

طراحی رادار غیرفعال چند ورودی - چند خروجی مبتنی بر سیگنال GSM

نجمه مردانه^{۱*}، عباس شیخی^۲

۱- دانشجوی کارشناس ارشد، ۲- استاد، دانشگاه شیراز

(دریافت: ۹۵/۰۸/۱۰؛ پذیرش: ۹۵/۱۱/۱۷)

چکیده

در این مقاله به ارائه معماری، الگوریتم پردازش سیگنال و چیدمان نودهای گیرندگی در رادار غیرفعال MIMO مبتنی بر فرستنده‌های GSM پرداخته شده است. قبل از طراحی چیدمان نودهای گیرنده در شبکه راداری باید قیود طراحی شبکه مشخص باشد که یکی از این قیود فاصله مجاز بین فرستنده و گیرنده است. در شبکه های MIMO، نودهای گیرندگی که از چندین فرستنده سیگنال دریافت می‌کنند ممکن است سیگنال مسیر مستقیم برخی از فرستنده‌ها در کانال مراقبت را با لوب اصلی و سیگنال مسیر مستقیم برخی دیگر را با لوب پشتی دریافت کنند. تعیین فاصله مجاز بین فرستنده و گیرنده تحت هر یک از این حالت‌ها و ارائه الگوریتم طراحی چیدمان نودهای گیرندگی در شبکه های راداری پسیو مبتنی بر GSM موضوع اصلی این مقاله است. در این مقاله سعی شده است عوامل محدود کننده کاهش فاصله بین فرستنده و گیرنده در شبکه های راداری پسیو، با استفاده از رویکرد بازتولید و بدون استفاده از این رویکرد بررسی گردد و اثر فاصله بین فرستنده و گیرنده ها بر برد آشکارسازی اهداف نسبت به هر نود گیرندگی بررسی شود. سپس الگوریتم طراحی چیدمان نودهای گیرندگی ارائه می‌شود و این الگوریتم برای سناریویی مشخص بررسی شده است.

واژگان کلیدی

شبکه‌های راداری چند ورودی - چند خروجی، سیستم GSM، تابع ابهام، فیلتر وفقی RLS، الگوریتم چیدمان نودهای گیرندگی

۱- مقدمه

به طور گسترده در مناطق مختلف پراکنده شده‌اند و جریان‌هایی از سیگنال‌ها را برای ارائه سرویس به مشترکان خود ارسال و دریافت می‌دارند. با توجه به مزیت فراهم آوردن پوشش کافی برای تمامی مناطق، این سیستم ارتباطی منبع مناسبی برای کاربرد در رادارهای غیرفعال می‌باشد [۴].

فاصله بین دو BTS^۱ در سلول‌های مجاور در شبکه GSM^۲ در جاده‌ها برابر ۴۰ کیلومتر می‌باشد [۱] و هر سلول ساختار شش ضلعی منتظم دارد [۲].

۲- فرضیات مدل سازی مسئله و روش آشکارسازی

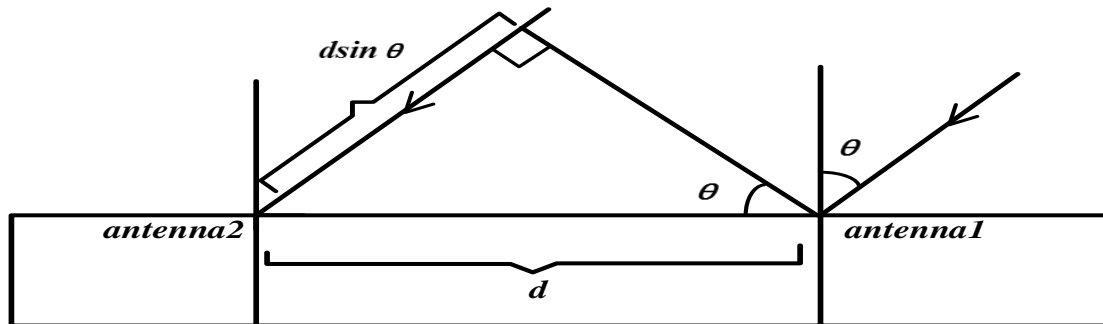
در شبکه راداری مورد نظر، هر نود گیرندگی دارای دو آنتن است که هر یک مشابه آنتن‌های استاندارد مورد استفاده در فرستنده‌های BTS بوده که کنار هم جهت زاویه‌سنجی در سمت به روش مونو پالس فاز قرار گرفته‌اند. با توجه به این که پهنای پرتو آنتن‌های فوق در سمت 120° درجه می‌باشد، باید فاصله آن‌ها به گونه‌ای باشد که بتوان در محدوده $\pm 60^\circ$ درجه بدون ابهام زاویه‌سنجی نمود. جهت تحقق این شرط لازم است حداکثر فاصله بین این آنتن‌ها که در شکل (۱) نشان داده شده است به گونه‌ای مناسب تنظیم گردد.

بیش تر رادارهای غیرفعال از نوع دو یا چندپایه می‌باشند. سیستم راداری غیرفعال را با نام‌های PCL^۳ و PBR^۴ می‌شناسند. این رادارها در واقع از فرستنده‌های غیرراداری که اصطلاحاً با نام فرستنده‌های مغتنم^۵ شناخته می‌شوند، استفاده می‌کنند و این کمک بزرگی برای مخفی ماندن از گیرنده‌های شنود دشمن می‌باشد [۳]. از جمله این فرستنده‌ها رادیو FM^۶، انتشارات TV، سیگنال‌های ارتباطی ماهواره و فرستنده ایستگاه پایه GSM می‌باشد. یکی از امواج رادیویی متداول در جوامع پیشرفته امروزی که قابلیت استفاده در کاربرد راداری را دارد، سیستم‌های جهانی برای ارتباطات سیار یا همان GSM می‌باشد. سیستم‌های GSM

* رایانامه نویسنده مسئول: najme.mardane71@gmail.com

- 1- Base Transceiver Station
- 2- Global System for Mobile Communication
- 3- Passive Coherent Location
- 4- Passive Bistatic Radar
- 5- illuminator of opportunity
- 6- Frequency modulation

طول موج سیگنال است. با توجه به معادله (۱) حداکثر فاصله بین این آنتن‌ها طبق معادله (۱) برابر با 0.58λ معادل با ۱۹ cm می‌باشد.



