

# تشخیص چندکاربره وفقی مبتنی بر SVD برای یک سیستم طیف گسترده با رشته‌های آشوبی بهینه‌شده

سعید شهرباف تبریزی و سیدعلیرضا سیدین

گزینه‌های همیشه مطرح می‌باشد.

در این میان، مدت زمان کوتاهی است که استفاده از سیگنال‌های آشوبی برای طراحی سیستم‌های پهن‌بند، توجه بسیاری از محققان طراحی سیستم‌های طیف گسترده را به سوی خود جلب کرده است. یک سیگنال آشوبی به‌عنوان "یک فرآیند غیر پریودیک تولیدشده توسط یک سیستم دارای یک معادله قطعی<sup>۵</sup> با حساسیت بالا به شرایط اولیه" [۱]، به دلیل مزایای قابل توجهی چون شبه‌نوئیز و غیر متناوب بودن کاندید مناسبی برای این عرصه به نظر می‌رسد، اما با وجود تاریخچه نسبتاً مفصل کاربرد سیگنال‌های آشوبی در علوم مختلف چون فیزیک و اقتصاد، تنها پس از آن که برای اولین بار در سال ۱۹۹۰ توسط پوانکاره و همکاران وی [۲] امکان هم‌زمانی بین دو سیگنال آشوبی اثبات شد، طرح‌های مخابراتی آنالوگ و دیجیتال مبتنی بر سیگنال‌های آشوبی ارائه گردیدند. در این سال‌ها پرکاربردترین زمینه کاری در مخابرات آشوب، به طراحی و تحلیل انواع مدولاسیون‌های آنالوگ، دیجیتال و پهن‌بند آشوبی اختصاص داشته است. در اوایل دهه ۹۰ ابتدا چند مدولاسیون آنالوگ آشوبی معرفی شدند که مدولاسیون‌های پوشاندن با آشوب<sup>۶</sup> و پارامترهای آشوبی<sup>۷</sup> مهم‌ترین آنها به حساب می‌آیند [۳] و [۴] و در ادامه به سرعت انواع مدولاسیون‌های دیجیتال آشوبی به تبعیت از مدولاسیون‌های دیجیتال معمول معرفی گردیدند که در این میان خانواده مدولاسیون‌های CSK<sup>۸</sup> و بعد از آن DCSK<sup>۹</sup> توجه بیشتری را به خود معطوف نموده است [۵] و [۶]. در چند سال اخیر تلاش‌هایی برای طراحی و حتی پیاده‌سازی طرح‌های آشوبی چندکاربره برای کاربردهای شبکه‌های بی‌سیم نسل آینده صورت گرفته و هنوز نیز در حال انجام است [۷] تا [۱۰] که این مقاله نیز در همین مجموعه قابل طبقه‌بندی است.

از آنجا که سیگنال‌های آشوبی ذاتاً شبه‌نوئیز و غیر پریودیک هستند و به سادگی و با هزینه بسیار پایین و به تعداد بسیار زیاد (نسبت به نظایر دیگر چون رشته‌های حداکثر طول و gold) قابل پیاده‌سازی می‌باشند، کاندید مناسبی برای سیستم‌های DS - CDMA به شمار می‌آیند. برخی تحقیقات صورت‌گرفته [۱۱] تا [۱۳]، در محیط‌های چندکاربره نشان داده‌اند که با وجود مزایای شمرده‌شده برای این مولدهای شبه‌نوئیز، هنوز عملکرد آنها اندکی ضعیف‌تر از مولدهای معمول مخابرات طیف گسترده می‌باشند.

علاوه بر مشکلات فوق‌الذکر در عملکرد سیستم‌های طیف گسترده آشوبی، یکی از مشکلات معمول سیستم‌های CDMA، وجود تداخل

چکیده: طراحی ساختارهای مخابراتی پهن‌بند که از سیگنال‌های آشوبی برای ارسال اطلاعات استفاده می‌کنند، به یکی از زمینه‌های پرکاربرد در زمینه مخابرات طیف گسترده بدل گردیده است. در این میان، محدوده وسیعی از مطالعات به طراحی رشته‌های شبه‌نوئیز آشوبی به‌عنوان جایگزین برای کدهای گسترش متداول در سیستم‌های DS - CDMA متمرکز گردیده که با وجود برخی مزایای قابل توجه چون غیر متناوب بودن، امکان پیاده‌سازی آنالوگ و نیز امکان توسعه آسان برای تعداد کاربران زیاد، هنوز با مشکلاتی چون خطای نسبتاً بالا در کانال‌های با سیگنال به نویز کم و یا کانال‌های دارای تداخل چندمسیره دست به گریبان هستند. در این مقاله با هدف بهبود عملکرد سیستم‌های طیف گسترده آشوبی، از دو ایده بهینه‌سازی فرآیند تولید کد و کاهش تداخل بین کاربری استفاده شده که بدین منظور ابتدا روشی مبتنی بر الگوریتم ژنتیک، برای تولید مولدهای آشوبی بهینه در فرستنده پیشنهاد می‌گردد و در ادامه طرحی متکی بر تبدیل SVD<sup>۱</sup> برای تشخیص چندکاربره<sup>۲</sup> و کاهش وفقی اثر تداخل کاربران، در گیرنده پیاده‌سازی خواهد شد. نتایج شبیه‌سازی برای شرایط مختلف کانال و تعداد کاربران متفاوت، نشان از بهبود قابل توجه عملکرد سیستم طیف گسترده آشوبی معرفی‌شده در حضور نویز کانال و اعوجاج چندمسیره، نسبت به ساختارهای آشوبی اولیه و نیز سیستم‌های طیف گسترده معمول که از رشته‌های حداکثر طول<sup>۳</sup> استفاده می‌کنند، دارد.

کلید واژه: مخابرات پهن‌بند، مولد آشوبی، DS - CDMA، SVD، تشخیص چندکاربره، کانال چندمسیره، الگوریتم ژنتیک.

## ۱- مقدمه

رشد سریع مخابرات بی‌سیم و نیاز روزافزون دانش ارتباطات به تجمیع سرویس‌های مخابراتی در دو دهه گذشته، باعث شده است که امروزه نیاز به افزایش بهره‌وری از منابع فرکانسی بیش از هر زمان دیگر احساس شود. در این میان، ایده مخابرات طیف گسترده و به‌ویژه سیستم‌های مخابراتی DS - CDMA، به دلیل مزایای مختلفی چون توانایی مقابله با چندمسیری و تداخل‌های باریک‌بند، ساده‌سازی مدیریت شبکه با ویژگی‌هایی نظیر استفاده مجدد حداکثر از فرکانس، دست به دست شدن نرم و امنیت نسبی نسبت به روش‌های دیگر، بسیار مورد توجه قرار گرفته و از همین رو در بسیاری از کاربردهای جدید تجاری و نظامی، یکی از

این مقاله در تاریخ ۲۵ مهر ماه ۱۳۸۸ دریافت و در تاریخ ۲۲ اردیبهشت ماه ۱۳۹۰ بازنگری شد.

سعید شهرباف تبریزی، گروه برق و مخابرات دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد، ایران، (email: shaerbafe@yahoo.com).

سیدعلیرضا سیدین، گروه برق و مخابرات دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد، ایران، (email: seyedin@um.ac.ir).

5. Deterministic

6. Chaotic Masking Modulation

7. Chaotic Parameter Modulation

8. Chaos Shift Keying Modulation

9. Differential Chaos Shift Keying Modulation

1. Singular Value Decomposition

2. Multi User Detection

3. Maximal Length Sequences

4. Direct Sequence Code Division Multiple Access

$$c_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k-1} c_{k,l}^{(n)} \delta(t - \tau_{k,l}) \quad (3)$$

که  $c_k(t)$  پاسخ ضربه کانال مربوط به کاربر  $k$  ام می‌باشد و در رابطه بالا،  $L_k$  تعداد کل مسیرهای انتشار برای کاربر  $k$  ام (برای سادگی برای همه کاربران آن را برابر  $L$  قرار می‌دهیم)، بهره مختلط مسیر  $l$  ام از کاربر  $k$  ام در  $n$  امین دوره سمبل ارسالی،  $\tau_{k,l}$  تأخیر انتشار و  $\delta(t)$  تابع ضربه واحد می‌باشد که با جایگذاری این مقادیر، سیگنال دریافتی به صورت زیر در می‌آید

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k-1} A_k b_k^{(n)} c_{k,l}^{(n)} s_k(t - nT - d_k - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (4)$$

که  $d_k$  تأخیر نسبی کاربر  $k$  ام می‌باشد.

سیگنال دریافتی پس از عبور از فیلتر Anti-aliasing و نمونه‌برداری با دوره  $T_s$ ، برای تعداد  $N_b$  سمبل دریافتی به صورت گسسته قابل نمایش است

$$\mathbf{r} = \mathbf{S} \mathbf{C} \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n} \in \mathbf{C}^{(SGN_b + N_{del} + \tau_{del}) \times 1} \quad (5)$$

که در آن  $N_{del} = \max_k N_k$  (با فرض این که تأخیر نسبی هر کاربر به صورت  $d_k = N_k T_s$  باشد)،  $\tau_{del} = \max_{k,l} \tau_{k,l}$  و متغیر عددی  $S$  تعداد نمونه در هر چیپ است. در (۵)،  $\mathbf{S}$  ماتریس امضای همه کاربران،  $\mathbf{C}$  ماتریس ضرایب کانال،  $\mathbf{A}$  ماتریس دامنه دریافتی کاربران مختلف و  $\mathbf{b}$  بردار شامل کل سمبل‌های ارسالی از همه کاربران می‌باشد. بدون کاسته شدن از کلیت مدل‌سازی، می‌توان تعداد کل مسیرهای انتشار برای کاربران مختلف را یکسان در نظر گرفت. یعنی حال می‌توان به شرح روش محاسبه ماتریس‌های فوق‌الذکر پرداخت. ماتریس  $\mathbf{S}$  را می‌توان بر حسب سمبل‌های مختلف به صورت (۶) نوشت

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}^{(1)}, \mathbf{S}^{(2)}, \dots, \mathbf{S}^{(N_b-1)}] \in \mathbf{R}^{(SGN_b + N_{del} + \tau_{del}) \times KLN_b} \quad (6)$$

که ماتریس امضای مربوط به هر سمبل، قابل تجزیه به ماتریس امضای کاربران مختلف است

$$\mathbf{S}^{(n)} = [\mathbf{S}_1^{(n)}, \mathbf{S}_2^{(n)}, \dots, \mathbf{S}_K^{(n)}] \in \mathbf{R}^{(SGN_b + N_{del} + \tau_{del}) \times KL} \quad (7)$$

هر یک از ماتریس‌های (۷) به صورت زیر بر حسب میزان تأخیر کاربران مختلف و نیز سیگنال امضای هر کاربر، قابل نوشتن است

$$\mathbf{S}_k^{(n)} = [\cdot^T_{(nSG+N_k) \times L}, \mathbf{s}_k^T, \cdot^T_{((N_b-n-1)SG+N_{del}+N_k) \times L}]^T \quad (8)$$

که ماتریس میانی  $\mathbf{s}_k$  از (۹) و (۱۰)، از سیگنال امضای خالص هر کاربر قابل محاسبه است

$$\mathbf{s}_k = [\mathbf{s}_k^1, \dots, \mathbf{s}_k^L] \in \mathbf{R}^{(SG+\tau_{del}) \times L} \quad (9)$$

$$\mathbf{s}_k^l = \begin{cases} [[s_k(T_s), \dots, s_k(SGT_s)]^T, \cdot^T_{\tau_{del} \times 1}]^T, & l = 0 \\ [\cdot^T_{\tau_{k,l} \times 1}, [s_k(T_s), s_k(SGT_s)]^T, \dots \\ \dots, \cdot^T_{(\tau_{del}-\tau_{k,l}) \times 1}]^T, & l \neq 0, L-1 \\ [\cdot^T_{\tau_{del} \times 1}, [s_k(T_s), \dots, s_k(SGT_s)]^T]^T, & l = L-1 \end{cases} \quad (10)$$

نکته قابل ذکر آن که در محاسبه ماتریس امضا، تعداد کل مسیرهای انتشار برای کاربران مختلف ثابت و برابر  $L$  قرار داده شده و مقادیر تأخیر،  $\tau_{k,l} = lT_c$  و  $l = 0, 1, \dots, L-1$  فرض شده است.

