مخابره مطمئن بی‌سیم بر مبنای وضعیت لینک غیر ایده‌آل با استفاده از ترکیب بهینه AMC و ARQ

مهرداد تاکی و رضا مهین زعیم

چکیده: در این مقاله روشی برای مخابره مطمئن اطلاعات (با احتمال خطای متمایل به صفر) در یک لینک مخابراتی بی‌سیم ارائه می‌شود که در آن برای مقابله با اثرات فیدینگ و چندمسیرگی از کدینگ و مدولاسیون وفقی (AMC) استفاده شده است. با استفاده از روش‌های کدینگ متداول حد کمی از احتمال خطا در سیستم باقی می‌ماند که به صفر رساندن آن مستلزم استفاده از توان ارسالی بسیار زیاد و یا کلمات کد به طول بی‌نهایت است و در عمل ممکن نیست. وظیفه از بین بردن میزان خطای باقیمانده بر عهده سیستم بازارسال خودکار (ARQ) است. البته اگر کدینگ تصحیح خطای مورد استفاده ضعیف باشد تعداد بازارسال‌های مورد نیاز زیاد خواهد بود و این امر گذردهی سیستم را به شدت خراب می‌کند. در این مقاله روشی برای ترکیب بهینه روش تصحیح خطا در تطبیق لینک و روش تشخیص خطا و بازارسال ارائه می‌شود. از طرف دیگر به علت متغیر با زمان بودن کانال‌ها و خطاهای تخمین و چندی‌سازی (Quantization)، در عمل وضعیت دقیق لینک برای تنظیم نرخ ارسال در اختیار نیست. در این مقاله، روش جدیدی برای تطبیق لینک بر مبنای وضعیت لینک غیر ایده‌آل نیز ارائه می‌شود. بررسی‌های عددی کارامدی روش طراحی‌شده را نشان می‌دهند.

کلیدواژه: **تطبیق لینک گسسته، کدینگ و مدولاسیون وفقی (AMC)، بازارسال خودکار (ARQ)، مخابره مطمئن.**

۱- مقدمه

امروزه ارسال مطمئن[1] اطلاعات (با احتمال خطای متمایل به صفر) مخصوصاً برای انتقال داده‌های باارزش از اهمیت بالایی برخوردار است. این در حالی است که در شبکه‌های بی‌سیم، کانال‌ها از اثرات محوشدگی رنج می‌برند و وضعیت لینک با زمان تغییر می‌کند. با استفاده از روش‌های کدینگ متداول، حد محدودی از خطا باقی می‌ماند که برای به صفر رساندن آن بایستی توان ارسالی و یا طول کلمه کد بی‌نهایت شود که در عمل ممکن نیست. در استانداردهای امروزی داده‌ها به صورت بسته‌های استاندارد منتقل می‌شوند به طوری که از دست رفتن بخشی از اطلاعات بسته، موجب بی‌ارزش شدن کل اطلاعات آن بسته می‌شود. علاوه بر این، در عمل وضعیت لینک به صورت غیر ایده‌آل در اختیار است و لذا تنظیم دقیق نرخ و توان برای تضمین قید احتمال خطا ممکن نیست. در صورت استفاده از سیستم بازارسال (سیستمی که با تشخیص خطا دستور ارسال مجدد اطلاعات را می‌دهد)، گذردهی به علت تکرار ارسال کاهش می‌یابد و لذا استفاده بهینه از سیستم بازارسال اهمیت دارد. در این مقاله روشی برای مخابره مطمئن با استفاده از ترکیب بهینه تطبیق لینک گسسته و سیستم بازارسال خودکار بر مبنای وضعیت لینک غیر ایده‌آل ارائه می‌شود.

تطبیق لینک ابزار کارامدی است که برای بهبود متوسط نرخ یک لینک بی‌سیم به کار گرفته می‌شود و در آن نرخ و توان ارسالی در فرستنده بر اساس بازخورد دریافتی از وضعیت کانال تنظیم می‌شود [۱]. تطبیق لینک به دو صورت پیوسته و گسسته در مراجع به کار گرفته شده است. برای تحلیل تئوری عملکرد سیستم از تطبیق لینک پیوسته استفاده می‌شود که در آن نرخ ارسالی به طور پیوسته بر اساس وضعیت لحظه‌ای کانال تنظیم گردیده و از کدهای ظرفیت با احتمال خطای میل‌کننده به صفر استفاده می‌شود [۱]. تنظیم نرخ پیوسته هر چند دید خوبی می‌دهد اما در عمل ممکن نیست. در سیستم‌های عملی حد کمی از احتمال خطا پذیرفته است و نرخ ارسال از یک مجموعه محدود از نرخ‌های گسسته انتخاب می‌شود (تطبیق لینک گسسته). هر یک از مدهای ارسال می‌تواند به کمک یک مدولاسیون خاص (مدولاسیون وفقی (AM) [۱]) یا به کمک یک مدولاسیون و کدینگ خاص (کدینگ و مدولاسیون وفقی (AMC) [۲]) پیاده‌سازی شود. طراحی با استفاده از AM شبیه طراحی با استفاده از تنظیم نرخ پیوسته است چرا که در آن می‌توان نرخ لحظه‌ای را به وسیله یک تابع بسته از SNR تقریب زد [۱] اما طراحی سناریوی ارسال با استفاده از AMC به علت عدم وجود تابع مذکور پیچیده‌تر است. البته به کارگیری کدینگ، عملکرد سیستم را به طور قابل ملاحظه‌ای ارتقا می‌دهد. روش تطبیق لینک به طور گسترده در سیستم‌های مخابراتی به کار گرفته شده و موجب بهبود قابل ملاحظه در عملکرد آنها شده است [۳] تا [۱۳].

در تطبیق لینک ممکن است هم‌زمان توان ارسالی نیز تنظیم شود و یا ممکن است توان ارسالی ثابت باشد. برای یک لینک نقطه به نقطه نشان داده شده که توان ارسالی وفقی موجب بهبود قابل توجه عملکرد می‌شود [۱] ولی با استفاده از توان ارسالی وفقی در عوض بایستی مقدار دقیق SNR کانال در هر ارسال به عنوان وضعیت لینک به فرستنده بازخورد شود. این در حالی است که در ارسال با توان ثابت صرفاً نمایه مربوط به نرخ ارسال به فرستنده بازخورد می‌شود. مقدار SNR بازخورد شده در حقیقت یک تخمین از وضعیت لینک در چند ارسال قبلی است و ممکن است با توجه به طبیعت متغیر با زمان لینک‌های بی‌سیم، با وضعیت لینک در ارسال جاری متفاوت باشد. همچنین ممکن است در تخمین SNR کانال، خطا رخ دهد. در مجموع در عمل، وضعیت لینک به صورت غیر ایده‌آل در اختیار است. در [۱۴] حدود ظرفیت برای یک سیستم OFDM با وجود وضعیت لینک غیر ایده‌آل مورد بررسی قرار گرفته است. در [۱۵] و [۱۶] سعی شده با استفاده از پیش‌بینی کانال، اثر غیر ایده‌آل بودن وضعیت لینک جبران شود. در [۱۷] تا [۲۱] در یک سیستم مخابراتی با استفاده از AM، نرخ ارسال به گونه‌ای تنظیم شده که متوسط احتمال

این مقاله در تاریخ ۲۷ آبان ماه ۱۳۹۳ دریافت و در تاریخ ۷ اسفند ماه ۱۳۹۴ بازنگری شد.