شکل (۱): موج صفحه‌ای با زاویه ورود θ در محل آنتن اول و دوم درگیرنده کانال مراقبت

نمونه‌ای از این آنتن در شکل (۲) نشان داده شده است. این نوع آنتن‌ها دارای بهره حدود ۱۷ dB و پهنای پرتو در ارتفاع حدود ۶ درجه می‌باشند [۵]. پهنای پرتو در سمت و پهنای پرتو در ارتفاع آنتن گیرنده همانند آنتن فرستنده می‌باشد و ارتفاع آنتن گیرنده برابر با ۴ m است و راستای پرتو در ارتفاع آنتن گیرنده به نوعی تنظیم شده است که برد بیشینه کشف اهداف و کلاترها نسبت به هر نود گیرندگی، ۲۰۰ m باشد. جهت آشکارسازی اهداف از جمع همدوس ۲ خروجی آنتن (که در ادامه با نام کانال مجموع (Σ) از آن یاد می‌شود)، متناسب با زاویه ورود سلول تحت بررسی (با بهره ۲۰ dB) استفاده می‌شود. روش پردازش بدین صورت می‌باشد که ابتدا با فیلتر وقتی RLS^۱ با طول فیلتر متناسب با محدوده حضور کلاتر (برابر با ۵۰ نمونه، معادل با ۶/۹۲ km) و فاکتور فراموشی و واریانس اولیه خطا که طبق روش ارائه شده در مرجع [۶] به ترتیب برابر با ۰/۹۹۹ و ۱۰^{-۵} در نظر گرفته شده است، اقدام به حذف سیگنال‌های تداخلی موجود در کانال مراقبت در خروجی حاصل از ترکیب دو آنتن گیرنده می‌شود. ضمناً همان‌گونه که در مرجع [۶] پیشنهاد شده نصف نمونه‌های سیگنال ورودی به‌عنوان داده‌های آموزشی استفاده شده است. سپس تابع ابهام^۲ بین سیگنال کانال مراقبت و سیگنال کانال مرجع محاسبه می‌گردد. در معماری SISO^۳، مربع دامنه تابع ابهام زوج فرستنده-گیرنده مربوطه با آستانه مقایسه می‌شود. طبق مرجع [۷] علاوه بر روش‌های وقتی می‌توان از روش‌های مبتنی بر زیرفضا جهت حذف کلاتر استفاده کرد و هم‌چنین در این مرجع علاوه بر روش تابع ابهام متقابل، روش

$$\begin{cases} \varphi = \frac{2\pi d \sin(\theta)}{\lambda} \Rightarrow d = 0.58\lambda \\ \varphi = \pi, \theta = 60^\circ \end{cases} \quad (1)$$

توان تشعشی مؤثر هر یک از فرستنده‌های شبکه برابر ۵۰ w می‌باشد [۴]. در تمام شبیه‌سازی‌ها فرض شده که سیگنال هدف در کانال مراقبت وجود ندارد. عدد نویز گیرنده برابر ۱۰ dB و پهنای باند گیرنده برابر فرکانس نمونه‌برداری (۱/۰۸ MHz) در نظر گرفته شده است. زمان پردازش سیگنال در شبیه‌سازی‌ها برابر ۴ ms (با توجه به محدودیت در اجرای شبیه‌سازی‌ها) در نظر گرفته شده است.

ضمناً فرکانس حامل فرستنده‌ها متفاوت و حدود ۹۰۰ MHz است. بهره لوب اصلی آنتن کانال مجموع (Σ) مراقبت و هم‌چنین لوب اصلی کانال مرجع برابر ۲۰ dB+ و بهره لوب پشتی هر دو برابر با ۲۰ dB- فرض شده است.



شکل (۲): آنتن فرستنده‌های شبکه GSM [۸]

در سیستم‌های مخابراتی میل بر این است که اکثر ظرفیت کانال به ارسال داده اختصاص پیدا کند. اما تخصیص دادن

1- Recursive Least Squares Algorithm

2- Ambiguity Function

3- Single Input Single Output

4- Generalized Likelihood Ratio

5- Multi Input Multi Output

ب- بردارهای سرعت ممکن برای هدف مورد جستجو در سلول (x_0, y_0) به صورت زیر در نظر گرفته می‌شوند:

$$\vec{v}(n, m) = A_n e^{j\phi_m} \quad (3)$$

که در آن، A_n و ϕ_m به ترتیب دامنه و فاز بردار سرعت هدف هستند که به صورت زیر گسسته شده‌اند.

$$A_n = v_{\min} + (n-1) \frac{(v_{\max} - v_{\min})}{N-1} \quad (4)$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

$$\phi_m = (m-1) \frac{2\pi}{M} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

که در آن، v_{\min} و v_{\max} به ترتیب بیانگر بیش‌ترین سرعت و کم‌ترین سرعت ممکن برای هدف می‌باشند.

ج- با توجه به موقعیت سلول تحت بررسی (x_0, y_0) و موقعیت هر یک از زوج فرستنده-گیرنده‌ها، متناظر با هر یک از

بردارهای سرعت $\vec{v}(n, m)$ یک فرکانس داپلر محاسبه می‌شود که فرکانس داپلر متناظر با هدف احتمالی مستقر در سلول (x_0, y_0) با بردار سرعت $\vec{v}(n, m)$ در گیرنده زوج فرستنده-گیرنده k ام را به صورت زیر نمایش می‌دهیم:

$$f_k(n, m; x_0, y_0) \quad n = 1, 2, \dots, N$$

$$m = 1, 2, \dots, M \quad (6)$$

$$k = 1, 2, \dots, L$$

د- تابع (f, τ) CAF یا هم‌بستگی متقابل در هر یک از L کانال مجموع گیرنده متناظر با L زوج فرستنده-گیرنده به ازای تمامی داپلرهای فوق و در تأخیر متناظر با آن گیرنده محاسبه شده و به صورت زیر نمادگذاری می‌شود:

$$AF_{\Sigma k}(n, m; x_0, y_0) = CAF(\tau_k, f_k(n, m; x_0, y_0))$$

$$k = 1, \dots, L$$

$$n = 1, 2, \dots, N$$

$$m = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

ماتریسی که مقادیر فوق در آن ذخیره می‌شود دارای بعد $N \times M$ بوده و با نماد $\mathbf{AF}_{\Sigma k}(x_0, y_0)$ نمایش داده می‌شود.

کانال‌هایی به اطلاعات شبکه و سلول اجتناب‌ناپذیر است. سوالی که ممکن است مطرح شود این است که آیا هنگامی که هیچ مشترکی در سیستم وجود ندارد، سیگنال GSM برای کاربرد راداری در دسترس است یا خیر؟ با استفاده از مرجع [۲] می‌توان پاسخ به این پرسش را در ادامه یافت.

در یک BTS که n فرکانس حامل دارد و این فرکانس‌ها c_0, c_1, \dots, c_{n-1} نامیده می‌شوند، هریک از این فرکانس‌ها، هشت شیار زمانی^۱ دارند. در شیار زمانی صفر روی فرکانس حامل c_0 ، تنها ترکیبی از کانال‌های کنترلی وجود دارند.

هنگامی که هیچ اطلاعاتی برای ارسال وجود ندارد، BTS اقدام به ارسال Dummy Burst می‌نماید؛ در واقع در کلیه شیارهای زمانی فرکانس c_0 هریک از BTS‌ها همواره داده ارسال می‌گردد. علت این امر، این می‌باشد که MS^۲ از داده‌های ارسالی روی فرکانس c_0 برای طبقه‌بندی کردن BTS‌ها براساس قدرت سیگنال دریافتی استفاده می‌کند. پس در شبکه‌های راداری پیسیو مبتنی بر GSM، فرکانس حامل c_0 در BTS‌های مختلف که تمام شیارهای زمانی آن همیشه با داده یا Dummy Burst پر هستند قابل استفاده می‌باشد.

