

## الگوریتمی کارآمد و نوین جهت تخمین زاویه ورود سیگنال طیف گسترده چندکاربره دنباله مستقیم به آرایه آنتنی در کانال چندمسیره همراه با محوشوندگی

فرید صمصامی خداداد<sup>\*</sup>، فخرالدین نظری

استادیار گروه برق دانشکده مهندسی فناوری‌های نوین، دانشگاه تخصصی فناوری‌های نوین آمل

(دریافت: ۹۴/۱۰/۲۶، پذیرش: ۹۵/۰۵/۱۱)

### چکیده

تخمین پارامتر یکی از مراحل مهم در آشکارسازی داده می‌باشد. در این مقاله به طراحی روشی جهت تخمین یکی از پارامترهای اساسی سیگنال طیف گسترده دنباله مستقیم چند کاربره پرداخته شده است. پارامترهای اساسی مورد بحث، زاویه ورود سیگنال می‌باشد که نقش تعیین کننده‌ای در آشکارسازی داده و همچنین بالا بردن کیفیت انواع گیرنده‌ها دارد. در این تحقیق با این دیدگاه که فرستنده سیگنال طیف گسترده دنباله مستقیم چندکاربره از افزودگی کد برای ارسال داده بهره می‌برد، تخمین گر پارامتر برای پارامتر مذکور به گونه‌ای طراحی شده که از این افزودگی، حداکثر استفاده را ببرد. در این مقاله جهت تخمین زاویه ورود سیگنال با استفاده از پردازش آرایه‌ای، مشکل همبستگی سیگنال‌ها را که در نتیجه عبور آنها از کانال چندمسیره ایجاد می‌گردد، با طراحی یک عملگر متعامد حل شده است. علاوه بر آن در روش ارائه شده، به دلیل استفاده از خاصیت افزودگی کد برخلاف روش‌های متداول تعداد آرایه‌های آنتنی می‌تواند از تعداد کاربران کمتر باشد و در نتیجه ظرفیت آشکارسازی در روش ارائه شده بالاتر از روش‌های معمول می‌باشد. از برتری‌های روش ارائه شده کارایی بالا در محیط عملیاتی همراه با محوشوندگی است همچنین ترکیب روش زیر فضایی و تجزیه مقادیر ویژه موجب افزایش کارایی تخمین گر زاویه و کاهش بار محاسباتی روش پیشنهاد شده، می‌شود. در پایان برای صحت ادعاهای مطرح شده از شبیه‌سازی‌های رایانه‌ای نیز استفاده شد.

**واژه‌های کلیدی:** تخمین زاویه ورود، آرایه آنتنی، سیگنال طیف گسترده، دنباله مستقیم چندکاربره، مقادیر ویژه، عملگر متعامد

### ۱- مقدمه

به‌طور کلی دو عامل، کارایی این سامانه‌ها را محدود می‌کند که شامل اعوجاج کانال ناشی از چندمسیره شدن سیگنال و اختلال دسترسی چندگانه است. اختلال دسترسی چندگانه باعث ایجاد پدیده‌ای به نام دور- نزدیک می‌شود. در این حالت کاربران با توان بالا و غیرمتعامد بر کاربر موردنظر، در سیگنال آن تداخل ایجاد می‌کنند، به طوری که با افزایش توان فرستنده کاربر دلخواه، کیفیت بهبود نمی‌یابد. استفاده از گیرنده‌های بهینه چندکاربره راهی برای غلبه بر دو عامل محدودکننده بالا می‌باشد. این گیرنده پیچیدگی بالایی دارد و حجم محاسبات آن با افزایش تعداد کاربران به صورت نمایی افزایش می‌یابد. استفاده از آرایه آنتن‌ها روش دیگری برای غلبه بر عوامل محدودکننده و افزایش ظرفیت سامانه‌های DS/CDMA می‌باشد. در این روش علاوه بر دنباله امضای کاربران از ویژگی‌های مکانی و فضایی کاربران نیز استفاده می‌شود و در واقع پردازش فضا- زمان بر روی خروجی آنتن‌ها صورت می‌گیرد [۱-۳].

یکی از کاربردهای مهم آرایه آنتنی در جهت‌یابی و تخمین زاویه ورود سیگنال‌هاست که در واقع با دانستن جهت ورود می‌توان برای شکل‌دهی به پرتوهای آرایه از آن استفاده کرد و با

### ۱-۱- ضرورت تحقیق

یکی از مسایلی که طراحان سامانه‌های مخابراتی با آن روبرو هستند محدودیت پهنای باند است. با توجه به این محدودیت، طراحان همواره به دنبال روش‌هایی هستند تا بتوانند ظرفیت و تعداد کاربران یک شبکه با دسترسی چندگانه را تا حد امکان افزایش دهند. یکی از این روش‌ها، سامانه DS/CDMA<sup>۱</sup> است که از تکنیک طیف گسترده استفاده می‌کند و در نسل سوم مخابرات سلولی کاربرد دارد به همین دلیل به آن سامانه طیف گسترده دنباله مستقیم چند کاربره نیز گفته می‌شود [۱].

در سامانه DS/CDMA اتلاف منابع وجود ندارد و همه کاربران به‌طور همزمان از کل پهنای باند استفاده می‌کنند. متمایزکننده کاربران از یکدیگر کد مخصوصی است که به آنها اختصاص می‌یابد که اگر کدها با هم متعامد نباشند اختلال دسترسی چندگانه به وجود می‌آید. عدم تعامد کدها به علت تأخیرهای مختلف کاربرها و چند مسیره شدن آنهاست.

\* رایانامه نویسنده مسئول: samsami@ausmt.ac.ir

در چند دهه اخیر مطالعات زیادی برای ارائه روش‌های تخمین زاویه ورود با تفکیک بالا انجام شده است. روش‌های اولیه برای تخمین زاویه ورود مبتنی بر روش‌های اندازه‌گیری توان بوده است که دارای قدرت تفکیک پایین هستند و هنگامی که در محیط بین منابع همبستگی وجود داشته باشد تخمین این روش‌ها از لحاظ آماری سازگار نیستند. روش حداقل واریانس کاپون نسبت به این روش‌ها دارای قدرت تفکیک و دقت زاویه‌ای بیشتری است و مهم‌تر اینکه وابسته به مدل خاصی برای اندازه‌گیری داده‌ها نمی‌باشد. روش کاپون نیز کارایی خود را در تخمین زاویه ورود در محیط منابع همبسته از دست می‌دهد [۱۰]. یکی دیگر از روش‌ها روش پیشگویی خطی است که نسبت به روش کاپون قدرت تفکیک زاویه‌ای بیشتری دارد ولی اشکال عمده آن ایجاد پیک‌های اضافی در طیف خود می‌باشد [۴].

