

ردیابی جهت دریافت سیگنال‌ها در سیستم‌های DS/CDMA با حلقه قفل جهت همدوس اصلاح شده

جعفر ناطقیⁱ؛ نادر کمجانیⁱⁱ

چکیده

در این مقاله ساختار جدیدی با نام DiLL (Direction Lock Loop) همدوس اصلاح شده برای ردیابی DOA (Direction of Arrival) سیگنال‌های برخورد کننده به یک آرایه از حسگرها در سیستم‌های DS/CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) معرفی می‌شود. این ساختار مفهومی مشابه ساختارهای DLL (Delay Lock Loop) معرفی شده برای همزمانی در سیستم‌های CDMA دارد. ساختار پیشنهادی قادر است سیگنال برخورد کننده به یک آرایه از حسگرها را به طور تکراری ردیابی کند.

در این مقاله مزایا و معایب ساختار پیشنهادی از قبیل بارمحاسباتی و مربع میانگین خطا با ساختارهای DiLL همدوس و ناهمدوس مقایسه می‌شود. بار محاسباتی ساختار پیشنهاد شده، $2NK+O(K)$ است که در آن، N تعداد حسگرهای آرایه و K تعداد منابع است. بارمحاسباتی ساختار پیشنهادی دو برابر و مربع میانگین خطای آن تقریباً برابر ساختار DiLL همدوس است؛ اما برای ردیابی DOA به تخمین داده و فاز حامل نیاز ندارد. همچنین بار محاسباتی این ساختار برابر، و مربع میانگین خطای آن تقریباً نصف ساختار DiLL ناهمدوس است.

کلمات کلیدی

آنتن هوشمند، جهت دریافت، حلقه قفل تأخیر، حلقه قفل جهت، رشته مستقیم/دسترسی چندگانه تقسیم کد، دسترسی چندگانه تقسیم فضایی.

Direction of Arrival Tracking for DS/CDMA Systems by Modified Coherent Direction Lock Loop

J. Nateghi; N. Komjani

ABSTRACT

In this paper, a new scheme named "modified coherent DiLL" is proposed for tracking direction of arrival of signals in direct-sequence code-division multiple-access systems. This scheme has a similar concept to the delay lock loop that is used for time synchronizing in CDMA systems. The proposed scheme is able to track the DOA of the arriving signals iteratively.

The properties of the proposed scheme such as computational and mean square error are compared to the coherent and noncoherent DiLL. The new scheme consists of $2NK+O(K)$ computations, where N and K are the number of antenna sensors and signal sources, respectively. The computation is two-folds and approximately the same Mean Square error as coherent DiLL scheme, while it does not require estimating data and phase of the received carrier signal. In addition, the computation of this method is approximately equal, and mean square error is half of the noncoherent DiLL.

KEYWORDS

Smart Antenna, DOA, DLL, DiLL, DS/CDMA, SDMA.

ⁱ فارغ التحصیل کارشناسی ارشد در گرایش مخابرات سیستم؛ دانشگاه علم و صنعت ایران: j_nateghi@ee.iust.ac.ir

ⁱⁱ استادیار، دانشگاه علم و صنعت ایران: n_komjani@iust.ac.ir

مطرح شد که مزایای درخور توجهی نسبت به الگوریتم‌های پیشین دارد [۱۰]. ساختارهای جدید به دلیل مشابه بودن با ساختارهای DLL، ساختارهای DiLL نامیده می‌شوند. تخمین‌های به دست آمده از ساختارهای مزبور برخلاف اکثر الگوریتم‌های پیشین (به ویژه الگوریتم‌های ردیابی زیرفضا) کمتر به زاویه دریافت وابسته و همچنین از بارمحاسباتی پایینی برخوردارند. در مقاله مذکور دو ساختار DiLL همدوس^۱ و ناهمدوس^۱ معرفی شدند. نشان داده شد که ساختار DiLL همدوس بار محاسباتی $NK+O(K)$ و ساختار ناهمدوس بار محاسباتی $2NK+O(K)$ دارد. باید توجه داشت، با این‌که بار محاسباتی ساختار DiLL همدوس نصف ساختار ناهمدوس است؛ اما برای ردیابی صحیح منابع به تخمین داده و فاز حامل نیاز دارد. به هر حال، نشان داده شده است که مربع میانگین خطای ردیابی DOA ساختار DiLL همدوس نصف ساختار ناهمدوس می‌باشد.

در این مقاله، با استفاده از ساختار جدیدی به نام DLL همدوس اصلاح‌شده؛ که برای ردیابی DLL در سیستم‌های DS/CDMA معرفی شده است [۱۱]، ساختار ردیابی DOA جدیدی با نام DiLL همدوس اصلاح‌شده ارائه می‌شود. نشان داده می‌شود که بار محاسباتی ساختار جدید $2NK+O(K)$ و برابر ساختار ناهمدوس است؛ اما مربع میانگین خطایی تقریباً برابر با ساختار همدوس دارد. همچنین ساختار جدید؛ مانند ساختار DiLL ناهمدوس به تخمین داده و فاز حامل نیاز ندارد. واضح است که ساختار مزبور مشابه دیگر ساختارهای DiLL معرفی شده، نمی‌تواند سیگنال مطلوب برخورداری به آرایه از دو یا چند جهت در داخل یک چیپ (سیگنال‌های همدوس) را ردیابی کند. ساختار DiLL جدید مانند ساختارهای DLL، زمانی به طور صحیح کار می‌کند که مقدار اولیه DOA در محدوده معینی، که محدوده قفل شونده نامیده می‌شود، قرار داشته باشد. در این مقاله برای به دست آوردن مقدار اولیه DOA، از ساختار معرفی شده در مقاله [۱۰] استفاده می‌شود.

این مقاله به صورت زیر سازمان‌دهی شده است: در بخش ۲، مدل سیستم ارائه می‌شود؛ در بخش ۳، ساختار ردیابی DOA جدید (DiLL همدوس اصلاح‌شده) پیشنهاد و خصوصیات این ساختار توضیح داده می‌شود؛ در بخش ۴، عملکرد ساختار مزبور تحلیل و با ساختارهای دیگر مقایسه می‌شود و در بخش ۵ نتایج به دست آمده بررسی می‌شوند.

۲- مدل سیستم

یک آرایه خطی یکنواخت N عنصری با فاصله بین المانی نصف طول موج را در نظر بگیرید؛ بنابراین سیگنال دریافت

درخواست برای دریافت سرویس‌های مخابرات سیار با سرعت بسیاری در حال رشد است. برای بهبود ظرفیت سیستم‌های مخابرات سیار، سیستم‌های دسترسی چندگانه تقسیم فضایی (SDMA) با استفاده از سیستم‌های آنتن هوشمند به کار گرفته شد. در سال‌های اخیر، سیستم‌های آنتن هوشمند بر اساس جهت دریافت (DOA) برای حذف موثر سیگنال‌های نامطلوب دریافتی از جهات دیگر با شکل دهی یک پترن بیم به طرف سیگنال مطلوب توسعه یافتند [۱].

