

# نرخ قابل حصول ارسال همزمان اطلاعات و توان برای سیستم مخابرات دوطرفه مجهز به آرایه آنتن عظیم

محمدعلی محمدی<sup>۱</sup>، استادیار؛ زهرا مبینی<sup>۲</sup>، استادیار

۱- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - m.a.mohammadi@eng.sku.ac.ir

۲- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه شهرکرد - شهرکرد - ایران - z.mobini@eng.sku.ac.ir

**چکیده:** یک سیستم شامل چندین کاربر بی سیم متشکل از یک نقطه دسترسی دوطرفه هیبرید را در نظر می‌گیریم که برای دسته‌ای از کاربرهای سیار اطلاعات ارسال می‌کند و به‌طور هم‌زمان اطلاعات ارسالی از سوی دسته‌ای دیگر از گره‌های حسگر بی‌سیم را که دارای محدودیت انرژی هستند، دریافت می‌کند. فرض می‌کنیم که نقطه دسترسی مجهز به یک آرایه آنتن عظیم باشد. با در نظر گرفتن پروتکل کلیدزنی زمانی متشکل از دو مرحله، فرض می‌کنیم که در مرحله اول، نقطه دسترسی سیگنال انرژی را برای حسگرها ارسال می‌کند و هم‌زمان از سمبل‌های نشانه ارسالی از سوی کاربران سیار برای تخمین کانال استفاده می‌کند. حسگرهای بی‌سیم در مرحله دوم اطلاعات خود را به کمک انرژی برداشت‌شده در مرحله اول برای ایستگاه دسترسی ارسال می‌کنند. با فرض دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال و نیز دسترسی به تخمین اطلاعات وضعیت کانال، عبارت‌های حدی برای نرخ‌های قابل حصول فراسوی و فرسوی سیستم را به دست می‌آوریم. نتایج به دست آمده برای تعداد آنتن بی‌نهایت در ایستگاه مرکزی معتبر هستند. در ضمن، نتایج تقریبی نیز برای هر تعداد آنتن دلخواه استخراج می‌شوند. بر اساس نتایج تحلیلی حاصل، یک قاعده مقیاس توان نیز به دست می‌آوریم و تأثیر تعداد آنتن‌ها بر روی حذف تداخل بین کاربری و خودتداخلی را مطالعه می‌کنیم.

**واژه‌های کلیدی:** مخابرات دوطرفه، آرایه آنتن عظیم، ارسال هم‌زمان بی‌سیم اطلاعات و توان، نرخ قابل حصول.

## Achievable Rate Analysis of Simultaneous Wireless Information and Power Transfer in a Full-duplex Communication System with Massive Antenna Array

M. A. Mohammadi<sup>1</sup>, Assistant Profressor; Z. Mobini<sup>2</sup>, Assistant professor

1- Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran, Email: m.a.mohammadi@eng.sku.ac.ir

2- Faculty of Engineering, Shahrekord University, Shahrekord, Iran, Email: z.mobini@eng.sku.ac.ir

**Abstract:** We consider a multiuser wireless system with a full-duplex hybrid access point (HAP) that transmits to a set of users in the downlink channel, while receiving data from another set of energy-constrained sensors in the uplink channel. We assume that the HAP is equipped with a massive antenna array, while all users and sensor nodes have a single antenna. We adopt a time-switching protocol where in the first phase, sensors are powered through wireless energy transfer from HAP and HAP estimates the downlink channel of the users. In the second phase, sensors use the harvested energy to transmit to the HAP. Assuming perfect and imperfect channel state information, we derive expressions for the achievable uplink and downlink rates in the large-antenna limit and approximate results that hold for any finite number of antennas. Based on these analytical results, we obtain the power-scaling law and analyze the effect of the number of antennas on the cancellation of intra-user interference and the self-interference.

**Keywords:** Full-duplex communication, massive antenna array, simultaneous wireless information and power transfer, achievable rate.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۰۸/۱۴

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۵/۱۰/۰۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۱/۲۷

نام نویسنده مسئول: محمدعلی محمدی

نشانی نویسنده مسئول: ایران - شهرکرد - بلوار رهبر - دانشگاه شهرکرد - دانشکده فنی و مهندسی - گروه الکترونیک و مخابرات.

## ۱- معرفی

دوطرفه در نظر گرفته شده که HAP از مدولاسیون OFDM استفاده می‌کند. در این طرح مسئله تخصیص زیرحامل‌ها و توان بین کاربران مطالعه شده است. در [۱۱] یک سیستم شامل چندین کاربر مورد مطالعه قرار گرفته که شامل یک HAP مجهز به چند آنتن و دارای قابلیت ارسال و دریافت همزمان می‌باشد. در مرحله اول ارسال دسته‌ای از کاربران انرژی لازم برای ارسال‌های خود را ابتدا از HAP دریافت می‌کنند. سپس در مرحله دوم اطلاعات خود را در کانال فراسو برای HAP می‌فرستند و همزمان HAP برای دسته‌ای دیگر از کاربران ارسال اطلاعات انجام می‌دهد.

در این مقاله یک سیستم با قابلیت ارسال دوطرفه را در نظر می‌گیریم که در آن یک HAP با امکان ارسال بی‌سیم توان وجود دارد. این HAP در مرحله نخست ارسال، برای دسته‌ای از گره‌های حسگر موجود در اطراف خود اقدام به ارسال توان می‌کند و در همان مرحله سیگنال‌های نشانه<sup>۱</sup> دسته‌ای از کاربران سیار مجاور خود را نیز دریافت می‌کند. با استفاده از ضرایب تخمین کانال به دست آمده، HAP بردارهای شکل‌دهی پرتو<sup>۱</sup> خود را ساخته، در مرحله دوم ارسال برای کاربران سیار اطلاعات ارسال می‌کند و در عین حال اقدام به دریافت اطلاعات ارسالی از گره‌های حسگر می‌کند. ما در این مقاله، به‌عنوان یک فرض عملیاتی از آرایه آنتن عظیم در HAP استفاده می‌کنیم [۱۲]. منظور از آرایه آنتن عظیم، آرایه‌ای متشکل از صد یا صدها آنتن با ابعاد کوچک است که به طور همزمان به ده‌ها کاربر سرویس می‌دهد. امروزه استفاده از آرایه‌های آنتن عظیم در شبکه‌های مخابرات سلولی به‌شدت مورد توجه محققان قرار گرفته است. دلایل اصلی اقبال عمومی به این سیستم‌ها، افزایش ظرفیت ناشی از نصب تعداد زیاد آنتن در یک پایانه، کاهش قابل توجه توان‌های ارسالی فراسو و فروسو و همچنین کاهش قابل توجه سربار مورد نیاز جهت تخمین کانال (که متناسب با تعداد کاربران می‌باشد) است. در ضمن اگر تعداد آنتن‌های استفاده‌شده در مقایسه با تعداد کاربران تحت سرویس خیلی بیشتر باشد، می‌توان با بهره‌گیری از روش‌های شکل‌دهی خطی پرتو نظیر روش‌های بیشینه نسبت ترکیب<sup>۱۱</sup> (MRC) و بیشینه نسبت ارسال<sup>۱۲</sup> (MRT) تداخل‌های بین کاربری و خطاهای ناشی از تخمین کانال را به‌سادگی حذف نمود [۱۳، ۱۴]. در سیستم تحت بررسی از روش‌های MRC و MRT به ترتیب جهت پردازش اطلاعات دریافتی و ارسالی در HAP بهره می‌گیریم. لازم به ذکر است که این دو روش پردازشی در مراجع مهم مرتبط با آرایه آنتن‌های عظیم به‌عنوان روش‌های شبه‌بهینه به وفور استفاده شده‌اند. نتایج و تحلیل‌های مهمی را که در این مقاله انجام شده است، در چهار دسته زیر خلاصه می‌نماییم:

- یک روش تخمین همزمان برای کانال بین HAP و کاربران سیار و همچنین کانال خودتداخلی در HAP ارائه می‌کنیم.
- عبارات ساده‌ای برای نرخ‌های قابل حصول فرسوی کاربران و فراسوی گره‌های حسگر به دست می‌آوریم که برای تعداد آنتن‌های بسیار زیاد معتبر خواهند بود. به‌کمک این نتایج قواعد مقیاس توان برای کانال فرسوی را نیز استخراج می‌کنیم.

مخابرات دوطرفه<sup>۱</sup> امکان ارسال و دریافت سیگنال‌ها را بر روی باند فرکانسی یکسان مهیا می‌کند و به همین دلیل از آن به‌عنوان یک تکنولوژی نویدبخش جهت تحقق بهره طیفی مورد نیاز برای نسل‌های آتی مخابرات بی‌سیم می‌توان استفاده کرد [۱]. از نقطه‌نظر پیاده‌سازی مهم‌ترین چالش ساخت رادیوهای دوطرفه، اثر خودتداخلی<sup>۲</sup> است که ناشی از تزویج سیگنال‌های توان بالای مدار فرستنده و گیرنده سیستم می‌باشد. این اثر خودتداخلی برای کاربردهای عملی باید تا سطح قابل قبولی پایین بیاید. در مطالعات صورت‌گرفته روش‌های متنوعی از قبیل روش‌های حذف آنالوگ و دیجیتال برای مقابله با این فرم تداخل مطرح گردیده که ایده استفاده از مخابرات دوطرفه را بیش‌تر به واقعیت نزدیک می‌کند [۴-۲]. اخیراً استفاده از سیستم‌های چندآنتنی که امکان طراحی روش‌های پیش‌کدکننده فضایی<sup>۳</sup> را ممکن می‌سازند، به‌عنوان یک راهکار عملیاتی حذف خودتداخلی مطرح شده و در بسیاری از مطالعات استفاده شده است [۳].

از سوی دیگر محبوبیت روزافزون کاربردهای چندرسانه‌ای، تقاضا جهت تأمین انرژی در سیستم‌های بی‌سیم را به‌شدت افزایش داده است [۵]. شبکه‌های بی‌سیم امروزی یا به منابع انرژی متصل هستند یا با تکیه بر باتری‌های داخلی خود کار می‌کنند. بنابراین با در نظر گرفتن ظرفیت محدود این باتری‌ها، عمر عملیاتی کم شبکه‌های بی‌سیم یک چالش اساسی برای طراحی این شبکه‌ها می‌باشد. به‌عنوان یک راهکار بالقوه، گره‌های بی‌سیم شبکه می‌توانند با برداشت انرژی<sup>۴</sup> از محیط یا به روش ارسال بی‌سیم توان تغذیه شوند. روش دوم در شبکه‌های حسگر<sup>۵</sup> دارای کارایی بیشتری است چراکه عملیات ارسال بی‌سیم توان توسط سیگنال‌های رادیو فرکانسی برخلاف روش برداشت انرژی از محیط آسان‌تر می‌باشد و قابل کنترل نیز خواهد بود.