مهرداد تاکی، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه قم، قم، (email: m.taki@qom.ac.ir).

رضا مهین زعیم، دانش آموخته دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: reza.zaeem@gmail.com).

1. Reliable

خطا در هر ارسال از یک مقدار قابل قبول کمتر شود. با ملاحظه قید متوسط احتمال خطا ممکن است در بعضی موارد احتمال خطا بسیار کمتر از حد مطلوب و در بعضی موارد دیگر بسیار بیشتر از حد مطلوب بشود.

در سیستم‌های مخابراتی امروزی، اطلاعات به صورت بلوک‌هایی به طول ثابت بسته‌بندی می‌شوند و زمانی یک بسته در گیرنده بدون خطا تلقی می‌شود که در هیچ یک از بیت‌های آن خطا رخ نداده باشد [۲۲] و [۲۳] لذا به جای در نظر گرفتن احتمال خطای بیت باید نرخ خطای بسته (PER)[1] را در نظر گرفت. برای دریافت مطمئن بسته‌ها، علاوه بر استفاده از کدینگ تصحیح خطا در لایه فیزیکی[2] بایستی از ARQ در لایه لینک اطلاعات[3] نیز استفاده کرد. در این روش از یک کد تشخیص خطا استفاده می‌شود و در صورت تشخیص بروز خطا، تقاضای بازارسال اطلاعات صادر می‌گردد. به سیستمی که هم از کدینگ تصحیح خطا و هم از سیستم تشخیص خطا و بازارسال بسته‌ها استفاده می‌کند، سیستم ARQ مخلوط (HARQ)[4] می‌گویند. اگر در صورت تشخیص خطا، بسته دریافتی کنار گذاشته شود و کل بسته مجدداً بازارسال شود، سیستم HARQ از نوع I است ولی اگر پس از تشخیص خطا صرفاً یک سری بیت اضافی و پریتی برای کمک به تصحیح خطا در بسته دریافتی ارسال شود، سیستم HARQ از نوع II است [۲۴].

ترکیب ARQ و تطبیق لینک در لایه فیزیکی نیز امکان‌پذیر است. تحلیل عملکرد سیستم ارسال با استفاده از ARQ و تطبیق لینک در [۲۵] تا [۳۴] آمده است. زمانی که از بازارسال استفاده شود به علت تکرار، گذردهی کاهش می‌یابد. یک سؤال اساسی این است که چه قسمتی از وظیفه ارسال مطمئن اطلاعات به روش تطبیق لینک و چه قسمتی به ARQ محول شود؟ اگر قید احتمال خطای قابل تصحیح توسط AMC، کم در نظر گرفته شود به علت وجود محدودیت بر روی متوسط توان ارسالی نرخ‌های قابل ارسال کم و گذردهی کم خواهد بود و اگر قید احتمال خطای قابل تصحیح توسط AMC زیاد در نظر گرفته شود، تعداد بازارسال‌های مورد نیاز زیاد خواهد شد و باز هم گذردهی کاهش می‌یابد. لذا تعیین مقدار بهینه قید احتمال خطای قابل تصحیح در سیستم AMC دارای اهمیت بالایی است و به عبارت دقیق‌تر ترکیب بهینه سیستم ARQ و AMC برای حداکثر کردن گذردهی دارای اهمیت است.

در این مقاله روشی برای ارسال بهینه‌سازی شده مطمئن با استفاده از HARQ از نوع I ارائه می‌شود. با استفاده از AMC، دستیابی به قید احتمال خطای PER محدود تضمین می‌شود و گذردهی لینک با ملاحظه قید متوسط توان ارسالی حداکثر می‌گردد. اما چون وضعیت لینک غیر ایده‌آل است، تنظیم دقیق نرخ و توان برای رسیدن به احتمال قید PER ممکن نیست. از طرف دیگر ملاحظه قید متوسط PER، معیار مناسبی برای اندازه‌گیری عملکرد نیست. در این مقاله روشی برای تطبیق لینک بر مبنای وضعیت لینک غیر ایده‌آل ارائه می‌شود که در آن احتمال نقض‌شدن قید PER به ε_v محدود شود. با این کار $1-\varepsilon_v$ بخش از اطلاعات ارسالی ارزشمند است و قید احتمال خطا را برآورده می‌کند. مقدار ε_v از طریق بهینه‌سازی به گونه‌ای تنظیم می‌شود که گذردهی بیشینه شود. حذف خطای باقیمانده بر عهده ARQ گذاشته شده است. اگر هدف رسیدن به احتمال خطای نزدیک به صفر باشد باید تعداد بازارسال‌های مجاز برابر بی‌نهایت تنظیم شود. مقدار قید PER و به عبارتی میزان مشارکت سیستم تصحیح خطا در ارسال نیز بهینه‌سازی شده و به عبارت دقیق‌تر ترکیب بهینه سیستم ARQ و AMC مشخص می‌شود.

در ادامه در بخش دوم اصول و مفاهیم مورد نیاز شامل ساختار لینک و مدل کانال، روش تطبیق لینک و توصیف وضعیت لینک غیر ایده‌آل مطرح می‌شود. در بخش سوم روش ارسال بهینه بر مبنای وضعیت لینک غیر ایده‌آل با استفاده از AMC و بدون استفاده از ARQ مطرح می‌گردد. در روش طراحی‌شده در این بخش، هدف حداکثر کردن گذردهی با ملاحظه قید متوسط توان و احتمال خطای بسته است. در بخش چهارم روش ارسال بهینه با استفاده از AMC و ARQ مطرح می‌شود. در این بخش ترکیب بهینه دو سیستم تصحیح خطا و تشخیص و بازارسال خطا مشخص می‌شود. بخش پنجم به ارزیابی عددی روش‌های طراحی‌شده اختصاص دارد و مقاله در بخش ششم جمع‌بندی می‌شود.

۲- اصول و مفاهیم

۲-۱ نشانه‌گذاری‌ها

در این مقاله متغیرها با حروف کوچک مثل z و ثوابت با حروف بزرگ مثل N نمایش داده می‌شوند. تابع چگالی احتمال متغیر تصادفی x با $f_x(x)$ نمایش داده می‌شود و متوسط آماری به کمک $E\{.\}$ مشخص می‌گردد.