در سیستم‌های آنتن هوشمند، مساله تخمین DOA چندین منبع متحرک توجه زیادی را به خود جلب کرده و تکنیک‌های تخمین DOA فراوانی توسعه یافته است. از روش‌هایی با ساختار ویژه از قبیل MUSIC^۲ و ESPRIT^۳ برای تخمین DOA سیگنال‌ها، استفاده وسیعی شده است [۲]، [۳]. این الگوریتم‌ها برای بهره برداری از خصوصیات زمانی داده آرایه توسعه یافته‌اند؛ بنابراین، معمولاً عملکردشان در مورد منابع متحرک دچار نقصان می‌شود، چراکه قدرت تفکیک‌پذیری آنها به دلیل گسترده شدن طیف فضایی آرایه؛ که از حرکت منابع نشأت گرفته است، کاهش می‌یابد [۴]. همچنین بارمحاسباتی مورد نیاز در تحلیل‌های ویژه (مانند محاسبه بردارها و مقادیر ویژه) با افزایش تعداد عناصر آرایه (که برای بهبود قدرت تفکیک‌پذیری ساختارهای ویژه لازم است) به طور چشم‌گیری افزایش می‌یابد.

برای غلبه بر گستردگی طیف فضایی و بارمحاسباتی مورد نیاز در روش‌های ویژه، الگوریتم‌های ردیابی زیرفضا از قبیل الگوریتم ردیابی تقریب تصویری زیرفضا با تکنیک تخلیه‌سازی (PASTd)^۴ پیشنهاد شد [۵]. این الگوریتم زیرفضای سیگنال را به طور برگشت پذیر ردیابی می‌کند. معمولاً، بارمحاسباتی آن $4NK+O(K)$ است، که N تعداد عناصر آرایه و K تعداد منابع سیگنال می‌باشد. می‌توان در سیستم‌های DS/CDMA، با فرض این‌که توان سیگنال پس از عمل جمع کردن^۱ بالاتر از تداخل با دسترسی چندگانه (MAI)^۵ باشد، بارمحاسباتی را به $3NK+O(K)$ کاهش داد [۶].

اخیراً، چندین دیدگاه برای تخمین DOA منابع متحرک با استفاده از آرایه آنتن، شامل الگوریتم‌های ردیابی پارامتریک توسعه یافته است [۴]، [۷]، [۹]. فرض کلی در این تکنیک‌ها آن است که می‌توان منابع را در خلال یک بازه زمانی محدود، ایستا فرض کرد.

در سال ۲۰۰۴ ساختارهای جدیدی با بهره‌گیری از ساختارهای DLL مورد استفاده در سیستم‌های DS/CDMA،

شده در k امین عنصر آنتن عبارت است از:

$$x_k(t) = \sum_{i=1}^K e^{j((k-1)\pi \sin \theta_i(t) + \phi_i)} s_i(t) + n_k(t), \quad k=1, \dots, N. \quad (1)$$

که در آن، K تعداد منابع، $\theta_i(t)$ جهت دریافت (DOA) منبع i ام، ϕ_i فاز حامل است که به طور یکنواخت در فاصله $[0, 2\pi]$ توزیع شده و $s_i(t)$ سیگنال ارسالی است که از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$s_i(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_i(l) c_i(t - lT - \tau_i)$$

با $d_i(l)$ داده ارسال شده، $c_i(t)$ شکل موج رشته گستردهگی بهره پردازشی L نویز سفید گوسی جمع شونده، τ_i تاخیر زمانی و T زمان سمبول است. می‌توان بردار سیگنال دریافتی را به صورت زیر نوشت:

$$x(t) = A(\theta(t)) s(t) + n(t), \quad (2)$$

که:

$$x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \dots \quad x_N(t)]^T$$

بردار $N \times 1$ از سیگنال‌های دریافتی در زمان t است که T نشان‌دهنده ترانهاده بردار است:

$$\theta(t) = [\theta_1(t) \quad \theta_2(t) \quad \dots \quad \theta_K(t)]^T \quad \square$$

منابع است:

$$A(\theta(t)) \text{ ماتریس } N \times K \text{ پاسخ آرایه است که ساختار} \quad \square$$

آن به صورت زیر است:

$$A(\theta(t)) = [a(\theta_1(t)) \quad a(\theta_2(t)) \quad \dots \quad a(\theta_K(t))]^T.$$

$a(\theta(t))$ بردار پاسخ آرایه است و ساختار آن برای

یک آرایه خطی یکنواخت با فاصله بین المانی نصف طول موج منبع برابر است با:

$$a(\theta_i(t)) = [e^{j0} \quad e^{j\pi \sin \theta_i(t)} \quad \dots \quad e^{j\pi(N-1) \sin \theta_i(t)}]^T.$$

$$s(t) = [s_1(t)e^{j\phi_1} \quad s_2(t)e^{j\phi_2} \quad \dots \quad s_K(t)e^{j\phi_K}]^T \quad \square$$

بردار $K \times 1$ سیگنال‌های دریافتی از هدف:

$$n(t) = [n_1(t) \quad n_2(t) \quad \dots \quad n_K(t)]^T \quad \square$$

شونده $N \times 1$ است؛ که فرض می‌شود از نظر فضایی و زمانی گوسی سفید باشد.

$d(t)$ منبع سیگنال در زمان t است و برای سادگی

$$\text{فرض می‌شود: } |d_k(t)|^2 = 1$$

شکل (۱) بلوک دیاگرام ساختار DiLL هم‌دوس را نشان

می‌دهد (که در [۱۰] پیشنهاد شده است). توجه دارید که ساختار

الگوریتم مزبور مشابه ساختار DLL برای ردیابی کد در

سیستم‌های DS/CDMA می‌باشد.

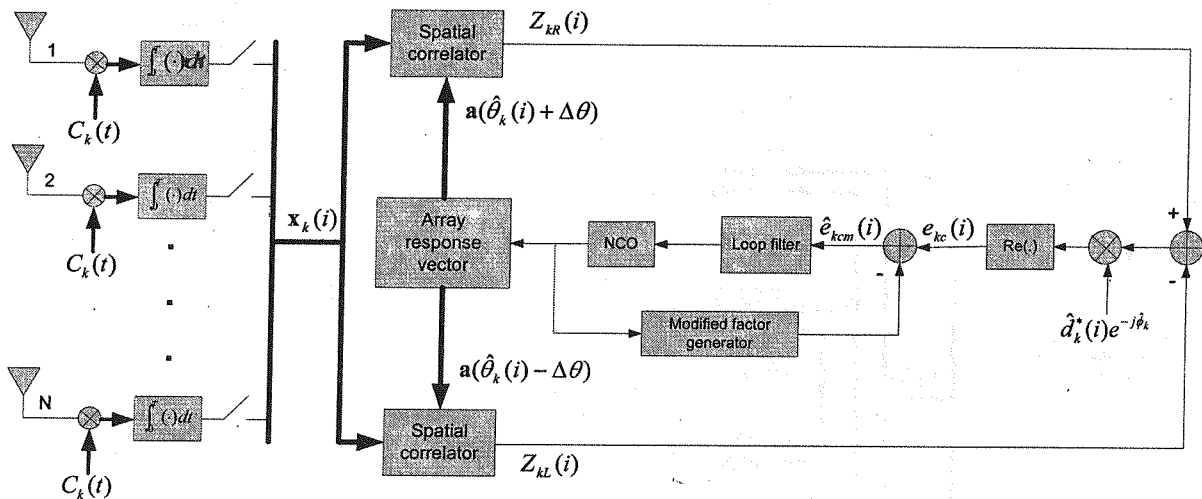
سیگنال‌های دریافتی با استفاده از رشته‌های گستردهگی

اختصاصی مشترکین، در هر عنصر آنتن جمع می‌شوند.