یک کاربرد بالقوه برای تکنولوژی رادیوهای دوطرفه، استفاده از آن‌ها در نقاط دسترسی برای دریافت اطلاعات در لینک‌های فراسو<sup>۶</sup> و تحویل همزمان انرژی در لینک‌های فروسو<sup>۷</sup> است. چنین نقاط دسترسی به نقاط دسترسی هیبرید<sup>۸</sup> (HAP) موسوم می‌باشند. در چندین مطالعه صورت‌گرفته در سال‌های اخیر، استفاده از نقاط دسترسی هیبرید برای ارسال اطلاعات و انرژی در سیستم‌های یک‌طرفه [۶، ۷] و دوطرفه [۱۱-۸] مورد ارزیابی قرار گرفته است. در [۶] مسئله بیشینه‌سازی گذردهی اطلاعات برای شبکه متشکل از یک HAP و چندین کاربر مجهز به یک آنتن ارزیابی شده است. در [۷] بیشینه نمودن انرژی برداشت‌شده با در نظر داشتن حداقل نرخ مورد نیاز کاربران برای یک شبکه انتقال بی‌سیم توان بررسی شده است. در [۸] مسئله تخصیص توان در یک شبکه انتقال بی‌سیم توان مطالعه شده که در آن از یک HAP دوطرفه برای پخش انرژی در کانال فرسوی و دریافت اطلاعات در کانال فراسو استفاده می‌شود. مسئله تخصیص بهینه توان برای سیستم انتقال بی‌سیم توان شامل یک آنتن در [۹] بررسی شده است. در [۱۰] طرح ارسال همزمان اطلاعات و توان در یک شبکه بی‌سیم متشکل از چند کاربر و یک HAP

از تخمین کانال موجود برای تولید بردارهای شکل‌دهی پرتو ارسال در مرحله بعدی ارسال استفاده کند. HAP در مرحله دوم ارسال که دارای طول  $(1-\alpha)T$  می‌باشد، اطلاعات مربوط به کاربران سلولار را برای آن‌ها ارسال می‌کند و درعین حال اطلاعات ارسال از سمت گره‌های حسگر بی‌سیم را گردآوری می‌کند.

## ۲-۲- تخمین کانال فراسوی کاربران سلولار

در مرحله اول از فریم  $i$ ام کلیه کاربران سیار سیگنال‌های نشانه  $p_k[i], k=1, \dots, K_{dl}$  را به سمت HAP ارسال می‌کنند. فرض می‌شود که  $E\{p_k^2[i]\} = 1$  باشد. در طی همین مرحله HAP سیگنال انرژی  $x_{E,k}[i]$  را برای گره حسگر  $k$ ام ارسال می‌کند. سیگنال انرژی ارسال را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$x_{E,k}[i] = \sqrt{P_a} \mathbf{w}_{E,k} s_E[i] \quad (1)$$

که  $s_E[i]$  بیانگر سمبل انرژی است. بردار شکل‌دهی سیگنال انرژی ارسال برای حسگر  $k$ ام می‌باشد و ابعاد آن نیز  $N_{ul} \times 1$  می‌باشد و در ضمن  $\|\mathbf{w}_{E,k}\| = 1$  همچنین فرض می‌شود که  $E\{s_E^2[i]\} = 1$  و بنابراین  $P_a$  متوسط توان ارسال توسط ایستگاه دسترسی می‌باشد. دنباله سیگنال نشانه ارسال شده از کاربران سیار را با  $\mathbf{p}[i] = [p_1[i], \dots, p_{K_{dl}}[i]]^T$  نشان می‌دهیم و در ضمن فرض می‌کنیم  $\mathbf{w}_E = [\mathbf{w}_{E,1}, \dots, \mathbf{w}_{E,K_{dl}}]$  دسترسی را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$\mathbf{y}_a[i] = \sqrt{P_d} \mathbf{G}_{ad} \mathbf{p}[i] + \sqrt{P_a} \mathbf{H}_{Sf} \mathbf{w}_E s_E[i] + \mathbf{n}_a[i], \quad (2)$$

که  $P_d$  معرف توان ارسال هر یک از کاربران سیار است.  $\mathbf{G}_{ad} = [\mathbf{g}_{ad,1}, \dots, \mathbf{g}_{ad,K_{dl}}]$  ماتریس کانال بین کلیه کاربران سیار و HAP است که ابعاد آن  $N_{dl} \times K_{dl}$  می‌باشد و به صورت  $\mathbf{G}_{ad} = \mathbf{H}_{ad} \mathbf{D}_{ad}^{1/2}$  تعریف می‌شود. در این معادله ماتریس محوشوندگی مقیاس کوچک  $\mathbf{H}_{ad}$  با ابعاد  $N_{dl} \times K_{dl}$  شامل درایه‌های مستقل با توزیع مختلط گوسی با متوسط صفر و واریانس یک می‌باشد.  $\mathbf{D}_{ad}$  نیز یک ماتریس قطری است که معرف تلفات مسیر مقیاس بزرگ<sup>۱۷</sup> است و درایه  $k$ ام آن را با  $\beta_{ad,k}$  نشان می‌دهیم. کانال خودتداخلی نیز با  $\mathbf{H}_{Sf}$  نشان داده شده که ابعاد آن  $N_{dl} \times N_{ul}$  می‌باشد. درایه‌های ماتریس کانال خودتداخلی نیز از یک توزیع مختلط گوسی با متوسط صفر و واریانس  $\sigma_{Sf}^2$  اختیار می‌شوند که  $\sigma_{Sf}^2$  بیانگر قدرت تداخلی خودی به جا مانده بعد از طبقات حذف آنالوگ و دیجیتال مختص حذف خود تداخلی است. این نحوه مدل‌سازی برای کانال خودتداخلی یک روش رایج در مقالات و سیستم‌های دوطرفه است [۳، ۴].  $s_E[i]$  بیانگر بردار سمبل‌های انرژی برای حسگرهای بی‌سیم است که شامل سمبل‌های انرژی ارسال برای گره‌های حسگر می‌باشد و  $\mathbf{n}_a[i] \sim CN(0, \sigma_a^2 \mathbf{I}_{N_{dl}})$  نیز معرف بردار نویز سفید گوسی جمع‌شونده در HAP است.

• برای دو حالت دسترسی کامل HAP به اطلاعات وضعیت کانال<sup>۱۳</sup> و همچنین دسترسی HAP به تخمین اطلاعات وضعیت کانال، عبارات تقریبی برای نرخ‌های فراسو و فرسو استخراج می‌کنیم که برای هر تعداد آنتن دلخواه در HAP صادق هستند.

• کران‌های پایین نرخ کانال‌های فراسو و فرسو را نیز برای هر دو حالت دسترسی کامل HAP به اطلاعات وضعیت کانال و همچنین دسترسی HAP به تخمین اطلاعات وضعیت کانال به دست می‌آوریم.

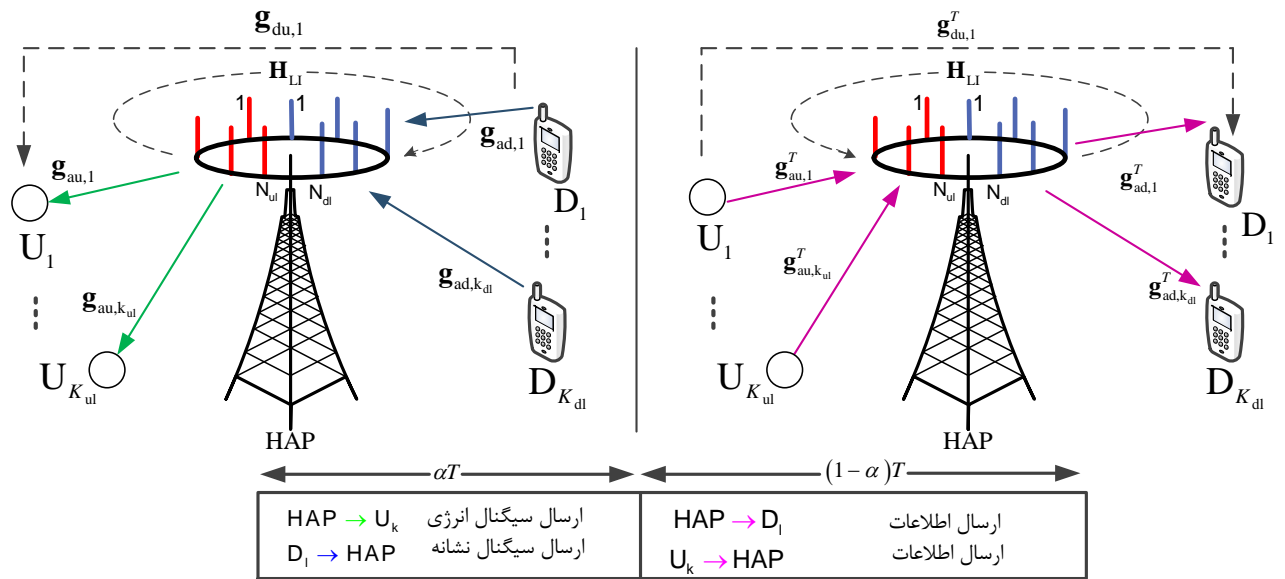
نمادها: از حروف انگلیسی بزرگ و کوچک با فونت توپر (bold) به ترتیب برای نشان دادن ماتریس و بردار استفاده می‌کنیم. بالانویس‌های  $(\cdot)^T$ ،  $(\cdot)^*$  و  $(\cdot)$  به ترتیب برای نشان دادن هر میتین، برگردان<sup>۱۴</sup> و مزدوج یک ماتریس یا بردار استفاده می‌شوند. از  $tr(\cdot)$  برای نشان دادن رد<sup>۱۵</sup> ماتریس استفاده می‌شود و عملگرهای  $\|\cdot\|$ ،  $\{\cdot\}$  برای نشان دادن اندازه بردار و امید آماری متغیر تصادفی به کار می‌روند.  $\mathbf{A} = \text{diag}\{a_1, \dots, a_n\}$  نیز یک ماتریس قطری را نشان می‌دهد. از نماد  $X \sim CN(\mu, \sigma^2)$  برای نشان دادن توزیع مختلط گوسی مقارن با متوسط  $\mu$  و واریانس  $\sigma^2$  برای متغیر تصادفی  $X$  استفاده می‌کنیم.