#### 4. Signature Matrix

دسترسی چندگانه (MAI) یا تداخل چندکاربره (MUI) است که به دلیل هم‌کانال بودن کاربران و یا عدم تعامد کدهای آنان (که می‌تواند برای افزایش ظرفیت سیستم به شکل عمدی ایجاد شده باشد، یا بر اثر عدم هم‌زمانی یا چندمسیری در کانال ایجاد گردد) می‌باشد که بدین منظور از روش‌های آشکارسازی چندکاربره استفاده می‌شود. در این روش‌ها هدف آن است که با در نظر گرفتن ساختار سیگنال کاربران هم‌کانال، تا حد امکان اثر تداخل کاربران دیگر حذف و عملکرد سیستم به حالت ایده‌آل تک‌کاربره نزدیک شود.

در این مقاله با انتخاب بهینه مولد آشوبی برای فرستنده و نیز معرفی یک روش جدید برای آشکارسازی چندکاربره در گیرنده، یک سیستم چندکاربره آشوبی معرفی می‌شود که در عین دارا بودن مزایای مولدهای آشوبی، عملکرد مناسب‌تری نسبت به سیستم‌های مرسوم طیف گسترده نیز دارد. برای توضیح مراحل کار در بخش دوم، مدل سیستم و کانال چندمسیره به کار گرفته شده را توضیح داده و در بخش سوم روش طراحی مولد شبه‌نویز آشوبی را که برای بهبود عملکرد آن از الگوریتم ژنتیک استفاده نموده‌ایم، شرح خواهیم داد. روش معرفی شده بر مبنای SVD برای تشخیص چندکاربری و کاهش اثر تداخل کاربران در بخش چهارم مورد بررسی قرار گرفته است. در بخش پنجم نتایج و پارامترهای شبیه‌سازی آورده شده و سرانجام در بخش ششم به جمع‌بندی و نتیجه‌گیری پرداخته‌ایم.

## ۲- مدل سیستم

در این بخش از یک مدل استاندارد برای شبیه‌سازی سیستم‌های DS-SS-CDMA غیر هم‌زمان استفاده می‌شود که  $K$  کاربر در یک کانال چندمسیره با  $L$  مسیر انتشار در آن فرض شده‌اند. این مدل که قابلیت استفاده در کانال‌های Fading را نیز دارد در حالت خاص می‌تواند برای سیستم‌های هم‌زمان و نیز کانال AWGN نیز به کار رود [۱۴] تا [۱۶].

رشته بیت کاربر  $k$  ام ابتدا با مدولاسیون BPSK مدوله شده و سپس توسط مولد باینری شبه‌نویز، با معادله زیر گسترده می‌شود که  $G$  تعداد چیپ در هر سمبل یا همان بهره پردازش،  $s_k(j) \in \{-1, 1\}$  نماینده چیپ  $j$  از کاربر  $k$  ام،  $p(t)$  معادله شکل موج چیپ،  $T_c$  دوره چیپ و  $t$  اندیس پیوسته زمان می‌باشد

$$s_k(t) = \sum_{j=0}^{G-1} s_k(j) p(t - jT_c) \quad (1)$$

با فرض این که طول رشته PN برابر با دوره یک سمبل باشد، سیگنال مختلط دریافتی در گیرنده را می‌توان به صورت زیر نمایش داد

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N_b-1} \sum_{k=1}^K A_k b_k^{(n)} s_k(t - nT) * c_k(t) + n(t) \quad (2)$$

که  $N_b$  تعداد سمبل‌های دریافتی در گیرنده،  $K$  تعداد کاربران،  $A_k$  دامنه دریافتی کاربر  $k$  ام،  $b_k^{(n)}$  سمبل  $n$  ام دریافتی در گیرنده،  $s_k(t)$  سیگنال حقیقی امضای کاربر  $k$  ام با انرژی واحد در یک دوره سمبل،  $T$  دوره سمبل،  $n(t)$  نویز جمع‌شونده گوسی با میانگین صفر و واریانس  $\sigma^2$  \* نماینده عملیات کانولوشن و

1. Multiple Access Interference
2. Multi User Interference
3. Signature Signal

دیگر است که این امر سبب می‌شود کدهای کاربران حتی با وجود اختلاف اندک در نقطه شروع، شبه‌متعامد قلمداد شوند.

### ۳-۲ طراحی بهینه مولد آشوبی با الگوریتم ژنتیک

در کاربردهای چندکاربره مبتنی بر طیف گسترده که در آنها از کدهای کوتاه استفاده می‌شود، نیاز به  $K$  رشته باینری با  $SG$  نمونه است که  $K$  تعداد کل کاربران و  $G$  تعداد چپ در هر سمبل یا همان بهره پردازش و  $S$  تعداد نمونه در هر چپ می‌باشد. برای تولید این رشته‌ها همان‌طور که گفته شد، پس از انتخاب یک مولد آشوبی،  $K$  نقطه شروع متفاوت انتخاب شده و در هر حالت  $SG$  عدد حقیقی از سری زمانی محاسبه و انتخاب می‌شود که با عبور از کوانتایزر به یک رشته باینری  $G$  بیتی بدل می‌گردد. با استفاده از معیارهایی که برای تحلیل کیفیت یک رشته باینری شبه‌نویز وجود دارد، در برخی از مقالات، پیشنهادهایی برای نحوه انتخاب نوع مولد آشوبی و بعضاً طراحی آن، به‌منظور بهبود عملکرد و به تبع آن افزایش ظرفیت سیستم چندکاربره داده شده است [۱۸] و [۱۹].

نکته مهم آن که در باب نحوه انتخاب  $K$  مقدار اولیه متفاوت برای کاربران، به‌جز سعی و خطا، الگوریتمی تاکنون ارائه نشده است. علاوه بر آن، این سؤال وجود دارد که چرا می‌بایست پس از انتخاب یک نقطه شروع برای دنباله آشوبی، همان  $SG$  مقدار اولیه سری زمانی به‌عنوان کد هر کاربر انتخاب شود. این در حالی است که این مقادیر می‌تواند در کلی‌ترین حالت، از بین نمونه‌های  $N$  تا  $N + SG - 1$  ام رشته آشوبی تولیدشده انتخاب شود نه لزوماً  $SG$  نمونه اول. بنابراین می‌توان گفت که در کلی‌ترین حالت، ۳ پارامتر مهم در تولید رشته‌های باینری آشوبی مورد نیاز برای سیستم‌های چندکاربره قابل فرض است. نوع مولد آشوبی مورد استفاده از بین انواع مختلف گسسته و پیوسته، نحوه انتخاب  $K$  مقدار اولیه برای تخصیص به کاربران مختلف و نهایتاً نحوه انتخاب  $SG$  مقدار مورد نیاز برای هر کاربر از رشته آشوبی تخصیص داده شده برای هر یک.

با هدف در نظر گرفتن پارامترهای فوق‌الذکر در طراحی مولد آشوبی مناسب و در نهایت افزایش ظرفیت سیستم مخابراتی چندکاربره، در این مقاله از الگوریتم ژنتیک به‌عنوان یک الگوریتم بهینه‌سازی طبیعی استفاده کرده‌ایم.

الگوریتم‌های ژنتیک فن‌های جستجوی تصادفی هستند که بر پایه مکانیسم ژنتیک و انتخاب طبیعی بنا شده‌اند. این الگوریتم از مجموعه‌ای از راه حل‌های تصادفی اولیه به نام "جمعیت" آغاز می‌شود. هر جزء از جمعیت "کروموزوم" نامیده می‌شود و یک پاسخ مسأله است. کروموزوم‌ها در تکرارهای موفق که "نسل" نامیده می‌شوند متحول می‌گردند و در هر نسل کروموزوم‌ها با محاسبه تابع برازش ارزیابی می‌شوند. برای ایجاد نسل بعد کروموزوم‌های جدید که "فرزندان" نامیده می‌شوند از یکی از دو عملگر جابه‌جایی و جهش ژنی استفاده می‌شود. نسل جدید نیز از روی انتخاب بر اساس مقدار تابع برازش والدین و فرزندان و یا حذف دیگران برای ثابت نگه‌داشتن جمعیت شکل می‌گیرد. بعد از چندین نسل الگوریتم به سمت بهترین کروموزوم هدایت می‌شود که در بهترین حالت ارائه‌دهنده پاسخی شبه‌بهینه از مسأله است.

به‌طور معمول انتخاب اولیه به‌صورت تصادفی انجام می‌شود. در نمونه‌گیری تصادفی تعداد واقعی کروموزوم‌های مورد تکثیر بر اساس احتمال زنده‌ماندن آن کروموزوم تعیین می‌گردد. شناخته‌شده‌ترین این دسته روش‌ها "انتخاب نسبی هلند" یا "انتخاب بر پایه چرخ رولت" است که احتمال زنده‌ماندن برای هر کروموزوم بر اساس مقدار تابع برازش آن تعیین می‌شود.

ماتریس ضرایب کانال نیز به‌صورت (۱۱) قابل نوشتن است

$$\mathbf{C} = \text{diag}[\mathbf{C}^{(1)}, \dots, \mathbf{C}^{(N_b-1)}] \in \mathbf{C}^{KN_b \times KN_b} \quad (11)$$

که در این رابطه هر یک از زیرماتریس‌های ضرایب کانال، به‌صورت (۱۲) نوشته می‌شوند

$$\mathbf{C}^{(n)} = \text{diag}[\mathbf{c}_1^{(n)}, \dots, \mathbf{c}_K^{(n)}] \in \mathbf{C}^{K \times K} \quad (12)$$

عناصر قطری ماتریس نهایی بالا، همان ضرایب کانال مربوط به هر کاربر می‌باشند

$$\mathbf{c}_k^{(n)} = [c_{k,1}^n, \dots, c_{k,L}^n]^T \in \mathbf{C}^{L \times 1} \quad (13)$$

ماتریس  $\mathbf{A}$  نیز از (۱۴) و (۱۵) قابل محاسبه می‌باشد

$$\mathbf{A} = \text{diag}[\mathbf{A}^{(1)}, \dots, \mathbf{A}^{(N_b-1)}] \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b} \quad (14)$$

$$\mathbf{A}^{(n)} = \text{diag}[A_1, \dots, A_K] \in \mathbf{R}^{K \times K} \quad (15)$$

بردار  $\mathbf{b}$  نیز که حامل  $N_b$  سمبل از هر کاربر می‌باشد به‌صورت زیر قابل نوشتن است که از مجموعه الفبای مربوط به هر مدولاسیون انتخاب می‌شوند (در اینجا BPSK)

$$\mathbf{b} = [\mathbf{b}^{(1)}, \dots, \mathbf{b}^{(N_b-1)}]^T \in \Xi^{KN_b} \quad (16)$$

$$\mathbf{b}^{(n)} = [\mathbf{b}_1^{(n)}, \dots, \mathbf{b}_K^{(n)}]^T \in \Xi^K \quad (17)$$

ماتریس خودهمبستگی سیگنال‌های امضای کاربران که نقش اساسی را در آشکارسازی اطلاعات به عهده دارد، به‌صورت (۱۸) قابل نوشتن است

$$\mathbf{R} = \mathbf{S}^T \mathbf{S} \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b} \quad (18)$$

### ۳- طراحی مولد شبه‌نویز آشوبی

در این بخش ابتدا به برخی از مولدهای آشوبی متداول اشاره شده و سپس الگوریتم طراحی به‌کار گرفته شده بررسی می‌شود.