روش‌های زیرفضایی براساس پردازش روی مقادیر و بردارهای ویژه ماتریس همبستگی بردار خروجی آنتن‌ها عمل می‌کنند. نخستین این روش‌ها، روش MUSIC است که دارای قدرت تفکیک بسیار بالاتری نسبت به روش‌های قبل از آن بود. این روش برخلاف روش کاپون می‌توانست در محیط با منابع همبسته نیز عمل نماید. تخمین روش MUSIC یک تخمین سازگار است، اما از آنجایی که در عمل همواره ماتریس همبستگی به‌صورت تقریبی در دسترس است و توسط یک تعداد مشاهده محدود به دست می‌آید باعث محدودیت قدرت تفکیک روش MUSIC می‌شود. از طرف دیگر میزان همبستگی و توان منابع در میزان تفکیک این روش مؤثر هستند و اگر منبع ضعیفی در کنار منبع قوی قرار داشته باشد این روش ممکن است توانایی کشف آن را از دست بدهد [۴ و ۱۱].

مسئله تخمین زاویه ورود برای سامانه‌های CDMA با تخمین زاویه ورود برای سیگنال‌های دیگر متفاوت است. در این سامانه‌ها تعداد کاربران، چندین برابر تعداد آنتن‌هاست. از طرفی دیگر به دلیل پدیده انتشار چندمسیره عملاً از هر کاربر چندین نسخه از سیگنال اصلی دریافت می‌شود که باعث همبستگی کامل بین سیگنال‌ها می‌شود. هم‌چنین این سامانه‌ها به دلیل استفاده از کد PN<sup>۱</sup> و گسترده‌شدن سیگنال دارای سیگنال به نویز پایین هستند، بنابراین اعمال روش‌های معمول به‌طور مستقیم امکان‌پذیر نمی‌باشد.

### ۱-۳- روش کار

در این مقاله روش جدیدی به‌منظور جهت‌یابی سیگنال‌های طیف گسترده دنباله مستقیم چندکاربره (DS/CDMA) در یک محیط عملیاتی ارائه می‌شود. علاوه بر دقت بالای روش ارائه شده، در نظر گرفتن پدیده چند مسیری و هم‌چنین غیرهم‌زمان

این کار تداخل دسترسی چندگانه را کاهش و ظرفیت این سامانه‌ها را افزایش داد. همچنین اساس کار گیرنده‌های فضا- زمان دانستن اطلاعات فضایی یا همان زاویه ورود مسیرهای مختلف سیگنال کاربران به آرایه آنتن‌های گیرنده می‌باشد که بایستی پیش از آشکارسازی بیت‌های اطلاعاتی کاربران تخمین زده شود.

یکی از کاربردهای مهم تخمین جهت در کاربردهای نظامی است. از آنجایی که سامانه‌های طیف گسترده به خاطر مسأله امنیت کاربردهای وسیعی در مخابرات نظامی دارد، روش‌های آشکارسازی حضور سیگنال و تعیین موقعیت و جهت‌یابی آنها گزینه‌های مهمی در جنگ الکترونیک است. فرض کنید در محیطی قرار داریم که دشمن مشغول ارتباط است. هدف مطلوب استخراج دیتای آنهاست، اما از آنجایی که خیلی از پارامترهای سیگنال در اختیار نیست این کار مشکل است. با این حال، حداقل کاری که می‌توان انجام داد این است که برای سیگنال مورد نظر ایجاد مزاحمت نمود یا به اصطلاح روی آن جمینگ انجام داد که این کار نیاز به دانستن جهت ورود و یا در حقیقت همان موقعیت مکانی فرستنده دارد. امروزه علاوه بر مخابرات سیار، در رادار، سونار و زمین‌شناسی و ... نیاز به یافتن جهت دریافت امواج منتشره از منابع گوناگون به چشم می‌خورد [۷-۳].

### ۱-۲- پیشینه تحقیق

مبنای اصلی روش‌های جهت‌یابی عبارت است از تعیین میزان تأخیر زمانی که امواج هنگام رسیدن به آرایه‌ای از آنتن‌ها دچار آن می‌شوند. اختلاف فاز بین عناصر به دلیل صفحه‌ای بودن موج که از ناحیه دور منتشر می‌شود تنها به فاصله دو عنصر، جهت انتشار و فرکانس موج بستگی دارد. در این دسته معمولاً از برآوردهای آمارگان مرتبه دوم سیگنال‌های دریافت‌شده سود می‌برند. برآوردهای به‌دست‌آمده سپس برای تعیین زاویه رسیدن امواج به کار می‌روند.

در سال‌های اخیر در زمینه جهت‌یابی سیگنال‌ها تحقیقات زیادی صورت گرفته است که از مهمترین این روش‌ها، روش‌های زیرفضا هستند. از آنجایی که در سامانه‌های DS/CDMA تعداد کاربران بیشتر از تعداد آنتن‌هاست و سیگنال‌ها به خاطر پدیده چندمسیری همدوس و نیز سیگنال به نویز پایین است نمی‌توان از این روش‌ها استفاده نمود. در مقالاتی که راجع به جهت‌یابی از DS/CDMA انجام شده است یا حالت تک‌مسیره را در نظر گرفته‌اند و یا در چندمسیره علاوه بر فرضیات معقول خیلی از مقالات، مانند کد کاربران و ضرایب ورود و تاخیر دیگر مسیرها را نیز دانسته فرض کرده‌اند که فرضی مشکل است. هدف ما در این مقاله تخمین زاویه ورود سیگنال‌های چندمسیره و غیر هم‌زمان در سامانه DS/CDMA است [۴، ۸ و ۹].

## ۲-۲- مدل سامانه

یک سامانه DS-CDMA با  $K$  کاربر در نظر بگیرید که به طور تصادفی در محیط قرار گرفته‌اند و از شکل موج‌های گسترش‌دهنده  $s_1$  و  $s_2$  و ... و  $s_K$  استفاده می‌کنند و دنباله‌های ارسال آنها BPSK<sup>۴</sup> هستند. سیگنال باند پایه کاربر  $k$  ام برابر است با:

$$X_k(t) = A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) s_k(t - iT_b), k=1, \dots, K \quad (1)$$

که در آن،  $T_b$  دوره تناوب بیت،  $b_k(i) \in \{\pm 1\}$ ،  $i$  آمین بیت ارسال توسط کاربر  $k$  ام که دنباله‌های i.i.d است و  $A_k$  دامنه کاربر  $k$  ام و  $s_k(t)$  شکل موج گسترش‌دهنده کاربر  $k$  ام هستند. همچنین فرض می‌شود که  $s_k(t)$  دارای انرژی واحد است یعنی  $\int_0^{T_b} |s_k(t)|^2 dt = 1$  و بازه زمانی آن محدود به  $[0, T_b]$  است. در حالت DS/CDMA شکل موج‌های گسترش‌دهنده کاربران در رابطه (۲) نشان داده شده است:

$$S_k(t) = \sum_{j=0}^{N_c-1} C_k(j) \psi(t - jT_c) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (2)$$

که در رابطه (۲)،  $\psi(t)$  شکل موج چیب با دوره تناوب  $T_c$  و  $c_k(j)$  دنباله‌ای از  $\pm 1$  است که به کاربر  $k$  ام اختصاص می‌یابد که می‌توان بردار دنباله  $1 \times N_c$  برای کاربر  $k$  ام را به صورت  $\mathbf{c}_k = [c_k(0) \ c_k(1) \ \dots \ c_k(N_c - 1)]^T$  نمایش داد.