## ۲- مدل سیستم

در این مقاله یک نقطه دسترسی هیبرید (HAP) با قابلیت ارسال و دریافت هم‌زمان را در نظر می‌گیریم که به صورت هم‌زمان  $K_{dl}$  کاربر سیار (سلولار) فراسو و  $K_{ul}$  گره حسگر بی‌سیم فرسو را بر روی باند فرکانسی یکسان سرویس می‌دهد. شکل ۱ مدل سیستم تحت بررسی و مدل ارسال سیگنال را نشان می‌دهد. فرض می‌شود که HAP مجهز به آرایه آنتن عظیم باشد. تعداد کل آنتن‌های موجود در HAP برابر با  $N = N_{ul} + N_{dl}$  آنتن می‌باشد که از این میان  $N_{ul}$  آنتن مختص حسگرها می‌باشد و  $N_{dl}$  آنتن برای سرویس‌دهی به کاربران استفاده می‌شود. گره‌های حسگر و کاربران سلولار دارای یک آنتن هستند و در ضمن هر گره حسگر مجهز به یک آنتن یکسوساز<sup>۱۶</sup> است که قابلیت برداشت انرژی را برای آن فراهم می‌سازد. گره‌های حسگر بی‌سیم انرژی برداشت‌شده را صرف ارسال اطلاعات گردآوری کرده خود برای HAP می‌کنند.

## ۲-۱- مدل ارسال سیگنال

کلیه ارسال‌های سیستم را به صورت فریم‌بندی شده و بر روی کانال‌های فیدینگ رایلی در نظر می‌گیریم. طول یک فریم را  $T$  ثانیه در نظر می‌گیریم که از پهنای باند همدوسی کانال کوچک‌تر فرض می‌شود. برای مرحله اول ارسال، یک دوره  $\alpha T$  ( $0 \leq \alpha \leq 1$ ) را در نظر می‌گیریم که در طی آن کاربران سیار سیگنال‌های نشانه را جهت تخمین کانال برای HAP ارسال می‌کنند. چون HAP دارای قابلیت دوطرفه می‌باشد، می‌تواند به طور هم‌زمان سیگنال‌های انرژی را برای گره‌های حسگر بی‌سیم ارسال می‌کند. به این ترتیب HAP می‌تواند کانال مابین خود و کلیه کاربران سیار را به کمک سیگنال‌های نشانه دریافتی تخمین زده و



شکل ۱: مدل سیستم و مدل ارسال سیگنال.

محاسبه می‌شود [۱۴]. علاوه بر این خطای تخمین MMSE به صورت

$$MMSE = \text{tr} \left( \left( C_{\bar{H}}^{-1} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^\dagger \right)^{-1} \right) \quad (6)$$

خواهد بود. MMSE به دست آمده در (۶) زمانی حداقل می‌شود که [۱۴]

$$\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^\dagger = \frac{r \{ \mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^\dagger \}}{K_{dl} + N_{ul}} \mathbf{I} = \frac{\tau (P_d + P_a)}{K_{dl} + N_{ul}} \mathbf{I}. \quad (7)$$

بنابراین دنباله‌های نشانه کاربران سیار و انرژی HAP باید در شرایط زیر صدق کنند

$$\frac{1}{\tau} \Phi_E \Phi_E^\dagger = \mathbf{I}_{N_{ul}}, \quad \Phi_E \Phi_d^\dagger = \mathbf{0}, \quad \Phi_d \Phi_E^\dagger = \mathbf{0}. \quad (8)$$

کانال‌های تخمین زده شده را می‌توان بر اساس ویژگی‌های MMSE به صورت زیر نوشت:

$$\mathbf{G}_{ad} = \hat{\mathbf{G}}_{ad} + \mathbf{E}_{ad} \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_{Sl} = \hat{\mathbf{H}}_{Sl} + \mathbf{E}_{Sl} \quad (10)$$

که ماتریس‌های  $\mathbf{E}_{Sl}$  و  $\mathbf{E}_{ad}$  به ترتیب ماتریس‌های خطای گوسی تخمین با توزیع‌های یکسان و مستقل هستند. دقت کنید که بر اساس ویژگی‌های تخمین MMSE ماتریس‌های  $\hat{\mathbf{G}}_{ad}$ ،  $\hat{\mathbf{H}}_{Sl}$ ،  $\mathbf{E}_{ad}$  و  $\mathbf{E}_{Sl}$  مستقل هستند. سطرهای هر یک از این ماتریس‌ها دو به دو مستقل می‌باشند و به ترتیب دارای توزیع‌های گوسی به صورت  $CN(0, \Omega_{ad})$ ،  $CN(0, \Omega_{Sl})$ ،  $CN(0, \mathbf{D}_{ad} - \Omega_{ad})$  و  $CN(0, \sigma_{Sl}^2 \mathbf{I} - \Omega_{Sl})$  هستند که ماتریس‌های  $\Omega_{Sl}$  و  $\Omega_{ad}$  ماتریس‌های قطری هستند. درایه  $k$ ام هر یک از این ماتریس‌ها به ترتیب عبارت است از

اکنون به منظور تخمین کانال بین کاربران سیار و HAP، فرض کنید هر کاربر تعداد  $\tau$  سمبل نشانه را برای ارسال HAP کند. با فرض  $\tau \geq K_{dl}$ ، دنباله سیگنال نشانه ارسالی توسط  $K_{dl}$  کاربر سیار را با ماتریس  $\Phi_d$  نشان می‌دهیم که ابعاد آن برابر با  $K_{dl} \times \tau$  می‌باشد و در ضمن  $\Phi_d \Phi_d^\dagger = \mathbf{I}_{K_{dl}}$ ، یعنی کاربران سیار از رشته‌های نشانه متعامد استفاده می‌کنند. اگر دنباله انرژی  $\tau$  سمبلی ارسال شده از HAP برای حسگرهای بی‌سیم را با  $\mathbf{S}_E$  نشان دهیم، سیگنال دریافتی در HAP به صورت زیر خواهد بود.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_a &= \sqrt{P_p} \mathbf{G}_{ad} \Phi_d + \sqrt{\tau P_a} \mathbf{H}_{Sl} \mathbf{W}_E \mathbf{S}_E + \mathbf{N}_{ad}, \\ &= \bar{\mathbf{H}} \mathbf{X}_p + \mathbf{N}_{ad}. \end{aligned} \quad (3)$$

در معادله فوق  $P_p = \tau P_d$  نمایانگر توان هر یک از سمبل‌های نشانه است،  $\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{G}_{ad}, \mathbf{H}_{Sl}]$ ، ابعاد  $\bar{\mathbf{H}}$  ماتریس کلی کانال با ابعاد  $(K_{dl} + N_{ul}) \times N_{dl}$ ،  $\mathbf{X}_p = [\sqrt{P_p} \Phi_d, \sqrt{\tau P_a} \Phi_E]$  ماتریس کلی سیگنال با ابعاد  $(K_{dl} + N_{ul}) \times \tau$  نیز ماتریس نویز در HAP با ابعاد  $N_{dl} \times \tau$  می‌باشد. در ضمن  $\Phi_E = \mathbf{W}_E \mathbf{S}_E$  ماتریس سیگنال انرژی ارسالی HAP می‌باشد. با فرض اینکه HAP از روش تخمین حداقل مربعات خطا (MMSE) برای تخمین کانال ترکیبی  $\bar{\mathbf{H}}$  استفاده کند، تخمین خطی MSE این کانال به صورت

$$\hat{\bar{\mathbf{H}}} = \mathbf{Y}_a \left[ \mathbf{X}_p^\dagger \mathbf{C}_{\bar{H}} \mathbf{X}_p + \mathbf{I}_\tau \right]^{-1} \mathbf{X}_p^\dagger \mathbf{C}_{\bar{H}} \quad (4)$$

به دست می‌آید که  $\mathbf{C}_{\bar{H}} = E \{ \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^\dagger \}$  و به صورت

$$\mathbf{C}_{\bar{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{ad} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sigma_{Sl}^2 \mathbf{I}_{N_{dl}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

استفاده می‌کند. به‌طور هم‌زمان ایستگاه دسترسی اطلاعات ارسالی از سوی مجموعه حسگرهای بی‌سیم را نیز دریافت می‌کند.