۲-۲ ساختار سیستم و مدل کانال

شبکه بی‌سیم در نظر گرفته شامل یک لینک نقطه به نقطه حاوی یک فرستنده و یک گیرنده است و کانال مورد نظر متغیر با زمان و دارای فیدینگ فرکانسی تخت می‌باشند. مدل فیدینگ بلوکی در نظر گرفته شده است که در آن بهره کانال در طول یک بلوک (چندین بسته اطلاعات) ثابت می‌ماند. اگر ضریب مختلط کانال با h، واریانس نویز دریافتی در گیرنده با σ^2 و توان ارسالی با p نمایش داده شود، نسبت سیگنال به نویز دریافتی برابر $\gamma = p|h|^2/\sigma^2$ خواهد بود و $s = |h|^2/\sigma^2$ سیگنال به نویز نرمالیزه و یا به اختصار SNR نامیده می‌شود.

۲-۳ توصیف وضعیت لینک غیر ایده‌آل

در حالت کلی می‌توان SNR کانال‌های بی‌سیم را با مدل ناکاگامی مرتبه μ مدل کرد. لذا SNR واقعی و SNR تخمینی (به ترتیب s و $\hat{s}$) دو متغیر تصادفی همبسته هستند که تابع چگالی احتمال شرطی آنها از رابطه زیر به دست می‌آید [۳۵]

$$f_{s|\hat{s}}(s|\hat{s}) = \left(\frac{s}{\rho\hat{s}}\right)^{\frac{\mu-1}{2}} \frac{1}{\bar{S}} \exp\left(-\frac{\rho(s+\hat{s})}{\bar{S}(1-\rho)}\right) I_{\mu-1}\left(\frac{2}{\bar{S}(1-\rho)}\sqrt{\rho s\hat{s}}\right) \quad (1)$$

به طوری که $\bar{S} = E\{s\} = E\{\hat{s}\}$ بیانگر متوسط SNR و ρ بیانگر ضریب همبستگی و $I_{\mu-1}$ تابع بسل اصلاح‌شده نوع اول از مرتبه $\mu-1$ است که در صورت استفاده از مدل Jakes ضریب همبستگی برابر $\rho = J_o^2(2\pi f_d T_d)$ خواهد بود که $J_o(.)$ تابع بسل نوع اول از مرتبه صفر، f_d فرکانس داپلر و T_d زمان رفت و برگشت سیگنال بین فرستنده و گیرنده می‌باشد [۹].

1. Packet Error Rate
2. Physical Layer
3. Data Link Layer
4. Hybrid-ARQ

۲-٤ تطبیق لینک گسسته و مدهای کدبندی و مدوله‌سازی وفقی

در سیستم‌های عملی با استفاده از کدبندی و مدوله‌سازی وفقی گسسته، $M+1$ حالت ارسال وجود دارد که هر یک متناظر با یک روش کدبندی و یک روش مدوله‌سازی می‌باشند که در نهایت به نرخ ارسال R_m منجر می‌شود. حالت‌های ارسال بسته به نرخشان به صورت $0 = R_0 < R_1 < R_2 < \ldots < R_M$ مرتب می‌شوند. حالت "۰" بیانگر حالتی است که در آن هیچ اطلاعاتی ارسال نمی‌شود. در سیستم‌های مخابراتی امروزی بیت‌های اطلاعات به صورت بسته‌هایی با تعداد بیت مشخص ارسال می‌شوند و زمانی یک بسته بدون خطا خواهد بود که تمامی بیت‌های آن بدون خطا دریافت شوند. در یک بسته اطلاعات که با نرخ R_m کد شده است، N_b بیانگر جمع تعداد بیت‌های اطلاعات و پریتی (آزمون توازن)، $R_m N_b$ بیانگر تعداد بیت‌های اطلاعات، $(1-R_m)N_b$ تعداد بیت‌های پریتی و N_H بیانگر تعداد بیت‌های سرایند می‌باشد و زمانی بسته بدون خطا است که کل $N_C = N_H + N_b$ بیت بدون خطا باشند. لذا اگر احتمال خطای بیت برابر BER باشد، احتمال خطای بسته برابر $PER = 1-(1-BER)^{N_C}$ است. برای تحلیل عملکرد لینک به ازای هر مد ارسال، ابتدا باید مقدار PER بر حسب SNR کانال محاسبه شود. زمانی که مدهای مختلف AMC از استاندارد IEEE۸۰۲.۱۱a انتخاب شوند، تابع PER بر حسب SNR کانال را می‌توان با تابعی به فرم زیر تخمین زد [۱۳]

$$PER(ps, R_m) = \begin{cases} 1 & , \ 0 \le ps < \Gamma_m \\ a_m \exp(-g_m ps) & , \ ps \ge \Gamma_m \end{cases} \quad , \ 1 \le m \le M \qquad (۲)$$

پارامترهای $\{a_m, g_m, \Gamma_m\}$ توسط روش تطبیق منحنی با استفاده از تخمین حداقل مربعات به دست می‌آیند [۱۳]. این مقادیر به ازای یک مجموعه از مدهای استاندارد IEEE۸۰۲.۱۱ در جدول ۱ لیست شده‌اند. در حالت ارسال mام حداقل SNR مورد نیاز برای تضمین آن که حداکثر احتمال خطای بسته برابر ε_0 باشد با $g_{\varepsilon_0}(R_m)$ نمایش داده می‌شود که از رابطه زیر به دست می‌آید

$$PER(ps, R_m) \le \varepsilon_0 \Rightarrow ps \ge g_{\varepsilon_0}(R_m)$$
$$g_{\varepsilon_0}(R_m) = \frac{-1}{g_m} \times \ln \frac{\varepsilon_0}{a_m} \quad , \ \Gamma_m \le ps \qquad (۳)$$

۳- مخابره بهینه‌سازی شده با استفاده از AMC به هدف حداکثرکردن گذردهی با ملاحظه قید PER و قید متوسط توان بر مبنای وضعیت لینک غیر ایده‌آل

هدف این بخش طراحی روش ارسال با استفاده از AMC به منظور حداکثر کردن گذردهی لینک است به شرط آن که متوسط توان ارسالی و PER محدود و مقید باشند. فرض بر آن است که مقدار دقیق s در اختیار نیست و به جای آن تخمین غیر ایده‌آل $\hat{s}$ در اختیار است که رابطه آن با s بر طبق (۱) می‌باشد. در ادامه صورت مسأله طراحی روش تطبیق لینک فرمول‌بندی و سپس حل آن ارائه می‌شود.

۳-۱ فرمول‌بندی مسأله

در یک لینک نقطه به نقطه، هدف حداکثر کردن گذردهی است به گونه‌ای که اولاً متوسط توان ارسالی فرستنده حداکثر برابر $\bar{P}$ باشد و ثانیاً

جدول ۱: نمایش حالات ارسال برای بخش AMC.