#### ۳-۱ انواع مولدهای آشوبی

با توجه به مشخصات ذاتی همه مولدهای آشوبی که آنها را سیگنال‌هایی غیر پررودیک و شبه‌نویز نشان می‌دهد، امکان استفاده از همه آنها در طرح‌های مخابراتی وجود دارد، اگرچه مواردی چون امکان سنکرون‌سازی، پیچیدگی پیاده‌سازی و وضعیت پارامترهای امنیتی می‌تواند گستره وسیع این مولدها را در عمل محدود نماید.

به دلیل سادگی پیاده‌سازی مولدهای گسسته آشوبی که از طریق یک رابطه بازگشتی قابل تولید هستند، این مولدها بیشترین استفاده را در طرح‌های مخابرات آشوب دارند و در این میان مولدهای موسوم به نگاشت Logistic و Bernouli بسیار پرکاربرد بوده‌اند [۱۷].

روش تولید سیگنال از روی روابط بازگشتی، بسیار ساده است. ابتدا یک نقطه شروع برای رابطه در نظر گرفته می‌شود و سپس با اعمال آن در فرمول، به‌طور بازگشتی بقیه مقادیر سری زمانی آشوبی به‌دست می‌آید. بدیهی است که برای استفاده در طراحی مخابراتی، رشته تولیدی آشوبی با مقادیر حقیقی، می‌بایست به‌صورت باینری در بیاید که این کار با عبور رشته از یک کوانتایزر خطی یک‌بیتی (یک سطح آستانه ثابت) صورت می‌پذیرد. در کاربردهای چندکاربره می‌بایست به تعداد کاربران، دنباله باینری تولید شود که در این حالت معمولاً از حساسیت بسیار زیاد یک مولد آشوبی به مقادیر اولیه متفاوت استفاده شده است، اگرچه برخی از متون، پیشنهاد استفاده از یک مولد متفاوت برای هر کاربر را داده‌اند [۱۷]. در روش معمول، هر کاربر تنها دارای نقطه شروع متفاوتی نسبت به کاربر

#### ۴-۱ روش‌های متداول تشخیص چندکاربره

برای اولین بار در ۱۹۸۶ نشان داده شد [۲۰] که با داشتن اطلاعات کافی از تمام کاربران، شامل شکل موج امضا، دامنه سیگنال و تأخیرها می‌توان گیرنده بهینه‌ای را بر اساس روش‌های MLSE تشکیل داد که اثر تداخل کاربران را کاملاً از بین می‌برد. این گیرنده بهینه، پیچیدگی بالایی داشت که با افزایش تعداد کاربران به شکل نمایی افزایش می‌یافت. از آن پس تحقیقات وسیعی برای دست‌یابی به گیرنده‌هایی با پیچیدگی پایین‌تر که بتوانند به عملکرد بهینه نزدیک شوند، آغاز شد؛ گیرنده‌هایی که به "آشکارسازهای چندکاربره" مشهور گشتند.

این ساختارها خود به دو دسته آشکارسازهای خطی و غیر خطی تقسیم می‌شوند. از آشکارسازهای خطی متداول می‌توان به گیرنده‌های ناهمبسته‌ساز<sup>۱</sup> و گیرنده‌های حداقل‌کننده میانگین مجذور خطا<sup>۲</sup> اشاره کرد که به ترتیب بر اساس ملاک Zero Forcing و بهینه‌کردن معیار MMSE خطی، یک فیلتر خطی را برای کاهش اثر تداخل پیشنهاد داده‌اند. در عمل برای اجتناب از پیچیدگی محاسباتی، روش‌های مختلف پیاده‌سازی آنها به‌ویژه به شکل وفقی مد نظر بوده است.

از مشهورترین آشکارسازهای غیر خطی متداول می‌توان به گیرنده‌های حذف تداخل سری<sup>۳</sup> و گیرنده‌های حذف تداخل موازی<sup>۴</sup> اشاره کرد که با وجود پیچیدگی بیشتر نسبت به آشکارسازهای خطی، عملکرد مناسب‌تری به‌ویژه در کانال‌های چندمسیره از خود نشان داده‌اند [۲۱]. ساختار این گیرنده‌ها به‌صورت بازگشتی پیاده شده و در آنها از فرآیند آشکارسازی سری یا موازی بیت‌های اطلاعات در ترکیب با عملیات حذف تداخل استفاده شده است. در سالیان اخیر الگوریتم‌های غیر خطی و گاه ترکیبی زیادی برای آشکارسازی چندکاربره پیشنهاد شده که در آنها از ساختارهایی چون انواع شبکه‌های عصبی، الگوریتم ژنتیک، تبدیلات زیرفضا و ... استفاده شده است [۲۱] و [۲۲].

#### ۴-۲ روش پیشنهادی تشخیص چندکاربره بر مبنای

##### تجزیه مقدار تکین

برای اولین بار در [۲۳] برای کانال AWGN نشان داده شد که آشکارسازهای ناهمبسته‌ساز و حداقل‌کننده میانگین مجذور خطا را می‌توان بر اساس تجزیه زیرفضای سیگنال و نویز پیاده‌سازی کرد. امری که گسترش آن به کانال‌های چندمسیره نیز بعدها ارائه گردید [۲۴] و [۲۵]. در این الگوریتم‌ها برای تجزیه زیرفضا غالباً از اعمال EVD<sup>۵</sup> روی ماتریس خودهمبستگی یا SVD روی خود اطلاعات دریافتی استفاده می‌شود.

نکته قابل توجه آن که در تمام روش‌های آشکارسازی چندکاربره مبتنی بر تجزیه زیرفضا، حتی در صورت در دسترس بودن ضرایب کانال، نیاز به تخمین ابعاد زیرفضای سیگنال و نویز وجود دارد. حال آن که روش‌هایی که برای این منظور ارائه شده‌اند، به‌ویژه در تخمین ابعاد زیرفضا، تاکنون عملکرد چندان خوبی نداشته‌اند [۲۵]. بدین منظور در این مقاله طرحی را پیشنهاد داده‌ایم که بدون نیاز به تخمین ابعاد زیرفضا و تنها با فرض وجود یک کانال معکوس غیر ایده‌آل از گیرنده به فرستنده، عمل آشکارسازی چندکاربره را انجام می‌دهد. در طراحی پیشنهادی، از

جابه‌جایی مهم‌ترین عملگر الگوریتم ژنتیک است که برای ترکیب دو کروموزوم از والدین و ایجاد فرزندان جدید انجام می‌شود. در روش‌های جابه‌جایی، برش یک‌نقطه‌ای، برش دونقطه‌ای، برش چندنقطه‌ای و جابه‌جایی یکنواخت از انواع متداول است. در این عملگر آهنگ جابه‌جایی به‌صورت نسبت تعداد فرزندان تولیدشده هر نسل به مقدار نسل تعریف می‌شود. جهش ژنی نیز عملگر دیگری است که می‌تواند تغییرهایی در یک یا چند ژن از کروموزوم به وجود آورد. در الگوریتم‌های ژنتیک جهش ژنی نقش حساسی را به یکی از دو شکل جابه‌جایی ژن‌های گمشده نسل در طول فرایند انتخاب و یا داخل کردن ژن‌هایی که در نسل حاضر موجود نیستند به نسل جدید، ایفا می‌نماید.

برای انجام عملیات بهینه‌سازی در ابتدای کار می‌بایست یک تابع کیفیت برای دنباله‌های تولیدی تعریف شود که در عین سادگی محاسبه، حداقل کردن آن، ارتباط مستقیم با بهبود عملکرد سیستم و کاهش اثر تداخل کاربران دیگر داشته باشد. بدین منظور با نظری به توابع کیفیت معرفی شده در [۱۷] و [۱۸] و با توجه به شبیه‌سازی‌هایی که انجام داده و در آنها از ارتباط مستقیم کاهش این معیار با کاهش نرخ خطای بیت سیستم مطمئن شدیم، معیار زیر را برای ارزیابی کارایی یک خانواده  $K$  تایی از رشته‌هایی به طول  $SG$ ، تعریف نمودیم. بدین منظور ابتدا از روی بردار امضای خالص هر کاربر، مقدار  $R(S_i, S_j)$  طبق (۱۹) به‌ازای مقادیر مختلف  $i$  و  $j$  محاسبه می‌شود

$$R(S_i, S_j) = E(S_i \times S_j^H) = \sum_{k=1}^{SG} S_i(k) S_j^*(k) \quad (19)$$

که در این رابطه  $S_i$  و  $S_j$  سیگنال امضای  $i$  امین و  $j$  امین کاربر در خانواده  $K$  تایی مورد بررسی است. پس از آن ضریب همبستگی نرمالیزه شده، سیگنال‌های امضای  $i$  و  $j$  زام به‌صورت زیر محاسبه می‌شود

$$\rho(i, j) = \frac{R(S_i, S_j)}{\sqrt{R(S_i, S_i) \times R(S_j, S_j)}} \quad (20)$$

در انتها معیار همبستگی کد (CC) از روی جمع عناصر غیر قطری ماتریس حاصل از عناصر  $\rho(i, j)$  به‌صورت (۲۱) به‌دست می‌آید

$$CC = \sum_{i>j} |\rho(i, j)| \quad (21)$$

به‌وضوح در (۲۱) پدیدار است که با کاهش معیار معرفی شده، مجموع همبستگی دوه‌دوی سیگنال امضای کاربران در مجموعه  $K$  تایی کاهش یافته است. با مشخص شدن تابع هدف برای الگوریتم ژنتیک، ۳ پارامتر ساختاری نوع مولد آشوبی، نحوه انتخاب  $K$  مقدار اولیه و نحوه انتخاب  $SG$  مقدار از سری آشوبی برای هر کاربر، به‌صورت یک رشته باینری گذشته و به‌عنوان یک کروموزوم در این الگوریتم اعمال می‌شود. با اعمال عملگرهای جابه‌جایی و جهش و با استفاده از یکی از فرآیندهای انتخاب، نسل‌های بعدی تولید و این چرخه تا رسیدن به هدف مورد نظر یا حداکثر تعداد نسل مد نظر ادامه می‌یابد. در انتها مقادیر ۳ پارامتری که تابع کیفیت اشاره‌شده را حداقل کرده است، توسط الگوریتم به‌دست آمده و با استفاده از آنها، ساختار خانواده آشوبی بهینه‌شده به‌دست می‌آید.