در گیرنده، از یک آرایه آنتنی با  $M$  حسگر استفاده می‌شود که پاسخ حسگر  $m$  ام در باند پایه به سیگنال کاربر  $k$  ام که از مسیر  $l$  ام به آنتن با زاویه ورود  $\theta_{kl}$  برخورد می‌کند، به صورت  $a_{m, \theta_{kl}}$  نمایش داده می‌شود. کانال چندمسیره باند پایه کاربر  $k$  ام می‌تواند به صورت یک کانال یک ورودی و چند خروجی<sup>۵</sup> با پاسخ ضربه  $\mathbf{h}_k(t) \times M$  به صورت زیر مدل گردد:

$$\mathbf{h}_k(t) = \sum_{l=1}^L g_{kl} \delta(t - \tau_{kl}) \mathbf{a}_{\theta_{kl}} \quad (3)$$

که در آن،  $L$  تعداد مسیرهای هر کاربر است،  $g_{kl}$  و  $\tau_{kl}$  بهره و تأخیر کانال مسیر  $l$  ام کاربر  $k$  ام می‌باشند. با فرض این که عرض باند سیگنال دریافتی بسیار کوچکتر از فرکانس حامل  $f_c$  باشد که فرض معقولی است، زمان انتقال سیگنال در طول آنتن کمتر از طول زمان چیب می‌شود و سیگنال باند پایه دریافتی در تمام آنتن‌ها یکسان است و اختلاف در آنها تنها مربوط به اختلاف فاز آنتن‌هاست و به این ترتیب بردار پاسخ آنتن متنظر با سیگنال مسیر  $l$  ام کاربر  $k$  ام با جهت  $\theta_{kl}$  در باند پایه به صورت

نظر گرفتن کاربران روش ارائه شده را متمایز از روش‌های موجود نموده است.

در این مقاله سعی شده است تا روش پیشنهادی مناسب برای استفاده در هر دو حالت تک‌مسیره و چندمسیره طراحی شود.

در روش ارائه شده ابتدا به کمک یک عملگر اثر سیگنال‌های ناخواسته از دیگر مسیرها حذف می‌شود و سپس بر اساس این حقیقت که در ماتریس جهت، هر عنصر نسبت به عنصر قبلی شیفت فاز ثابتی دارد و ترکیب آن با روش تجزیه مقادیر ویژه و زیر فضا جهت ورود سیگنال تخمین زده می‌شود.

## ۴-۱- سازماندهی مقاله

قسمت‌های مختلف این مقاله به صورت زیر سازماندهی شده‌اند. در قسمت دوم ابتدا پردازش سیگنال توسط آرایه و سپس مدل ریاضی پیشنهاد شده برای سیگنال طیف گسترده دنباله مستقیم چند کاربره در محیطی چند مسیره همراه با محوشوندگی ارائه می‌گردد. در قسمت سوم الگوریتم پیشنهاد شده همراه با دلایل نظری ارائه می‌شود در پایان، در قسمت چهارم عملکرد مدل و الگوریتم پیشنهادی به کمک شبیه‌سازی‌های نرم افزاری مورد سنجش و ارزیابی قرار می‌گیرد و همچنین با برخی روش‌های قبلی مقایسه می‌شود. در پایان جمع بندی و نتیجه گیری ارائه می‌شود.

## ۲- مدل ریاضی

### ۱-۲- نماد گذاری

در این مقاله برای نمایش بردار و ماتریس به ترتیب از حروف درشت نمایی شده کوچک و بزرگ استفاده می‌شود و فهرست علائم و نشانه‌های به کار رفته در مقاله در جدول (۱) نشان داده شده است.

جدول (۱). فهرست علائم و نشانه‌ها

عنوان	علامت اختصاری
ضرب کانونولوشن	*
تابع ضربه	$\delta(\cdot)$
واریانس نویز	$\sigma^2$
ترانهاده <sup>۱</sup>	$(\cdot)^T$
هرمیتی <sup>۲</sup>	$(\cdot)^H$
مزدوج مختلط	$(\cdot)^*$
ضرب ماتریسی کرونکر <sup>۳</sup>	$\otimes$
ماتریس واحد $M \times M$	$I_M$
میانگین آماری	$E(\cdot)$

4- Binary Phase Shift Keying

5- Single Input Multi Output (SIMO)

1- Transpose

2- Hermitian

3- Kronecker product

$$y_{kl,m}(i, j) = \int_{iT_b + \tau_{kl} + jT_c}^{iT_b + \tau_{kl} + (j+1)T_c} \times \quad (5)$$

$$r_m(t) \psi^*(t - iT_b - \tau_{kl} - jT_c) dt$$

این نمونه با بیت  $i$  ام همزمان می‌شود و  $M$  خروجی آنتن را در یک بردار  $M \times 1$  قرار می‌دهیم

$$\mathbf{y}_{kl}(i, j) = \begin{bmatrix} y_{kl,1}(i, j) \\ y_{kl,2}(i, j) \\ \vdots \\ y_{kl,M}(i, j) \end{bmatrix} = \quad (6)$$

$$\int_{iT_b + \tau_{kl} + jT_c}^{iT_b + \tau_{kl} + (j+1)T_c} \mathbf{r}(t) \psi^*(t - iT_b - \tau_{kl} - jT_c) dt$$

با انتخاب  $N_c$  نمونه از خروجی فیلتر هر  $M$  آنتن ماتریسی با ابعاد  $M \times N_c$  به شکل زیر تعریف می‌کنیم که شامل یک قالب  $N_c$  تایی از نمونه‌ها باشد یعنی

$$\mathbf{S}_{kl}(i) = [\mathbf{y}_{kl}(i, 0), \mathbf{y}_{kl}(i, 1), \dots, \mathbf{y}_{kl}(i, N_c - 1)] \quad (7)$$

اثر کاربر  $k$  ام در خروجی حسگر  $m$  ام یعنی  $r_m^k(t)$  برابر است با حسگر  $m$  ام از بردار  $\mathbf{h}_k(t) * x_k(t)$  یعنی

$$r_m^k(t) = A_k \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_k(q) \sum_{l=1}^L g_{kl} a_m(\theta_{kl}) s_k(t - qT_b - \tau_{kl}) \quad (8)$$

از این رو اثر کاربر  $k$  ام در  $y_{kl,m}(i, j)$  برابر است با:

$$y_{kl,m}^k(i, j) = A_k \sum_{q=-\infty}^{+\infty} b_k(q) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \quad 0 \leq j \leq N_c - 1 \quad (9)$$

$$\times \int_{iT_b + jT_c + \tau_{kl}}^{iT_b + (j+1)T_c + \tau_{kl}} \psi^*(t - iT_b - jT_c - \tau_{kl}) s_k(t - qT_b - \tau_{kp}) dt$$

$\psi(t)$  شکل موج چیب در بازه  $[0, T_c]$  و  $s_k(t)$  کد PN در فاصله  $[0, T_b]$  است و حاصل ضرب  $s_k(t - qT_b - \tau_{kp})$  و  $\psi(t - iT_b - jT_c - \tau_{kl})$  فقط در دو حالت زیر مقدار دارد و بقیه جاها صفر است و انتگرال (۹) صفر می‌شود.