بنابراین، سیگنال جمع شده مشترک i ام، یعنی بردار آرایه

نمونه برداری شده $x_k(i)$ عبارت است از:

$$x_k(i) = d_k(i) a(\theta_k(i)) e^{j\phi_k} + \sum_{l=1, l \neq k}^K \psi_{kl} d_l(i) a(\theta_l(i)) e^{j\phi_l} + n_k(i),$$



شکل (۱): بلوک دیاگرام ساختار DiLL هم‌دوس

$$z_K(i) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_K(i)) \mathbf{x}_K(i) = d_K(i) R(\theta_K, \hat{\theta}_K(i)) e^{j\phi_K} + I_K(i) + n_K(i),$$

$$z_{KR}(i) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_K(i) + \Delta\theta) \mathbf{x}_K(i) = d_K(i) R(\theta_K, \hat{\theta}_K(i) + \Delta\theta) e^{j\phi_K} + I_{KR}(i) + n_{KR}(i),$$

$$z_{KL}(i) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_K(i) - \Delta\theta) \mathbf{x}_K(i) = d_K(i) R(\theta_K, \hat{\theta}_K(i) - \Delta\theta) e^{j\phi_K} + I_{KL}(i) + n_{KL}(i). \quad (3)$$

که $R(\theta_1, \theta_2)$ تابع همبستگی فضایی نرمالیزه شده می‌باشد و عبارت است از:

$$R(\theta_1, \theta_2) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\theta_2) \mathbf{a}(\theta_1) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j\pi(n-1)(\sin\theta_1 - \sin\theta_2)},$$

$$I_k = \sum_{l \neq k}^K \psi_{kl} d_l(i) R(\theta_l(i), \hat{\theta}_k(i)) e^{j\phi_k},$$

$$I_{KR} = \sum_{l \neq k}^K \psi_{kl} d_l(i) R(\theta_l(i), \hat{\theta}_k(i) + \Delta\theta) e^{j\phi_k}, \quad (4)$$

$$I_{KL} = \sum_{l \neq k}^K \psi_{kl} d_l(i) R(\theta_l(i), \hat{\theta}_k(i) - \Delta\theta) e^{j\phi_k}.$$

عبارات I_k ، I_{KR} و I_{KL} ، MAI^{۱۰} بوده، و:

$$n_k(i) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_k(i)) \mathbf{n}(i),$$

$$n_{KR}(i) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_k(i) + \Delta\theta) \mathbf{n}(i), \quad (5)$$

$$n_{KL}(i) = \frac{1}{N} \mathbf{a}^H(\hat{\theta}_k(i) - \Delta\theta) \mathbf{n}(i).$$

که می‌توان همبستگی متقابل رشته‌های گسترده‌ی ψ_{kl} را وقتی که زمان تأخیر تمام مشترکین صفر است، به صورت $\psi_{kl} = \int_0^T c_k(t) c_l(t) dt$ بیان کرد. بردار نویز گسترده‌ی است که ماتریس کوواریانس آن $\sigma^2 I$ است.

۳- ساختار DiLL هم‌دوس اصلاح شده

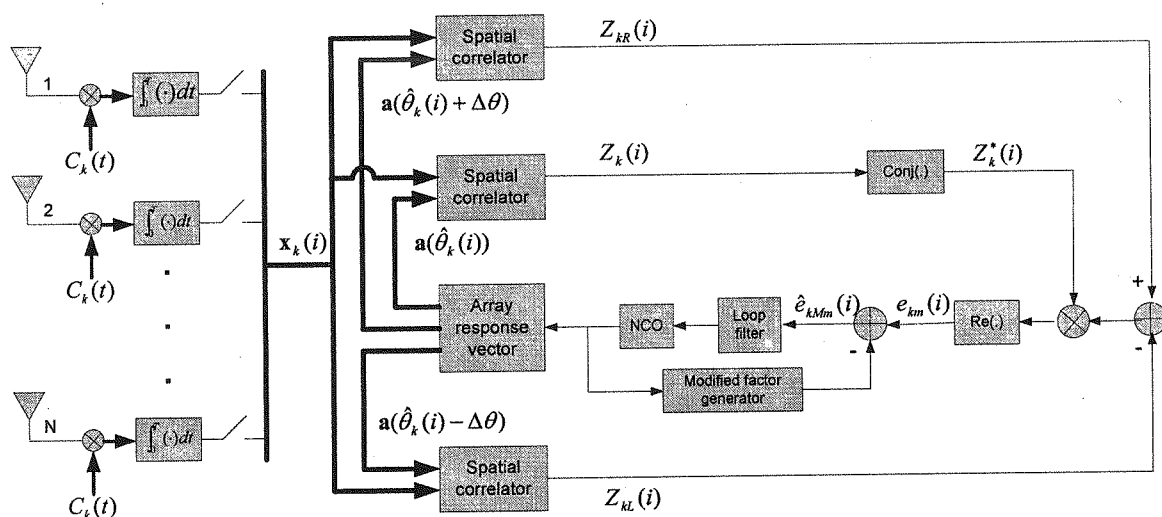
۳-۱- اصول ساختار DiLL هم‌دوس اصلاح شده

تنها تفاوت ساختار DiLL هم‌دوس اصلاح شده پیشنهادی این مقاله با ساختار DiLL هم‌دوس این است که در DiLL هم‌دوس سیگنال خطای به دست آمده در $\hat{d}_K^* e^{-j\phi_K}$ ضرب می‌شود (شکل (۱) [۱۰])، در حالی که در DiLL هم‌دوس اصلاح شده سیگنال خطا در $Z_K^*(i)$ ضرب می‌شود. شکل (۲) بلوک دیاگرام ساختار DiLL هم‌دوس اصلاح شده را نشان می‌دهد.

توجه دارید که ساختار الگوریتم مزبور مشابه هر دو ساختار DiLL (هم‌دوس و ناهم‌دوس) در سیستم‌های DS/CDMA می‌باشد [۱۰].

$\mathbf{x}_k(i)$ بردار سیگنال خروجی، به طور همزمان با بردارهای پاسخ آرایه تخمینی $\mathbf{a}(\hat{\theta}_K(i))$ منتقل شده راست $\mathbf{a}(\hat{\theta}_K(i) + \Delta\theta)$ و منتقل شده چپ $\mathbf{a}(\hat{\theta}_K(i) - \Delta\theta)$ (در حالی که مقدار DOA ردیابی شده در زمان i ام برابر $\hat{\theta}_k(i)$ و زاویه منتقل شده $\Delta\theta$ برابر یک مقدار ثابت است) برای تولید خروجی همبسته‌سازهای $Z_K(i)$ ، $Z_{KR}(i)$ و $Z_{KL}(i)$ به طور فضایی همبسته می‌شود.

خروجی‌های همبسته‌ساز فضایی $Z_{KR}(i)$ ، $Z_K(i)$ و $Z_{KL}(i)$ را می‌توان این‌گونه نوشت:



شکل (۲): بلوک دیاگرام ساختار DiLL هم‌دوس اصلاح شده

کاهش می‌دهد. در نتیجه، ساختار DiLL، DOA منابع متحرک را به طور تکراری ردیابی می‌کند.