#### ۴-۳ تشخیص چندکاربره وفقی مبتنی بر SVD

در این بخش سعی شده است با استفاده از ایده قطری‌سازی ماتریس خودهمبستگی ضرایب کانال و امضای کاربران، الگوریتمی برای کاهش توأمان اثر تداخل کاربری و اعوجاج کانال پیشنهاد گردد.

1. Decorrelating Multiuser Detector
2. MMSE Multiuser Detector
3. Serial Interference Cancellers
4. Parallel Interference Cancellers
5. Eigen Value Decomposition

اعمال تبدیل SVD روی ماتریس  $\mathbf{H}$ ، سه ماتریس  $\mathbf{U}$ ،  $\mathbf{\Sigma}$  و  $\mathbf{V}$  به دست می‌آیند که

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b} \quad (25)$$

که در این رابطه  $\mathbf{\Sigma}$  یک ماتریس قطری و  $\mathbf{U}$  و  $\mathbf{V}$  ماتریس‌های یکتایی هستند که در روابط  $\mathbf{U}^T \mathbf{U} = \mathbf{V}^T \mathbf{V} = \mathbf{I}_{KN_b}$  صدق می‌کنند. با فرض وجود یک کانال امن برای ارتباط گیرنده و فرستنده که ارسال داده از گیرنده به فرستنده را پس از فرآیند آموزش امکان‌پذیر می‌سازد، می‌توان طرحی را برای قطری‌سازی ماتریس  $\mathbf{H}$  و به تبع آن کاهش توأمان تداخل کاربران و کانال چندمسیره پیشنهاد کرد. در این طرح، ابتدا با استفاده از بیت‌های آموزشی که برای گیرنده معین است و با فرض در دست بودن ماتریس‌های  $\mathbf{A}$ ،  $\mathbf{S}$  و  $\mathbf{C}$  برای داده‌های آموزش، ماتریس  $\mathbf{H}$  محاسبه و با انجام تبدیل SVD، تخمین ماتریس‌های  $\mathbf{U}$ ،  $\mathbf{\Sigma}$  و  $\mathbf{V}$  به دست می‌آیند. در انتهای فرآیند ارسال داده آموزشی، تخمین ماتریس  $\mathbf{V}$  محاسبه شده از طریق کانال امن به فرستنده ارسال شده و در بردار سمبل‌های ارسالی ضرب می‌شود. در این حالت بردار دریافتی گیرنده را با فرض ثابت بودن ماتریس امضاها و نیز ماتریس کانال (که اولی معادل استفاده از کدهای کوتاه<sup>۲</sup> در سیستم طیف گسترده و دیگری معادل ثابت بودن ضرایب کانال بین فواصل زمانی ارسال داده آموزشی است) می‌توان به صورت (۲۶) نوشت

$$\mathbf{y}_{new} = \mathbf{S}\mathbf{C}\hat{\mathbf{V}}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \in \mathbf{C}^{(SGN_b + L - 1 + \tau_{del}) \times 1} \quad (26)$$

با عبور بردار دریافتی از ساختار گیرنده RAKE، بردار خروجی جدید را می‌توان به صورت (۲۷) بیان کرد

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{RAKE-new} &= \mathbf{C}^T \mathbf{S}^T \mathbf{y}_{new} = \mathbf{C}^T \mathbf{S}^T \mathbf{S}\mathbf{C}\hat{\mathbf{V}}\mathbf{A}\mathbf{b} + \zeta \\ &= \mathbf{H}\hat{\mathbf{V}}\mathbf{A}\mathbf{b} + \zeta \in \mathbf{R}^{KN_b \times 1} \end{aligned} \quad (27)$$

حال می‌توان ترانهاده ماتریس  $\hat{\mathbf{U}}$  را که در مرحله آموزش محاسبه کرده‌ایم در بردار خروجی گیرنده ضرب کرده و خروجی نهایی را به دست آوریم

$$\mathbf{y}_{RAKE-final} = \hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{y}_{RAKE-new} = \hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{H}\hat{\mathbf{V}}\mathbf{A}\mathbf{b} + \zeta \quad (28)$$

به راحتی می‌توان نشان داد که  $\zeta$  بردار نویز گوسی با میانگین صفر و ماتریس کواریانس  $\sigma^2 \hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{H}\hat{\mathbf{U}}$  می‌باشد. حال با توجه به (۲۵) و با جایگذاری ماتریس‌های حاصل از SVD در (۲۸) داریم

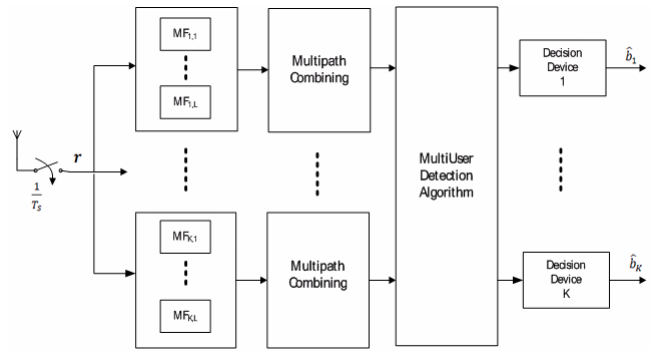
$$\mathbf{y}_{RAKE-final} = \hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T \hat{\mathbf{V}}\mathbf{A}\mathbf{b} + \zeta \in \mathbf{R}^{KN_b \times 1} \quad (29)$$

با فرض این که عملیات تخمین ماتریس‌های  $\mathbf{U}$  و  $\mathbf{V}$  بدون بایاس و یا در عمل با بایاس کم قابل چشم‌پوشی باشد، می‌توان روابط  $\mathbf{U} = E(\hat{\mathbf{U}})$  و  $\mathbf{V} = E(\hat{\mathbf{V}})$  را صادق دانست که در این صورت به طور میانگین داریم

$$\mathbf{E}(\mathbf{y}_{RAKE-final}) = \mathbf{\Sigma}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{w} \in \mathbf{R}^{KN_b \times 1} \quad (30)$$

که در این رابطه  $\mathbf{w}$  بردار نویز گوسی با میانگین صفر و کواریانس  $\sigma^2 \mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T \mathbf{U}$  می‌باشد.

همان‌طور که در (۳۰) دیده می‌شود، با توجه به قطری بودن ماتریس‌های  $\mathbf{\Sigma}$  و  $\mathbf{A}$ ، اثر تداخل کاربران دیگر و اعوجاج کانال به صورت میانگین حذف شده است که سبب کاهش نرخ خطای بیت سیستم در یک سیگنال به نویز ثابت خواهد شد.



شکل ۱: ساختار کلی گیرنده‌های RAKE در ترکیب با آشکارسازهای چندکاربره.

آنجا که همواره پیچیدگی محاسبات و زمان انجام عملیات تخمین یکی از محدودیت‌های مسأله قلمداد می‌شود، برای دوری جستن از انجام تبدیل‌های پیچیده‌ای چون تبدیل SVD، از روش‌های بازگشتی برای پیاده‌سازی استفاده کرده‌ایم که جزئیات هر مورد آن در شرح هر بخش خواهد آمد.

همان‌طور که پیش از این ذکر شد، سیگنال ورودی گیرنده را می‌توان در فرم ماتریسی به صورت (۵) نمایش داد. برای آشکارسازی، ابتدا می‌بایست فیلتر منطبق بر داده‌های ورودی اعمال شود تا بر مبنای خروجی آن عمل آشکارسازی صورت پذیرد. اعمال فیلتر منطبق در فرم ماتریسی، معادل ضرب ترانهاده ماتریس امضای کاربران در بردار دریافتی است که می‌توان آن را به صورت زیر بیان کرد

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}^T \mathbf{r} = \mathbf{S}^T (\mathbf{S}\mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}) = \mathbf{R}\mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{z} \in \mathbf{C}^{KLN_b \times 1} \quad (22)$$

که در آن  $\mathbf{R}$  ماتریس خودهمبستگی امضای کاربران مختلف و بردار  $\mathbf{z}$  نویز گوسی مختلط با میانگین صفر و ماتریس کواریانس  $\sigma^2 \mathbf{R}$  می‌باشد. در گیرنده‌های RAKE که در شکل ۱ نیز نمایشی از آنها آمده است، با فرض در دست بودن شرایط کانال، یا به عبارتی تخمین دقیق ماتریس ضرایب کانال، با اعمال یک فیلتر FIR منطبق با ضرایب کانال هر کاربر، به حداکثر سیگنال به نویز در خروجی دست خواهیم یافت.

اعمال این ضرایب در فرم ماتریسی، معادل ضرب ترانهاده ماتریس ضرایب کانال در خروجی فیلتر منطبق می‌باشد که می‌توان آن را بدین صورت نمایش داد

$$\mathbf{y}_{RAKE} = \mathbf{C}^T \mathbf{y} = \mathbf{C}^T \mathbf{R}\mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{b} + \zeta \in \mathbf{R}^{KN_b \times 1} \quad (23)$$

که در این رابطه  $\zeta$  بردار نویز گوسی با میانگین صفر و کواریانس  $\sigma^2 \mathbf{C}^T \mathbf{R}\mathbf{C}$  می‌باشد.

با تعریف ماتریس  $\mathbf{H} \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b}$  به صورت  $\mathbf{H} = \mathbf{C}^T \mathbf{R}\mathbf{C}$ ، خروجی گیرنده RAKE را می‌توان به صورت (۲۴) خلاصه کرد

$$\mathbf{y}_{RAKE} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{b} + \zeta \in \mathbf{R}^{KN_b \times 1}, \text{cov}(\zeta) = \sigma^2 \mathbf{H} \quad (24)$$

ماتریس  $\mathbf{H}$  با توجه به تعریف خود حامل اثرات مربوط به ضرایب کانال و نیز اثرات مربوط به عدم تعامد امضای کاربران به صورت توأمان می‌باشد. اگرچه در فرم کلی، این ماتریس به صورت بلاکی-قطری<sup>۱</sup> است اما در حالت فرضی تعامد کامل کدهای همه کاربران و جایگزینی کانال AWGN با کانال چندمسیره،  $\mathbf{H}$  به صورت کاملاً قطری در می‌آید که همین امر ایده استفاده از تبدیل SVD ماتریس  $\mathbf{H}$  را برای کاهش توأمان اثر تداخل کاربران دیگر و نیز اعوجاج کانال مطرح می‌کند. با

$$\hat{\mathbf{w}}_{ij}^T(k) \hat{\mathbf{w}}_{ij}(k) = 0, \quad \forall j < i \quad (39)$$

از آنجا که این تعامد می‌بایست به صورت یک محدودیت در الگوریتم تخمین لحاظ شود، بنابراین عملگر خطی  $\mathbf{T}_i$  در خروجی (۳۸) ضرب می‌شود

$$\hat{\mathbf{w}}_{ij}(k) = \mathbf{T}_i(k) \hat{\mathbf{w}}_{ij}^+(k-1) \quad (40)$$