$$iT_b + jT_c + \tau_{kl} + T_c \geq qT_b + \tau_{kp} \quad (10)$$

$$iT_b + jT_c + \tau_{kl} < qT_b + \tau_{kp} + T_b \quad (11)$$

بنابراین تنها بیت‌های  $i-1$  و  $i+1$  ام در انتگرال اثر دارند. مقدار  $y_{kl,m}^k(i, j)$  برابر است با:

زمان است [۱۲] و [۱۳].  $\mathbf{a}_{\theta_{kl}} = [a_{1,\theta_{kl}}, \dots, a_{M,\theta_{kl}}]^T$  تعریف می‌شود که برداری مستقل از

سیگنال دریافتی باند پایه کل در حسگر  $i$  ام ( $r_i(t)$ ) جمع آثار سیگنال‌ها از تمام کاربران به علاوه نویز جمع‌شونده با ابعاد  $M \times 1$  است که با  $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), \dots, r_M(t)]^T$  نمایش داده می‌شود و برابر است با:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) * \mathbf{h}_k(t) + \sigma_n \mathbf{n}(t) \quad (4)$$

$$= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^K A_k b_k(i) \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_{\theta_{kl}} g_{kl} \times s_k(t - iT_b - \tau_{kl}) + \sigma_n \mathbf{n}(t)$$

که  $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_M(t)]^T$  بردار نویز روی آنتن‌ها است که از فرآیند نویز گوسی مختلط مستقل با میانگین صفر و واریانس  $\sigma_n^2$  تشکیل شده است. بردار نویز، یک بردار تصادفی سفید به صورت  $E\{\mathbf{n}(t)\mathbf{n}(t)^H\} = \mathbf{I}_M \delta(t-t')$  می‌باشد. همچنین فرض می‌کنیم که فرآیند نویز و دنباله‌های ارسالی مستقل آماری باشند.

## ۲-۳- انتخاب مدل مناسب جهت پردازش

سیگنال دریافتی در گیرنده پس از عبور از کانال چند مسیره سیگنال همبسته زمانی می‌باشد. زیرا گیرنده نسخه‌های تاخیر یافته سیگنال را بدلیل عبور آن از کانال چند مسیره دریافت می‌کند. از دیدگاه زیرفضایی، بردار کد گسترش دهنده کاربر مورد نظر متعلق به فضای سیگنال نمی‌باشد بلکه ترکیب خطی از این بردار و بردارهای کد گسترش دهنده کاربران دیگر که با سیگنال مورد نظر همبسته می‌باشند، در فضای سیگنال قرار دارد. از این رو لازم است تا به نوعی اثر این سیگنال‌ها را حذف یا به حداقل کاهش دهیم. برای حذف اثر مسیرهای ناخواسته از عملگر تعامد استفاده می‌شود که ایده آن عمودکردن بردار مورد پردازش بر سیگنال‌های همبسته متعلق به مسیرهای ناخواسته می‌باشد. به عبارتی روش ارائه شده جهت تخمین جهت سیگنال ابتدا از یک پیش پردازش فضا-زمانی و سپس بر اساس ایده شکل دهی پرتو و روش زیرفضایی به تخمین زاویه ورود می‌پردازد.

اگر فرض کنیم زاویه ورود سیگنال مسیر  $l$  ام از کاربر  $k$  ام مورد نظر باشد، سیگنال دریافتی از یک فیلتر منطبق با شکل موج چیب که با تأخیر مسیر  $l$  ام از کاربر مورد نظر یعنی  $\tau_{kl}$  همزمان شده است عبور می‌کند و با نرخ چیب از آن نمونه برداری می‌شود. سامانه با بیت نام از سیگنال مسیر  $l$  ام همزمان می‌شود و شروع به نمونه برداری می‌کند. نمونه  $z$  ام ( $z \geq 1$ ) خروجی فیلتر منطبق با شکل موج چیب مربوط به حسگر  $m$  ام را با  $y_{kl,m}(i, j)$  به صورت رابطه (۵) نمایش دهیم:

### ۳- الگوریتم جهت یابی پیشنهادی

در این قسمت روش پیشنهادی به منظور جهت یابی سیگنال های تک مسیره بر مبنای روش تخمین پارامتر زیرفضایی ارائه می شود. همان طور که در بخش ۲ گفته شد، سیگنال دریافتی از یک فیلتر منطبق با شکل موج چیب که با تأخیر مسیر  $l$  ام از کاربر مورد نظر یعنی  $\tau_{kl}$  همزمان شده است؛ عبور می کند و با نرخ چیب از آن نمونه برداری می شود. نمونه مربوط به آنتن  $m$  ام را با  $y_{kl,m}(i, j)$  نمایش می دهیم

$$y_{kl,m}(i, j) = \int_{iT_b + jT_c + \tau_{kl}}^{iT_b + \tau_{kl} + (j+1)T_c} r_m(t) \psi^*(t - iT_b - \tau_{kl} - jT_c) dt \quad (17)$$

برای به دست آوردن بردار  $\mathbf{y}_{kl,m}(i)$  با ابعاد  $N_c \times 1$ ، از نمونه ها در آنتن  $m$  ام ( $y_{kl,m}(i, j)$ ) استفاده می کنیم یعنی:

$$\mathbf{y}_{kl,m}(i) = [y_{kl,m}(i, 0), y_{kl,m}(i, 1), \dots, y_{kl,m}(i, N_c - 1)]^T \quad (18)$$

تفاوت این بردار با حالت قبلی نحوه چینش عناصر است که قرار است روی بردارهای  $1 \times MN_c$  تایی کار شود. از ترکیب بردارهای  $1 \times N_c$  تایی  $\mathbf{y}_{kl,m}(i)$  به ازای  $m = 1, \dots, M$  یک بردار فضا- زمان  $MN_c \times 1$  به صورت زیر تعریف می کنیم:

$$\mathbf{y}_{kl}(i) = [\mathbf{y}_{kl,1}(i)^T, \mathbf{y}_{kl,2}(i)^T, \dots, \mathbf{y}_{kl,M}(i)^T]^T \quad (19)$$

در حالت تک مسیره بردار  $\mathbf{y}_{kl,m}(i)$  به اندیس  $k$  و  $l$  بستگی ندارد (به دلیل ناهمبسته بودن سیگنال ها)، به صورت زیر ساده می گردند:

$$y_m(i, j) = \int_{iT_b + jT_c}^{iT_b + (j+1)T_c} r_m(t) \psi^*(t - iT_b - jT_c) dt \quad (20)$$

و بردار با ابعاد  $N_c \times 1$

$$\mathbf{y}_m(i) = [y_m(i, 0), y_m(i, 1), \dots, y_m(i, N_c - 1)]^T \quad (21)$$