حالت ارسال	مدولاسیون	نرخ کدینگ	نرخ ارسالی	ضریب a_n	ضریب b_n
۱	BPSK	۱/۲	۰/۵	۱۰۴۲/۱۰۷	۱۱/۵۳
۲	BPSK	۳/۴	۰/۷۵	۳۱۱/۰۶۴	۴/۹۴
۳	QPSK	۱/۲	۱	۷۰۶/۹۷۸	۲/۸۱
۴	QPSK	۳/۴	۱/۵	۲۶۴/۰۱۳	۱/۲۲
۵	۱۶-QAM	۱/۲	۲	۲۶۴/۵۴۲	۰/۶۲
۶	۱۶-QAM	۳/۴	۳	۱۷۱/۰۵۷	۰/۲۵
۷	۶۴-QAM	۲/۳	۴	۲۲۸/۳۷۷	۰/۰۹۶

PER کمتر از ε_0 باشد. گذردهی بیانگر تعداد بیت اطلاعات است که در واحد زمان و در واحد عرض باند ارسال می‌شود زمانی که در مد ارسال mام قرار داریم، $R_m N_b$ بیت مربوط به اطلاعات اصلی و $N_C = N_b + N_H$ تعداد کل بیت‌های ارسالی است. لذا کسر $\alpha = N_b/(N_b+N_H)$ از بیت‌های ارسالی مربوط به اطلاعات اصلی است و اگر $k(\hat{s})$ و $p(\hat{s})$ به ترتیب بیانگر نرخ و توان ارسال تنظیم‌شده بر حسب $\hat{s}$ باشند، متوسط گذردهی برابر $\alpha E\{k(\hat{s})\}$ خواهد بود ($E\{.\}$ نشان‌دهنده متوسط آماری است) و مسأله تطبیق لینک به صورت زیر فرمول‌بندی می‌شود

$$\max_{p(\hat{s}),k(\hat{s})} \alpha E\{k(\hat{s})\} \ , \ k(\hat{s}) \in \{R_1, R_2, \ldots, R_M\} \ s.t$$
$$\begin{cases} C(1): E\{p(\hat{s})\} \le \bar{P} \\ C(2): PER \le \varepsilon_0 \end{cases} \qquad (۴)$$

۳-۲ حل مسأله

برای حل مسأله فوق ابتدا روش تخصیص توان و سپس روش تخصیص نرخ ارسال معرفی می‌شود و سپس بر اساس روش‌های یادشده صورت مسأله بازنویسی و حل آن ارائه می‌شود.

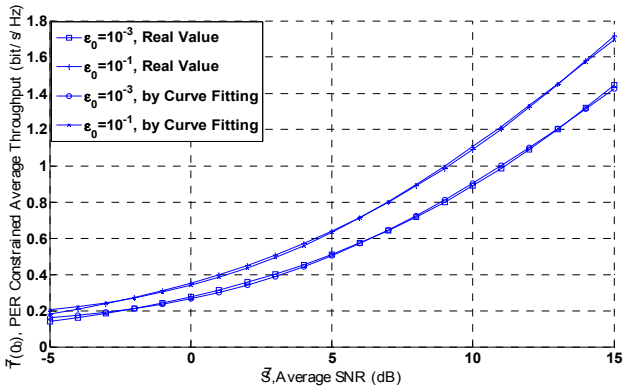
۳-۲-۱ تخصیص توان

از آنجا که مقدار دقیق SNR کانال در اختیار نیست، تضمین قید PER طبق (۴) امکان‌پذیر نمی‌باشد. برای تضمین قید PER در این قسمت از یک روش ابتکاری استفاده می‌کنیم. توان ارسال در هر مد ارسال را به گونه‌ای پیدا می‌کنیم که احتمال نقض‌شدن قید PER برابر ε_v باشد، یعنی $Pr\{PER > \varepsilon_0 \,|\hat{s}\} \le \varepsilon_v < 0.5$ ($Pr\{.\}$ نشان‌دهنده احتمال وقوع رخداد است) و مقدار ε_v نیز به گونه‌ای بهینه خواهد شد که گذردهی حداکثر شود.

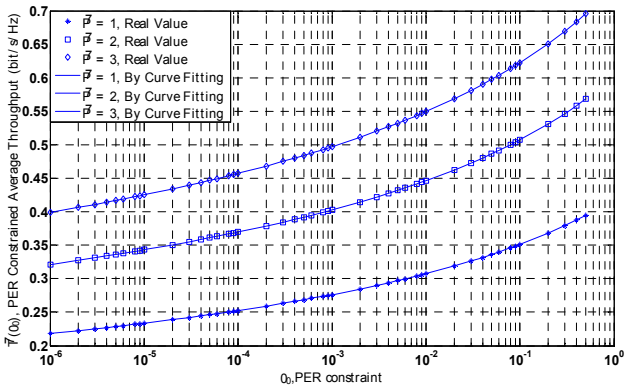
زمانی احتمال خطای بسته از ε_0 بیشتر خواهد شد که $s < g_{\varepsilon_0(k)}/p$ بشود، لذا داریم

$$\Pr\{PER > \varepsilon_0 \,|\hat{s}\} = \Pr\{s < g_{\varepsilon_0}(k)/p \,|\hat{s}\} = \int_0^{\frac{g_{\varepsilon_0}(k)}{p}} f_{s|\hat{s}}(s\,|\hat{s})\,ds = 1 - Q_\mu\left(\sqrt{\frac{2\rho\hat{s}}{(1-\rho)\bar{S}}}, \sqrt{\frac{2g_{\varepsilon_0}(k)}{p(1-\rho)\bar{S}}}\right) \qquad (۵)$$

به طوری که Q_μ تابع مارکوم از مرتبه μام [۳۶] (مرتبه فیدینگ ناکاگامی کانال‌ها) است. تابع بسته‌ای برای توصیف $Q_\mu(A,B)$ وجود ندارد اما اگر $B < A$ باشد می‌توان حد پایین زیر را برای $Q_\mu(A,B)$ نوشت [۳۷]



شکل ۱: متوسط گذردهی در لینک بر حسب متوسط SNR زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و $\bar{P}=۱$ است.



شکل ۲: متوسط گذردهی در لینک بر حسب قید PER زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و $\bar{S}=۰$ dB و $\rho=۰/۹۵$ است.

$$۱-\frac{۱}{۲}\exp(-\frac{(A-B)^۲}{۲})<۱-\frac{۱}{۲}\exp(-\frac{(A-B)^۲}{۲})+\exp(-\frac{(A+B)^۲}{۲})[\frac{۱}{۲}+\sum_{i=۱}^{\mu-۱}\frac{(\frac{\beta}{۲})^i}{i!}]<Q_\mu(A,B) \quad (۶)$$

لذا برای آن که احتمال نقض‌شدن PER به ε_v محدود شود کافی است داشته باشیم

$$\frac{۱}{۲}\exp\{-\frac{۱}{۲}(\sqrt{\frac{۲\rho\hat{s}}{(۱-\rho)\bar{S}}}-\sqrt{\frac{۲g_{\varepsilon_۰}(k)}{p(۱-\rho)\bar{S}}})^۲\}<\varepsilon_v \Leftrightarrow \frac{g_{\varepsilon_۰}(k)}{(D_۱\sqrt{\hat{s}}-D_۲)^۲}\le p \quad (۷)$$

به طوری که $D_۱=\rho$ و $D_۲=\sqrt{-(۱-\rho^۲)\ln(۲\varepsilon_v)}$.