همان‌طور که در [۲۶] آمده است، با استفاده از روش ضرایب لاگرانژ و بر مبنای کمینه‌کردن همبستگی بین ستون‌های یک ماتریس، عملگر خطی  $\mathbf{T}_i$  به صورت (۴۱) به دست می‌آید

$$\mathbf{T}_{vi}(k) = \mathbf{I}_{KN_b} - \hat{\mathbf{W}}_{vi}(k) [\hat{\mathbf{W}}_{vi}^T(k) \hat{\mathbf{W}}_{vi}(k)]^{-1} \hat{\mathbf{W}}_{vi}^T(k) \quad (41)$$

که در این رابطه ماتریس  $\hat{\mathbf{W}}_{vi}$  به صورت زیر تعریف شده است

$$\hat{\mathbf{W}}_{vi}(k) = [\hat{\mathbf{w}}_{v1}(k), \dots, \hat{\mathbf{w}}_{vi-1}(k)] \in \mathbf{R}^{KN_b \times (i-1)} \quad (42)$$

بنابراین مقدار تخمین نهایی بردار  $\mathbf{w}_{vi}$  به صورت (۴۳) به دست می‌آید

$$\hat{\mathbf{w}}_{vi}(k) = \mathbf{T}_{vi}(k) [\hat{\mathbf{w}}_{vi}(k-1) + \mu_1 [\mathbf{y}_{RAKE} \mathbf{b}^T \mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} \hat{\mathbf{v}}_i(k-1) - \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k-1)]] \quad (43)$$

در مورد بردار  $\mathbf{w}_{vi}$  به طریق مشابه می‌توان تخمین تکراری را بر مبنای الگوریتم LMS ارائه کرد

$$\hat{\mathbf{w}}_{vi}(k) = \mathbf{T}_{vi}(k) [\hat{\mathbf{w}}_{vi}(k-1) + \mu_1 [\mathbf{K}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{b} \mathbf{y}_{RAKE}^T \hat{\mathbf{u}}_i(k) - \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k-1)]] \quad (44)$$

که در این رابطه عملگر خطی  $\mathbf{T}_{vi}$  به صورت زیر به دست می‌آید

$$\mathbf{T}_{vi}(k) = \mathbf{I}_{KN_b} - \hat{\mathbf{W}}_{vi}(k) [\hat{\mathbf{W}}_{vi}^T(k) \hat{\mathbf{W}}_{vi}(k)]^{-1} \hat{\mathbf{W}}_{vi}^T(k) \quad (45)$$

و داریم

$$\hat{\mathbf{W}}_{vi}(k) = [\hat{\mathbf{w}}_{v1}(k), \dots, \hat{\mathbf{w}}_{vi-1}(k)] \in \mathbf{R}^{KN_b \times (i-1)} \quad (46)$$

در نهایت با توجه به (۳۳) و (۳۴) می‌توان  $\hat{\sigma}_i(k)$ ،  $\hat{\mathbf{u}}_i(k)$  و  $\hat{\mathbf{v}}_i(k)$  را به دست آورد

$$\hat{\sigma}_i^2 = \hat{\mathbf{w}}_{vi}^T \hat{\mathbf{w}}_{vi} = \hat{\mathbf{w}}_{vi}^T \hat{\mathbf{w}}_{vi} \quad (47)$$

با توجه به (۴۷) داریم

$$\hat{\sigma}_i(k) = \sqrt{[\hat{\mathbf{w}}_{vi}^T(k) \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k)]} \quad (48)$$

با جایگذاری (۴۸) در (۳۳) و (۳۴) خواهیم داشت

$$\hat{\mathbf{u}}_i(k) = \sqrt{[\hat{\mathbf{w}}_{vi}^T(k) \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k)]}^{-1} \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k) \in \mathbf{R}^{1 \times KN_b} \quad (49)$$

$$\hat{\mathbf{v}}_i(k) = \sqrt{[\hat{\mathbf{w}}_{vi}^T(k) \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k)]}^{-1} \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k) \in \mathbf{R}^{1 \times KN_b} \quad (50)$$

#### ۴-۴ مفروضات پیاده‌سازی

با توجه به این که محیط اصلی مدل‌سازی این مقاله، سیگنال Uplink در سیستم چندکاربره DS-SS-CDMA با کد کوتاه می‌باشد، بنابراین فرض در دسترس بودن سیگنال امضای همه کاربران قابل تحقق است (اگرچه فرض هم‌زمانی لزوماً برقرار نیست). ضرایب کانال چندمسیره، در این طرح دانسته فرض شده‌اند که در ادامه این طراحی، می‌توان آن را در گیرنده با عملیات تخمین پیاده‌سازی نمود. فرض وجود یک کانال امن کاملاً ایده‌آل بین گیرنده و فرستنده تحقق‌پذیر نیست، اما با توجه به این که ارسال معکوس از سوی ایستگاه پایه<sup>۲</sup> به کاربر می‌تواند با توان بالاتر و به صورت

#### ۴-۳ پیاده‌سازی تطبیقی تخمین ماتریس‌های حاصل از

#### SVD با الگوریتم LMS چارچوب‌دار

بدیهی است که برای تحقق طراحی پیشنهادی و تخمین ماتریس‌های  $\mathbf{U}$  و  $\mathbf{V}$ ، نیاز به تشکیل ماتریس  $\mathbf{H}$  در گیرنده برای داده‌های آموزشی وجود دارد که خود وابسته به در دست داشتن ماتریس‌های  $\mathbf{C}$  و  $\mathbf{S}$  است. حال با توجه به این که ماتریس  $\mathbf{C}$  در عمل خود طی یک فرآیند تخمین حاصل می‌شود، بنابراین محاسبه  $\mathbf{H}$  نیز خطا دار بوده و به تبع آن تخمین ماتریس‌های  $\mathbf{U}$  و  $\mathbf{V}$  از روی آن، سبب ایجاد خطای قابل توجهی شده و عملاً طرح را بی‌فایده می‌نماید. بدین سبب برای تخمین ماتریس‌های حاصل از SVD ماتریس  $\mathbf{H}$ ، با الهام از یکی از روش‌های تخمین تکراری کانال در سیستم‌های MIMO [۲۶]، از خود سیگنال دریافتی در گیرنده استفاده کرده و بدون نیاز به دانستن اطلاعات ماتریس کانال، مستقیماً  $\mathbf{U}$  و  $\mathbf{V}$  را تخمین می‌زنیم. استقلال این تخمین از تخمین کانال، سبب افزایش قابل توجه عملکرد طرح و ممانعت از انتشار خطای تخمین کانال خواهد شد.

با توجه به (۲۵) ماتریس‌های زیر تعریف می‌شود

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b} \quad (31)$$

$$\mathbf{W}_r = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma} \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b} \quad (32)$$

اگر هر یک از بردارهای  $\mathbf{u}_i$ ،  $\mathbf{v}_i$ ،  $\mathbf{w}_{vi}$  و  $\mathbf{w}_{ri}$  نماینده  $i$ امین ستون ماتریس‌های  $\mathbf{U}$ ،  $\mathbf{V}$ ،  $\mathbf{W}_r$  و  $\mathbf{W}_i$  باشند و  $\sigma_i$ ،  $i$ امین عنصر ماتریس قطری  $\mathbf{\Sigma}$  فرض شود، آنگاه می‌توان به راحتی نشان داد که (۳۳) و (۳۴) برقرارند

$$\mathbf{w}_{vi} = \mathbf{H} \mathbf{v}_i = \sigma_i \mathbf{u}_i \in \mathbf{R}^{KN_b \times 1} \quad (33)$$

$$\mathbf{w}_{ri}^T = \mathbf{u}_i^T \mathbf{H} = \sigma_i \mathbf{v}_i^T \in \mathbf{R}^{1 \times KN_b} \quad (34)$$

با توجه به مشخصات ماتریس  $\mathbf{A}$  می‌توان نشان داد (۳۵) و (۳۶) در مورد ماتریس خودهمبستگی آن برقرار است

$$\mathbf{K} = \mathbf{E}(\mathbf{A} \mathbf{A}^T) = \text{diag}[\mathbf{K}^{(1)}, \dots, \mathbf{K}^{(N_b-1)}] \in \mathbf{R}^{KN_b \times KN_b} \quad (35)$$

$$\mathbf{K}^{(n)} = \text{diag}[A_n^T, \dots, A_n^T] \in \mathbf{R}^{K \times K} \quad (36)$$

با استفاده از (۳۳) و با فرض این که بیت‌های آموزشی ارسالی مستقل و با توزیع یکسان<sup>۱</sup> باشند، به صورتی که  $\mathbf{E}(\mathbf{b} \mathbf{b}^T) = \mathbf{I}_{KN_b}$ ، با اندکی محاسبه می‌توان نشان داد که

$$\mathbf{w}_{vi} = \mathbf{E}(\mathbf{y}_{RAKE} \mathbf{b}^T \mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{v}_i), \quad i = 1, 2, \dots, KN_b \quad (37)$$

با استفاده از (۳۷) و بر مبنای الگوریتم LMS می‌توان تخمین اولیه بردار  $\mathbf{w}_{vi}$  را بر حسب مقادیر پیشین این بردار و بیت‌های ورودی به صورت زیر نوشت

$$\hat{\mathbf{w}}_{vi}^+(k-1) = \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k-1) + \mu_1 [\mathbf{y}_{RAKE} \mathbf{b}^T \mathbf{A}^T \mathbf{K}^{-1} \hat{\mathbf{v}}_i(k-1) - \hat{\mathbf{w}}_{vi}(k-1)] \quad (38)$$

که در این رابطه  $\mu_1$  گام مثبت الگوریتم LMS می‌باشد.

با توجه به مشخصات ماتریس‌های  $\mathbf{U}$ ،  $\mathbf{\Sigma}$  و  $\mathbf{V}$  به راحتی می‌توان نشان داد که می‌بایست ستون‌های ماتریس  $\mathbf{W}_i$  بر یکدیگر متعامد باشند (برای  $\mathbf{W}_r$  نیز به همین صورت می‌باشد)

BPSK و شبیه‌سازی در باند پایه صورت پذیرفته است. برای مدل‌سازی چندمسیرگی از کانال‌هایی با ۲ و ۳ مسیر انتشار استفاده شده که توان ضرایب آنها به ۱ نرمالیزه شده است. از دنباله شبه‌نویز حداکثر طول با طول کد ۷ ( $m=3$ ) نیز به‌عنوان مرجع مقایسه عملکرد دنباله آشوبی استفاده شده است. در ادامه ابتدا نتایج بهینه‌سازی ساختار مولد آشوبی و سپس نتایج عملیات تخمین و آشکارسازی چندکاربره خواهد آمد.