۳-۲- عامل اصلاح در ساختار DiLL هم‌دوس اصلاح شده

مجدداً مشابه ساختار DiLL هم‌دوس واضح است که مقدار منحنی S-curve به ازای θ_k های غیر صفر درجه، صفر نیست (شکل ۳-ب)). به همین دلیل مشابه آنچه که در [۱۰] برای دو ساختار دیگر DiLL گفته شده، منحنی S-curve مربوطه به صورت زیر اصلاح می‌شود. عامل اصلاح $G_M(\theta_k(i) | \theta_k(i))$ با $m_M(\theta)$ نشان داده می‌شود. سیگنال خطای اصلاح شده $e_{kMm(i)}$ با تفریق عامل اصلاح از $e_{kM}(i)$ به دست می‌آید و عبارت است از:

$$e_{kMm}(i) = e_{kM}(i) - m_M(\theta_k(i)) = \text{Re}[(z_{kR}(i) - z_{kL}(i))z_k^*(i)] - m_M(\theta_k(i)), \quad (11)$$

که اندیس m به معنای اصلاح شده (منظور S-curve اصلاح شده) می‌باشد. در (۱۱)، برای تخمین عامل اصلاح به DOA واقعی؛ یعنی θ_k نیاز است. به هرحال، از آنجا که θ_k در دسترس نیست از $\hat{\theta}_k$ برای محاسبه عامل اصلاح استفاده می‌شود؛ بنابراین، (۱۱) به صورت زیر تغییر می‌کند:

$$\hat{e}_{kMm}(i) = G_{Mm}(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k(i)) + w_{kM}(i), \quad (12)$$

که

$G_{Mm}(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k(i)) = G_M(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k(i)) - m_M(\hat{\theta}_k(i))$ و رسم مشخصه آن S-curve اصلاح شده نامیده می‌شود و در شکل ۳-ب) برای $\theta_k(i) = 60^\circ$ با خطوط نقطه چین نشان داده شده است. توجه داشته باشید که مقدار مزبور در $\hat{\theta}_k(i) = 60^\circ$ دارای مقدار صفر است. مقدار DOA ردیابی شده در زمان $(i+1)$ عبارت است از:

$$\hat{\theta}_k(i+1) = \hat{\theta}_k(i) + K_0 \cdot (\hat{e}_{kMm}(i) \otimes f(i)). \quad (13)$$

به ترتیب مقادیر نویز در $z_{kL}(i)$ ، $z_{kR}(i)$ و $z_k(i)$ می‌باشند. اندیس H نشان‌دهنده هریمیتی است. با ضرب کردن اختلاف بین دو خروجی همبسته‌ساز در مزدوج خروجی همبسته شده فضای $z_k(i)$ (که شامل داده ارسالی، $d_k(i)$ و فاز حامل، $e^{j\phi_k}$ ، می‌باشد)، تأثیر $d_k(i)$ و ϕ_k حذف می‌شود.

بنابراین، در حالت هم‌دوس اصلاح شده، با گرفتن قسمت حقیقی از $e_{kM}(i)$ ، سیگنال خطای تولید شده عبارت است از:

$$e_{kM}(i) = \text{Re}[(z_{kR}(i) - z_{kL}(i))z_k^*(i)], \quad (6)$$

که *، مزدوج مختلط و اندیس M نماد حالت هم‌دوس اصلاح شده می‌باشد. می‌توان رابطه (۶) را به فرم زیر نوشت:

$$e_{kM}(i) = G_M(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k(i)) + w_{kM}(i), \quad (7)$$

که:

$$G_M(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k) = \text{Re} \left[\left(R(\theta_k, \hat{\theta}_k(i) + \Delta\theta) - R(\theta_k, \hat{\theta}_k(i) - \Delta\theta) \right) \cdot R^*(\theta_k, \hat{\theta}_k(i)) \right], \quad (8)$$

و مقدار نویز $w_{kM}(i)$ در رابطه (۹) (پایین صفحه) نشان داده شده است.

به منحنی مشخصه $G_{KM}(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k)$ S-curve هم‌دوس اصلاح شده گفته می‌شود. سیگنال خطای $e_{kM}(i)$ ، فیلتر شده و به داخل نوسانگر کنترل شده عددی^{۱۱} (NCO) (به طور تکراری) برای به روز شدن مقدار ردیابی DOA تزیق می‌شود؛ بنابراین، مقدار ردیابی DOA در زمان $(i+1)$ عبارت است از:

$$\hat{\theta}_k(i+1) = \hat{\theta}_k(i) + K_0 \cdot (e_{kM}(i) \otimes f(i)), \quad (10)$$

که $f(i)$ پاسخ ضربه فیلتر حلقه^{۱۷}، K_0 بهره NCO و \otimes کانولوشن می‌باشد. شکل (۳-الف) رسم $G_M(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k(i))$ را به صورت تابعی از $\hat{\theta}_k(i)$ ، هنگامی که $N = 4$ ، $\theta_k(i) = 0^\circ$ و $\Delta\theta = 9.68^\circ$ باشد، نشان می‌دهد. زمانی که $\hat{\theta}_k(i)$ ، مقدار DOA ردیابی شده در i امین تکرار کمتر از $\theta_k(i)$ ، مقدار واقعی DOA باشد، سیگنال خطا بزرگتر از صفر می‌شود و بنابراین، NCO مقدار DOA ردیابی شده را در زمان $(i+1)$ افزایش می‌دهد.

هنگامی که $\hat{\theta}_k(i)$ بزرگتر از $\theta_k(i)$ باشد، سیگنال خطا کمتر از صفر می‌شود و بنابراین NCO، مقدار $\hat{\theta}_k(i+1)$ را

$$w_{kM}(i) = \text{Re} \left[\left[d_k(i) \left(R(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i) + \Delta\theta) - R(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i) - \Delta\theta) \right) e^{j\phi_k} + I_{kR}(i) - I_{kL}(i) + n_{kR}(i) - n_{kL}(i) \right) \cdot \left(I_k(i) - n_k(i) \right)^* + \left(I_{kR}(i) - I_{kL}(i) + n_{kR}(i) - n_{kL}(i) \right) \left(d_k(i) R(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i)) e^{j\phi_k} \right)^* \right]. \quad (9)$$

۳-۳- مشخصات DiLL همدوس اصلاح شده

در صورتی که DOA ردیابی شده اولیه در محدوده مشخصی (که محدوده قفل شوننگی نامیده می شود) قرار داشته باشد، در نتیجه $\hat{\theta}_k(i)$ (DOA ردیابی شده) به $\theta_k(i)$ (DOA واقعی) همگرا می شود. شکل (۴) سه منحنی مشخصه، S-curve اصلاح شده، $\text{Re}\left[R\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i) + \Delta\theta\right)R^*\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i)\right)\right]$ و $\text{Re}\left[R\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i) - \Delta\theta\right)R^*\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i)\right)\right]$ را نشان می دهد، که در آن، $\theta_k(i) = 0^\circ$ ، $N=4$ و $\Delta\theta = 9.68^\circ$ می باشد.