از آنجا که بر روی توان ارسالی محدودیت وجود دارد، حداقل توان ممکن تخصیص داده می‌شود. طبق (۷) نمی‌توان ε_v را صفر قرار داد و همچنین بسیار کم بودن ε_v موجب افزایش بیش از اندازه توان مورد نیاز و به عبارتی دیگر کاهش نرخ قابل ارسال خواهد شد. لذا مقدار مناسب ε_v بایستی از طریق بهینه‌سازی به دست آید که در بخش ۳-۲-۳ مورد بررسی قرار می‌گیرد.

۳-۲-۲ تخصیص نرخ

برای تخصیص نرخ از رویکردی مشابه آنچه در [۲] در مورد یک لینک نقطه به نقطه صورت پذیرفته است، استفاده می کنیم. M آستانه را به صورت $t_۰\le t_۱\le\cdots\le t_M\le t_{M+۱}=\infty$ در نظر می‌گیریم و زمانی که $t_m\le\hat{s}<t_{m+۱}$ باشد نرخ ارسال به صورت $k=R_m$، $۰<m\le M$ تنظیم می‌شود.

۳-۲-۳ بازنویسی صورت مسأله و حل آن

اگر $\bar{T}(\varepsilon_۰)$ بیانگر متوسط گذردهی به عنوان تابعی از $\varepsilon_۰$ باشد، صورت مسأله (۴) به فرم زیر درمی‌آید

$$\max_{\{t_۱,t_۲,\ldots,t_M\}}\bar{T}(\varepsilon_۰)=\alpha(۱-\varepsilon_v)E\{k(\hat{s})\}=\alpha(۱-\varepsilon_v)\sum_{m=۱}^{M}R_m\int_{t_m}^{t_{m+۱}}f_{\hat{s}}(\hat{s})\mathrm{d}\hat{s}\ldots s.t. \quad (۸)$$

$$C(۱):\sum_{m=۱}^{M}g_{\varepsilon_۰}(m)\int_{t_m}^{t_{m+۱}}\frac{f_{\hat{s}}(\hat{s})}{(D_۱\sqrt{\hat{s}}-D_۲)^۲}\mathrm{d}\hat{s}\le\bar{P}$$

مسأله فوق یک مسأله بهینه‌سازی مقید است که به کمک روش ضرایب لاگرانژ قابل حل می‌باشد [۳۸]. برای این منظور لاگرانژین به صورت زیر تشکیل می‌شود

$$\mathcal{L}(t_۱,t_۲,\ldots,t_m;\varepsilon_v)=\alpha(۱-\varepsilon_v)\sum_{m=۱}^{M}R_m\int_{t_m}^{t_{m+۱}}f_{\hat{s}}(\hat{s})\mathrm{d}\hat{s}-\lambda(E\{p\}-\bar{P}) \quad (۹)$$

اگر لاگرانژین تابعی محدب از ترشلدها و پارامتر ε_v باشد جواب بهینه مسأله (۸) زمانی به دست می‌آید که $\partial\mathcal{L}/\partial t_m=۰$، $۱\le m\le M$ و $\partial\mathcal{L}/\partial\varepsilon_v=۰$ باشد.

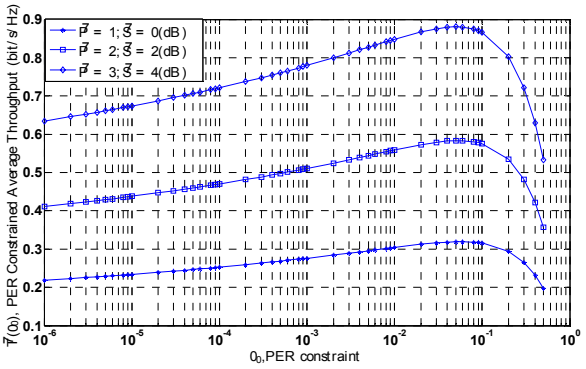
در پیوست نشان داده شده که $\partial^۲\mathcal{L}/\partial t_m^۲<۰$ و $\partial^۲\mathcal{L}/\partial\varepsilon_v^۲<۰$ و لذا لاگرانژین تابعی محدب است و جواب به دست آمده از (۱۰) بهینه است. واضح است که هر چه متوسط توان ارسالی بیشتر باشد، متوسط گذردهی قابل دسترس زیادتر خواهد شد، لذا قید توان در (۸) یک قید فعال است و در نتیجه λ بایستی به گونه‌ای تعیین شود که قید $C(۱)$ با تساوی برقرار شود [۳۸]

$$\frac{\partial\mathcal{L}}{\partial t_m}=۰\Rightarrow t_m=[\frac{۱}{D_۱}(\sqrt{\lambda\frac{g_{\varepsilon_۰}(R_m)-g_{\varepsilon_۰}(R_{m-۱})}{R_m-R_{m-۱}}\frac{}{\alpha(۱-\varepsilon_v)(۱-P_v)}}+D_۲)]^۲ \quad ,\ ۱\le m\le M$$

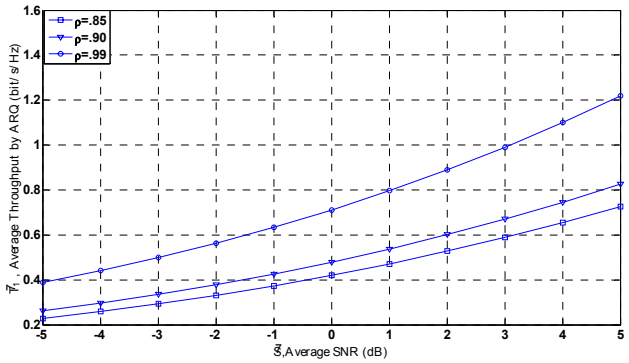
$$\frac{\partial\mathcal{L}}{\partial\varepsilon_v}=۰\Rightarrow\frac{\alpha(۱-\varepsilon_v)\varepsilon_v}{\lambda}\sqrt{\frac{\ln(۲\varepsilon_v)}{-(۱-\rho)\bar{S}}}=\frac{\sum_{m=۱}^{M}g_{\varepsilon_۰}(R_m)\int_{t_m}^{t_{m+۱}}\frac{f_{\hat{s}}(\hat{s})}{(D_۱\sqrt{\hat{s}}-D_۲)^۲}\mathrm{d}\hat{s}}{\sum_{m=۱}^{M}R_m\int_{t_m}^{t_{m+۱}}f_{\hat{s}}(\hat{s})\mathrm{d}\hat{s}} \quad (۱۰)$$

در شکل ۱، متوسط گذردهی به ازای مقادیر مختلف قید PER در رنج وسیعی از SNRها رسم شده است و در شکل ۲، متوسط گذردهی به ازای متوسط توان‌های مختلف بر حسب قید PER محاسبه و رسم شده است. با دقت در نتایج به دست آمده و با الهام از رابطه ظرفیت در کانال گاوسی می‌توان $\bar{T}(\varepsilon_۰)$ را به صورت $T(\varepsilon_۰)=A(\varepsilon_۰)\ln(۱+B(\varepsilon_۰)\bar{P}\bar{S})$ تخمین زد به طوری که ضرایب $A(\varepsilon_۰)$ و $B(\varepsilon_۰)$ از طریق تطبیق منحنی قابل استخراج هستند و به صورت توابع زیر از $\varepsilon_۰$ به دست می‌آیند

$$\begin{cases}A(\varepsilon_۰)=\alpha_۱+\frac{\alpha_۲}{\sqrt{-\log\varepsilon_۰}}+\alpha_۳\exp(\alpha_۴\log\varepsilon_۰)\\ B(\varepsilon_۰)=\beta_۱+\beta_۲\exp(\beta_۳\log\varepsilon_۰)\end{cases} \quad (۱۱)$$



شکل ۳: متوسط گذردهی لینک بر حسب قید PER زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و از ترکیب غیر بهینه AMC و ARQ استفاده شده و $\rho = ۰/۹۵$ است.