و نیز بردار  $\mathbf{x}(i)$  با ابعاد  $MN_c \times 1$

$$\mathbf{x}(i) = [\mathbf{y}_1(i)^T, \dots, \mathbf{y}_M(i)^T]^T \quad (22)$$

با جای گذاری  $r_m(t)$  (رابطه ۸) در رابطه (۲۰) می توان  $\mathbf{x}(i)$  را به صورت زیر بیان کرد:

$$\mathbf{x}(i) = D \mathbf{b}(i) + \mathbf{n}(i) \quad (23)$$

$$y_{kl,m}^k(i, j) = A_k b_k(i-1) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \times \int_{iT_b + jT_c + \tau_{kl}}^{iT_b + (j+1)T_c + \tau_{kl}} s_k(t - (i-1)T_b - \tau_{kl}) \psi^*(t - iT_b - jT_c - \tau_{kl}) dt + A_k b_k(i) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \times \int_{iT_b + jT_c + \tau_{kl}}^{iT_b + (j+1)T_c + \tau_{kl}} s_k(t - iT_b - \tau_{kl}) \psi^*(t - iT_b - jT_c - \tau_{kl}) dt + A_k b_k(i+1) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \times \int_{iT_b + jT_c + \tau_{kl}}^{iT_b + (j+1)T_c + \tau_{kl}} s_k(t - (i+1)T_b - \tau_{kl}) \psi^*(t - iT_b - jT_c - \tau_{kl}) dt \quad (12)$$

به صورت زیر ساده می شود:

$$y_{kl,m}^k(i, j) = A_k b_k(i-1) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \mathbf{c}_{kp}^{l,-1} + A_k b_k(i) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \mathbf{c}_{kp}^{l,0} + A_k b_k(i+1) \sum_{p=1}^L g_{kp} a_m(\theta_{kp}) \mathbf{c}_{kp}^{l,+1} \quad (13)$$

که در آن،  $\mathbf{c}_{kp}^{l,s}$ ;  $s = -1, 0, 1$  یک بردار  $1 \times N_c$  است که به صورت زیر تعریف می شود:

$$\mathbf{c}_{kp}^{l,-1} = \int_{jT_c + \tau_{kl}}^{(j+1)T_c + \tau_{kl}} s_k(t + T_b - \tau_{kl}) \psi^*(t - jT_c - \tau_{kl}) dt \quad (14)$$

$$\mathbf{c}_{kp}^{l,0} = \int_{jT_c + \tau_{kl}}^{(j+1)T_c + \tau_{kl}} s_k(t - \tau_{kl}) \psi^*(t - jT_c - \tau_{kl}) dt$$

$$\mathbf{c}_{kp}^{l,+1} = \int_{jT_c + \tau_{kl}}^{(j+1)T_c + \tau_{kl}} s_k(t - T_b - \tau_{kl}) \psi^*(t - jT_c - \tau_{kl}) dt$$

بدین ترتیب بردار  $\mathbf{s}_{kl}^k(i)$  با ابعاد  $MN_c \times 1$  به صورت زیر به دست می آید:

$$\mathbf{s}_{kl}^k(i) = A_k b_k(i-1) \sum_{p=1}^L g_{kp} \mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,-1} + A_k b_k(i) \sum_{p=1}^L g_{kp} \mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0} + A_k b_k(i+1) \sum_{p=1}^L g_{kp} \mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,+1} \quad (15)$$

رابطه فوق سهم کاربر  $k$  ام را در خروجی فیلتر منطبق که با سیگنال مسیر  $l$  ام کاربر  $k$  ام که با تأخیر  $\tau_{kl}$  منطبق شده است نشان می دهد. با توجه به آنچه گفته شد می توان نوشت:

$$\mathbf{s}_{kl}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{s}_{kl}^k(i) + \mathbf{n}(i) \quad (16)$$

و افزایش کردن بردارهای جهت با ابعاد مناسب جهت آنها را به دست آورد. اگر ماتریس همبستگی بردار  $\mathbf{x}(i)$  به صورت  $R_x = E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\}$  باشد،  $K$  تا، از مقادیر ویژه آن مربوط به زیرفضای سیگنال و  $MN_c - K$  تا دیگر، مربوط به زیرفضای نویز است. بنابراین، با رعایت شرط  $K < MN_c$  و تعیین بردارهای ویژه زیرفضای سیگنال زوایای ورود سیگنال‌ها قابل حصول است.

### ۳-۱- استفاده از عملگر متعامد برای خط مشی ناهمزمان و چندمسیره

روش تخمین در حالت محوشونده چندمسیره<sup>۱</sup> تعمیم و گسترش روش حالت تک‌مسیره است. در این حالت، همان‌طور که در بخش مدل سیگنال بیان کردیم سیگنال‌های کاربر موردنظر از  $L$  مسیر جمع‌آوری می‌شود. از آنجایی که بین سیگنال مسیره‌های مختلف همبستگی وجود دارد، روش قبلی به طور مستقیم قابل اعمال نیست و باید به گونه‌ای همبستگی بین مسیره‌های یک کاربر را از بین برد. به کمک روابط (۱۵) و (۱۶) می‌توان نوشت:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}(i) &= A_k \mathbf{b}(i-1) \sum_{p=1}^L g_{kp} \mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,-1} + \\ & A_k \mathbf{b}(i) \sum_{p=1}^L g_{kp} \mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0} \\ & + A_k \mathbf{b}(i+1) \sum_{p=1}^L g_{kp} \mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,+1} + \\ & \sum_{\substack{h=1 \\ h \neq k}}^K \mathbf{s}^h(i) + \mathbf{n}(i) \end{aligned} \quad (28)$$

اگر زاویه ورود سایر مسیره‌های کاربر  $k$  مشخص می‌شود، می‌توانستیم با روش تصویر کردن متعامد اثر آن مسیره‌ها در سیگنال  $\mathbf{s}(i)$  را از بین برد، ولی فرض بر این است که زاویه ورود هیچ یک از مسیره‌ها مشخص نمی‌باشد. برای مستقل کردن روش از دانستن زاویه ورود دیگر مسیره‌ها و جلوگیری از خطا به جای عمود سازی بر بردار  $\mathbf{s}(i)$  با بردارهای  $\mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0}$  برای  $p \neq l$  عمود سازی را بر بردارهایی انجام می‌دهیم که بردار  $\mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0}$  ترکیب خطی از آنها باشند. در اینجا برای حل این مشکل ابتدا بردارهای  $\mathbf{z}'_{kp,m}$  با ابعاد  $MN_c \times 1$  را برای  $\{p=1, \dots, L, p \neq l\}, \{m=1, \dots, M\}$  به صورت زیر تعریف می‌نماییم که قسمت متناظر با آنتن  $m$  ام آن برابر  $\mathbf{c}_{kp}^{l,0}$  و بقیه المان‌های این بردار برابر با صفر می‌باشند:

$$\mathbf{z}'_{kp,m} \equiv \left[ \mathbf{0}_{(m-1)N_c \times 1}, \mathbf{c}_{kp}^{l,0}, \mathbf{0}_{(M-m)N_c \times 1} \right] \quad (29)$$

که،  $\mathbf{b}(i) = [\mathbf{b}_1(i), \dots, \mathbf{b}_K(i)]^T$  یک ماتریس

$MN_c \times K$  است که ستون  $j$  ام برابر  $\frac{A_j}{M} g_j \mathbf{d}_j^{\theta_j}$  است و  $\mathbf{d}_j^{\theta_j}$  ضرب کرونگر بردار جهت در کد کاربر  $j$  ام است یعنی:

$$\mathbf{d}_j^{\theta_j} = \mathbf{a}_{\theta_j} \otimes \mathbf{c}_j \quad (24)$$