ارسال فراسوی گره‌های حسگر: سیگنال دریافت‌شده در ایستگاه دسترسی توسط ماتریس گیرنده  $\mathbf{W}_r = [\mathbf{w}_{r,1}, \dots, \mathbf{w}_{r,K_{ul}}]$  به  $K_{ul}$  رشته مجزا تبدیل می‌شود که  $\mathbf{w}_{r,k}$  بردار  $N_{ul} \times 1$  بعدی گیرنده مربوط به گره حسگر  $k$ ام می‌باشد. بنابراین سیگنال دریافتی در HAP عبارت است از

$$\mathbf{r}_a [i] = \mathbf{W}_r^\dagger \mathbf{G}_{au} \mathbf{x}_u [i] + \sqrt{P_a} \mathbf{W}_r^\dagger \mathbf{H}_{SI} \mathbf{W}_r \mathbf{x}_d [i] + \mathbf{W}_r^\dagger \mathbf{n}_a [i], \quad (15)$$

که  $\mathbf{G}_{au} = [\mathbf{g}_{au,1}, \dots, \mathbf{g}_{au,K_{ul}}]$  ماتریس کانال بین کلیه گره‌های حسگر بی‌سیم و HAP با ابعاد  $N_{ul} \times K_{ul}$  می‌باشد. بردار  $\mathbf{x}_u [i] = [x_{u,1}[i], \dots, x_{u,K_{ul}}[i]]^T$  معرف سیگنال اطلاعات مربوط به گره‌های حسگر بی‌سیم می‌باشد که توان آن به‌صورت  $E\{\mathbf{x}_u \mathbf{x}_u^\dagger\} = \text{diag}\{P_{u,1}, \dots, P_{u,K_{ul}}\}$  همچنین بردار  $\mathbf{x}_d [i] = [x_{d,1}[i], \dots, x_{d,K_{dl}}[i]]^T$  معرف سیگنال اطلاعات کاربران سیار می‌باشد که  $E\{\mathbf{x}_d \mathbf{x}_d^\dagger\} = \mathbf{I}_{K_{dl}}$  بردار  $\mathbf{W}_t = [\mathbf{w}_{t,1}, \dots, \mathbf{w}_{t,K_{dl}}]$  ماتریس شکل‌دهی پرتو ارسالی از HAP برای کاربران سیار است که هر ستون آن یعنی بردار  $\mathbf{w}_{r,k}$ ، معرف بردار شکل‌دهی برای کاربر  $k$ ام می‌باشد. به کمک رابطه (۱۵)، رشته دریافتی برای کاربر  $k$ ام به‌صورت زیر بیان می‌شود:

$$r_{a,k} [i] = \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{g}_{au,k} x_{u,k} [i] + \sum_{l=1}^{K_{dl}} \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{g}_{au,l} x_{u,l} [i] + \sqrt{P_a} \sum_{l=1}^{K_{dl}} \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{H}_{SI} \mathbf{w}_{t,l} x_{d,l} [i] + \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{n}_a [i]. \quad (16)$$

نسبت سیگنال به مجموع تداخل و نویز برای حسگر  $k$ ام به‌کمک رابطه (۱۶) به‌صورت محاسبه می‌شود:

$$\gamma_{a,k} (\mathbf{W}_t, \mathbf{w}_{r,k}, \mathbf{W}_E, \alpha) = \frac{P_{u,k} |\mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{g}_{au,k}|^2}{\sum_{l \neq k}^{K_{ul}} P_{u,l} |\mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{g}_{au,l}|^2 + P_{LI} + \|\mathbf{w}_{r,k}\|^2 \sigma_n^2} \quad (17)$$

که  $P_{LI} = \sqrt{P_a} \sum_{l=1}^{K_{dl}} |\mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{H}_{SI} \mathbf{w}_{t,l}|^2$

ارسال فراسوی کاربران سیار: در ارسال فراسوی اطلاعات برای کاربران سیار بردار سیگنال دریافتی برای کلیه کاربران را می‌توان به‌صورت زیر نوشت.

$$\mathbf{r}_d [i] = \sqrt{P_a} \mathbf{G}_{ad}^T \mathbf{W}_t \mathbf{x}_d [i] + \mathbf{G}_{ad}^T \mathbf{x}_u [i] + \mathbf{n}_d [i], \quad (18)$$

که  $\mathbf{G}_{ud} = [\mathbf{g}_{ud,1}, \dots, \mathbf{g}_{ud,K_{ul}}]$  ماتریس کانال بین کلیه گره‌های حسگر بی‌سیم و کلیه کاربران سیار می‌باشد.  $\mathbf{g}_{ud,k,m} = [\mathbf{G}_{ud}]_{km}$  ضریب کانال بین کاربر  $k$ ام و حسگر  $m$ ام می‌باشد و به‌صورت  $\mathbf{g}_{ud,k,m} = \sqrt{\beta_{ud,k,m}} h_{ud,k,m}$  بیان می‌شود که  $\beta_{ud,k,m}$  و  $h_{ud,k,m}$  به‌ترتیب برای مدل‌سازی تلف مسیر مقیاس بزرگ و محوشوندگی مقیاس کوچک

$$\sigma_{ad,k}^2 = \frac{\tau P_d \beta_{ad,k}^2}{1 + \tau P_d \beta_{ad,k}}, \quad (11)$$

$$\sigma_{SI,k}^2 = \frac{\tau P_a \sigma_{SI}^4}{1 + \tau P_a \sigma_{SI}^2}. \quad (12)$$

### ۳-۲- ارسال فراسوی انرژی برای حسگرهای بی‌سیم

در اولین مرحله ارسال سیگنال دریافتی در گره حسگر  $k$ ام عبارت است از

$$y_{u,k} [i] = \sqrt{P_a} \mathbf{g}_{au,k}^T \sum_{l=1}^{K_{ul}} \mathbf{w}_{E,l} s_{E,l} [i] + \sqrt{P_d} \mathbf{g}_{du,k}^T \mathbf{p} [i] + n_{u,k} [i] \quad (13)$$

که  $\mathbf{g}_{du,k}$  و  $\mathbf{g}_{au,k}$  به ترتیب بردارهای  $1 \times N_{ul}$  بعدی و  $1 \times K_{dl}$  بعدی بین HAP و مجموعه کاربران سیار تا گره حسگر  $k$ ام می‌باشند. به عبارت دقیق‌تر، دو بردار کانال مذکور به‌صورت  $\mathbf{g}_{au,k} = \sqrt{\beta_{au,k}} \mathbf{h}_{au,k}$  و  $\mathbf{g}_{du,k} = \mathbf{D}_{du,k}^{1/2} \mathbf{h}_{du,k}$  بیان می‌شوند که  $\beta_{au,k}$  معرف تلفات مسیر مقیاس بزرگ بین HAP و گره حسگر  $k$ ام می‌باشد.  $\mathbf{D}_{du,k}$  ماتریس قطری تلفات مسیر مقیاس بزرگ می‌باشد که درایه  $m$ ام این ماتریس یعنی  $\beta_{du,k,m}$  معرف تلفات مسیر بین کاربر  $m$ ام و گره حسگر  $k$ ام می‌باشد.  $n_{u,k} [i] \sim CN(0, \sigma_n^2)$  معرف نویز گوسی جمع‌شونده در HAP است.

در حالت کلی از تمام سیگنال دریافتی  $y_{u,k} [i]$  باید برای برداشت انرژی در حسگرها استفاده نمود. ولی از آنجایی که بخش نویز موجود در این سیگنال دارای انرژی بسیار کمی است، در فرآیند برداشت انرژی از نویز صرف‌نظر می‌شود [۱۶، ۱۷]. همچنین به دلیل پایین بودن انرژی ارسالی کاربران سیار در مقایسه با توان ارسالی HAP، می‌توانیم از انرژی برداشت‌شده از کاربران سیار نیز صرف‌نظر کنیم. با صرف‌نظر کردن از نویز و نیز سیگنال دریافتی از کاربران سیار، یک عبارت فرم بسته برای انرژی برداشت‌شده به دست خواهد آمد که به سادگی محاسبات مراحل بعدی منجر خواهد شد. به این ترتیب در صورت ارسال سمبل‌های انرژی مستقل برای گره‌های حسگر، توان ارسالی گره حسگر  $k$ ام برای مرحله دوم ارسال برابر است با

$$P_{u,k} = \kappa P_a \sum_{l=1}^{K_{ul}} |\mathbf{g}_{au,k}^T \mathbf{w}_{E,l}|^2 = \kappa P \|\mathbf{g}_{au,k}^T \mathbf{W}_E\|^2, \quad (14)$$

که  $0 < \eta < 1$  و  $\kappa = \frac{\eta \alpha}{(1-\alpha)}$  معرف بازدهی تبدیل انرژی برای مدار برداشت انرژی در گره حسگر است.

### ۴-۲- ارسال فراسوی و فرسوی اطلاعات

در مرحله دوم ارسال، HAP از تخمین کانال‌های به دست آمده در مرحله قبلی برای ساخت بردارهای شکل‌دهی پرتو ارسالی جهت کاربران سیار

$$\frac{1}{n} \mathbf{p}^* \mathbf{p} \rightarrow \sigma_p^2, \quad \frac{1}{n} \mathbf{p}^* \mathbf{q} \rightarrow 0.$$

لم ۱: برای دو متغیر تصادفی مستقل و مثبت  $X$  و  $Y$  داریم

$$E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{X}{Y + \sigma_n^2} \right) \right\} = \int_0^\infty \frac{e^{-\sigma_n^2 z}}{z} M_Y(z) (1 - M_X(z)) dz$$

که  $M_Y(z) = E \{ e^{-zY} \}$  معرف تابع مشخصه متغیر تصادفی  $Y$  می‌باشد.

### ۳-۱- نرخ فراسوی گره‌های حسگر بی‌سیم

دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال: با استفاده از روابط (۱۴)

و (۱۷) و همچنین با در نظر گرفتن فرض متداول نویز جمع‌شونده ناهمبسته، نرخ فراسوی قابل حصول برای حسگر  $k$  ام از رابطه (۲۱) در پایین همین صفحه به دست می‌آید که  $\hat{g}_l = \mathbf{g}_{au,k}^T \mathbf{g}_{au,l} / \|\mathbf{g}_{au,k}\|$

اکنون بر اساس قانون اعداد بزرگ وقتی  $N_{ul}$  بزرگ باشد برای  $j \neq k$  داریم

$$\frac{1}{N_{ul}} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2 \rightarrow \beta_{au,l} \quad \text{و} \quad \frac{1}{N_{ul}} \left| \mathbf{g}_{au,k}^T \mathbf{g}_{au,j}^* \right|^2 \rightarrow 0.$$

بنابراین نرخ به دست آمده در (۲۱) را به صورت تقریبی زیر می‌توان نوشت:

$$R_{ul,k} \approx (1 - \alpha) E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2}{\kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k} \beta_{au,l} |\hat{g}_l|^2 + P_a \sum_{l=1}^{K_{ul}} |\tilde{g}_l|^2 + \sigma_n^2} \right) \right\} \quad (22)$$

قضیه ۱: با دسترسی کامل ایستگاه دسترسی به اطلاعات وضعیت کانال و با استفاده از روش پردازش MRC/MRT نرخ فراسوی قابل حصول برای حسگر  $k$  ام عبارت است از

$$R_{ul,k} \approx (1 - \alpha) \int_0^\infty \frac{e^{-\sigma_n^2 z}}{z} \left( \frac{1}{1 + P_a \sigma_{SI}^2 z} \right)^{K_{ul}} \times \left( 1 - \left( \frac{1}{1 + \varphi_k z} \right)^{N_{ul}} \right) \prod_{l=1, l \neq k}^{K_{ul}} \left( \frac{1}{1 + \varphi_l z} \right) dz \quad (23)$$

که  $\varphi_k = \kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k}^2$  و  $\varphi_l = \kappa P_a N_{ul} \beta_{au,l}^2$

$$R_{ul,k} = (1 - \alpha) E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\frac{\kappa P_a}{N_{ul}^2} \left( \sum_{j=1, j \neq k}^{K_{ul}} \frac{|\mathbf{g}_{au,k}^T \mathbf{g}_{au,j}^*|^2}{\|\mathbf{g}_{au,j}\|^2} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2 + \|\mathbf{g}_{au,k}\|^4 \right)}{\frac{\kappa P_a}{N_{ul}^2} \sum_{l \neq k} \left( \sum_{j=1, j \neq l}^{K_{ul}} \frac{|\mathbf{g}_{au,l}^T \mathbf{g}_{au,j}^*|^2}{\|\mathbf{g}_{au,j}\|^2} |\hat{g}_l|^2 + \|\mathbf{g}_{au,l}\|^2 |\hat{g}_l|^2 \right) + \frac{P_a}{N_{ul}^2} \sum_{l=1}^{K_{ul}} |\tilde{g}_l|^2 + \frac{\sigma_n^2}{N_{ul}^2}} \right) \right\} \quad (21)$$

استفاده می‌شوند. بردار  $\mathbf{n}_d [i]$  نیز معرف بردار نویز در مجموعه کاربران است.