شکل ۴: متوسط گذردهی لینک بر حسب SNR متوسط زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و از ترکیب بهینه AMC و ARQ استفاده شده و $\bar{P} = ۱$ است.

٤- ارسال مطمئن و بدون خطا با ترکیب بهینه AMC و ARQ (از نوع I)

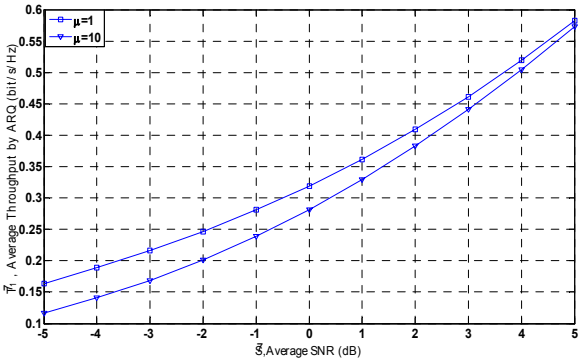
برای حذف خطای باقیمانده می‌توان از سیستم ARQ استفاده کرد. با استفاده از ARQ، احتمال آن که پس از N_r بار بازارسال، بسته اطلاعات بدون خطا دریافت شود برابر $(۱-\varepsilon_.)\varepsilon_.^{N_r}$ خواهد بود. در این حالت مثل آن است که از کد تکرار با نرخ $۱/(N_r+۱)$ استفاده شده باشد و لذا گذردهی به دست آمده در ضریب یادشده ضرب می‌شود. اگر حداکثر تعداد بازارسال‌های مجاز بی‌نهایت فرض شود، متوسط گذردهی قابل حصول متوسط گذردهی قابل حصول با ترکیب AMC و ARQ از رابطه زیر به دست می‌آید

$$\bar{T}_\infty = \sum_{i=۱}^{\infty} \frac{(۱-\varepsilon_.)\varepsilon_.^{i-۱}\bar{T}(\varepsilon_.)}{i} = \frac{(۱-\varepsilon_.)\bar{T}(\varepsilon_.)}{\varepsilon_.} \sum_{i=۱}^{\infty} \frac{\varepsilon_.^i}{i} = \frac{(۱-\varepsilon_.)\bar{T}(\varepsilon_.)}{\varepsilon_.} \ln(۱-\varepsilon_.) \qquad (۱۲)$$

گذردهی قابل حصول به صورت $\bar{T}_\infty = \bar{T}(\varepsilon_.)(۱-\varepsilon_.)$ خواهد شد زمانی که $\varepsilon_. \approx ۰$ باشد. برای یافتن مقدار بهینه $\varepsilon_.$ می‌توان $\bar{T}(\varepsilon_.)$ را از تخمین به دست آمده در بخش ۳-۲-۳ جایگزین نمود و با حل معادله $\partial\bar{T}_\infty/\partial\varepsilon_. = ۰$، $\varepsilon_.$ را حساب کرد. جواب به دست آمده در حقیقت بیانگر نقطه بهینه در ترکیب سیستم AMC و سیستم ARQ است. بدان معنی که چه بخش از وظیفه تصحیح خطا به کدهای تصحیح خطا و چه بخش به سیستم بازارسال تخصیص داده شود.

٥- ارزیابی‌های عددی

به منظور ارزیابی عملکرد روش پیشنهادی، مدهای مختلف ارسال از



شکل ۵: متوسط گذردهی لینک بر حسب SNR متوسط زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ ناکاگامی هستند و از ترکیب بهینه AMC و ARQ استفاده شده و $\bar{P} = ۱$ و $\rho = ۰/۹۵$ است.

استاندارد IEEE۸۰۲.۱۱ استخراج شده‌اند و پارامترهای تخمین PER مربوط به آنها بر طبق (۱) در جدول ۱ لیست شده‌اند. ۸ مد ارسال وجود دارد که هر یک به کمک یک نوع کدبندی و یک نوع مدوله‌سازی خاص ساخته می‌شوند و در نهایت به نرخ‌های $R \in \{۰, ۰/۵, ۰/۷۵, ۱, ۱/۵, ۲, ۳, ۴\}$ منجر می‌شوند.

در شکل‌های ۱ و ۲ نتایج بخشی از ارزیابی‌های گسترده عددی برای بررسی تابع تخمین گذردهی (رابطه (۱۱)) نشان داده شده است. آن گونه که شبیه‌سازی‌ها نشان می‌دهد دقت تابع تخمینی به اندازه کافی قابل قبول است.

در شکل ۱ متوسط گذردهی در لینک بر حسب متوسط SNR زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و از AMC با قید PER استفاده می‌شود، ترسیم شده است. همچنین در این شکل متوسط توان $\bar{P} = ۱$ فرض شده است.

در شکل ۲ متوسط گذردهی در لینک بر حسب قید PER زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و از AMC با قید PER محدود استفاده شده، ترسیم شده است. مقدیر مختلف برای قید متوسط توان ارسالی در نظر گرفته شده و متوسط SNR و ضریب همبستگی تیز به ترتیب $\bar{S} = ۰\text{dB}$ و $\rho = ۰/۹۵$ می‌باشند.

در شکل ۳ مقدار $\bar{T}_\infty$ (رابطه (۱۲)) به ازای مقادیر مختلف $\varepsilon_.$ رسم شده است. آن گونه که پیداست استفاده از مقدار مناسب $\varepsilon_.$ در رسیدن به گذردهی بیشینه، اهمیت بالایی دارد. در این شکل متوسط گذردهی لینک بر حسب قید PER زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ رایلی هستند و از AMC با قید PER محدود و سیستم ARQ استفاده شده است (ترکیب غیر بهینه) و همچنین ضریب همبستگی $\rho = ۰/۹۵$ است.