حال با ایده تفکیک زیر فضایی [۱۴]، بایستی مشابهتی بین بردارهای جهت و شیفت در آنها برای جهت‌یابی پیدا کرد. اگر بردار  $\mathbf{q}(i)$  را به شکل زیر در نظر بگیریم، داریم:

$$\mathbf{q}(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1(0) & \mathbf{c}_2(0) & \dots & \mathbf{c}_K(0) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1) & \mathbf{c}_2(N_c-1) & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1) \\ \mathbf{c}_1(0)e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(0)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_K)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_K \end{bmatrix} \quad (25)$$

حال اگر فرض کنیم

$$A_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1(0)e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \\ \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi 2\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi 2\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi 2\sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi 2\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi 2\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi 2\sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(0)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi(M-1)\sin(\theta_K)} \end{bmatrix} \quad (26)$$

و نیز

$$A_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1(0) & \mathbf{c}_2(0) & \dots & \mathbf{c}_K(0) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1) & \mathbf{c}_2(N_c-1) & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1) \\ \mathbf{c}_1(0)e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(0)e^{-j\pi(M-2)\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(0)e^{-j\pi(M-2)\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(0)e^{-j\pi(M-2)\sin(\theta_K)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{c}_1(N_c-1)e^{-j\pi(M-2)\sin(\theta_1)} & \mathbf{c}_2(N_c-1)e^{-j\pi(M-2)\sin(\theta_2)} & \dots & \mathbf{c}_K(N_c-1)e^{-j\pi(M-2)\sin(\theta_K)} \end{bmatrix} \quad (27)$$

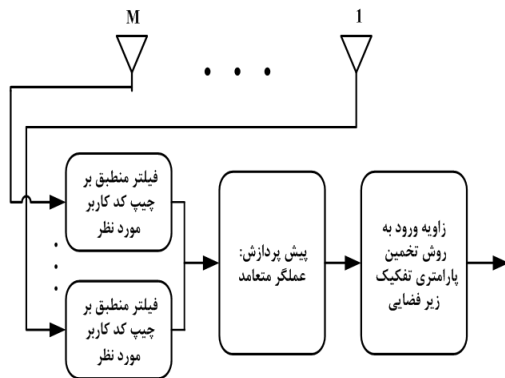
در این صورت داریم:  $A_1 = A_0 \Phi$  که در آن

$$\Phi = \begin{bmatrix} e^{-j\pi \sin(\theta_1)} & 0 & & 0 \\ 0 & e^{-j\pi \sin(\theta_2)} & & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \\ 0 & 0 & & e^{-j\pi \sin(\theta_K)} \end{bmatrix}$$

بنابراین، در این قسمت نیز می‌توان با ضرب کد کاربر مربوطه

شکل (۱)، نمودار قالبی جهت یاب پیشنهادی را نمایش

می‌دهد.



شکل (۱). نمودار قالبی جهت یاب پیشنهادی

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت برای تحلیل و آنالیز روش پیشنهادی جهت تخمین زاویه ورود سیگنال DS/CDMA در محیطی عملیاتی به عبارتی کانال مخابراتی چند مسیره همراه با محوشوندگی از و همچنین نشان دادن برتری آن از شبیه‌سازی رایانه‌ای استفاده می‌کنیم.

برای ارزیابی تخمین جذر میانگین مربع خطای تخمین (RMSE) و بایاس تخمین اندازه‌گیری شده است.

پارامترهایی که در این خطی مشی برای تشخیص زاویه ورود استفاده شده است به شرح زیر می‌باشد جدول (۲):

- ✓ از یک آنتن با سه عنصر استفاده شده است.
- ✓ فاصله بین عناصر نصف طول موج است.
- ✓ از کد گلد با طول ۳۱ استفاده شده است.
- ✓ تعداد کاربران هشت تا و هر کدام دارای سه مسیر هستند.
- ✓ نسبت SNR همه کاربران برابر است

جدول (۲). فرضیات شبیه سازی

توضیح	عنوان
۳	تعداد آرایه آنتنی
نصف طول موج $\lambda/2$	فاصله بین عناصر آرایه
کد گلد	نوع کد
۳۱ چیپ	طول کد
۸	تعداد کاربران
کانال چند مسیره با محوشوندگی رایلی	نوع کانال

شکل (۲) و شکل (۳) RMSE روش پیشنهادی به ترتیب بر حسب تعداد بیت های پردازشی و SNR کاربر اول را برای سه

$$\mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0} = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}(\theta_{kp}) \mathbf{z}_{kp,m}^l \quad (30)$$

توجه شود با عمود کردن  $\mathbf{s}(i)$  بر  $\mathbf{z}_{kp,m}^l$  بردار  $\mathbf{s}(i)$  بر  $\mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0}$  نیز عمود می‌شود چرا که طبق رابطه (۳۰)  $\mathbf{a}(\theta_{kp}) \otimes \mathbf{c}_{kp}^{l,0}$  یک ترکیب خطی از  $\mathbf{z}_{kp,m}^l$  می‌باشد. با تعریف ماتریس  $\mathbf{Z}_{kl,m}^l$  با ابعاد  $MN_c \times MN_c$  به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\mathbf{Z}_{kl} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{k1,1}^l, \dots, \mathbf{z}_{k1,M}^l, \dots, \mathbf{z}_{k(l-1),1}^l, \dots, \mathbf{z}_{k(l-1),M}^l, \\ \mathbf{z}_{k(l+1),1}^l, \dots, \mathbf{z}_{k(l+1),M}^l, \dots, \mathbf{z}_{kL,1}^l, \dots, \mathbf{z}_{kL,M}^l \end{bmatrix} \quad (31)$$

عملگر متعامد با ابعاد  $MN_c \times MN_c$  به فرم زیر تعریف می‌شود:

$$\mathbf{Q}_{kl,\perp} = \mathbf{I}_{MN_c} - \mathbf{Z}_{kl} (\mathbf{Z}_{kl}^H \mathbf{Z}_{kl})^{-1} \mathbf{Z}_{kl}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{kl,\perp} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \mathbf{W}_{kl,\perp} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{W}_{kl,\perp} \end{bmatrix} \quad (32)$$

که در آن، ماتریس  $\mathbf{W}_{kl,\perp}$  با ابعاد  $N_c \times (L-1)$  خود یک

عملگر متعامد کننده است و به صورت زیر محاسبه می‌شود:

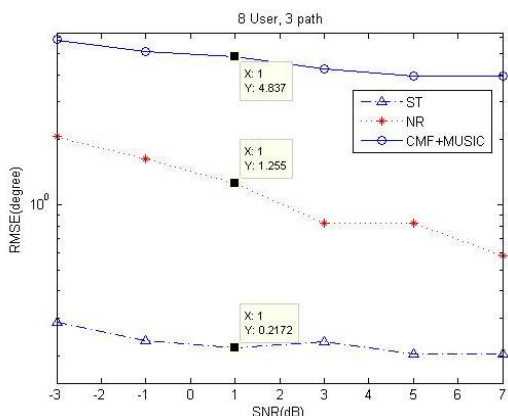
$$\mathbf{W}_{kl,\perp} = \mathbf{I}_{N_c} - \mathbf{T}_{kl} (\mathbf{T}_{kl}^H \mathbf{T}_{kl})^{-1} \mathbf{T}_{kl}^H \quad (33)$$

$$\mathbf{T}_{kl} = [\mathbf{c}_{k1}^{l,0}; \mathbf{c}_{k2}^{l,0}; \dots; \mathbf{c}_{k(l-1)}^{l,0}; \mathbf{c}_{k(l+1)}^{l,0}; \dots; \mathbf{c}_{kL}^{l,0}]$$