۲-۱- روش پیشنهادی جهت تجمیع توابع ابهام در سناریوی با معماری MIMO

فضای تحت مراقبت در صفحه $x-y$ سلول‌بندی می‌شود. برای بررسی وجود هدف در سلول (x_0, y_0) به صورت زیر عمل می‌شود:

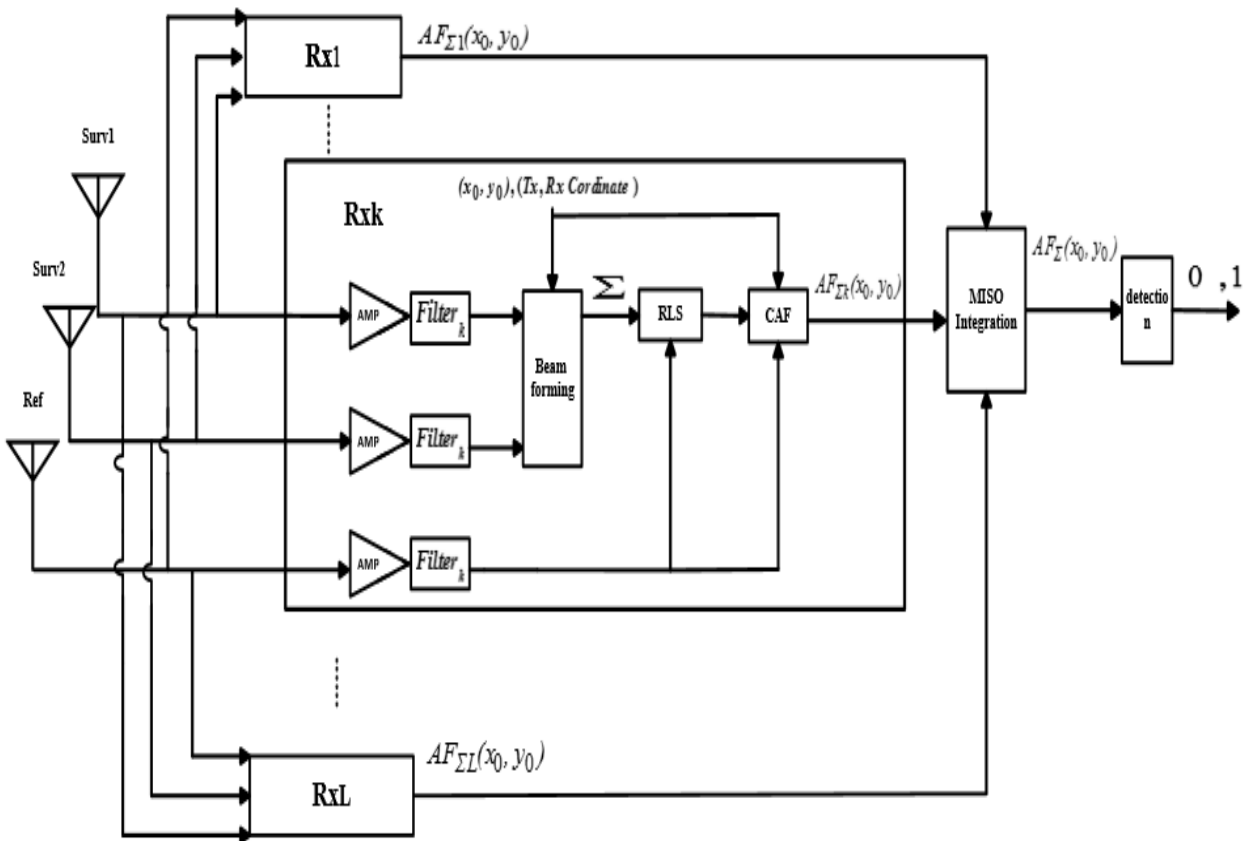
الف- با در نظر گرفتن مختصات هندسی هر یک از زوج فرستنده-گیرنده‌ها تأخیر زمان دریافت سیگنال در گیرنده‌های هریک از زوج‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\tau_k = \frac{R_{Tk} + R_{Rk} - R_{Tk} R_{Rk}}{c} \quad k = 1, 2, \dots, L \quad (8)$$

که در آن، R_{Tk} فاصله فرستنده زوج k ام تا سلول (x_0, y_0) ، R_{Rk} فاصله گیرنده زوج k ام تا سلول (x_0, y_0) و $R_{Tk} R_{Rk}$ فاصله بین فرستنده و گیرنده زوج k ام است.

1- Time Slot

2- Mobile Station



شکل (۳): بلوک دیاگرام گیرنده پیشنهادی جهت بررسی حضور هدف مستقر در سلول (x_0, y_0) در ساختار MISO

بلوک دیاگرام گیرنده و پردازش‌های تشریح‌شده در بالا برای ساختار^۱ MISO در شکل (۳) آورده شده است.

۳- بررسی عوامل مؤثر بر فاصله بین فرستنده-گیرنده در رادارهای غیرفعال MIMO

عوامل مختلفی بر استخراج قیود فاصله‌گذاری فرستنده-گیرنده در رادار غیرفعال MIMO مؤثر است. مهمترین این عوامل عبارتند از:

- ۱- سطح توان ناشی فرستنده به کانال مراقبت.
- ۲- قیود ناشی از مشخصات مبدل آنالوگ به دیجیتال.
- ۳- دریافت سیگنال چندمسیره در کانال مرجع.
- ۴- به‌کارگیری یا عدم به‌کارگیری رویکرد بازتولید.

در این بخش هریک از عوامل فوق مورد بررسی قرار می‌گیرد. بررسی تأثیر عوامل فوق بر حداقل و حداکثر فاصله ممکن بین فرستنده-گیرنده‌های موجود در شبکه درحالی‌که سیگنال

مجدداً لازم به ذکر است که کانال مجموع در گیرنده، با جمع سیگنال خروجی یک آنتن با حاصل ضرب $e^{-j\phi_k}$ در خروجی آنتن دیگر ایجاد شده است که ϕ_k اختلاف فاز سیگنال‌های دریافتی در آنتن‌های گیرنده زوج k ام به ازای هدف احتمالی مستقر در سلول (x_0, y_0) می‌باشد.

