and-Forward Relays." *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 58.5 (2009): 2258-2268.
- [41] Nechiporenko, Tyler, et al. "Performance analysis of adaptive M-QAM for Rayleigh fading cooperative systems." *Communications, 2008. ICC'08. IEEE International Conference on*. IEEE, 2008.
- [42] Laneman, J. Nicholas, David NC Tse, and Gregory W. Wornell. "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior." *Information Theory, IEEE Transactions on* 50.12 (2004): 3062-3080.

- [43] E. Olfat and A. Olfat, "Performance of hybrid decode - amplify - forward protocol for multiple relay networks over independent and non - identical flat fading Channels," *IET Communications*, vol. 5, no. 4, pp. 2018-2027, Sep. 2011.
- [44] P. A. Anghel and M. Kaveh, "Exact symbol error probability of a cooperative network in a rayleigh - fading environment," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, no. 5, pp. 1416-1421, Sep. 2004.
- [45] Kalansuriya, Prasanna, and Chintha Tellambura. "Performance analysis of decode-and-forward relay network under adaptive M-QAM." *Proceeding of Communications, ICC'09. IEEE International Conference on, Dresden. 2009.*
- [46] Chen, He, et al. "Performance analysis of SNR-based hybrid decode-amplify-forward cooperative diversity networks over Rayleigh fading channels." *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2010 IEEE. IEEE, 2010.*
- [47] A. Papoulis and S. U. Pillai, *Probability, Random Variables and Stochastic Process*, 4th Edition, McGraw-Hill, 2002.

Abstract

Adaptive transmission is a promising technique to enhance spectral efficiency of wireless transmissions over fading channels. In adaptive systems, certain transmission parameters such as constellation size, transmitted power, and code rate are dynamically adjusted according to the channel quality, which increases the average spectral efficiency without wasting power or sacrificing error probability performance.

On the other hand, Cooperative communication systems using various relay strategies can enhance coverage and potentially increase capacity by creating a virtual multi-input multi-output system, and thus, exploiting the spatial diversity.

This thesis examines the benefits of using adaptive modulation in terms of outage probability and average spectral efficiency in cooperative communication networks. Specifically, we focus on the performance of amplify-forward (AF), Decode-forward (DF), and Hybrid-Decode-Amplify-Forward (HDAF) relaying scheme in conjunction with adaptive modulation over flat fading Rayleigh channels. A close form of Outage analyse as well as average spectral efficiency analyse are derived for each cooperative networks.

Finally, numerical results are presented which are showing the comparison for the performance of mentioented networks.

Keywords: Adaptive discrete rate transmission , Cooperative communication , Average spectral efficiency , Probability of outage , Adaptive Modulation



Shahrood University of Technology

Faculty of electrical engineering and robotics

Adaptive Modulation and Coding in Wireless Communication Networks

Amin Aref

Supervisor:

Dr. Omid Reza Ma'Rouzi

February 2016