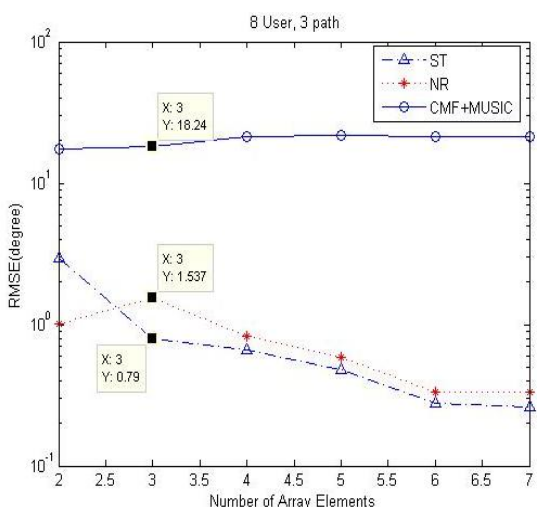
بردار  $\mathbf{c}_{kp}^{l,0}$  در حقیقت همان اثر ISI مسیر  $p$  ام کاربر  $k$  ام بر روی مسیر  $l$  ام می‌باشد. به عنوان مثال فرض کنید کدی به صورت  $\mathbf{c}_k = [-1, -1, -1, 1, 1, -1, 1]^T$  داریم و مقادیر  $\tau_{k1} = 1$  و  $\tau_{k2} = 3$  و  $\tau_{k3} = 4$  باشد، برای مسیر اول،  $\mathbf{c}_{k3}^{l,0} = [0, 0, 0, 1, 1, -1, 1]^T$  و  $\mathbf{c}_{k2}^{l,0} = [0, 0, -1, 1, 1, -1, 1]^T$  خواهد شد.

فضای ستون‌های ماتریس  $\mathbf{T}_{kl}$  یا همان فضای پوشش داده شده توسط ستون‌های  $\mathbf{T}_{kl}$ ، در حقیقت همان فضای اختلااتی است که از مسیرهای مختلف کاربر  $k$  ام در  $l$  امین مسیر ایجاد می‌شود. برای این که اثر این تداخل را از بین ببریم کافیست که بردار دریافتی را در فضای عمود بر فضای ستون‌های ماتریس  $\mathbf{T}_{kl}$  تصویر نماییم. ماتریس عملگر متعامد همان‌طور که در رابطه (۳۲) به دست آمد، برابر است با  $\mathbf{Q}_{kl,\perp}$ ، به عبارت دیگر سیگنال  $\mathbf{s}_{\perp}(i) = \mathbf{Q}_{kl,\perp} \mathbf{s}(i)$  شامل اثر مسیرهای دیگر کاربر  $k$  ام نمی‌باشد و می‌توان روش بخش قبل را به بردار  $\mathbf{s}_{\perp}(i)$  اعمال نموده و جهت سیگنال‌ها را تخمین زد.

شکل (۴) RMSE روش پیشنهادی به بر حسب تعداد عناصر آرایه کاربر اول را برای سه مسیر مختلف نشان می‌دهد. در این قسمت نیز مقایسه‌ای بین روش پیشنهادی و روش‌های قبلی موجود در مقالات انجام می‌دهیم. که در نمودارها نحوه نمایش روش‌ها به این صورتند که ST برای روش پیشنهادی و NR برای روش کاپون مقاله [۱۲] و CMF+MUSIC برای مقاله [۹] است.



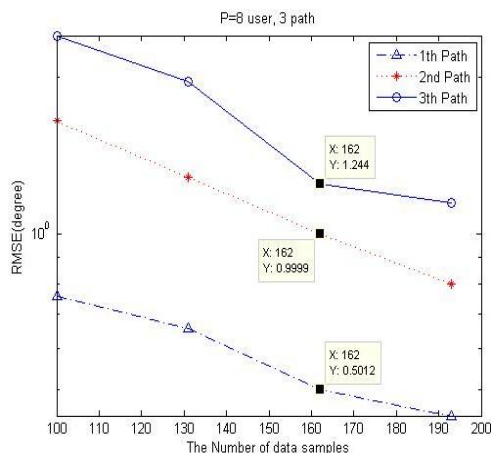
شکل (۵). مقایسه RMSE بر حسب SNR روش پیشنهادی (ST) با دو روش دیگر در حالت آنتن سه تایی و طول کد ۳۱



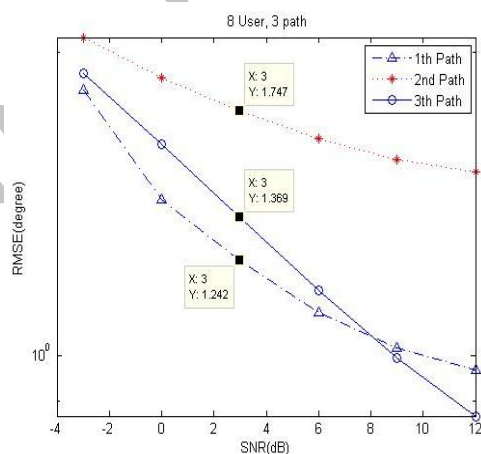
شکل (۶). مقایسه RMSE بر حسب تعداد عناصر آرایه روش پیشنهادی (ST) با دو روش دیگر با طول کد ۳۱

همان‌طور که مشاهده می‌شود روش پیشنهادی از دو روش دیگر بهتر عمل می‌کند و مقدار خطاهای آن قابل قبول است. در شکل (۷) منحنی RMSE بر حسب SNR به ازای تعداد کاربران مختلف (۸، ۴، ۲)، روش پیشنهادی (ST) با طول کد ۱۵ ترسیم شده است.

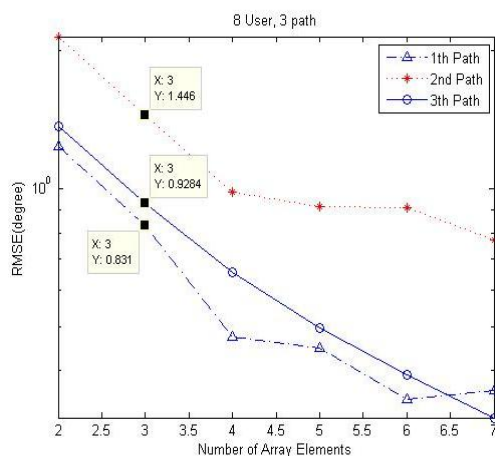
مسیر مختلف نشان می‌دهد.