ت- تابع ابهام تجمیع‌شده جهت کشف هدف احتمالی در سلول فاصله (x_0, y_0) به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

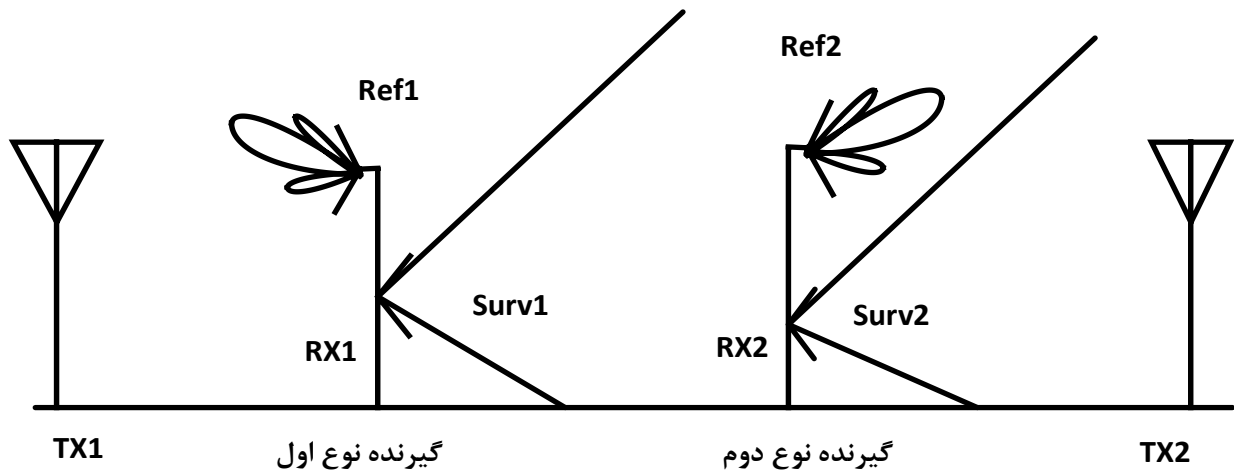
$$AF_{\Sigma}(x_0, y_0) = \sum_{k=1}^L |AF_{\Sigma k}(x_0, y_0)|^2 \quad (۸)$$

که در آن، $|\cdot|$ نماد دامنه عدد مختلط است.

ث- با مقایسه حداکثر دامنه عناصر ماتریس $AF_{\Sigma k}(x_0, y_0)$ با آستانه‌ای که براساس احتمال هشدار کاذب و توان نویز گیرنده تنظیم می‌شود، اقدام به آشکارسازی هدف در سلول (x_0, y_0) می‌نماییم. در صورت کشف هدف با استفاده از اندیس متناظر با هدف در ماتریس $AF_{\Sigma k}(x_0, y_0)$ ، بردار سرعت آن تخمین زده می‌شود.

طریق لوب پشتی دریافت گردد.

مسیر مستقیم فرستنده مغنم در کانال مراقبت از طریق لوب اصلی دریافت شود، کاملاً متفاوت از حالتی است که این سیگنال از



شکل (۴): موقعیت نسبی فرستنده-گیرنده‌های نوع اول و دوم و جهت لوب اصلی آنتن‌ها در کانال مراقبت

تابع ابهام دیده شود.

در فواصل مختلف از فرستنده، خروجی تابع ابهام گیرنده پس از فیلتر RLS در دو حالت زیر بررسی شده است:

۱- در هر یک از کانال‌های مراقبت و مرجع تنها سیگنال مسیر مستقیم و نویز وجود دارد.

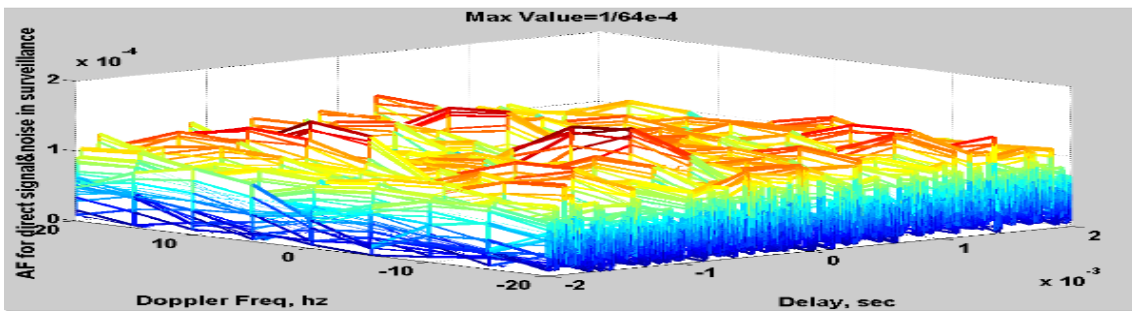
۲- حالت ایده‌آلی بررسی می‌شود که با همان کانال مرجع حالت ۱، در کانال مراقبت تنها نویز وجود دارد و هیچ سیگنال مسیر مستقیمی در این کانال حضور ندارد (بین فرستنده و کانال مراقبت نشتی وجود ندارد).

فاصله بین فرستنده و گیرنده را تا جایی که خروجی تابع ابهام در هر دو حالت مثل هم است می‌توان کاهش داد. در واقع یکسان بودن خروجی تابع ابهام‌ها در دو حالت بیانگر غالب بودن نویز حرارتی بر باقی‌مانده نشتی فرستنده به کانال مراقبت گیرنده و توفیق فیلتر RLS در حذف نشتی فرستنده به کانال مراقبت گیرنده می‌باشد. با توجه به عدم وجود ارزش عملی در کاهش فاصله به زیر ۱۰۰ m، بررسی‌ها برای فاصله کم‌تر از ۱۰۰ m انجام نگرفته است. برای فاصله ۱۰۰ متری بین فرستنده و گیرنده، خروجی تابع ابهام در هر یک از دو حالت برای دو گیرنده در اشکال‌های (۵-۸) آورده شده است.

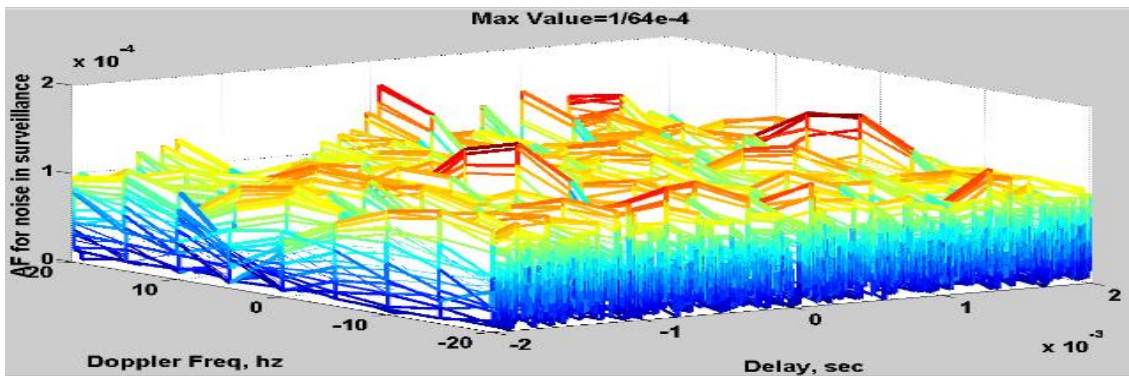
برای بررسی این عوامل سناریویی را با دو فرستنده و دو فرکانس حامل متفاوت (f_{c1}, f_{c2}) در نظر می‌گیریم که دو گیرنده در بین آن‌ها روی خط واصل بین دو فرستنده قرار گرفته‌اند. در سناریوی مورد نظر فرض می‌شود برای کشف اهداف، گیرنده اول انعکاسات سیگنال فرستنده اول و گیرنده دوم انعکاسات سیگنال فرستنده دوم را پردازش می‌کنند. در شکل (۴) موقعیت فرستنده و گیرنده‌ها نسبت به یکدیگر و جهت لوب اصلی آنتن کانال مراقبت گیرنده‌ها نمایش داده شده است. همان‌طور که از شکل (۴) مشاهده می‌شود، گیرنده اول سیگنال مسیر مستقیم فرستنده اول در کانال مراقبت را از لوب پشتی و گیرنده دوم، سیگنال مسیر مستقیم فرستنده دوم در کانال مراقبت را از لوب اصلی دریافت می‌کند. در ادامه گیرنده‌ای که سیگنال مسیر مستقیم فرستنده در کانال مراقبت را با لوب پشتی دریافت می‌کند، "گیرنده نوع اول" و گیرنده‌ای که سیگنال مسیر مستقیم فرستنده در کانال مراقبت را با لوب اصلی دریافت می‌کند، "گیرنده نوع دوم" نامیده می‌شود.