همان طور که در شکل (۴) نشان داده شده، θ_{IM+} کمترین مقدار مثبت $\hat{\theta}_k(i)$ می باشد که در آن، S-curve اصلاح شده صفر است. به طور مشابه، θ_{IM-} بزرگترین مقدار منفی $\hat{\theta}_k(i)$ است که در آن، S-curve اصلاح شده صفر است. محدوده قفل شوننگی برای DiLL همدوس اصلاح شده در فاصله $(\theta_{IM-}, \theta_{IM+})$ توصیف می شود. به هر حال، تعیین دقیق θ_{IM+} و θ_{IM-} مشکل است. یک راه حل، استفاده از تقریب θ_+ به جای θ_{IM+} می باشد و پارامتر مزبور کوچکترین مقدار مثبت $\hat{\theta}_k(i)$ است که

صفر $\text{Re}\left[R\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i) - \Delta\theta\right)R^*\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i)\right)\right]$ را می کند. به طور مشابه، می توان θ_{IM-} را با θ_- تقریب زد که بزرگترین مقدار منفی $\hat{\theta}_k(i)$ است که $\text{Re}\left[R\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i) + \Delta\theta\right)R^*\left(\theta_k(i), \hat{\theta}_k(i)\right)\right]$ را صفر می کند. در نتیجه می توان نشان داد:

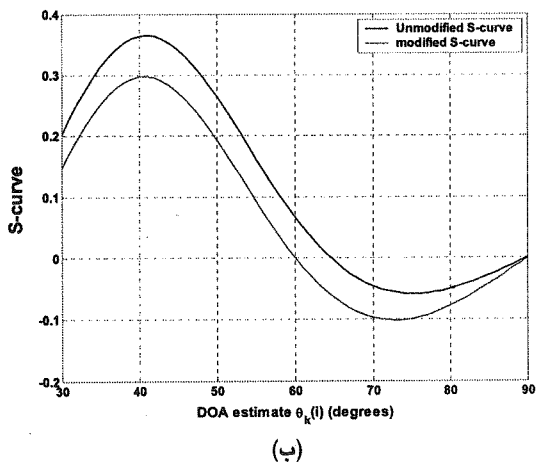
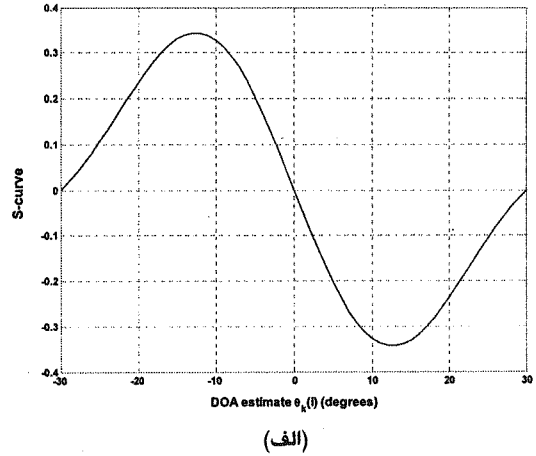
$$\pi(\sin(\theta) - \sin(\theta_+)) = -\frac{2\pi}{N}, \quad (14)$$

$$\pi(\sin(\theta) - \sin(\theta_-)) = \frac{2\pi}{N}.$$

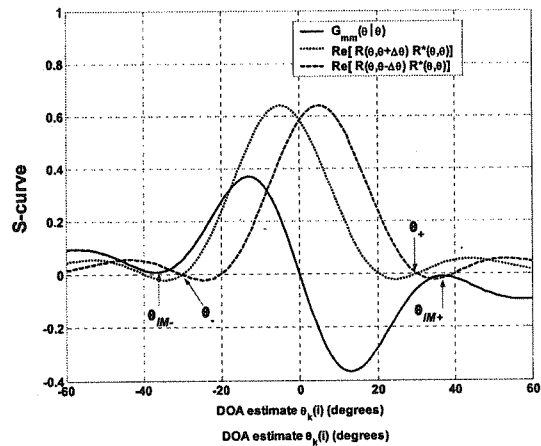
از دو رابطه فوق مقادیر θ_+ و θ_- به دست می آیند؛ اما در دو نقطه فوق، تنها S-curve اصلاح نشده صفر است و مقدار $m_m(\hat{\theta}_k(i))$ در نقاط مذکور مخالف صفر می باشد؛ بنابراین در حقیقت، S-curve اصلاح شده (شکل (۴)) در نقاطی غیر از $\theta_k(i) = \pm 90^\circ$ صفر نمی شود. به هر حال از آنجاکه مقدار S-curve اصلاح شده در نقاطی نزدیک به θ_+ و θ_- دارای مقادیر کوچکی می شود، به همین دلیل برای احتیاط، این نقاط تحت عنوان نقاط قفل شدگی مطرح می شوند. در نتیجه، از دو رابطه فوق، θ_{IM+} و θ_{IM-} به صورت زیر تقریب زده می شوند:

$$\theta_{IM+} \approx \min\left[\sin^{-1}\left(\sin(\theta_k(i)) + \frac{2}{N}\right) + \Delta\theta, 90^\circ\right], \quad (15)$$

$$\theta_{IM-} \approx \max\left[\sin^{-1}\left(\sin(\theta_k(i)) - \frac{2}{N}\right) - \Delta\theta, -90^\circ\right].$$



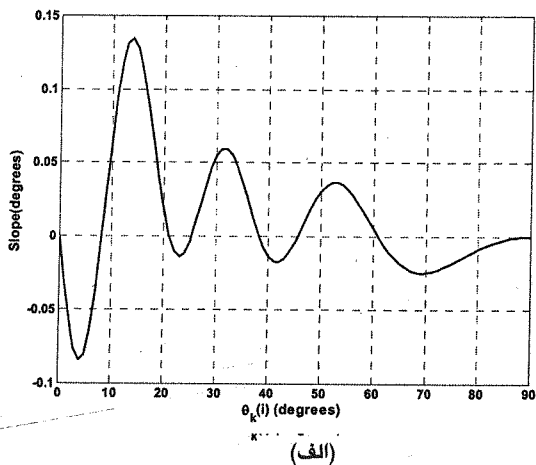
شکل (۳): (الف) S-curve $(\theta_k(i) = 0^\circ, N = 4, \Delta\theta = 9.68^\circ)$ (ب) S-curve اصلاح شده و اصلاح نشده $(\theta_k(i) = 60^\circ, N = 4, \Delta\theta = 9.68^\circ)$



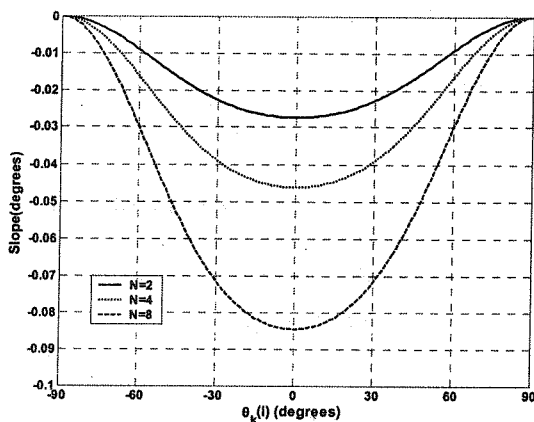
شکل (۴): $\hat{\theta}_k(i)$ DOA تخمین زده شده (بر حسب درجه)

جدول (۱): مقادیر مختلف $\Delta\theta$ برای ساختار DiLL همدوس اصلاح شده

$\Delta\theta$ (درجه)		نوع ساختار تعداد المان‌ها
همدوس اصلاح شده	همدوس	
۳۰/۰۰	۳۰/۰۱	$N=2$
۹/۶۸	۱۱/۱۴	$N=4$
۴/۱۹	۵/۰۹	$N=8$



(الف)



(ب)

شکل (۵): شیب S-curve اصلاح شده‌ی ساختار همدوس اصلاح شده (الف)
شیب S-curve اصلاح شده در برابر $\Delta\theta$ ($m=4, \theta=0^\circ$): (ب) شیب S-curve اصلاح شده در برابر $\theta_k(i)$

۳-۵- تحلیل عملکرد

در این بخش، MSE ساختار DiLL همدوس اصلاح شده برای منابع ساکن در حالت ایستا بررسی می‌شود. به طور کلی، تحلیل ارایه شده برای حالت مانا^{۱۸}، کران پایین‌تری از MSE ساختار ردیابی را نتیجه می‌دهد، چراکه MSE منبع ایستا کمتر از منبع متحرک است.