در شکل ۴ متوسط گذردهی حاصل از ترکیب بهینه AMC و ARQ ($\bar{T}_\infty$ به ازای مقدار بهینه $\varepsilon_.$) در رنج وسیعی از متوسط SNRها رسم شده است. مقادیر مختلف برای ضریب همبستگی بین SNR واقعی و مقدار تخمینی آن در نظر گرفته شده است. آن گونه که پیداست با کاهش ρ متوسط گذردهی کاهش می‌یابد. این بدان علت است که با کاهش ρ اختلاف وضعیت لینک غیر ایده‌آل با مقدار واقعی آن بیشتر می‌شود. متوسط توان نیز ثابت و برابر $\bar{P} = ۱$ در نظر گرفته شده است.

در شکل ۵ گذردهی حاصل از سیستم بهینه‌سازی شده HARQ-I به ازای مرتبه‌های مختلف μ برای فیدینگ ناکاگامی رسم شده است، $(f_{\hat{s}}(\hat{s}) = (۱/\Gamma(\mu))(\mu/\bar{S})^{\mu}\hat{s}^{\mu-۱}\exp(-\mu\hat{s}/\bar{S}))$. متوسط گذردهی لینک بر حسب متوسط SNR زمانی که کانال‌ها دارای فیدینگ ناکاگامی هستند و از ترکیب بهینه AMC با قید PER محدود و سیستم ARQ

استفاده شده است. ثوابت توان و ضریب همبستگی نیز به ترتیب برابر $\overline{P}=1$ و $\rho=0.95$ در نظر گرفته می‌شوند.

٦- نتیجه‌گیری

روشی برای ارسال مطمئن اطلاعات در کانال مخابراتی بی‌سیم با استفاده هم‌زمان از کدهای تصحیح خطا و کدهای تشخیص خطا و بازارسال ارائه شد. یک سیستم تطبیق لینک گسسته با استفاده از کدینگ و مدولاسیون وفقی طراحی شد که با استفاده از آن با ملاحظه قید متوسط توان، متوسط گذردهی به گونه‌ای حداکثر شد که احتمال رخداد خطا در بسته‌های اطلاعات مقدار مشخصی باشد. از آنجا که وضعیت لینک به صورت ایده‌آل در اختیار نبود، لذا تنظیم دقیق نرخ و توان ارسال ممکن نبود و لذا طراحی جدیدی ارائه شد که با استفاده از آن احتمال نقض‌شدن قید PER مقدار مشخص و محدودی باشد و این احتمال نقض‌شدن نیز بهینه گردید. وظیفه حذف خطای باقیمانده بر دوش سیستم ARQ گذاشته شد. از آنجا که تنظیم سخت‌گیرانه قید PER و تعداد بازارسال‌های زیاد هر دو موجب خراب‌شدن گذردهی کل می‌شوند، لذا نقطه بهینه‌ای برای ترکیب سیستم AMC و سیستم ARQ به دست آمد.

پیوست

مقدار $\mathrm{d}^2\mathcal{L}/\mathrm{d}t_m^2$ و $\mathrm{d}^2\mathcal{L}/\mathrm{d}\varepsilon_v^2$ در ادامه محاسبه شده و بررسی‌های عددی نشان می‌دهد که مقادیر یادشده در نقاط اکسترمم همواره منفی هستند و لذا لاگرانژین تابعی محدب از آستانه‌ها و ε_v است

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathcal{L}}{\mathrm{d}t_m^2}=-f_{\hat{S}}(t_i)\left[\frac{K'(R_m-R_{m-1})Q_1\lambda_1}{\sqrt{t_m}\,(D_1\sqrt{t_m}-D_2)^1}\right]<0$$

$$\frac{\mathrm{d}^2\mathcal{L}}{\mathrm{d}\varepsilon_v^2}=\lambda_1\left(-\sqrt{\frac{-(1-\rho)\overline{S}}{\ln(2\varepsilon_v)}}\left[\frac{1}{\varepsilon_v^2}+\frac{1}{2\varepsilon_v^2}\times\frac{1}{\left|\ln(2\varepsilon_v)\right|}\right]\right)\times$$

$$\left(\sum_{m=1}^{M}g_{\varepsilon_v}(R_m)\int_{t_m}^{t_{m+1}}\frac{f_{\hat{S}}(\hat{s})}{(D_1\sqrt{\hat{s}}-D_2)^2}\mathrm{d}\hat{s}\right)+ \qquad (1-\text{پ})$$

$$\left(-3\sum_{m=1}^{M}g_{\varepsilon_v}(R_m)\int_{t_m}^{t_{m+1}}\frac{f_{\hat{S}}(\hat{s})}{(D_1\sqrt{\hat{s}}-D_2)^4}\mathrm{d}\hat{s}\right)\times$$

$$\left(\frac{1}{\varepsilon_v}\sqrt{\frac{-(1-\rho)\overline{\gamma}}{\ln(2\varepsilon_v)}}\right)^2\le 0$$

مراجع

[1] S. T. Chung and A. J. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 9, pp. 1561-1571, Sep. 2001.

[2] K. J. Hole, H. Holm, and G. E. Øien, "Adaptive multidimensional coded modulation over flat fading channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 7, pp. 1153-1158, Jul. 2000.

[3] N. C. Beaulieu, G. Farhadi, and Y. Chen, "Amplify-and-forward multihop relaying with adaptive M-QAM in Nakagami-m fading," in *Proc. IEEE Global Telecommunication Conf.*, 5-9 Dec. 2011.

[4] A. Gjendemsjo, H. C. Yang, M. S. Alouini, and G. Oien, "Rate and power allocation for discrete-rate link adaptation," *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, Article ID 394124, 11 pp., 2008

[5] J. Tang and X. Zhang, "Quality-of-service driven power and rate adaptation over wireless links," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 6, no. 8, pp. 3058-3068, Aug. 2007.

[6] B. C. Modi, O. Olabiyi, and A. Annamalai, "Improving the spectral efficiency of adaptive modulation in amplify-and-forward cooperative relay networks with truncated ARQ protocol," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf., GLOBECOM'11*, 5-9 Dec. 2011.

[7] W. L. Li, Y. J. Zhang, A. C. So, and M. Win, "Slow adaptive OFDMA systems through chance constrained programming," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 7, pp. 3858-3869, Jul. 2010.

[8] L. Toni and A. Conti, "Does fast adaptive modulation always outperform slow adaptive modulation," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 5, pp. 1504-1513, May 2011.

[9] M. Taki, M. Rezaiee, and M. Guillaud, "Adaptive modulation and coding for interference alignment with imperfect CSIT," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 13, no. 9, pp. 5264-5273, 2014.

[10] M. Taki and M. Sadeghi, "Joint relay selection and adaption of modulation, coding and transmit power for spectral efficiency optimization in amplify-forward relay network," *IET Communications*, vol. 8, no. 11, pp. 1955-1964, 2014.

[۱۱] م. تاکی، "بهینه سازی گذردهی در شبکه پخش با حفظ محرمانگی اطلاعات اختصاصی هر گیرنده با استفاده از کدینگ، مدولاسیون و توان ارسالی وفقی"، *نشریه مهندسی برق و مهندسی کامپیوتر ایران، ب- مهندسی کامپیوتر*، سال ۱۲، شماره ۱، صص. ۶۶-۶۰، زمستان ۱۳۹۵.