### ۱-۵ بهینه‌سازی مولد شبه‌نویز آشوبی

برای تولید سیگنال آشوبی اولیه - غیر بهینه - از مولد Logistic با معادله زیر استفاده شده است

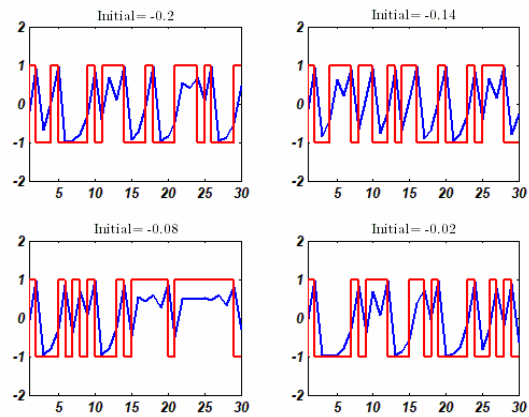
$$x[n] = A - B(x[n-1])^2 \quad (53)$$

مقادیر  $A$  و  $B$  به ترتیب برابر ۱ و ۲ و مقدار اولیه دنباله را برابر ۰٫۲ قرار داده‌ایم. برای این که به تعداد کاربران مسأله - مثلاً ۴ کاربر - دنباله آشوبی تولید شود، متغیری به نام گام کاربر استفاده شده که با اضافه شدن به مقدار اولیه دنباله می‌تواند به تعداد مورد نیاز، مقدار اولیه تولید نماید. بدین منظور با انتخاب ۴ کاربر در محیط و با فرض این که مقدار اولیه اولین کاربر ۰٫۲ باشد، اگر گام کاربر ۰٫۰۶ انتخاب شود، می‌توان ۳ دنباله دیگر با مقادیر اولیه ۰٫۱۴، ۰٫۰۸ و ۰٫۰۲ ایجاد کرد. بدیهی است که مقدار گام کاربر باید به گونه‌ای انتخاب شود که دنباله تولیدی توسط آن باز هم یک دنباله آشوبی باشد. مقادیر زیاد این پارامتر سبب ایجاد مولدهای غیر آشوبی و نامحدود - به‌ویژه در تعداد کاربران بالا - و مقدار بسیار کوچک آن سبب ایجاد همبستگی قابل توجه بین کدهای کاربران - به‌ویژه در نمونه‌های ابتدایی دنباله - خواهد شد. همان‌طور که پیش از این نیز اشاره شد، ۷ نمونه اول - برابر با بهره پردازش - هر دنباله تولیدی به‌عنوان کد هر کاربر انتخاب می‌گردد. شکل ۲ نمودار مقادیر حقیقی و باینری ۴ دنباله تولیدی توسط نگاشت فوق‌الذکر را نشان می‌دهد.

با توجه به معیار تعریف‌شده در (۲۱) برای ارزیابی کیفیت کدهای تخصیص داده شده و نکاتی که در باب پارامترهای تأثیرگذار بر این کیفیت در بخش ۳-۲ اشاره شد، برای بهینه‌سازی عملکرد، مفروضات زیر صورت گرفت. انواع مولدهای آشوبی مورد استفاده به نگاشت‌های گسسته Logistic، Bernouli و Tent محدود گردیده است. مقدار اولیه اولین دنباله در همه نگاشت‌ها عددی بین ۰٫۲- و ۰٫۲+ متغیر فرض شده است. گام کاربر برای تولید دنباله سایر کاربران، عددی بین ۰٫۰۰۱ تا ۰٫۳۵ فرض شده و نقطه آغاز برای انتخاب یک رشته SG تایی از هر مولد آشوبی (مقدار  $N$ ) عددی طبیعی بین ۱ تا ۱۰۰ انتخاب گردید.

با کدینگ باینری پارامترهای ذکر شده، الگوریتم ژنتیک با هدف حداقل کردن معیار کیفیت شبیه‌سازی گردید. تعداد نسل‌ها به ۱۰۰ نسل محدود شده و از روش Roulette Wheel برای انتخاب کروموزوم‌های هر نسل استفاده شد. مقادیر احتمال Crossover و Mutation نیز با سعی و خطا به ترتیب ۰٫۸ و ۰٫۰۵ قرار داده شد. بدیهی است آنچه الگوریتم ژنتیک به ما پیشنهاد می‌کند، یک ساختار بهینه در محدوده مفروضات فوق‌الذکر است نه بهترین مولد آشوبی قابل تصور.

جدول ۱ معادلات نگاشت‌های شبیه‌سازی شده و شکل ۳ نمودار معیار ارزیابی محاسبه‌شده در (۲۱) را برای نگاشت آشوبی Logistic با مقدار اولیه ۰٫۰۵، بر حسب ۲ پارامتر گام کاربر و نقطه آغاز نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل دیده می‌شود، تعداد مینی‌م‌های محلی بسیار زیاد تابع سبب می‌شود الگوریتم‌های کلاسیک بهینه‌سازی از دسترسی به حداقل مطلق مسأله ناتوان باشند.



شکل ۲: نمودار مقادیر حقیقی و باینری مولدهای شبه‌نویز تولیدی با نگاشت آشوبی Logistic که با مقادیر اولیه ۰٫۲، ۰٫۱۴، ۰٫۰۸ و ۰٫۰۲ تولید شده‌اند. هر یک از رشته‌های فوق به یک کاربر اختصاص می‌یابد.

تقریباً تک‌مسیره فرض گردد، بنابراین مدل‌سازی کانال امن بین گیرنده و فرستنده به صورت یک کانال AWGN با سیگنال به نویز بالا، می‌تواند قابل تحقق باشد.

### ۴-۵ معیارهای عملکرد

به جز شاخص تعریف‌شده در (۲۱) برای ارزیابی کیفیت دنباله‌های شبه‌نویز تولیدی، معیار اصلی عملکرد الگوریتم، نمودار BER بر حسب  $E_b/N_0$  می‌باشد که در شرایط متفاوتی از پارامترهای مسأله رسم خواهد شد. برای بررسی نحوه عملکرد الگوریتم تخمین ماتریس‌های حاصل از SVD دو معیار تعریف شده است [۲۶]. معیار NMSE تخمین، در واقع مقدار میانگین مجذور خطای نرمالیزه‌شده بین ماتریس  $\mathbf{H}$  و ماتریس تخمین زده شده  $\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{U}}\hat{\Sigma}\hat{\mathbf{V}}^T$  می‌باشد که بیانگر میزان کارایی عملیات تخمین قلمداد می‌شود

$$NMSE = \frac{E[\|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|^2]}{E[\|\mathbf{H}\|^2]} \quad (51)$$

که در آن  $E$  عملگر امید ریاضی و  $\|\cdot\|_F$  مبنی نرم فابوس می‌باشد. معیار دوم برای بررسی عملکرد تخمین که با  $D$  نمایش داده می‌شود، شاخص موفقیت عملیات قطری‌سازی ماتریس  $\mathbf{H}$  و به تبع آن کاهش میزان تداخل می‌باشد. همان‌طور که در (۳۰) دیده می‌شود، شرط حذف تداخل کاربران و کانال در حالت ایده‌آل، قطری‌شدن کامل ماتریس  $\hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{U} \hat{\mathbf{V}}^T \mathbf{V}$  یا همان  $\hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{H} \hat{\mathbf{V}}$  در گیرنده است.

با تعریف  $\Delta = \hat{\mathbf{U}}^T \mathbf{H} \hat{\mathbf{V}}$  معیار  $D$  به صورت (۵۲) تعریف می‌شود

$$D = \frac{E[\|\Delta\|^2 - |\delta|^2]}{E[\|\Delta\|^2]} \quad (52)$$

که در این رابطه بردار  $\delta$  شامل عناصر قطری ماتریس  $\Delta$  است،  $\|\cdot\|_F$  مبنی نرم فابوس و  $E$  عملگر میانگین می‌باشد. همان‌طور که در تعریف این معیار دیده می‌شود، در صورت قطری بودن ماتریس  $\Delta$ ،  $D$  برابر صفر و در غیر این صورت برابر میانگین نرمالیزه‌شده انرژی عناصر غیر قطری می‌باشد.

### ۵- نتایج شبیه‌سازی

در شبیه‌سازی محیط DS-SS-CDMA، بهره پردازش را ۷ و تعداد کاربران را بین ۲ تا ۸ نفر فرض کرده‌ایم. نوع مدولاسیون مورد استفاده

جدول ۱: معادلات و پارامترهای نگاشت‌های آشوبی به کار گرفته شده در محاسبه ساختار بهینه دنباله آشوبی.

Name	Equation and Parameters
Logistic Map	$x[n] = A - B(x[n-1])^r$ $A = 1, B = 2$
Tent Map	$x[n] = A - B x[n-1] $ $A = 0.5, B = 2$
Bernouli Map	$x[n] = Bx[n-1] - A \text{sign}(x[n-1])$ $A = 0.5, B = 1.75$

جدول ۲: ماتریس مقدار همبستگی برای مولد آشوبی اولیه با  $G = 7$  و  $K = 4$ ، گام کاربر در مولد آشوبی  $0.06$  و نقطه شروع  $0.1$ ، با مقدار اولیه  $0.2$  و مقدار جمع نهایی  $0.179$ .

Correlation Value	User ۱	User ۲	User ۳	User ۴
User ۱	۱	۰.۳۶۹	۰.۱۶۰	۰.۲۰۱
User ۲	۰.۳۶۹	۱.۰۰۰	۰.۳۵۱	۰.۱۵۴
User ۳	۰.۱۶۰	۰.۳۵۱	۱.۰۰۰	۰.۶۶۰
User ۴	۰.۲۰۱	۰.۱۵۴	۰.۶۶۰	۱.۰۰۰

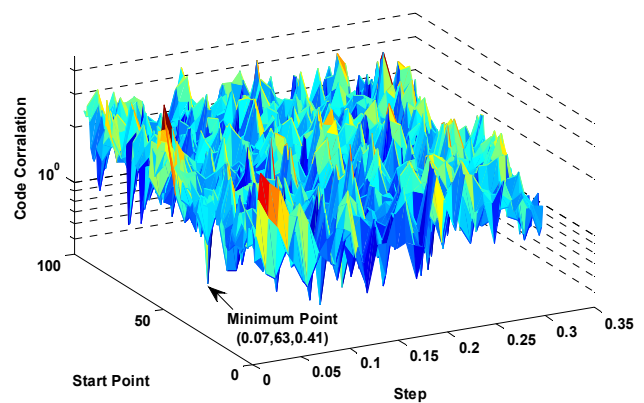
جدول ۳: ماتریس مقدار همبستگی برای مولد آشوبی بهینه با  $G = 7$  و  $K = 4$ ، گام کاربر در مولد آشوبی  $0.07$  و نقطه شروع  $0.63$  با مقدار اولیه  $0.7$  و مقدار جمع نهایی  $0.141$ .