به کمک رابطه (۱۸)، رشته سیگنال دریافتی در کاربر  $k$  ام را می‌توان به صورت رابطه (۱۹) نوشت:

$$r_{d,k} [i] = \sqrt{P_a} \mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k} x_{d,k} [i] + \sqrt{P_a} \mathbf{g}_{ad,k}^T \sum_{l \neq k}^{K_{ul}} \mathbf{w}_{t,l} x_{d,l} [i] + \mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{x}_n [i] + n_{d,k} [i], \quad (19)$$

که  $n_{d,k} [i]$  درایه  $k$  ام بردار  $\mathbf{n}_d [i]$  می‌باشد.

نسبت سیگنال به مجموع تداخل و نویز برای کاربر  $k$  ام به کمک رابطه (۱۹) به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\gamma_{d,k} (\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_E, \alpha) = \frac{P_a |\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}|^2}{\sum_{l \neq k}^{K_{ul}} P_{u,l} |\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,l}|^2 + \sum_{l=1}^{K_{ul}} P_{u,l} |\mathbf{g}_{ud,k,l}|^2 + \sigma_n^2} \quad (20)$$

### ۳- محاسبه نرخ قابل حصول

در این بخش، بر اساس مدل سیستم بخش قبل نرخ‌های قابل حصول برای لینک‌های فراسو و فروسو را به دست می‌آوریم. دو حالت برای دسترسی HAP به اطلاعات وضعیت کانال در نظر می‌گیریم. در حالت اول فرض می‌کنیم که HAP اطلاعات و وضعیت کانال را به صورت کامل در اختیار دارد و می‌تواند ماتریس‌های دریافت و ارسال را تشکیل دهد. در وضعیت دوم فرض می‌کنیم که HAP تخمینی از اطلاعات و وضعیت کانال را در اختیار دارد که از فرآیند تخمین کانال مرحله قبل به دست آورده است. همچنین فرض می‌کنیم که ایستگاه دسترسی از تکنیک MRC/MRT برای دریافت و ارسال هم‌زمان اطلاعات استفاده می‌کند، بنابراین بردارهای شکل‌دهی ارسال به صورت بردار گیرنده در HAP به صورت طراحی می‌شوند. در ساختارهای آرایه آنتن عظیم استفاده از این تکنیک به عنوان یک روش تقریباً بهینه رایج می‌باشد [۱۸]. در ضمن در مرحله اول از روش MRT برای شکل‌دهی سیگنال‌های انرژی ارسال به گره‌های حسگر استفاده می‌کنیم و در [۷، ۱۸] نیز از روش MRT برای ارسال انرژی استفاده شده است. قبل از استخراج نرخ قابل حصول برای ارسال‌های فراسو و فروسو، قانون اعداد بزرگ [۱۹] و لم ۱ از مقاله [۲۰] که در محاسبات استفاده خواهند شد، را معرفی می‌کنیم.

قانون اعداد بزرگ: اگر  $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_n]^T$  و  $\mathbf{q} = [q_1, \dots, q_n]^T$  بردار  $n$  بعدی باشند که هر یک از درایه‌های آن‌ها دارای توزیع گوسی با متوسط صفر و واریانس‌های  $\sigma_p^2$  و  $\sigma_q^2$  باشند در این صورت بر اساس قانون اعداد بزرگ برای  $n \rightarrow \infty$  داریم [۱۹]

$\mathbf{W}$  با ابعاد  $m \times m$  و با  $n$  درجه آزادی، جمله دوم متوسط آماری در (۲۷) برای  $N_{ul} \geq 2$  برابر است با [۲۱]

$$E \left\{ \frac{1}{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2} \right\} = \frac{1}{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k} (N_{ul} - 1)} \quad (28)$$

با جایگذاری (۲۸) در (۲۷) و در نهایت با قراردادن عبارت حاصل در (۲۶) به نتیجه مطلوب (۲۴) خواهیم رسید.

دقت کنید که قضیه ۲ نشان می‌دهد که برای  $N_{ul}$  بسیار بزرگ در HAP و نیز در شرایطی که اطلاعات وضعیت کانال به صورت کامل در دسترس باشد نرخ فراسوی سیستم به ازای توان ارسالی  $P_a = E_a / N_{ul}^2$  معادل با نرخ فراسوی یک سیستم تک‌ورودی تک‌خروجی با توان  $E_a$  و شرایط کانال فاقد هرگونه محوشوندگی است. در واقع در مقایسه با سیستم تک‌ورودی تک‌خروجی، استفاده از آرایه آنتن عظیم باعث شده که نسبت مصرف توان با ضریب  $1/N_{ul}^2$  کاهش یابد. در ضمن اثرات مربوط به خودتداخلی و تداخل بین کانالی گره‌های حسگر بی‌سیم نیز از بین برود.

**دسترسی به تخمین اطلاعات وضعیت کانال:** در این حالت HAP تخمینی از وضعیت کانال‌های بین کاربران سیار تا خودش و نیز کانال خودتداخلی را که در مرحله اول به دست آورده برای ارسال‌های مرحله دوم استفاده می‌کند. باید به این نکته اشاره نمود که در عمل موقعیت گره‌های حسگر بی‌سیم تقریباً ثابت است و با نرخ بسیار کم تغییر می‌کند. از این رو تخمین کانال بین گره‌های حسگر و HAP با دقت قابل‌قبولی در دسترس می‌باشد. در ضمن اطلاعات وضعیت این کانال‌ها را می‌توان در حین ارسال‌های فراسوی گره‌های حسگر به‌روزرسانی نمود. بنابراین با کمک روابط (۹) و (۱۰) سیگنال دریافتی مربوط به گره حسگر ام در ایستگاه دسترسی عبارت است از

$$r_{a,k}[i] = \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{g}_{au,k} x_{u,k}[i] + \sum_{l=1}^{K_{ul}} \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{g}_{au,l} x_{u,l}[i] + \sqrt{P_a} \sum_{l=1}^{K_{ul}} \mathbf{w}_{r,k}^\dagger (\hat{\mathbf{H}}_{SI}^T - \mathbf{E}_{SI}^T) \hat{\mathbf{w}}_{t,l} x_{d,l}[i] + \mathbf{w}_{r,k}^\dagger \mathbf{n}_a[i], \quad (29)$$

چون HAP هم سیگنال ارسالی خودش یعنی و هم تخمین کانال خودتداخلی را در اختیار دارد، می‌تواند جمله را از سیگنال دریافتی خودش در (۲۹) حذف کند [۲۲]. بنابراین نرخ قابل حصول برای کاربر ام از رابطه (۲۱) قابل محاسبه است که در این رابطه متغیر را باید با جایگزین نمود. به این ترتیب قضیه زیر را برای نرخ فراسوی قابل حصول خواهیم داشت.

**قضیه ۳:** با فرض اینکه HAP دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال نداشته باشد، در صورت استفاده از پردازش MRC/MRT در HAP، نرخ قابل حصول برای کاربر  $k$  ام برابر با

اثبات: دقت کنید که به شرط معلوم بودن  $\mathbf{g}_{au,k}$ ، متغیرهای تصادفی  $\hat{g}_l$  و  $\tilde{g}_l$  دو متغیر تصادفی گوسی با متوسط صفر و واریانس‌های  $\sigma_{SI}^2$  و  $\beta_{au,l}$  می‌باشند که مستقل از  $\mathbf{g}_{au,k}$  هستند. بنابراین  $\hat{g}_l$  و  $\tilde{g}_l$  دارای توزیع گوسی مستقل از  $\mathbf{g}_{au,k}$  می‌باشند. بنابراین عبارت‌های موجود در صورت و مخرج آرگومان تابع لگاریتم در (۲۲) مستقل هستند و می‌توان از لم ۱ برای محاسبه نرخ قابل حصول استفاده نمود و نرخ (۲۳) را به دست آورد.

دقت کنید که پیدا کردن پاسخ فرم بسته برای انتگرال (۲۳) غیرممکن است، هرچند که این انتگرال را می‌توان به صورت عددی و به کمک نرم‌افزار Matlab محاسبه نمود. البته می‌توان برای نرخ داده‌شده در (۲۲) یک کران پایین به دست آورد.