۳-۱- محدود شدن فاصله به میزان توان نشتی فرستنده به کانال مراقبت

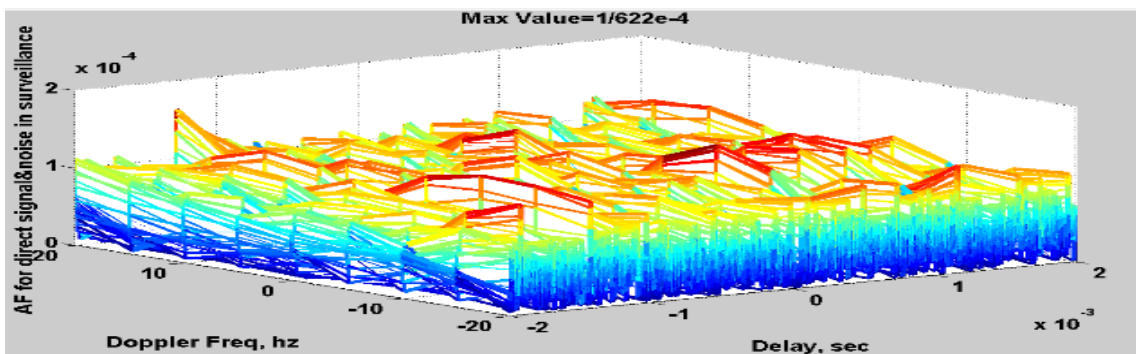
با کاهش فاصله بین فرستنده و گیرنده میزان توان سیگنال نشتی به کانال مراقبت افزایش می‌یابد، لذا بیم آن می‌رود که در صورت عدم توفیق فیلتر RLS در حذف کامل سیگنال نشتی، اثر آن در



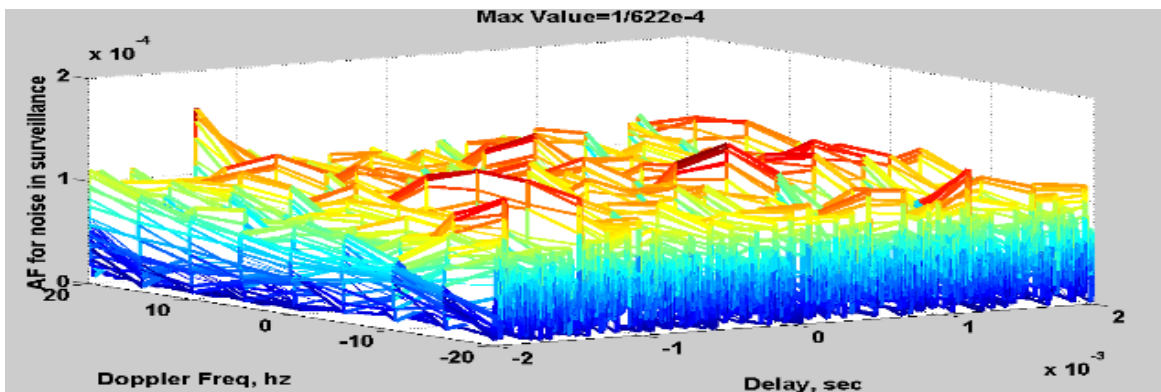
شکل (۵): خروجی تابع ابهام "گیرنده نوع اول" در فاصله ۱۰۰ متری برای حالتی که در کانال مراقبت نویز و سیگنال مسیر مستقیم وجود دارد. (حالت ۱)



شکل (۶): خروجی تابع ابهام "گیرنده نوع اول" در فاصله ۱۰۰ متری برای حالتی که در کانال مراقبت تنها نویز وجود دارد. (حالت ۲)



شکل (۷): خروجی تابع ابهام "گیرنده نوع دوم" در فاصله ۱۰۰ متری برای حالتی که در کانال مراقبت نویز و سیگنال مسیر مستقیم وجود دارد. (حالت ۱)



شکل (۸): خروجی تابع ابهام "گیرنده نوع دوم" در فاصله ۱۰۰ متری برای حالتی که در کانال مراقبت تنها نویز وجود دارد. (حالت ۲)

نویز کوانتیزاسیون نسبت به اثر نویز حرارتی قابل چشم‌پوشی باشد. از سوی دیگر، حداکثر توانی که یک مبدل بدون اشباع شدن می‌تواند دریافت کند برابر با حاصل ضرب رنج دینامیکی مبدل در توان نویز کوانتیزاسیون مبدل می‌باشد. با انتخاب مبدل با رزولوشن ۱۲ بیتی (به‌عنوان بهترین ADC^۱ موجود)، رنج دینامیکی مبدل حدود ۷۰ dB می‌باشد [۹].

از بین نویز و کلاتر و سیگنال مسیر مستقیم، قوی‌ترین سیگنال، سیگنال مسیر مستقیم است. با توجه به ارتفاع نصب آنتن و راستای پرتو آن در ارتفاع که در بخش ۲ گفته شده است، نزدیک‌ترین کلاتری که در پرتو آنتن قرار می‌گیرد، در فاصله ۲۰۰ متری قرار دارد. تحت این شرایط و با فرض سطح مقطع راداری نرمالیزه برابر با $\sigma = -20 \text{ dBsm}$ می‌توان نشان داد که توان کلاتر از توان سیگنال مسیر مستقیم، کم‌تر است.

در فاصله ۱۰۰ متری، SNR سیگنال مسیر مستقیم در کانال مراقبت گیرنده اول حدود ۶۰ dB می‌باشد. اگر توان این سیگنال با گین گیرنده به حداکثر توان مبدل نگاشته شود، برای آن‌که نویز حرارتی که ۶۰ dB پایین‌تر از حداکثر توان است dB ۱۰ بالاتر از نویز کوانتیزاسیون قرار گیرد (تا بتوان از نویز کوانتیزاسیون در برابر نویز حرارتی چشم‌پوشی کرد) لازم است $S N R = 70 \text{ dB}$ باشد.

پس رنج دینامیکی مبدل به میزان ۷۰ dB جهت کاهش فاصله بین فرستنده و "گیرنده نوع اول" تا فاصله ۱۰۰ متری کافی است. برای گیرنده دوم در فاصله ۱۰ کیلومتری، SNR در کانال مراقبت حدود ۶۰ dB می‌باشد، پس برای "گیرنده نوع دوم" نمی‌توان فاصله بین فرستنده و گیرنده را به کم‌تر از ۱۰ کیلومتر کاهش داد.