Correlation Value	User ۱	User ۲	User ۳	User ۴
User ۱	۱	-۰.۳۵	۰.۰۵۲	-۰.۱۱۸
User ۲	-۰.۳۵	۱	-۰.۳۷	۰.۰۵۴
User ۳	۰.۰۵۲	-۰.۳۷	۱	-۰.۱۱۳
User ۴	-۰.۱۱۸	۰.۰۵۴	-۰.۱۱۳	۱

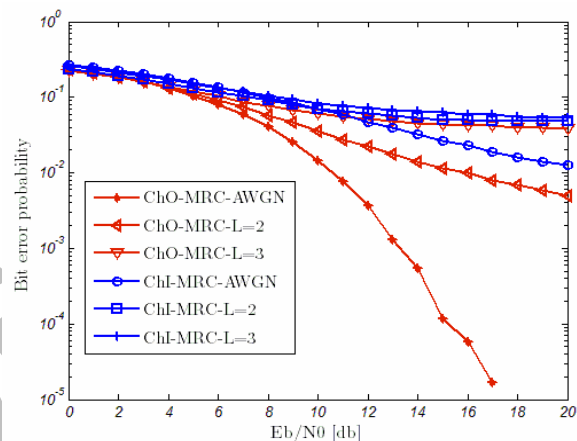
شکل‌های ۴ و ۵ عملکرد نهایی کدهای بهینه‌شده را در مقایسه با کدهای غیر بهینه آشوبی و نیز کدهای متداول حداکثر طول نشان می‌دهند. همان‌طور که در شکل ۴ دیده می‌شود، کدهای بهینه‌شده آشوبی در تمامی شرایط، اعم از کانال‌های AWGN و کانال‌هایی با ۲ یا ۳ مسیر انتشار، بهبود قابل ملاحظه‌ای در نرخ خطای بیت نهایی سیستم و در نتیجه افزایش ظرفیت سیستم مخابراتی نسبت به مولدهای آشوبی اولیه داشته‌اند. در این نمودار ChI مبین مولد آشوبی اولیه و ChO مبین مولد آشوبی بهینه شده است.  $L = 2$  مربوط به کانال دومسیره شبیه‌سازی شده و  $L = 3$  مربوط به کانالی با ۳ مسیر انتشار است. بهبود عملکرد الگوریتم معرفی‌شده به‌گونه‌ای است که در نمودار ۵ و در مقایسه با کدهای حداکثر طول نیز به‌جز در کانال ۳ مسیره، در سایر موارد برتری قابل ملاحظه‌ای ایجاد شده است. حرف M در این شکل مبین مولد حداکثر طول و Ch مبین مولد آشوبی بهینه شده است. اهمیت نتایج شکل‌های ۴ و ۵ آنگاه مشخص خواهد شد که بدانیم در اکثر شاخص‌های مهم طراحی چون سادگی پیاده‌سازی، هزینه پایین و بزرگی خانواده کدهای شبه‌متعامد تولیدی مولدهای آشوبی به‌صورت ذاتی مزیت مطلق بر دنباله‌های شبه‌نویز معمول دارند.

### ۵-۲ آشکارسازی چندکاربره وقتی

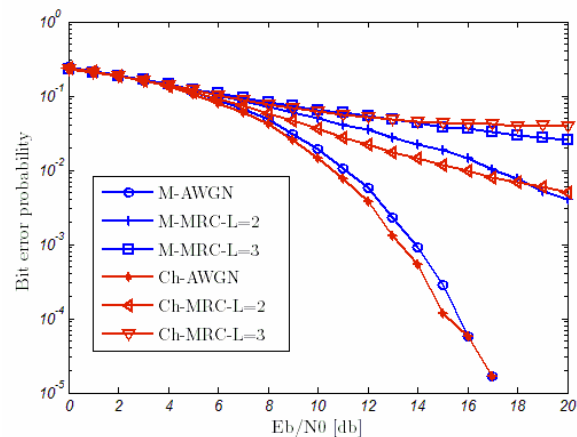
همان‌طور که در بخش قبل بدان اشاره شد، برای آشکارسازی چندکاربره، ابتدا می‌بایست ماتریس‌های حاصل از عملیات SVD توسط داده‌های آموزشی به‌صورت وقتی محاسبه و در انتهای فرآیند ارسال داده آموزشی، ماتریس  $\hat{V}$  محاسبه‌شده از طریق کانال امن معکوس به فرستنده ارسال و در بردار سمبل‌های ارسالی ضرب شود. برای شبیه‌سازی



شکل ۳: نمودار معیار CC بر حسب گام کاربر و نقطه شروع انتخاب مقادیر برای نگاشت Logistic با مقدار اولیه  $0.05$ .



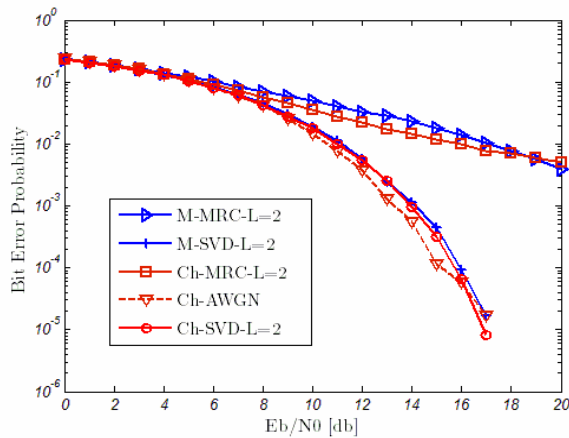
شکل ۴: نمودار مقایسه مقادیر BER بر حسب  $E_b/N_0$  برای گیرنده MRC/RAKE که از مولدهای شبه‌نویز آشوبی اولیه و آشوبی بهینه‌شده در کانال چندمسیره استفاده می‌کند. حرف ChI مبین مولد آشوبی اولیه و ChO مبین مولد آشوبی بهینه شده است. تعداد کاربران ۴، گین پردازش ۷ و کاربران به‌صورت هم‌زمان فرض شده‌اند.



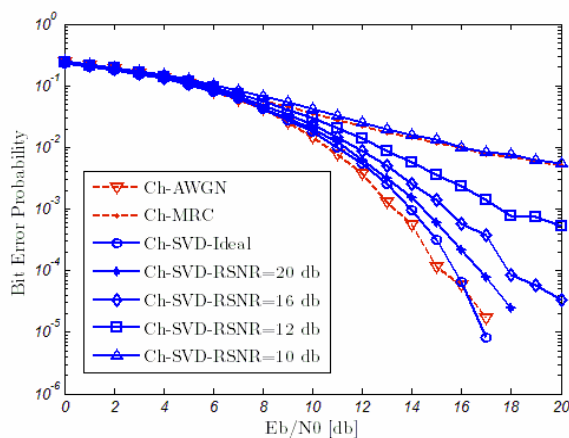
شکل ۵: نمودار مقایسه مقادیر BER بر حسب  $E_b/N_0$  برای گیرنده MRC/RAKE که از مولدهای شبه‌نویز آشوبی بهینه و حداکثر طول در کانال چندمسیره استفاده می‌کند. حرف M مبین مولد حداکثر طول و Ch مبین مولد آشوبی بهینه شده است. تعداد کاربران ۴، گین پردازش ۷ و کاربران به‌صورت هم‌زمان فرض شده‌اند.

نتایج جداول ۲ و ۳ عملکرد الگوریتم ژنتیک را در کاهش معیار معرفی‌شده نشان می‌دهند. این جداول که برای یک سیستم مخابراتی با ۴ کاربر و با بهره پردازش ۷ به‌دست آمده‌اند، ماتریس همبستگی و مقدار نهایی معیار همبستگی را برای مولد آشوبی اولیه و مولد آشوبی بهینه‌شده نشان می‌دهند. کاهش معیار همبستگی از عدد  $1/79$  به  $0.41$  نشان از عملکرد مناسب الگوریتم بهینه‌سازی دارد.





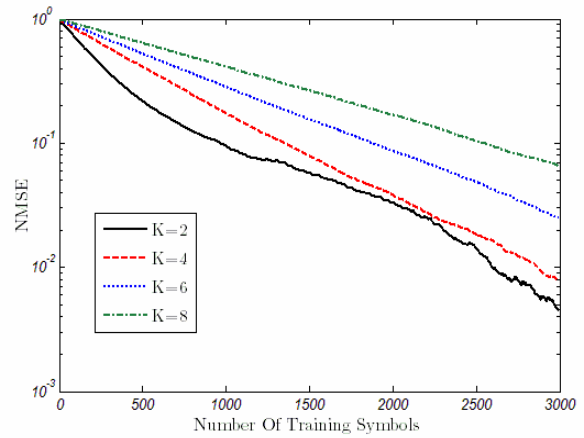
شکل ۸: نمودار مقایسه مقادیر BER بر حسب  $E_b/N_0$  برای گیرنده طراحی شده که از مولدهای شبه‌نویز آشوبی و حداکثر طول در کانالی با ۲ مسیر انتشار استفاده می‌کند. تعداد کاربران ۴، گین پردازش ۷، کانال معکوس به‌صورت ایده‌آل، تعداد بیت‌های آموزشی برابر ۳۰۰۰ و کاربران به‌صورت هم‌زمان فرض شده‌اند.



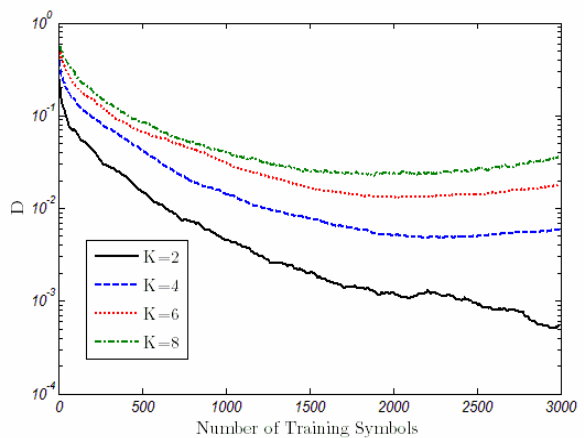
شکل ۹: نمودار مقایسه مقادیر BER بر حسب  $E_b/N_0$  برای گیرنده طراحی شده که از مولدهای شبه‌نویز آشوبی و حداکثر طول در کانالی با ۲ مسیر انتشار استفاده می‌کند. مقدار RSNR نماینده سیگنال به نویز کانال معکوس می‌باشد. تعداد کاربران ۴، گین پردازش ۷، تعداد بیت‌های آموزشی برابر ۳۰۰۰ و کاربران به‌صورت هم‌زمان فرض شده‌اند.

چندکاربره عملکرد قابل توجهی از خود نشان داده، به‌صورتی که میزان خطای کانال چندمسیره بسیار نزدیک به خطای کانالی تک‌مسیره با نویز گوسی به‌دست آمده است.

در شکل ۹ با حفظ پارامترهای شبیه‌سازی در شکل‌های قبل، اثر غیر ایده‌آل بودن کانال امن معکوس بررسی شده است. بدین منظور همان‌طور که پیش از این اشاره شد، کانال معکوس را به‌صورت یک کانال نویزی مدل کردیم که نسبت سیگنال به نویز آن می‌تواند بین ۱۰ تا ۳۰ دسی‌بل تغییر یابد. در نمودار رسم‌شده، عملکرد سیستم برای مولد آشوبی بهینه برای حالات مختلف کانال معکوس آمده است. همان‌گونه که پیداست، عملکرد الگوریتم در کانال چندمسیره و با فرض ایده‌آل بودن کانال امن، بسیار به کانال تک‌مسیره نزدیک است اما با محاسبه عملکرد در سیگنال به نویزهای زیر ۲۰ دسی‌بل، به‌وضوح کاهش عملکرد قابل مشاهده است. کاهش عملکرد در نمودار ۹ به‌گونه‌ای است که با فرض سیگنال به نویز ۱۰ دسی‌بل برای کانال معکوس، عملاً الگوریتم هیچ بهبودی نسبت به گیرنده چنگالی اولیه نخواهد داشت. این بررسی نشان می‌دهد که اگر بتوان سیگنال به نویز کانال معکوس را بیش از ۱۵ دسی‌بل فرض کرد- که در بسیاری موارد قابل تحقق است- عملکرد طراحی انجام‌گرفته نسبت به گیرنده‌های چنگالی متداول باز هم بسیار قابل توجه خواهد بود.



شکل ۶: نمودار مقایسه مقادیر NMSE بر حسب تعداد بیت‌های آموزشی برای تخمین ماتریس  $\mathbf{H}$  برای تعداد کاربران متفاوت. ضرایب  $\mu_1$  و  $\mu_4$  برابر ۰٫۰۰۴، تعداد مسیرهای کانال برابر ۲، مقدار  $E_b/N_0$  ۲۰ دسی‌بل، گین پردازش ۷ و کاربران به‌صورت هم‌زمان فرض شده‌اند.