**قضیه ۴:** با فرض دسترسی کامل HAP به اطلاعات وضعیت کانال و با استفاده از روش پردازش MRC/MRT نرخ فراسوی قابل حصول حسگر  $k$  ام برای  $N_{ul} \geq 2$  عبارت است از

$$R_{ul,k} \geq \bar{R}_{ul,k} = (1 - \alpha) \log_2 \left( 1 + \frac{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k}^2 N_{ul} (N_{ul} - 1)}{\kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k} \beta_{au,l}^2 + K_{dl} P_a \sigma_{SI}^2 + \sigma_n^2} \right) \quad (24)$$

همچنین اگر  $P_a = E_a / N_{ul}^2$  باشد و  $N_{ul}$  به بی‌نهایت میل کند داریم:

$$\bar{R}_{ul,k} \rightarrow (1 - \alpha) \log_2 \left( 1 + \kappa \beta_{au,k}^2 \frac{E_a}{\sigma_n^2} \right) \quad (25)$$

اثبات: با توجه به محدب بودن تابع  $\log(1 + 1/x)$ ، می‌توان از نامساوی Jensen's برای پیدا کردن کران پایین نرخ (۲۳) استفاده نمود. بنابراین کران پایین برای (۲۲) عبارت است از

$$R_{ul,k} \geq (1 - \alpha) \log_2 \left( 1 + \left( E \left\{ \frac{\kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k} \beta_{au,l} |\hat{g}_l|^2 + P_a \sum_{l=1}^{K_{ul}} |\tilde{g}_l|^2 + \sigma_n^2}{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2} \right\} \right)^{-1} \right) \quad (26)$$

اکنون با توجه به استقلال صورت و مخرج کسر آرگومان داخل متوسط آماری خواهیم داشت

$$E \left\{ \frac{\kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k} \beta_{au,l} |\hat{g}_l|^2 + P_a \sum_{l=1}^{K_{ul}} |\tilde{g}_l|^2 + \sigma_n^2}{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2} \right\} = E \left\{ \kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k} \beta_{au,l} |\hat{g}_l|^2 + P_a \sum_{l=1}^{K_{ul}} |\tilde{g}_l|^2 + \sigma_n^2 \right\} \times E \left\{ \frac{1}{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2} \right\} \quad (27)$$

دقت کنید  $|\hat{g}_l|^2$  و  $|\tilde{g}_l|^2$  دو متغیر تصادفی گوسی با متوسط صفر و واریانس‌های  $\sigma_{SI}^2$  و  $\beta_{au,l}$  می‌باشند. بنابراین متوسط موجود در عبارت اول به سادگی محاسبه می‌شود. اکنون با استفاده از رابطه  $E\{tr(\mathbf{W}^{-1})\} = m/(n-m)$  برای ماتریس Wishart مختلط مرکزی

خواهد بود. در ضمن اگر  $P_a = E_a/N_{ul}$  باشد و  $N_{ul}$  به بی‌نهایت میل کند داریم

$$\tilde{R}_{ul,k}^{IP} \rightarrow (1-\alpha) \log_2 \left( 1 + \kappa \beta_{au,k}^2 \frac{E_a^2}{\sigma_n^2} \right). \quad (31)$$

اثبات این قضیه به دلیل مشابه بودن با اثبات قضیه ۲ حذف می‌شود.

$$R_{dl,k} = (1-\alpha) E \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\frac{P_a}{N_{ul}^2} \|\mathbf{g}_{ad,k}\|^2}{\frac{P_a}{N_{ul}^2} \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} |\tilde{g}_l|^2 + \frac{\kappa P_a}{N_{ul}^2} \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} \left( \sum_{j=1}^{K_{ul}} \frac{|\mathbf{g}_{au,l}^* \mathbf{g}_{au,j}|^2}{\|\mathbf{g}_{au,j}\|^2} + \|\mathbf{g}_{au,l}\|^2 \right) \|\mathbf{g}_{ud,k,l}\|^2 + \frac{\sigma_n^2}{N_{ul}^2}} \right)} \right\} \quad (32)$$

$$R_{dl,k} \approx (1-\alpha) \int_0^\infty \frac{e^{-\sigma_n^2 z}}{z} \left( \frac{1}{1 + \psi_k z} \right)^{K_{dl}-1} \quad (36)$$

$$\times \left( 1 - \left( \frac{1}{1 + \psi_k z} \right)^{N_{ul}} \right) \prod_{l=1, l \neq k}^{K_{dl}} \left( \frac{1}{1 + \psi_l z} \right) dz,$$

که  $\psi_k = P_a \beta_{ad,k}^2$  و  $\psi_l = \kappa P_a N_{ul} \beta_{au,l} \beta_{ud,k,l}$  هر چند یافتن پاسخ فرم بسته برای (۳۶) غیرممکن است اما انتگرال موجود در (۳۶) به سادگی به کمک نرم‌افزار Matlab قابل محاسبه است. در قضیه زیر یک کران پایین برای نرخ فرسوی قابل حصول بیان می‌شود. **قضیه ۳:** با فرض دسترسی کامل HAP به اطلاعات وضعیت کانال و همچنین با فرض استفاده از طرح MRC/MRT در HAP، برای  $N_{ul} \geq 2$  نرخ فرسوی قابل حصول برای کاربر  $k$  عبارت است از

$$R_{dl,k} \geq \tilde{R}_{dl,k} = (1-\alpha) \log_2 \left( 1 + \right. \quad (37)$$

$$\left. \frac{P_a \beta_{ad,k} (N_{dl} - 1)}{(K_{dl} - 1) P_a \beta_{ad,k} + \kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} \beta_{au,l} \beta_{ud,k,l} + \sigma_n^2} \right\}.$$

اثبات: با توجه به محدب بودن تابع  $\log(1+x)$ ، می‌توان از نامساوی Jensen's برای پیدا کردن کران پایین (۳۵) استفاده نمود. با توجه به تشابه مراحل اثبات به قضیه ۳ از بیان کامل اثبات صرف‌نظر می‌شود.

**دسترسی به تخمین اطلاعات وضعیت کانال:** بر اساس مدل سیستم، HAP تخمین کانال‌های مربوط به کاربران را در اختیار دارد هرچند که کاربران به سادگی امکان دسترسی به کلیه این اطلاعات را ندارند.

$$R_{dl,k}^{IP} = (1-\alpha) \log_2 \left( 1 + \frac{P_a E \left\{ \left| \mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k} \right|^2 \right\}}{P_a \text{Var} \left( \mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k} \right) + P_a \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} E \left\{ \left| \mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,l} \right|^2 \right\} + \sum_{k=1}^{K_{ul}} E \left\{ P_{u,l} \left| \mathbf{g}_{ud,k,l} \right|^2 \right\} + \sigma_n^2} \right)} \right). \quad (40)$$

$$R_{dl,k}^{IP} \geq \tilde{R}_{dl,k}^{IP} = (1-\alpha) \log_2 \left( 1 + \frac{\kappa P_a N_{ul} \beta_{au,k}^2 N_{ul} (N_{ul} - 1)}{\kappa P_a N_{ul} \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} \beta_{au,l}^2 + \frac{K_{dl} P_a \sigma_{SI}^2}{\tau P_a \sigma_{SI}^2 + 1} + \sigma_n^2} \right) \quad (30)$$

### ۳-۲- نرخ فرسوی کاربران سیار

**دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال:** در این حالت فرض

می‌کنیم که کاربر  $k$  از  $\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,l}$ ،  $l = 1, \dots, K_{dl}$  به‌طور دقیق مطلع می‌باشد. در این صورت نرخ فرسوی قابل حصول برای کاربر  $k$  را می‌توان به‌صورت رابطه (۳۲) در بالای صفحه نوشت. در رابطه (۳۲)  $N_{ul}$  با توجه به قانون اعداد بزرگ، زمانی که  $\|\mathbf{g}_{au,l}\| = \mathbf{g}_{au,l}^T \mathbf{g}_{ad,l}^* / \|\mathbf{g}_{au,l}\|$  بسیار بزرگ باشد خواهیم داشت

$$\frac{1}{N_{ul}^2} \left| \mathbf{g}_{au,l}^T \mathbf{g}_{au,j}^* \right|^2 \rightarrow 0, \quad l \neq j, \quad (33)$$

$$\frac{1}{N_{ul}} \|\mathbf{g}_{au,k}\|^2 \rightarrow \beta_{au,l}. \quad (34)$$

با جایگزینی روابط (۳۳) و (۳۴) در رابطه (۳۲) نرخ فرسوی قابل حصول برای کاربر  $k$  به‌صورت زیر تقریب زده می‌شود:

$$R_{dl,k} \approx (1-\alpha) E \left\{ \log_2 \left( 1 + \right. \quad (35)$$

$$\left. \frac{P_a \|\mathbf{g}_{ad,k}\|^2}{P_a \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} |\tilde{g}_l|^2 + \kappa P_a N_{ul} \sum_{l=1}^{K_{dl}} \beta_{au,l} \|\mathbf{g}_{ud,k,l}\|^2 + \sigma_n^2} \right\}.$$

دقت کنید که به شرط معلوم بودن  $\mathbf{g}_{ad,k}$ ، متغیر  $\tilde{g}_l$  دارای توزیع گوسی با متوسط صفر و واریانس واحد می‌باشد که مستقل از  $\mathbf{g}_{ad,k}$  است. بنابراین  $\tilde{g}_l \sim CN(0, \beta_{ad,k})$ . با توجه به مستقل بودن صورت و مخرج کسر مربوط به آرگومان تابع لگاریتم در (۳۵)، نرخ فرسوی کاربر  $k$  به‌صورت تقریبی برابر است با



در نهایت با توجه به استقلال  $P_{u,l}$  و  $|g_{ud,k,l}|^2$  به سادگی خواهیم داشت:

$$E\left\{P_{u,l} |g_{ud,k,l}|^2\right\} = \kappa P_a \beta_{ud,k,l} \sum_{l=1}^{K_{dl}} E\left\{|\mathbf{g}_{au,k}^T \mathbf{w}_{E,l}|^2\right\} \quad (44)$$

$$= \kappa N_{ul} K_{ul} P_a \beta_{ud,k,l} \beta_{au,l}$$

در این مرحله با جایگذاری روابط (۴۲)، (۴۳) و (۴۴) در رابطه (۴۰) به نتیجه مطلوب در رابطه (۴۲) خواهیم رسید.