۳-۳- محدود شدن فاصله ناشی از حضور سیگنال

چند مسیر در کانال مرجع

در کانال مرجع همانند کانال مراقبت الگوی آنتن علاوه بر لوب اصلی دارای لوب‌های فرعی می‌باشد که سیگنال فرستنده مغنتم، پس از برخورد به موانع طبیعی از طریق این لوب‌های فرعی دریافت می‌شود و در واقع، در کانال مرجع علاوه بر سیگنال مسیر مستقیم، تأخیر یافته‌های زمانی و داپلری این سیگنال نیز وجود دارد. پس اگر فرض شود که قدرت این امواج چندمسیره در اثر پدیده انعکاس، ۲۰ dB از امواج مسیر مستقیم ضعیف‌تر باشد و با پردازش‌های همسان‌سازی در کانال مرجع [۱۰] تضعیفی در حد

در شبیه‌سازی‌های دیگر هم، مقدار بیشینه تابع ابهام در هریک از دو حالت به ازای فاصله‌های مختلف بین فرستنده و گیرنده برای دو نوع گیرنده حساب شده و نتایج در جداول (۱-۲) ثبت شده است. در این شبیه‌سازی‌ها با هر بار تولید نویز به ازای هر سطر جدول، عملکرد در دو حالت بررسی شده است تا اثر تصادفی بودن نویز در قضاوت‌ها وارد نشود.

جدول (۱): بیشینه تابع ابهام در فواصل مختلف بین فرستنده اول و "گیرنده نوع اول"

حالت ۲	حالت ۱	ماکزیمم تابع ابهام
$1/64 \times 10^{-4}$	$1/64 \times 10^{-4}$	فاصله ۱۰۰ متری
$1/681 \times 10^{-4}$	$1/681 \times 10^{-4}$	فاصله ۱ کیلومتری
$1/6 \times 10^{-4}$	$1/6 \times 10^{-4}$	فاصله ۲ کیلومتری
$1/673 \times 10^{-4}$	$1/673 \times 10^{-4}$	فاصله ۳ کیلومتری

جدول (۲): بیشینه تابع ابهام در فواصل مختلف بین فرستنده دوم و "گیرنده نوع دوم"

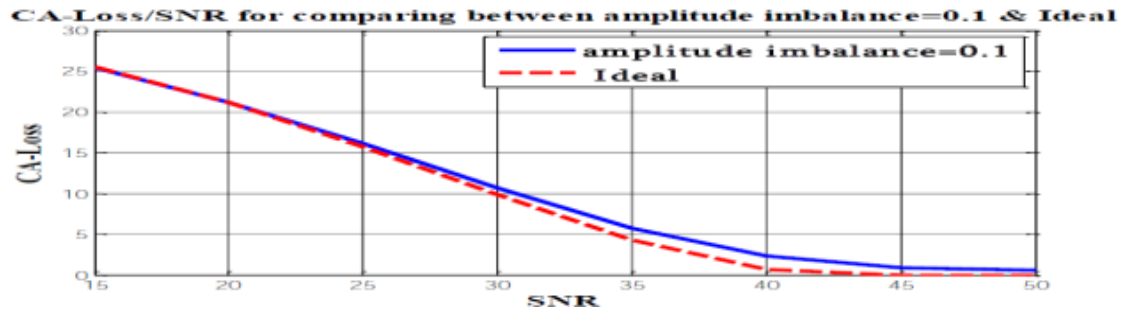
حالت ۲	حالت ۱	ماکزیمم تابع ابهام
$1/622 \times 10^{-4}$	$1/622 \times 10^{-4}$	فاصله ۱۰۰ متری
$1/762 \times 10^{-4}$	$1/762 \times 10^{-4}$	فاصله ۱ کیلومتری
$1/603 \times 10^{-4}$	$1/603 \times 10^{-4}$	فاصله ۲ کیلومتری
$1/689 \times 10^{-4}$	$1/689 \times 10^{-4}$	فاصله ۳ کیلومتری

نتیجه: بیشینه کف نویز صفحه برد- داپلر خروجی در این سناریوها در هر دو نوع گیرنده متأثر از فاصله بین فرستنده و گیرنده نیست. در واقع توانایی فیلتر وفقی RLS در حذف سیگنال نشتی در هریک از گیرنده‌های شبکه به میزان کافی است و نشتی بین فرستنده و گیرنده برای فواصل بالای ۱۰۰ m و تا خود ۱۰۰ m از این جهت نمی‌تواند مانع کاهش فاصله بین فرستنده و گیرنده گردد.

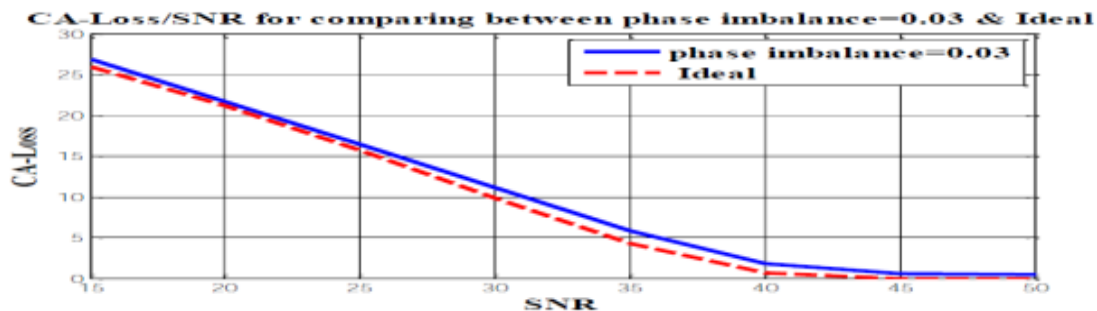
۳-۲- محدود شدن فاصله با توجه به ویژگی‌های

مبدل آنالوگ به دیجیتال

برای کشف اهداف ضعیف در کانال مراقبت، سطح توان نویز کوانتیزاسیون ۱۰ dB زیر توان نویز حرارتی فرض می‌شود تا اثر



شکل (۹): منحنی CA-LOSS برحسب SNR برای عدم تعادل در دامنه I و Q برابر با ۰/۱ [۱۱]



شکل (۱۰): منحنی CA-LOSS برحسب SNR برای عدم تعادل در فاز I و Q برابر با ۰/۳ درجه [۱۱]

Gr و Gt، Pt در صورت رابطه (۹) به ترتیب بیانگر توان فرستنده، گین آنتن فرستنده و گین آنتن گیرنده است. R_{TX} در مخرج رابطه (۹) فاصله بین فرستنده-گیرنده است. k ثابت بولتزمن، T_0 نیز درجه حرارت نویز گیرنده، B پهنای باند گیرنده و F عدد نویز گیرنده می باشد.