شکل ۷: نمودار مقایسه مقادیر  $D$  بر حسب تعداد بیت‌های آموزشی برای تعداد کاربران متفاوت. ضرایب  $\mu_1$  و  $\mu_4$  برابر ۰٫۰۰۴، تعداد مسیرهای کانال برابر ۲، مقدار  $E_b/N_0$  ۲۰ دسی‌بل، گین پردازش ۷ و کاربران به‌صورت هم‌زمان فرض شده‌اند.

الگوریتم معرفی شده از دنباله‌های آشوبی بهینه‌شده با الگوریتم ژنتیک استفاده شد. تعداد داده‌های آموزشی ۳۰۰۰ سمبل، گام‌های الگوریتم LMS که با  $\mu_1$  و  $\mu_4$  نشان داده شده برابر ۰٫۰۰۴ و تعداد مسیرهای کانال ۳ قرار گرفت. شکل ۶ خطای تخمین ماتریس‌های حاصل از الگوریتم، معیار NMSE (۵۱) را نشان می‌دهد. نمودار ۷ نیز میزان موفقیت عملیات قطری‌سازی، معیار  $D$  معرفی شده در (۵۲) را بر حسب تعداد کاربران نشان می‌دهد. همان‌طور که به‌وضوح از شکل‌های ۶ و ۷ پیداست، اگرچه با افزایش تعداد کاربران خطای تخمین افزایش یافته و میزان موفقیت عملیات قطری‌سازی کاهش می‌یابد، اما عملکرد نهایی الگوریتم به‌ویژه در تعداد کاربران کمتر از ۷ کاملاً قابل قبول است. این امر بدان معناست که الگوریتم طراحی شده با افزایش تعداد کاربران نیز عملکرد مناسبی دارد، اگرچه در صورتی که سیستم طراحی شده Underloaded CDMA فرض شود (تعداد کاربران کمتر از بهره پردازش باشد) آنگاه بهبود کاملاً قابل قبول و توجهی حاصل خواهد شد.

در شکل ۸ نمودار نهایی نرخ خطای بیت برای مولدهای شبه‌نویز حداکثر طول و آشوبی بهینه‌شده رسم شده است. تعداد کاربران محیط برابر ۴، تعداد مسیرهای انتشار کانال برابر ۲ و کانال معکوس از گیرنده به فرستنده به‌صورت ایده‌آل قرار داده شده‌اند. همان‌طور که به‌وضوح پیداست، به‌ازای هر دو نوع مولد به کار گرفته شده، الگوریتم تشخیص

- [12] Y. Lau and Z. Hussain, "Chaotic - based OFDM - CDMA for secure digital communications: performance comparison with PN - based OFDM - CDMA," in *Proc. 3rd Workshop on Telecommunications and Signal Processing, WITSP'04*, Adelaide, Australia, Dec. 2004.
- [13] A. Tsuneda, D. Yoshioka, and T. Hadate, "Design of spreading sequences with negative auto - correlations realizable by nonlinear feedback shift registers," in *Proc. IEEE 8th Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 4, pp. 330-334, May 2004.
- [14] M. Latva, *Advanced Receivers for Wideband CDMA Systems*, Department of Electrical Engineering University of Oulu, Finland, Ph.D. Thesis, 1999.
- [15] J. Wehinger, *Iterative Multi User Receivers for CDMA Systems*, Vienna University of Technology, Ph.D. Thesis, 2005.
- [16] M. Juntti, "Performance analysis of linear multisensor multiuser receivers for CDMA in fading channels," *IEEE J. Sel. Areas in Communication*, vol. 18, no. 7, pp. 1221-1229, Jul. 2000.
- [17] P. Stavroulakis, *Chaos Application in Telecommunication*, Taylor & Francis Press, 2006.
- [18] M. Gotz and A. Abel, "Design of infinite chaotic polyphase sequences with perfect correlation properties," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, ISACS'98*, vol. 3, pp. 279-282, 31 May-3 Jun. 1998.
- [19] J. Krupar and W. Schwarz, "A performance estimation method for chaotic spread spectrum clock process," in *Proc. Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, ISACS'05*, vol. 4, pp. 3383 - 3386, 23-26 May 2005.
- [20] S. Verdú, "Minimum probability of error for asynchronous gaussian multiple - access channels," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 32, no. 1, pp. 85-96, Jan. 1986.
- [21] S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, 1998.
- [22] B. Xu, C. Yang, and S. Mao, "An improved blind adaptive multiuser detector in multipath CDMA channels based on subspace estimation," in *Proc. IEEE 55th Vehicular Technology Conf.*, vol. 2, pp. 285-288, 6-9 May 2002.
- [23] X. Wang and H. Vincent Poor, "Blind multiuser detection: a subspace approach," *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 677-690, Mar. 1998.
- [24] X. Wang and H. Vincent Poor, "Subspace methods for blind joint channel estimation and multiuser detection in CDMA systems," *Wireless Networks*, vol. 6, no. 1, pp. 59-71, 2000.
- [25] G. Cai, D. Yu, and W. Song, "An subspace - based blind multiuser detection in dispersive CDMA channels," in *Proc. IEEE 6th Symp. on Emerging Technologies: Mobile and Wireless Communications*, vol. 4, pp. 779-782, Shanghai, China, Jun. 2004.
- [26] H. Zamiri-Jafarian and G. Gulak, "Adaptive channel SVD estimation for MIMO-OFDM systems," in *Proc. IEEE 61st Vehicular Technology Conf.*, vol. 1, pp. 552-556, Stockholm, Sweden, 30 May-1 Jun. 2005.

**سعید شعرفاف تبریزی** در سال ۱۳۸۲ مدرک کارشناسی خود را در گرایش الکترونیک از دانشگاه فردوسی و در سال ۱۳۸۵ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را در گرایش مخابرات از همان دانشگاه اخذ نمود. از سال ۱۳۸۵ تا کنون وی در دوره دکتری مخابرات گرایش سیستم در دانشگاه فردوسی در حال تحصیل است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: تشخیص الگو، محاسبات نرم و کاربردهای آن، نظریه آشوب و سیستم‌های دینامیکی و مخابرات پهن باند.

**سید علیرضا سیدین** مدرک کارشناسی خود را در گرایش الکترونیک از دانشگاه صنعتی اصفهان در سال ۱۳۶۴ اخذ نموده و تحصیلات خود را در دانشگاه رورکی هندوستان ادامه داده و موفق شد کارشناسی ارشد را در گرایش کنترل و راهبری در سال ۱۳۷۰ به پایان برساند. در سال ۱۳۷۰ برای ادامه تحصیل به کشور استرالیا عزیمت نموده و در سال ۱۳۷۴ با اخذ مدرک دکترا به کشور مراجعت نمود. وی بلافاصله پس از فراغت از تحصیل در دانشگاه فردوسی مشهد به عنوان عضو هیات علمی استخدام گردیده و هم‌اکنون به عنوان دانشیار گروه برق دانشگاه فردوسی مشهد مشغول به کار می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه وی، بنیادی ماشین، الگوریتم‌های پردازش سیگنال و صوت و تکنیک‌های پردازش تصاویر می‌باشد.

## ۶- جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این مقاله ابتدا با برشمردن مدل شبیه‌سازی صورت‌گرفته برای یک سیستم چندکاربره در کانال چندمسیره، به برخی ویژگی‌های مولدهای آشوبی و کاربرد آنها در مخابرات طیف گسترده اشاره شد. با توجه به معایب عملکردی مولدهای آشوبی معمول، الگوریتمی مبتنی بر الگوریتم ژنتیک برای بهینه‌سازی ساختار دنباله آشوبی و به تبع آن بهبود عملکرد سیستم مخابراتی چندکاربره معرفی گردید که می‌تواند سبب کاهش نرخ خطا نسبت به مولدهای معمول آشوبی و حتی برخی از مولدهای شبه‌نویز متداول چون رشته‌های حداکثر طول گردد. در ادامه به‌منظور کاهش اثر تداخل کاربران و در نتیجه افزایش ظرفیت سیستم، یک طراحی وفقی بر مبنای الگوریتم LMS برای انجام عملیات تشخیص چندکاربره در گیرنده معرفی گردید که بدون نیاز به تخمین ابعاد زیرفضا، عملکرد بسیار قابل قبولی در کانال‌های چندمسیره از خود نشان می‌دهد. در انتها نیز تأثیر غیر ایده‌آل بودن کانال معکوس فرض‌شده، بررسی شده و ثابت شد اگر سیگنال به نویز این کانال از حد قابل قبولی - حدود ۱۵ دسی‌بل - بیشتر باشد باز هم برتری عملکردی طراحی صورت‌گرفته بر گیرنده‌های RAKE متداول قابل توجه خواهد بود.

## ۷- سپاس‌گزاری

با سپاس از خداوند متعال، از مرکز تحقیقات مخابرات ایران به خاطر حمایت مالی این پروژه قدردانی می‌کنیم.

## مراجع

- [1] A. Cambel, *Applied Chaos Theory - A Paradigm for Complexity*, San Diego, CA: Academic Press, 1993.
- [2] L. Pecora and T. Carroll, "Synchronization in chaotic systems," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 64, no. 2, pp. 821-823, Jan. 1990.
- [3] M. H. Elmirghani and R. A. Cryan, "Communication using chaotic masking," *IEE Colloquium on Exploiting Chaos in Signal Processing*, vol. 5, no. 2, pp. 121-126, 1994.
- [4] H. Leung and J. Lam, "Design of demodulator for the chaotic modulation communication system," *IEEE Trans. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 3, pp. 262-267, Mar. 1997.
- [5] A. Abel and W. Schwarz, "Chaos communications, principles, schemes, and system analysis," in *Invited Paper in IEEE Proc.*, vol. 90, no. 5, pp. 253-305, May 2002.
- [6] G. Kolubnan, B. Vizvari, W. Schwarz, and A. Abel, "Differential chaos shift keying: a robust coding for chaotic communication," in *Proc. of the 4th Int. Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems*, pp. 87-92, Jun. 1996.
- [7] J. M. H. Elmirghani and R. A. Cryan, "New chaotic based communication technique with multiuser provision," *IEEE Electronics Letters*, vol. 30, no. 15, pp. 1206-1207, Jul. 1997.
- [8] J. M. H. Elmirghani and R. A. Cryan, "Point-to-point and multi-user communication based on chaotic sequences," in *Proc. IEEE ICC Colloquium on Exploiting Chaos in Signal Processing*, vol. 1, pp. 582-584, 1995.
- [9] N. Xie and H. Leung, "An analog multi - user spread spectrum technique for wireless home automation," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 48, no. 4, pp. 1016-1025, Nov. 2002.
- [10] Y. Lau and Z. Hussain, "Chaos shift keying spread spectrum with multicarrier modulation for secure digital communication," *WSEAS Trans. on Communications*, vol. 4, no. 1, pp. 47-77, Jan. 2005.
- [11] Y. Lau and Z. Hussain, "Chaotic-based CDMA versus PN-based CDMA for digital secure communications: a comparative study," in *Proc. Australian Telecommunications Networks and Applications Conf.*, pp. 99-103, Sydney, Australia, Dec. 2004.