جدول ۱: پارامترهای شبیه‌سازی سیستم

اندازه	نام متغیر	پارامتر
۳	$K_{ul}$	تعداد حسگرهای بی‌سیم
۵	$K_{dl}$	تعداد کاربران سیار
۱	$\sigma_n^2$	واریانس نویز
۱	$\sigma_{SI}^2$	واریانس کانال خودتداخلی
۰.۵	$\eta$	راندمان تبدیل انرژی گره حسگر

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی

در این بخش عملکرد سیستم دوطرفه ارسال همزمان و بی‌سیم اطلاعات و انرژی معرفی شده را ارزیابی می‌کنیم و صحت نتایج تئوری به دست آمده را با کمک شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار Matlab بررسی می‌کنیم. در کلیه ساختارهای شبیه‌سازی مقادیر پارامترهای سیستم را بر اساس مقادیر جدول ۱ تنظیم می‌کنیم. بسته به تکنولوژی‌های مورد استفاده در ساخت مدارهای برداشت انرژی، سطح توان دریافتی، فرکانس سیگنال مورد استفاده برای برداشت انرژی، نحوه طراحی آنتن، شبکه‌های تطبیق‌دهنده و یکسوکننده‌های مورد استفاده راندمان تبدیل انرژی بین ۱۰٪ تا ۸۰٪ تغییر می‌کند. بسیاری از طراحی‌های پیشرفته کنونی برای مدارهای برداشت انرژی، امکان دستیابی به راندمان تبدیل انرژی بالاتر از ۵۰٪ را برای یک رنج فرکانسی وسیع فراهم می‌کنند [۲۵]. از این‌رو ما نیز در این مقاله شبیه‌سازی‌ها را بر اساس  $\eta = 0.5$  انجام می‌دهیم. همچنین در ادامه و در منحنی‌ها از اختصار "PCSI" و "ECSI" به ترتیب برای تفکیک حالت‌های دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال و دسترسی به تخمین اطلاعات وضعیت کانال استفاده می‌شود.

در شکل ۲ نرخ مجموع فراسو برای گره‌های حسگر بی‌سیم بر حسب تغییرات تعداد آنتن‌های و به ازای دو مقدار مختلف برای پارامتر رسم شده است. نرخ مجموع فراسوی سیستم به صورت تعریف می‌شود. نتایج تقریبی و حدی نرخ مجموع فراسو برای حالت PCSI به ترتیب بر اساس روابط (۲۳) و (۲۵) رسم شده است. کران‌های پایین برای نرخ مجموع نیز بر اساس روابط (۲۴) و (۳۰) به ترتیب برای دو وضعیت PCSI و ECSI رسم شده است. دقت کنید که منحنی مربوط به نتایج تقریبی با منحنی مربوط به شبیه‌سازی سیستم تقریباً منطبق هستند که

بنابراین با استفاده از تکنیکی که در [۲۳] استفاده شده نرخ قابل حصول برای هر یک از کاربران را به دست می‌آوریم. برای این منظور سیگنال دریافتی  $r_{d,k}[i]$  را به صورت

$$r_{d,k}[i] = \sqrt{P_a} E\left\{\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right\} x_{d,k}[i] + \tilde{n}_{d,k}[i] \quad (38)$$

بازنویسی می‌کنیم که نویز مؤثر  $n_{d,k}[i]$  عبارت است از

$$\tilde{n}_{d,k}[i] = \sqrt{P_a} \left( \mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k} - E\left\{\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right\} \right) x_{d,k}[i] + \sqrt{P_a} \mathbf{g}_{ad,k}^T \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} \mathbf{w}_{t,l} x_{d,l}[i] + g_{ad,k}^T x_u[i] + n_{d,k}[i], \quad (39)$$

بر اساس این مدل سیگنال، کاربر به سادگی می‌تواند از مقدار متوسط کانال مؤثر  $E\left\{\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right\}$  مطلع شود. بنابراین این مقدار متوسط برای کاربر  $k$  ام شناخته شده است و تنها به مشخصه‌های آماری و نه لحظه‌ای کانال وابسته می‌باشد. البته نویز  $\tilde{n}_{d,k}[i]$  نه گوسی و نه مستقل است. با استفاده از این واقعیت که نویز ناهمبسته در بدترین شرایط یک نویز گوسی مستقل با واریانس مشابه می‌باشد [۲۴]، نرخ قابل حصول برای کاربر  $k$  ام را به صورت رابطه (۴۰) در بالای صفحه می‌نویسیم که  $\text{Var}(x)$  معرف واریانس متغیر تصادفی  $x$  است. البته باید دقت داشت که این نویز مؤثر جمع تعداد زیادی مؤلفه می‌باشد که بر اساس قضیه حد مرکزی دقت تقریب استفاده شده تأیید خواهد شد (خصوصاً اینکه سیستم مورد بررسی یک سیستم چندرودی چندخروجی عظیم می‌باشد) [۱۹].

**قضیه ۴:** با استفاده از تخمین کانال‌های MMSE به دست آمده در مرحله اول ارسال، نرخ فرسوی قابل حصول برای کاربر  $k$  ام از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$R_{d,k}^{IP} = (1 - \alpha) \log_2 \left( 1 + \frac{P_a N_{dl}^2 \sigma_{ad,k}^4}{P_a N_{dl}^2 \sigma_{ad,k}^2 \sum_{l=1}^{K_{dl}} \beta_{ad,l} + \kappa P_a N_{ul} K_{ul} \sum_{l=1}^{K_{ul}} \beta_{au,l} \beta_{ud,k,l} + \sigma_n^2} \right) \quad (41)$$

اثبات: با توجه به رابطه (۴۰) برای به دست آوردن  $R_{d,k}^{IP}$  باید عبارتهای  $E\left\{P_{u,l} |g_{ud,k,l}|^2\right\}$  و  $E\left\{|\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,l}|^2\right\}$ ،  $\text{Var}\left(\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right)$ ،  $E\left\{\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right\}$  محاسبه شوند. با کمک تخمین MMSE برای کانال  $\mathbf{G}_{ad}$  و با مشخص نمودن سطر  $k$  ام ماتریس  $\mathbf{E}_{ad}$  با بردار  $\boldsymbol{\varepsilon}_{ad,k}$  خواهیم داشت

$$E\left\{\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right\} = E\left\{\left(\mathbf{g}_{ad,k}^T + \boldsymbol{\varepsilon}_{ad,k}\right) \hat{\mathbf{g}}_{ad,k}\right\}$$

$$= E\left\{\left\|\hat{\mathbf{g}}_{ad,k}\right\|^2\right\} + E\left\{\boldsymbol{\varepsilon}_{ad,k} \hat{\mathbf{g}}_{ad,k}^*\right\}$$

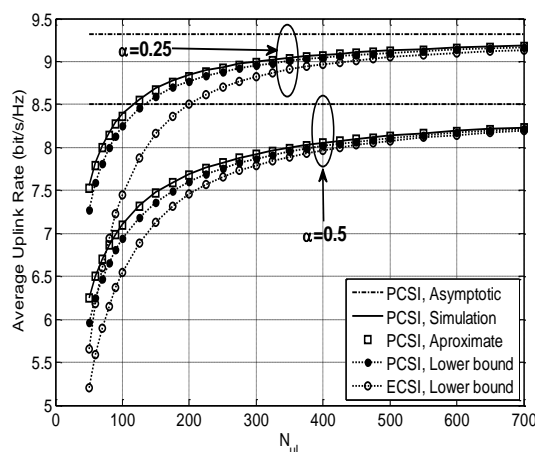
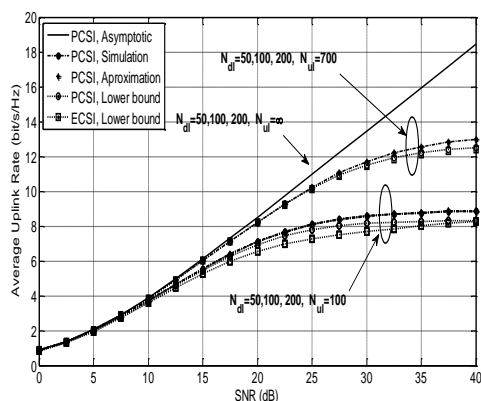
$$= N_{dl} \sigma_{ad,k}^2 \quad (42)$$

همچنین با استفاده از نتایج به دست آمده در [۱۳] داریم

$$\text{Var}\left(\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,k}\right) = N_{dl} \sigma_{ad,k}^2 \beta_{ad,k}$$

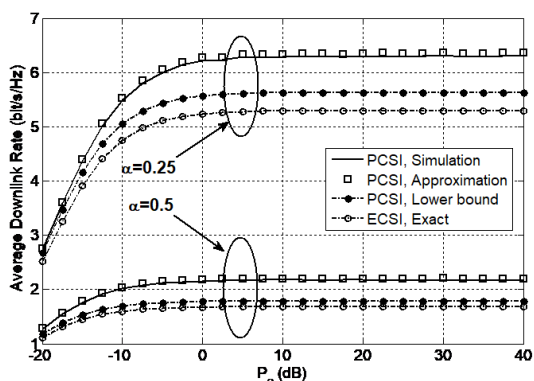
$$\sum_{l \neq k}^{K_{dl}} E\left\{|\mathbf{g}_{ad,k}^T \mathbf{w}_{t,l}|^2\right\} = N_{dl} \sigma_{ad,k}^2 \sum_{l \neq k}^{K_{dl}} \beta_{ad,l} \quad (43)$$

بر نتایج شبیه‌سازی است. همچنین برای مقادیر بسیار کم فاصله بین نتایج شبیه‌سازی و کران پایین به دست آمده در (۳۷) ناچیز است که به دلیل پایین بودن سطح تداخل ناشی از گره‌های حسگر در کاربران سیار است (چون انرژی کمی در مرحله اول برداشت کرده‌اند). البته با افزایش فاصله بین کران پایین و نتایج شبیه‌سازی افزایش یافته و به یک مقدار ثابت میل می‌کند. همان‌طور که انتظار داشتیم نتایج به دست آمده برای حالت ECSI به نسبت حالت PCSI کاهش نشان می‌دهند که ناشی از خطای تخمین کانال می‌باشد. باید به این نکته اشاره نمود که آرایه آنتن عظیم قابلیت حذف تداخل بین گره‌های حسگر بی‌سیم و کاربران سیار را ندارد ولی با طراحی مناسب فرآیند برداشت انرژی در گره‌های حسگر می‌توان تا حد زیادی این تداخل را کنترل نمود. برای این منظور گره‌های حسگر تنها باید در حدی که کیفیت سرویس موردنظر را تأمین کنند مجاز به برداشت انرژی باشند. به این ترتیب توان اضافی در این گره‌ها برداشت نخواهد شد و تداخل آن‌ها بر روی کاربران سیار تا حد زیادی کنترل خواهد شد.



شکل ۲: نرخ مجموع فراسوی گره‌های حسگر بی‌سیم بر حسب  $N_d$  و برای  $N_u = 50$ .

شکل ۳: نرخ مجموع فراسوی بر حسب  $P_a$  و برای ترکیب‌های مختلف آنتن فرستنده و گیرنده.