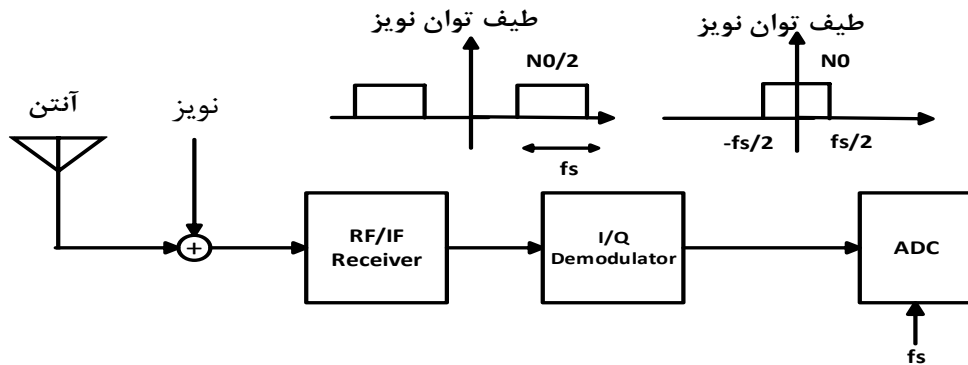
با در نظر گرفتن فرضیات مدل سازی مسئله برای فاصله ۳۰۰ متری، مقدار SNR در کانال مراقبت "گیرنده نوع اول" برابر dB ۵۰ می باشد. همین محاسبات برای "گیرنده نوع دوم" که سیگنال مسیر مستقیم فرستنده دوم در کانال مراقبت را با لوب اصلی آنتن دریافت می کند، انجام شده است. به علت دریافت سیگنال مسیر مستقیم فرستنده دوم در کانال مراقبت با بهره زیاد، مقدار SNR در کانال مراقبت گیرنده دوم در فاصله ۳۰ کیلومتری برابر dB ۵۰ می شود.

نتیجه: اگر DMR در کانال مرجع برابر با dB ۵۰ باشد، برای عدم مزاحمت سیگنال ناشی در عملکرد کانال مراقبت، فاصله بین فرستنده اول و گیرنده اول نمی تواند کم تر از ۳۰۰ متر گردد. در نتیجه با استفاده از این رویکرد، حداقل فاصله ممکن بین فرستنده و "گیرنده نوع اول" ۳۰۰ متر می باشد. اما حداقل فاصله ممکن بین فرستنده و "گیرنده نوع دوم"، ۳۰ کیلومتر می باشد.

به آن ها اعمال شود. در واقع، DMR^1 در کانال مرجع حدود dB ۵۰ می باشد. با داشتن سیگنال چندمسیره در کانال مرجع، تضعیف ناشی در کانال مراقبت به DMR محدود می شود [۶]؛ در واقع، میزان تضعیف ناشی در کانال مراقبت براساس پاسخ فرکانسی فیلتر RLS تعیین نمی گردد و تضعیف در کانال مراقبت براساس DMR تعیین می گردد.

در نتیجه، برای بررسی این عامل باید فاصله ای را یافت که SNR سیگنال ناشی مسیر مستقیم یا همان تابع ابهام سیگنال در ورودی فیلتر RLS در کانال مراقبت برابر با میزان DMR در کانال مرجع باشد. در این حالت میزان SNR سیگنال ناشی مسیر مستقیم در تابع ابهام سیگنال خروجی فیلتر RLS در کانال مراقبت برابر با dB ۰ می گردد. به عبارت دیگر، توان سیگنال ناشی مسیر مستقیم در خروجی فیلتر RLS برابر با توان نویز خروجی خواهد بود و نه خود به عنوان هدف کشف می شود و نه مزاحمتی برای کشف سایر اهداف ایجاد می نماید. برای محاسبه SNR سیگنال ناشی در کانال مراقبت در ورودی فیلتر RLS به صورت زیر عمل می شود:

$$SNR = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R_{TX})^2 k T_0 B F} \quad (9)$$



شکل (۱۱): مدل سازی نویز

گیرندگی شبکه برای نودهای "گیرندگی نوع اول" و قید $1.0\text{ km} \leq R_{TR} \leq 3.0\text{ km}$ را برای نودهای "گیرندگی نوع دوم" رعایت نمود. R_{TR} فاصله بین فرستنده و گیرنده می باشد. در صورت عدم استفاده از رویکرد بازتولید باید قید $3.0\text{ m} \leq R_{TR}$ را برای نودهای "گیرندگی نوع اول" و قید $3.0\text{ km} \leq R_{TR}$ را برای نودهای "گیرندگی نوع دوم" رعایت نمود. از این پس، در طراحی چیدمان نودهای گیرندگی فرض استفاده از رویکرد بازتولید در نظر گرفته شده است. در ادامه اثر فاصله بین فرستنده و گیرنده ها را بر برد هر نود گیرندگی بررسی می نماییم.

۴- محاسبه برد رادار برای هدفی که در امتداد خط واصل بین فرستنده و گیرنده در حال حرکت می باشد.

برای محاسبه برد آشکارسازی رادار، معادله رادار را در نظر می گیریم:

$$SNR = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 R_T^2 R_R^2 k T_0 B F} \quad (10)$$

که در آن، σ_B سطح مقطع راداری دو پایه هدف، R_T ، فاصله فرستنده تا هدف و R_R ، فاصله گیرنده تا هدف است. همان طور که از رابطه (۱۰) مشاهده می شود، با در نظر گرفتن مقادیر ثابت و معین برای پارامترهای فرستنده و گیرنده و با در نظر گرفتن یک هدف با RCS مشخص، SNR (توان سیگنال به نویز ورودی) فقط به $R_T \times R_R$ بستگی پیدا می کند.

در شکل (۱۱)، بلوک های گیرنده رادار پسپو تا قبل از بلوک پردازش سیگنال رسم شده است. این شکل شامل گیرنده RF/IF، دمودلاتور I/Q و مبدل ADC است و سیگنال خروجی آن نمونه های I و Q سیگنال دریافتی است.

۳-۴- تعیین حداکثر فاصله بین فرستنده و گیرنده با استفاده از رویکرد بازتولید^۱ در کانال مرجع

اگر در کانال مرجع به منظور مقابله با سیگنال چندمسیره بررسی شده در بخش ۳-۳ از رویکرد باز تولید استفاده کنیم و در کانال مراقبت، از سیگنال بازتولیدشده به عنوان سیگنال مرجع استفاده شود، نسبت به حالتی که در گیرنده مراقبت با استفاده از نسخه ایده آل از سیگنال ارسالی تداخلات حذف شوند، دچار اتلاف شده و برای بررسی کارایی این روش می توان از منحنی های اتلاف تضعیف کلاتر در گیرنده مراقبت بر حسب SNR در کانال مرجع استفاده نمود.