[12] M. Taki, "Spectral efficiency optimization in amplify and forward relay network with diversity using adaptive rate and adaptive power transmission," *IET Trans. on Communications*, vol. 7, no. 15, pp. 1656-1664, 2013.

[13] M. Taki and F. Lahouti, "Spectral efficiency optimization for an interfering cognitive radio with adaptive modulation and coding," in *Proc. Int. Conf.e on Communications Workshops*, 14-18 Jun. 20091.

[14] Y. Yao and G. B. Giannakis, "Rate-maximizing power allocation in ofdm based on partial channel knowledge," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 3, pp. 1073-1083, May 2005.

[15] M. R. Souryal and R. L. Pickholtz, "Adaptive modulation with imperfect channel information in OFDM," in *Proc. ICC*, pp. 1861-1865, Jun. 2001.

[16] Geir Egil Øien, H. Holm, and Kjell Jørgen Hole, "Impact of channel prediction on adaptive coded modulation performance in rayleigh fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 3, pp. 758-769, May 2004.

[17] A. Olfat and M. Shikh-Bahaei, "Optimum power and rate adaptation for MQAM in Rayleigh flat fading with imperfect channel estimation," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 4, pp. 2622-2627, Jul. 2008.

[18] S. Ye, R. S. Blum, and L. J. Cimini, "Adaptive OFDM systems with imperfect channel state information," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, no. 11, pp. 3255-3265, Nov. 2006.

[19] Z. Song, K. Zhang, and Y. L. Guan, "Statistical adaptive modulation for QAM-OFDM systems," in *Proc. GLOBECOM*, vol. 1, pp. 706-710, Nov. 2002.

[20] H. Zhang, S. Wei, G. Ananthaswamy, and D. L. Goeckel, "Adaptive signaling based on statistical characterizations of outdated feedback in wireless communications," *Proceedings of the IEEE*vol. 85, no. 12, pp. 2337-2353, Dec. 2007.

[21] J. F. Paris and A. J. Goldsmith, "Adaptive modulation for MIMO multiplexing under average BER constraints and imperfect CSI," *IEEE Int. Conf. on Communications*, pp. 1318-1325, Jun. 2006.

[22] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std. 802.11a-1999, 1999.

[23] *Digital Video Broadcasting (DVB) Second Generation Framing Structure for Broadband Satellite Applications*, EN 302 307 V1.1.1, 2005.

[24] E. Malkamaki and H. Leib, "Performance of truncated type-II hybrid ARQ schemes with noisy feedback over block fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 9, pp. 1477-1487, Sep. 2000.

[25] J. Yun, "Throughput analysis of selective repeat ARQ combined with adaptive modulation for fading channels," in *Proc. IEEE MILCOM*, vol. 1, pp. 710-714, 7-10 Oct. 2002.

[26] J. Yun and M. Kavehrad, "Markov error structure for throughput analysis of adaptive modulation systems combined with ARQ over correlated fading channels," *IEEE Trans. on Veh. Technology*, vol. 56, no. 2, pp. 235-245, Jan. 2005.

[27] L. B. Le, E. Hossain, and A. S. Alfa, "Delay statistics and throughput performance for multi-rate wireless networks under multiuser diversity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*,vol. 5, no. 11, pp. 3234-3243, Nov. 2006.

[28] S. Falahati and A. Svensson, "Hybrid type-II ARQ schemes with adaptive modulation systems for wireless channels," in *Proc. IEEE VTC'99*, vol. 5, pp. 2691-2695, 19-22 Sept. 1999.

[29] D. Wu and S. Ci, "Cross-layer combination of hybrid ARQ and adaptive modulation and coding for QoS provisioning in wireless data networks," in *Proc. 3rd Int'l Conf. Quality of Service in*

Heterogeneous Wired/Wireless Networks, Article ID. 47, 7-9 Aug. 2006.
[30] Q. Liu, S. Zhou, and G. B. Giannakis, "Cross-layer combining of adaptive modulation and coding with truncated ARQ over wireless links," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 5, pp. 1746-55, Sep. 2004.
[31] J. S. Harsini and F. Lahouti, "Joint optimization of adaptive modulation and coding, power control and packet retransmission over block fading channels," in *Proc. IEEE Information Theory Workshop*pp. Bergen, Norway, 1-6 Jul. 2007.
[32] D. Wu, S. Ci, and H. Wang, "Cross-layer optimization for video summary transmission over wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 25, no. 4, pp. 841-850, May 2007.
[33] H. Zheng and H. Viswanathan, "Optimizing the ARQ performance in downlink packet data systems with scheduling," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 4, no. 2, pp. 495-506, Mar. 2005.
[34] J. S. Harsini and F. Lahouti, "Quality of service constrained throughput optimization for joint adaptive transmission with ARQ over block-fading channels," *IET Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 1030-1040, Jul. 2009.
[35] T. Zhou, X. Yu, Y. Li, and Y Jiao, "Cross-layer design with feedback delayover MIMO Nakagami-m fading channels," in *Proc. 12th IEEE Int. Conf. on Communication Technology, ICCT'10,* pp. 359-366, 11-14 Nov. 2010.
[36] I. S. Gradshicyn and I. M. Ryzbik, *Table of Integrals, Series and Products*, Academic Press, Inc., 1996.
[37] M. K. Simon and M. S. Alouini, "Exponential-type bounds on the generalized marcum Q-function with application to error probability analysis over fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 48, no. 3, pp. 359-366, Mar. 2000.
[38] J. Nocedal and S. J. Wright, *Numerical Optimization*, 2nd Ed. Springer, 2006.

مهرداد تاکی در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تهران و در سال ۱۳۸۴ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق مخابرات خود را از دانشگاه علم و صنعت دریافت نمود. وی در سال ۱۳۹۰ مدرک دکتری خود را از دانشگاه تهران در رشته مهندسی برق مخابرات دریافت کرد. ایشان هم اکنون عضو هیأت علمی دانشکده فنی مهندسی گروه مهندسی برق دانشگاه قم می باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند مخابرات سیار و بی‌سیم، پردازش سیگنال، پردازش صوت و تصویر، پردازش سیگنا رادار و برنامه ریزی تصادفی می‌باشد.

رضا مهین زعیم در سال ۱۳۹۰ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد کرج و در سال ۱۳۹۳ مدرک کارشناسی ارشد مخابرات سیستم خود را از دانشگاه اصفهان دریافت نمود. از سال ۹۴ تا کنون نیز نام‌برده به تحلیل و طراحی بسترهای مخابراتی برای محیط‌های شهری و درون ساختمانی شامل هر دو بستر سیمی و بی‌سیم مشغول بوده است. زمینه‌های علمی مورد علاقه نام‌برده شامل موضوعاتی مانند طراحی لایه‌ی داده شامل کدبندی کانال و لایه‌ی فیزیکی شامل سیستم‌های چندپرشی، سیستم‌های چند آنتنه و همچنین رادیو شناختگر می‌باشد.