شکل ۴: نرخ مجموع فرسوی کاربران سیار بر حسب  $P_a$ .

نشان‌دهنده دقت تقریب استفاده شده است. در ضمن با افزایش تعداد آنتن نتایج شبیه‌سازی مربوط به هر دو حالت PCSI و ECSI به نتیجه حدی به دست آمده برای تعداد آنتن بی‌نهایت میل می‌کند. البته همان‌طور که در شکل ۲ مشخص است فاصله بین این منحنی‌ها با منحنی حالت حدی با افزایش زیاد می‌شود. چراکه با افزایش پارامتر گره‌های حسگر زمان بیشتری برای برداشت انرژی در اختیار دارند و در نتیجه در حین ارسال اطلاعات به سمت HAP تداخل بیشتری بر روی یکدیگر خواهند داشت.

شکل ۳ نرخ مجموع فراسوی گره‌های حسگر بی‌سیم را بر حسب توان ارسالی در HAP و برای ترکیب آنتن‌های متفاوت نشان می‌دهد. دقت کنید که برای ترکیب‌های مختلف فاصله ناچیزی بین کران پایین و مقادیر شبیه‌سازی وجود دارد. در ضمن با افزایش نرخ مجموع فراسوی سیستم به نتیجه حدی به دست آمده در (۲۵) میل می‌کند. همچنین با افزایش فاصله میان کران پایین نرخ برای دو حالت PCSI و ECSI به شدت کاهش می‌یابد هرچند که فاصله میان کران‌های پایین نرخ و مقدار واقعی نرخ به یک مقدار ثابتی میل می‌کند. همان‌طور که مشاهده می‌شود برای یک معین، به ازای سه مقدار مختلف نتایج به دست آمده کاملاً منطبق هستند و بنابراین تغییرات به تنهایی تأثیری بر نرخ مجموع فراسوی حسگرهای بی‌سیم ندارد.

دقت کنید با افزایش اصولاً انتظار داریم خودتداخلی افزایش یابد و بنابراین بر اساس رابطه (۱۷) با کاهش نسبت سیگنال به مجموع تداخل و نویز، نرخ مجموع فراسوی حسگرها کاهش یابد. اما همان‌طور که در قضیه ۲ نشان دادیم، با بهره‌گیری از آرایه آنتن عظیم در سمت حسگرها (یعنی به کمک بزرگ) اثرات بخش خودتداخلی کاملاً حذف شده و نرخ مجموع فراسوی حسگرها نسبت به تغییرات ثابت می‌ماند.

شکل ۴ نرخ مجموع فرسوی مربوط به کاربران سیار را بر حسب توان ارسالی HAP نشان می‌دهد. نرخ مجموع فرسوی سیستم به صورت تعریف می‌شود. در این منحنی می‌باشد و فرض شده است. دقت کنید که نتیجه تقریبی به دست آمده در (۳۶) دقیق می‌باشد و تقریباً منطبق

## ۵- نتیجه و کارهای آتی

در این مقاله عملکرد یک سیستم ارسال هم‌زمان اطلاعات و انرژی مبتنی بر تکنولوژی آرایه‌های آنتن عظیم را بررسی نمودیم که با استفاده از تکنیک کلیدزنی زمانی انرژی دسته‌ای از گره‌های حسگر بی‌سیم را

- [8] H. Ju and R. Zhang, "Optimal resource allocation in full-duplex wireless-powered communication network," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, pp. 3528–3540, Oct. 2014.
- [9] Y. Cheng, P. Fu, Y. Chang, B. Li, and X. Yuan, "Joint power and time allocation in full-duplex wireless powered communication networks," *Mobile Information Systems*, 2016.
- [10] H. Kim, H. Lee, M. Ahn, H. Kong, and I. Lee, "Joint subcarrier and power allocation methods in full duplex wireless powered communication networks for OFDM systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, no. 7, pp. 4745–4753, July 2016.
- [11] V.-D. Nguyen, H. V. Nguyen, G.-M. Kang, H. M. Kim, and O.-S. Shin, "Sum rate maximization for full duplex wireless- powered communication networks," in *Proc. European Signal Process. Conf. (EUSIPCO'16)*, Budapest, Hungary, Aug./Sep. 2016, pp. 798–802.
- [12] S. Kashyap, E. Bjornson, and E. G. Larsson, "On the feasibility of wireless energy transfer using massive antenna arrays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, pp. 3466–3480, May 2016.
- [13] J. Hoydis, S. ten Brink, and M. Debbah, "Massive MIMO in the UL/DL of cellular networks: How many antennas do we need?" *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 2, pp. 160–171, Feb. 2013.
- [14] H. Q. Ngo, H. A. Suraweera, M. Matthaiou, and E. G. Larsson, "Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear pro-cessing," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, pp. 1721–1737, June 2014.
- [15] M. Biguesh and A. B. Gershman, "Training-based MIMO channel estimation: a study of estimator tradeoffs and optimal training signals," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, pp. 884–893, Mar. 2006.
- [16] A. A. Nasir, X. Zhou, S. Durrani, and R. A. Kennedy, "Relaying protocols for wireless energy harvesting and information processing," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, pp. 3622–3636, July 2013.
- [17] M. Mohammadi, B. K. Chalise, H. A. Suraweera, C. Zhong, G. Zheng, and I. Krikidis, "Throughput analysis and optimization of wireless-powered multiple antenna full-duplex relay systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 4, pp. 1769–1785, Apr 2016.
- [18] R. Zhang and C. K. Ho, "MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, pp. 1989–2001, May 2013.
- [19] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, pp. 1436–1449, Apr. 2013.
- [20] K. A. Hamdi, "A useful lemma for capacity analysis of fading interference channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, pp. 411–416, Feb. 2010.
- [21] A. M. Tulino and S. Verdú, "Random matrix theory and wireless communications," *Foundations Trends Commun. Inf. Theory*, vol. 1, no. 1, pp. 1–182, June 2004.
- [22] B. P. Day, A. R. Margetts, D. W. Bliss, and P. Schniter, "Full-duplex bidirectional MIMO: achievable rates under limited dynamic range," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 7, pp. 3702–3713, July 2012.
- هم‌زمان با سرویس‌دهی به دسته دیگری از کاربران سیار تأمین می‌کند. برای دو حالت دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال و دسترسی به تخمین اطلاعات وضعیت کانال نرخ‌های فراسو و فرسوی سیستم محاسبه شد و مقادیر حدی نرخ برای تعداد آنتن بسیار زیاد در HAP ارائه گردید. در ضمن نتایج تقریبی معتبر برای هر تعداد آنتن در HAP نیز استخراج گردید. در نهایت کران پایین برای نرخ‌های فرسو و فراسو به دست آمد. بر اساس نتایج به دست آمده یک نتیجه کلی حاصل گردید که به واسطه استفاده از دو تکنولوژی برداشت انرژی و آنتن‌های آرایه‌ای می‌توان توان ارسال از HAP را با نسبت‌های  $1/N_{ul}$  و  $1/N_{dl}^2$  به ترتیب برای دو حالت دسترسی کامل به اطلاعات وضعیت کانال و دسترسی به تخمین اطلاعات وضعیت کانال کاهش داد.
- باید به این نکته اشاره نمود که به لحاظ عملیاتی افزایش تعداد آنتن‌ها در فضای محدود گره HAP منجر به کاهش فاصله بین آنتن‌ها و در نتیجه تزویج متقابل بین آن‌ها خواهد شد. بنابراین عملکرد سیستم تا حدودی تحت تأثیر قرار گرفته و تضعیف می‌شود. هرچند به‌منظور کاهش اثرات ناشی از تزویج متقابل می‌توان از روش‌های تطبیق فرکانسی بسیار پیچیده بین آرایه‌های آنتن و مدارهای رادیو فرکانسی استفاده نمود، اما تحلیل اثرات ناشی از تزویج به جا مانده به‌عنوان یک زمینه باز تحقیقاتی برای کارهای آتی خواهد بود.

## مراجع

- [1] A. Sabharwal, P. Schniter, D. Guo, D. W. Bliss, S. Rangarajan, and R. Wichman, "In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, pp. 1637–1652, Sep. 2014.
- [2] D. Korpi, J. Tamminen, M. Turunen, T. Huusari, Y. Choi, L. Anttila, S. Talwar, and M. Valkama, "Full-duplex mobile device: pushing the limits," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 54, pp. 80–87, Sep. 2016.
- [3] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, pp. 5983–5993, Dec. 2011.
- [4] M. Duarte, C. Dick, and A. Sabharwal, "Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, pp. 4296–4307, Dec. 2012.
- [۵] محمود پرنده، سیدهدای اقدسی علمداری، ارائه پروتکل ارسال داده انرژی-کارا مبتنی بر موقعیت برای شبکه‌های حسگر بصری، *مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز*، جلد ۴۷، شماره ۱، صفحات ۲۹–۳۸، ۱۳۹۶.
- [6] G. Yang, C. K. Ho, R. Zhang, and Y. L. Guan, "Throughput optimization for massive MIMO systems powered by wireless energy transfer," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 33, pp. 1640–1650, Aug. 2015.
- [7] L. Zhao, X. Wang, and K. Zheng, "Downlink hybrid information and energy transfer with massive MIMO," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 15, pp. 1309–1322, Feb. 2016.

- [25] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2014.
- [23] J. Jose, A. E. Ashikhmin, T. L. Marzetta, and S. Vishwanath, "Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, pp. 2640–2651, Aug. 2011.
- [24] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless links?" *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 4, pp. 951–963, Apr. 2003.

## زیر نویس ها

<sup>10</sup> Beamforming vectors

<sup>11</sup> Maximal ratio combining

<sup>12</sup> Maximal ratio transmission

<sup>13</sup> Channel state information

<sup>14</sup> Transpose

<sup>15</sup> Trace

<sup>16</sup> Rectifier

<sup>17</sup> Large-scale path loss

<sup>1</sup> Full-duplex

<sup>2</sup> Self-interference

<sup>3</sup> Spatial precoder

<sup>4</sup> Energy harvesting

<sup>5</sup> Sensor networks

<sup>6</sup> Uplink channel

<sup>7</sup> Downlink channel

<sup>8</sup> Hybrid access point

<sup>9</sup> Pilot signals