فرآیند تحلیل MSE برای ردیابی DOA در مورد ساختار DiLL همدوس اصلاح شده شبیه DLL همدوس اصلاح شده می‌باشد [۱۱]. خطای ردیابی DOA برای k امین منبع در زمان i ام به صورت:

از مقایسه روابط فوق و با توجه به آنچه که در [۱۰] آمده، می‌توان دریافت که محدوده قفل شوننگی DiLL همدوس اصلاح شده تقریباً برابر DiLL ناهمدوس می‌باشد و در نتیجه برای $N \geq 2$ برابر یا وسیع‌تر از DiLL همدوس است.

وقتی که $\hat{\theta}_k(i)$ برابر $\theta_k(i)$ شود شیب S-curve اصلاح شده، نقش مهمی ایفا می‌کند. شیب S-curve اصلاح شده همدوس، $s_{Mm}(\theta_k(i))$ در $\hat{\theta}_k(i) = \theta_k(i)$ با استفاده از رابطه:

$$s_{Mm}(\theta_k(i)) = \left(\frac{\partial G_{Mm}(\hat{\theta}_k(i) | \theta_k(i))}{\partial \hat{\theta}_k(i)} \right) \Big|_{\hat{\theta}_k(i) = \theta_k(i)}$$

محاسبه می‌شود. شکل (۵-الف) شیب S-curve اصلاح شده را به صورت تابعی از $\Delta\theta$ (وقتی که $\theta_k(i) = 0^\circ$ و $N=4$) نشان می‌دهد. مقدار شیب بین مقادیر مثبت و منفی نوسان می‌کند. برای آن که ساختار DiLL به طور صحیح کار کند، باید $\Delta\theta$ طوری انتخاب شود که مقدار شیب منفی باشد، چراکه اگر مقدار شیب مثبت باشد DOA ردیابی شده از DOA واقعی سیگنال‌ها منحرف می‌شود. جدول (۱) مقادیری از $\Delta\theta$ را که در آنها مقدار دامنه‌ی $s_{Mm}(\theta_k(i))$ بیشینه می‌باشد، برای $\theta_k(i) = 0^\circ$ و ۲، ۴ و ۸ و $N=8$ ارایه می‌دهد. شکل (۵-ب) شیب S-curve اصلاح شده را به صورت تابعی از $\theta_k(i)$ برای ۲، ۴ و ۸ با مقادیر $\Delta\theta$ ارایه شده در جدول (۱) نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل (۵-ب) نشان داده شده، $s_{Mm}(\theta_k(i))$ برای هر مقداری از $\theta_k(i)$ در فاصله $(-90^\circ, 90^\circ)$ ، دارای مقادیر منفی است.

۳-۴- بار محاسباتی در ساختار DiLL همدوس اصلاح شده

ملاحظه می‌شود که ساختار DiLL همدوس اصلاح شده برای محاسبه $e_{kM}(i)$ و $m_M(\hat{\theta}_k(i))$ به چهار عملگر ضرب داخلی برداری برای هر منبع سیگنال نیاز دارد؛ بنابراین، ساختار DiLL همدوس اصلاح شده در هر تکرار به $4NK+O(K)$ عملیات (که در آن N تعداد المان‌های آرایه و K تعداد منابع سیگنال می‌باشد)، نیاز دارد. برای کاهش بار محاسباتی مورد نیاز، می‌توان $m_M(\hat{\theta}_k(i))$ را به صورت تابعی از $\hat{\theta}_k(i)$ در یک جدول ذخیره کرد؛ بنابراین، پیچیدگی محاسباتی در DiLL همدوس اصلاح شده به $2NK+O(K)$ کاهش می‌یابد. ذکر این نکته لازم است که با وجود این‌که DiLL همدوس به عملیات کمتری ($NK+O(K)$) در هر تکرار نسبت به DiLL همدوس اصلاح شده نیاز دارد؛ اما ملاحظه می‌شود [۱۰] که DiLL همدوس به تخمین داده ارسالی و فاز حامل نیاز دارد، درحالی‌که DiLL همدوس اصلاح شده به تخمین‌های مذکور نیازی ندارد.

۴-۱- ردیابی DOA منابع متحرک

در این قسمت، MSE ردیابی DOA برای سه ساختار DiLL همدوس، ناهمدوس و همدوس اصلاح شده، در محیطی که در بالا به آن اشاره شد بررسی می‌شود. شکل (۶) نتایج مسیر MSEs ردیابی DOA را نشان می‌دهد. شکل (۶-الف) خطسیر DOA منابع را در حوزه زمان نشان می‌دهد. منبع اول و منبع دوم، به ترتیب، از ۶۰ درجه به ۵۰ درجه و از ۶۰- درجه به ۴۰- درجه با سرعت ثابت حرکت می‌کنند، و منبع سوم در ۵۰- درجه ثابت است. شکل (۶-ب، پ، ت)، به ترتیب، نتایج مسیر MSEs ردیابی DOA از میانگین‌گیری ۲۰۰ شبیه‌سازی با داده‌های مستقل با استفاده از ساختارهای DiLL همدوس، ناهمدوس و همدوس اصلاح شده را نشان می‌دهد. برای به دست آوردن مقدار اولیه DOA (که در محدوده قفل شونده ساختارهای DiLL قرار گیرد)، از روش مطرح شده در [۱۰] استفاده می‌شود. در مورد ساختار DiLL همدوس فرض می‌شود که داده و فاز حامل به طور صحیح تخمین زده شده‌اند. از شکل‌های (۶-ب، ت) مشاهده می‌شود که MSE هر دو ساختار DiLL همدوس و همدوس اصلاح شده تقریباً برابر یکدیگر بوده و مقدار MSE ساختار DiLL ناهمدوس تقریباً دو برابر ساختارهای DiLL همدوس می‌باشد [۱۰].

۴-۲- تاثیر خطای تخمین داده و فاز حامل

تاثیر خطای تخمین داده و فاز حامل در ساختار DiLL همدوس در شکل (۷) نشان داده شده است. در این شکل، محور عمودی، کل MSE ردیابی DOA به دست آمده از میانگین‌گیری بر روی سه منبع را نشان می‌دهد. شکل (۷-الف)، MSE ردیابی DOA را به صورت تابعی از نرخ خطای تخمین داده نشان می‌دهد. در این شکل، فرض بر این است که خطای ایجاد شده در تخمین داده ارسالی به طور تصادفی در طول داده‌های ارسالی رخ می‌دهد و فازحامل به طور صحیح تخمین زده می‌شود. از آنجاکه در حالت همدوس اصلاح شده نیازی به تخمین داده نمی‌باشد (۱۰) MSE حالت همدوس اصلاح شده تحت تاثیر خطای ایجاد شده در داده قرار نمی‌گیرد. در حالی که، MSE حالت همدوس با افزایش خطا در نرخ تخمین داده، افزایش می‌یابد؛ چراکه توان سیگنال با افزایش خطا در تخمین داده کاهش می‌یابد. همان‌طور که در شکل (۷-الف) نشان داده شده است، در حالت همدوس واریانس خطای ردیابی DOA به محض این‌که نرخ خطای تخمین داده بزرگ‌تر از ۰ باشد، بیشتر از حالت همدوس اصلاح شده می‌باشد. در این‌جا ذکر این نکته لازم است که در این شبیه‌سازی نیز (مانند شبیه‌سازی‌های قبل)، جواب نهایی از میانگین‌گیری بر روی

$$\varepsilon_k(i+1) = \varepsilon_k(i) - K_0 \cdot (G_{Mm}(\hat{\theta}_k(i)|\theta_k) + w_{kM}(i)) \otimes f(i). \quad (16)$$