شکل (۲). RMSE مسیرهای اول و دوم و سوم بر حسب تعداد بیت‌های پردازشی با روش پیشنهادی



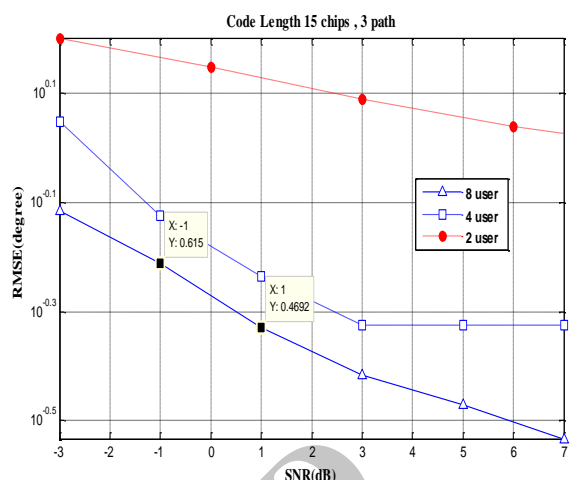
شکل (۳). RMSE مسیرهای اول و دوم و سوم بر حسب SNR با روش پیشنهادی



شکل (۴). RMSE مسیرهای اول و دوم و سوم بر حسب تعداد عناصر آرایه با روش پیشنهادی



- Refarming System,” in Communications, IEEE Transactions on, no. 99, pp. 1-1, 2016.
- [3] D. Burgos, R. Lemos, J. Kunzler, and H. Silva, “Adaptive beam forming for moving targets using Genetic Algorithms and a CDMA reference signal,” in Communications and Computing (COLCOM), 2015 IEEE Colombian Conference on, pp. 1-5, 13-15 May 2015.
- [4] S. Miron, N. Le Bihan, and J. I. Mars, “Quaternion-MUSIC for vector-sensor array processing,” Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 54, pp. 1218-1229, 2006.
- [5] L. Wang, L. Zhao, G. Bi, C. Wan, L. Zhang, and H. Zhang, “Novel Wideband DOA Estimation Based on Sparse Bayesian Learning With Dirichlet Process Priors,” in Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 64, no. 2, pp. 275-289, Jan. 2016.
- [6] W. Zhang, W. Liu, J. Wang, and S. Wu, “Joint Transmission and Reception Diversity Smoothing for Direction Finding of Coherent Targets in MIMO Radar,” Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of, vol. 8, pp. 115-124, 2014.
- [7] R. Zhang, S. Wang, X. Lu, W. Duan, and L. Cai, “Two-Dimensional DoA Estimation for Multipath Propagation Characterization Using the Array Response of PN-Sequences,” in Wireless Communications, IEEE Transactions on, vol. 15, no. 1, pp. 341-356, Jan. 2016.
- [8] C.C. Yao, Y. Xiaoli, and K. Jay, “Space-Time Blind Delay and DOA Estimation in Chip-Asynchronous DS-CDMA systems,” IEEE communication Society, Globecom 2004.
- [9] C.T. Chiang and A. C. Chang, “DOA estimation in the asynchronous DS-CDMA system,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 51, no. 1, Jan. 2003.
- [10] J. Capon, “High Resolution Frequency Wavenumber Spectrum Analysis,” Proc. IEEE, vol. 57, pp. 1408-1418, 1968.
- [11] S. Miron, N. Le Bihan, and J. I. Mars, “Quaternion-MUSIC for Vector-Sensor Array Processing,” Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 54, pp. 1218-1229, 2006.
- [12] A. Olfat and S. Nader-Esfahani, “New Receiver for Multiuser Detection of CDMA Signals with Antenna Arrays,” IEEE proceedings Communications, PP. 143-151, 2008.
- [13] H. Jin, M. O. Ahmad, and M. N. S. Swamy, “Joint Space-Time Parameter Estimation for Multicarrier CDMA Systems,” Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 61, pp. 3306-3311, 2012.
- [14] J. Steinwandt, F. Roemer, and M. Haardt, “Performance analysis of ESPRIT-type algorithms for non-circular sources,” in Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2013 IEEE International Conference on, pp. 3986-3990, 2013.



شکل (۷). منحنی RMSE برحسب SNR به ازای تعداد کاربران مختلف (۸، ۴، ۲)، روش پیشنهادی (ST) با طول کد ۱۵

## ۵- نتیجه گیری

در این مقاله، روشی جدید و کارآمد جهت تخمین زاویه ورودی سیگنال‌های چندمسیره و آسنکرون DS/CDMA (محیطی عملیاتی) ارائه گردید. روشی که جهت تخمین زاویه ورودی ارائه شد روشی پارامتری بر مبنای تفکیک زیرفضاهای نویز و سیگنال بوده است که در حالت تک‌مسیره عملکرد خوبی دارد ولی به خاطر محدودیت عملکرد آن در حالت چندمسیره که سیگنال‌های کاربران مختلف و همچنین مسیرهای گوناگون همبسته می‌شوند، به پیشنهاد روش دیگری پرداختیم. برای عملکرد درست روش دوم، به خاطر وجود سیگنال‌های هم‌دوس، بایستی به نوعی این همبستگی را از بین برد. برای این کار ابتدا اثر مسیرهای ناخواسته با استفاده از عمود کردن کل سیگنال بر سیگنال‌های هم‌دوس موجود در مسیرهای دیگر حذف می‌شود. عملکرد این روش شبیه‌سازی گردید و با روش‌های موجود مقایسه گردید و نشان داده شد که این روش بهتر عمل می‌کند و دارای خطای کمتری است.

## ۶- قدردانی و تشکر

این طرح تحقیقاتی با استفاده از اعتبارات ویژه پژوهشی (گرنه) دانشگاه تخصصی فناوری‌های نوین آمل انجام گردیده است.

## ۷- مراجع

- [1] T. C. Yang, “Spatially Multiplexed CDMA Multiuser Underwater Acoustic Communications,” in Oceanic Engineering, IEEE Journal of, vol. 41, no. 1, pp. 217-231, Jan. 2016.
- [2] S. Han, Y.-C. Liang, and B.-H. Soong, “Robust Joint Resource Allocation for OFDMA-CDMA Spectrum

---

## A Novel and Efficient DS/CDMA Direction of Arrival Algorithm for Multipath Fading Channel

F. Samsami-Khodadad\*, F. Nazari

\*Amol University of Special Modern Technologies

(Received: 16/01/2016, Accepted: 01/08/2016)

### ABSTRACT

*Parameter Estimation is an essential step in data detection. In this paper, we design a method to estimate the essential parameters for direct sequence code division multiple access (DS/CDMA). The focused original parameters are Direction of Arrival (DOA). This parameter has significant role in data detection as well as enhancing the quality of receivers. Since the DS/CDMA Signal transmitter applies redundancy code technique in order to send data, the parameter estimation is designed to take the greatest advantage of this redundancy. DOA's estimation is handled using array processing methods. Signal correlation issue is tackled with developing an orthogonal projection passing through multi paths channel. Besides, combining the subspace and Eigen decomposition methods succeed to substantially increase the efficiency of DOA's estimator. In our proposed method it is not required to search all angles as in conventional methods. Another advantage of this algorithm is that number of users can exceed the number of antenna arrays contrary to many of the conventional methods. At the end, some simulation results are illustrated to confirm the efficiency of the method.*

**Keywords:** Direction of Arrival Estimation, Array Antenna, Spread Spectrum Signal, DS/CDMA, Eigenvalue, Orthogonal Projection

---

\* Corresponding Author Email: samsami@ausmt.ac.ir