مشابه با آنچه که در [۱۰] آمده، MSE ردیابی DOA در حالت مانا عبارت است از:

$$\sigma_{\varepsilon_S}^2 = \frac{\text{var}(w_{kM}(i))B_{LM}}{S_{Mm}^2(\theta_k)} = \frac{B_{LM}}{S_{Mm}^2(\theta_k)} \xi_{kM} \left(\frac{1}{\rho N} + \frac{1}{\rho^2 N^2} \right) \cong \frac{B_{LM}}{S_{Mm}^2(\theta_k)} \frac{\xi_{kM}}{\rho N}, \quad (17)$$

که

$$\xi_{kM} = 2 \left(1 - \text{Re}(R(\theta_k, \theta_k + \Delta\theta)R^*(\theta_k, \theta_k - \Delta\theta)) \right) + \text{Re} \left((R(\theta_k, \theta_k + \Delta\theta) - R(\theta_k, \theta_k - \Delta\theta))^2 \right) \quad (18)$$

و B_{LM} پهنای باند نویز دوطرفه با تابع انتقال حلقه بسته: $H(z) = \frac{-K_0 S_{Mm}(\theta_k) F(z) z^{-1}}{1 - (1 + K_0 S_{Mm}(\theta_k) F(z)) z^{-1}}$ می‌باشد. در رابطه فوق $F(z)$ تبدیل-Z فیلتر حلقه $f(i)$ و $\rho = \frac{1}{\sigma^2}$ است. در محاسبه (۱۷) فرض شده $1 \ll \frac{1}{\rho^2 N^2}$ ؛ بنابراین، MSE ردیابی DOA در حالت همدوس اصلاح شده با SNR و N (تعداد المان‌های آنتن) رابطه معکوس دارد.

۴- نتایج شبیه‌سازی

اکنون نتایج شبیه‌سازی برای تخمین MSE ردیابی DOA، با ساختار DiLL همدوس اصلاح شده ارایه و با ساختارهای DiLL همدوس و ناهمدوس مقایسه می‌شود؛ همچنین تاثیر خطاهای ایجاد شده در تخمین داده و فاز حامل و تاثیر آن بر MSE شبیه‌سازی می‌شود. در این شبیه‌سازی‌ها فرض می‌شود که N تعداد المان‌های آنتن برابر ۸، SNR در هر المان dB، تعداد منابع سیگنال برابر ۳، کد تصادفی مورد استفاده برای عمل گسترده کردن دارای بهره پردازش $L = 32$ و از مدولاسیون BPSK استفاده شود. آرایه ULA با فاصله بین عنصری نصف طول موج ($\Delta_0 = \lambda/2$) می‌باشد. در هر سه ساختار DiLL، K_0 (بهره NCO) برابر ۰/۰۵ و از یک فیلتر تک قطب IIR با عامل فراموشی ۰/۹ برای فیلتر حلقه استفاده می‌شود، که در حوزه تبدیل-Z عبارت است از: $F(z) = 0.1/(1 - 0.9z^{-1})$. مقدار $\Delta\theta$ برای هر دو ساختار DiLL در جدول (۱) لیست شده است (مقدار معادل آن برای DiLL ناهمدوس در [۱۰] آمده است).

۵۰۰ آزمایش با داده مستقل، به دست آمده است.

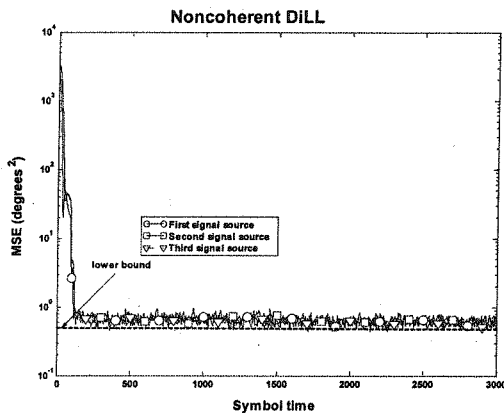
شکل (۷-ب)، MSE ردیابی DOA را به صورت تابعی از انحراف از استاندارد خطای تخمین فازحامل نشان می‌دهد. در این شبیه‌سازی، فرض شده است که خطای فاز حامل (که به صورت $\hat{\phi}_k - \phi_k$ توصیف می‌شود)، متغیری تصادفی با توزیع گوسی است و داده ارسالی به طور صحیح تخمین زده شده باشد.

از آنجاکه در حالت همدوس اصلاح‌شده به تخمین فازحامل نیازی نیست (۱۰)، MSE حالت همدوس اصلاح‌شده تحت تاثیر خطای ایجاد شده در فازحامل قرار نمی‌گیرد؛ درحالی‌که، MSE حالت همدوس با افزایش خطا در تخمین فازحامل افزایش می‌یابد. همان‌طور که در شکل (۷-ب) نشان داده شده است، در حالت همدوس واریانس خطای ردیابی DOA همین‌که انحراف

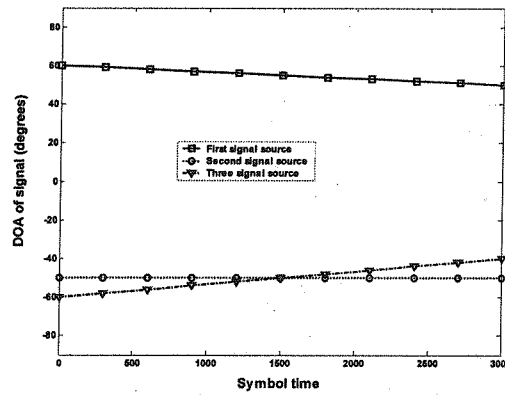
از استاندارد خطای تخمین فازحامل بزرگتر از ۰ درجه باشد، بزرگتر از حالت همدوس اصلاح‌شده می‌شود. در این‌جا ذکر این نکته لازم است که در این شبیه‌سازی نیز نتایج از میانگین‌گیری بر روی ۲۰۰ آزمایش با داده مستقل حاصل شده است.

۳-۴- مقایسه مقادیر MSE در بازه $(-60^\circ, +60^\circ)$

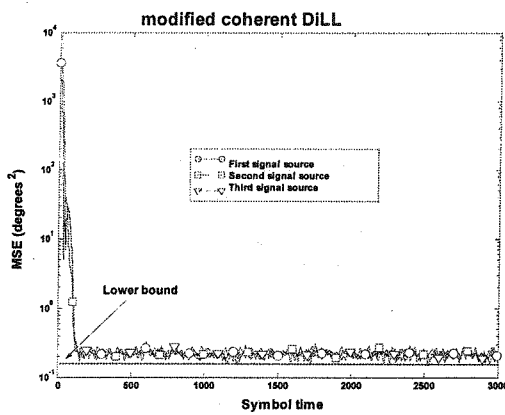
در مرحله آخر از شبیه‌سازی‌ها، مقدار MSE به دست آمده برای تخمین DOA با استفاده از سه ساختار DiLL در بازه زاویه‌ای -60° تا $+60^\circ$ درجه بررسی می‌شود. در این شبیه‌سازی فرض شده است که مقدار SNR برابر ۳۰۰ dB باشد و تعداد ۳۰۰ نمونه از سیگنال خروجی آرایه در دست است.



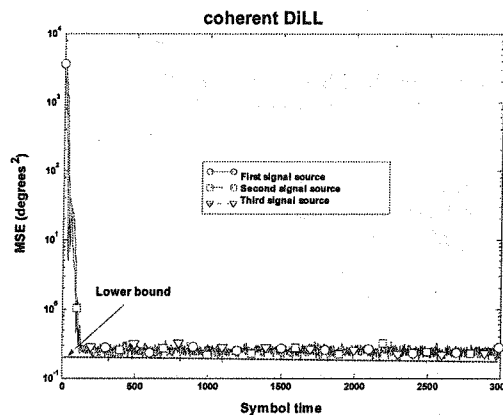
(پ)



(الف)



(ت)



(ب)

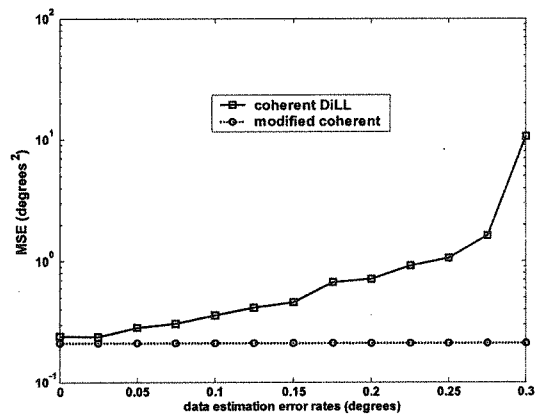
شکل (۴): MSE خطای ردیابی DOA برای سه کاربر: (الف) مسیر حرکت منابع متحرک؛ (ب) ساختار DiLL همدوس؛ (پ) ساختار DiLL ناهمدوس؛ (ت) ساختار DiLL همدوس اصلاح‌شده

۵- نتیجه گیری

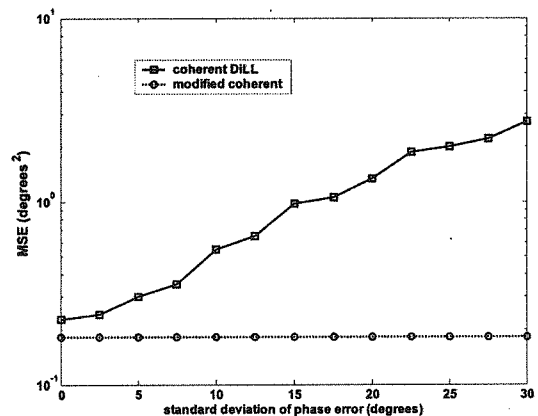
در این مقاله، ساختار جدیدی از ساختارهای DiLL، با نام DiLL همدوس اصلاح شده برای ردیابی DOA منابع متحرک معرفی شد. نشان داده شد که بارمحاسباتی ساختار مزبور دو برابر DiLL همدوس است؛ اما برای ردیابی DOA منابع نیازی به تخمین داده و فاز حامل ندارد. همچنین MSE ردیابی DOA آن، با DiLL همدوس قابل مقایسه می باشد. از طرفی نشان داده شد، با آنکه بارمحاسباتی ساختار پیشنهادی برابر ساختار DiLL ناهمدوس است؛ اما مقدار MSE آن نصف ساختار DiLL ناهمدوس است.

۶- مراجع

- [۱] L. C. Godara, "Applications of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations," *Proc. IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, Aug. 1997.
- [۲] R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Trans. Antennas Propagate.*, vol. 34, pp. 276-280, Mar. 1986.
- [۳] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, pp. 984-995, July 1989.
- [۴] Z. Yifeng, P. C. Yip, and H. Leung, "Tracking the direction-of-arrival of multiple moving targets by passive arrays: Algorithm," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 2655-2666, Oct. 1999.
- [۵] B. Yang, "Projection Approximation Subspace Tracking," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 43, no.1, pp. 95-107, Jan. 1995.
- [۶] X. Wang and H. V. Poor, "Blind mutiuser detection: A subspace approach," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 677-690, Mar. 1998
- [۷] C. R. Rao, C. R. Sastry, and B. Zhou, "Tracking the direction of arrival of multiple moving targets," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 42, pp. 1133-1144, May 1995.
- [۸] Z. Lei and T. J. Lim, "Estimation of directions of arrival of multipath signals in CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, pp. 1022-1028, June 2000.
- [۹] Z. Yifeng, P. C. Yip, and H. Leung, "Tracking the direction-of-arrival of multiple moving targets by passive arrays: Asymptotic performance analysis," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 2644-2654, Oct. 1999.
- [۱۰] S. Min, K. B. Lee, D. Seo, K. B. Lee, H. M. Kown, and Y. H. Lee, "Direction-of-Arrival Tracking Scheme for DS/CDMA Systems: Direction Lock Loop", in *IEEE Transaction on Wireless Communications*, vol. 3, No.1, January 2004.
- [۱۱] Ivo. Maljevic, Elvino. S. Sousa, "Comparison of pn code tracking digital DLL's for sequence spread spectrum systems", in *proc. IEEE*, pp.2944-2948, 2004.

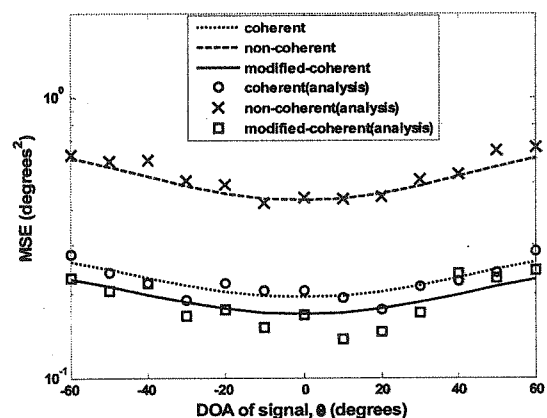


(الف)



(ب)

شکل (۷): تاثیر خطای ایجاد شده در داده و فاز حامل بر روی ساختار DiLL همدوس: (الف) خطای تخمین داده؛ (ب) خطای تخمین فاز حامل



شکل (۸): مقدار MSE تخمین DOA

همان طور که در شکل (۸) مشاهده می شود، مقدار MSE ساختار DiLL همدوس اصلاح شده بهتر از DiLL ناهمدوس و تقریباً برابر DiLL همدوس می باشد. نکته قابل توجه دیگری که می توان از شکل (۸) مشاهده کرد وابستگی پایین عملکرد ساختارهای DiLL به DOA سیگنال است. ذکر این نکته لازم است که در شکل (۸) برای درک بهتر اختلاف MSE

- ˆ space-division multiple-access
- ˆ Direction of Arrival
- ˆ Multiple Signal Classification
- ˆ Estimation of Signal Parameter Via Rotational Invariance Technique
- ˆ projection approximation subspace tracking with deflation technique
- ˆ despreadng
- ˆ multiple access interference
- ˆ coherent
- ˆ noncoherent
- ˆ spreading sequence
- ˆ processing gain
- ˆ right-shifted
- ˆ left-shifted
- ˆ correlators
- ˆ Multiple Access Interference
- ˆ numerically controlled oscillator
- ˆ loop filter
- ˆ steady state