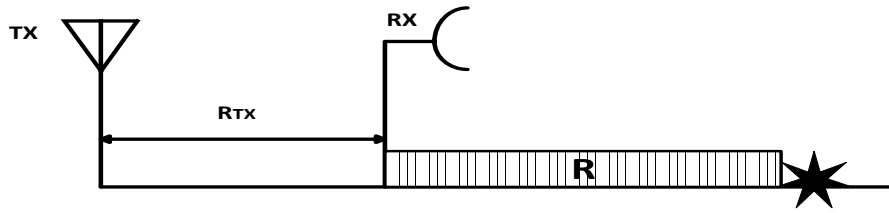
در مرجع [۱۱] عنوان شده است که در رادار پسپو مبتنی بر سیگنال DVBT برای $SNR \geq 5.0\text{ dB}$ (SNR در کانال مرجع) اتلاف تضعیف تداخل با رویکرد بازتولید به صفر میل می کند.

منحنی های اتلاف تضعیف تداخل برای عدم تعادل در دامنه و فاز به ترتیب برابر با ۰/۱ و ۰/۰۳ درجه در اشکال (۹-۱۰) آورده شده است. این قید باعث می شود که نتوان فاصله بین فرستنده و گیرنده را از حدی بیش تر نمود.

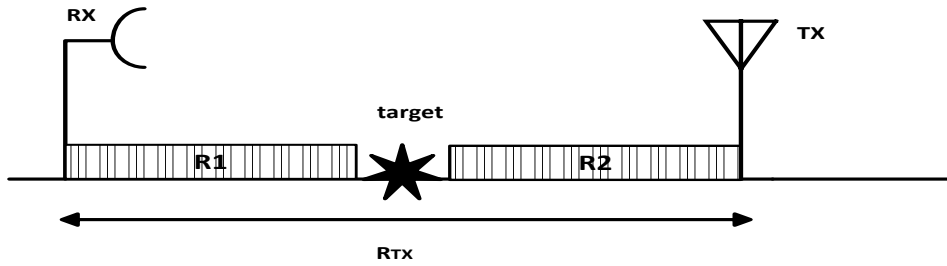
در سناریو مورد نظر با توجه به یکسان بودن بهره آنتن کانال مرجع دو نوع گیرنده، SNR مربوط به سیگنال دریافتی در فاصله ۳۰ کیلومتری در کانال مرجع، برابر ۵۰ dB می باشد. پس با استفاده از رویکرد بازتولید، حداکثر فاصله بین گیرنده و فرستنده ۳۰ کیلومتر می باشد و قیدی روی حداقل فاصله وجود ندارد.

نتیجه ۱: با توجه به مطالب بیان شده برای حصول به حداقل فاصله برابر با ۱۰۰ متر، در هر دو نوع سناریوی گیرندگی لازم است از رویکرد بازتولید استفاده شود.

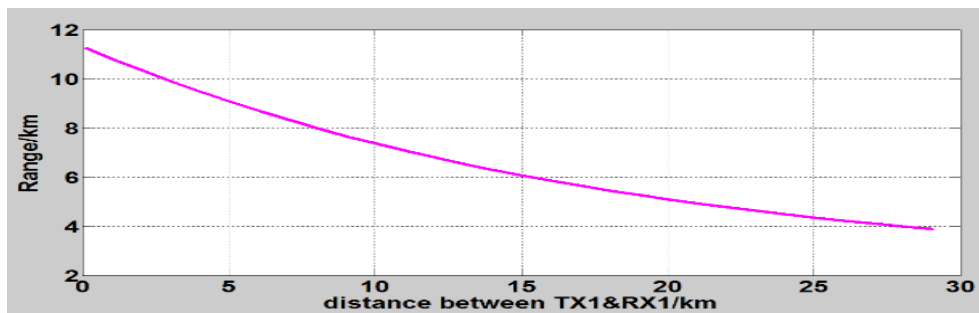
نتیجه ۲: با توجه به جمیع جوانب و فرض استفاده از رویکرد بازتولید، باید قید $1.0\text{ m} \leq R_{TR} \leq 3.0\text{ km}$ را در چیدمان نودهای



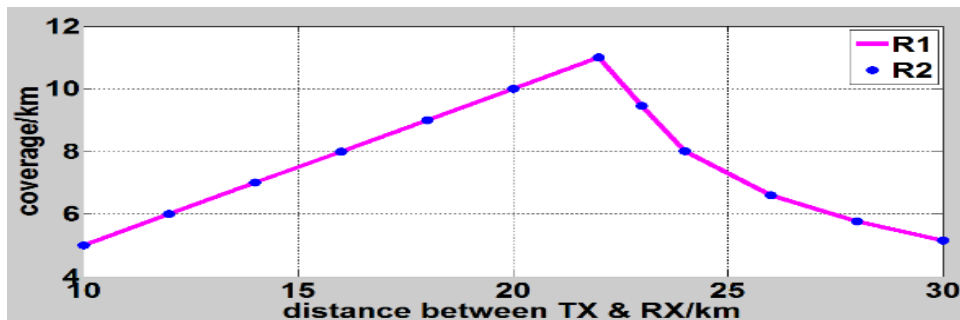
شکل (۱۲): سناریو ۱



شکل (۱۳): سناریو ۲



شکل (۱۴): برد آشکارسازی نسبت به گیرنده در سناریو ۱



شکل (۱۵): محدوده تحت پوشش اطراف فرستنده و گیرنده در سناریو ۲

با $N_0 \times f_s$ است. بنابراین، نسبت SNR_i در ورودی بخش پردازش برابر است با:

$$SNR_i = \frac{P_s}{N_0 \times f_s} \quad (11)$$

که در آن، P_s توان سیگنال در ورودی بخش پردازش است. توان این نویز با عبور از دمدولاتور I/Q و مبدل ADC تغییری

فرض کنید که طیف توان یک طرفه نویز گیرنده N_0 باشد. فرکانس نمونه برداری مبدل ADC، f_s است و نویز سفید که در ورودی گیرنده قرار دارد با عبور از گیرنده در واقع از یک فیلتر میان گذر عبور می کند که پهنای باند این گیرنده کوچکتر یا مساوی با f_s می باشد (تئوری نایکوئیست) و با توجه به شکل طیف نویز رنگی در خروجی گیرنده، می توان فهمید که توان این نویز رنگی در صورتی که پهنای باند فیلتر گیرنده f_s باشد، برابر

$$(13) \quad \Delta R = 600 \frac{m}{s} \times 1.2s = 720m < 900m$$

بهره پردازشی برابر ۶۱/۱۳ dB خواهد بود و لذا میزان SNR_i ورودی واحد پردازش باید برابر ۴۴/۱۳ dB باشد. طبق معادله (۱۰) لازم است $RT \times RR$ برابر با $12/81 \times 10^7$ متر به دست آید.

در ادامه برد آشکارسازی هدف نسبت به نود "گیرندگی نوع اول" بر حسب فاصله بین فرستنده و گیرنده و ناحیه تحت پوشش اطراف فرستنده و نود "گیرندگی نوع دوم" بر حسب فاصله بین فرستنده و گیرنده در دو سناریوی نشان داده شده در اشکال (۱۲-۱۳) رسم گردیده است. R محدوده تحت پوشش و اشکال R_{TX} فاصله بین فرستنده و گیرنده می باشد. در سناریو ۲ با توجه به این که هدف بین فرستنده و گیرنده قرار دارد، محدوده تحت پوشش اطراف فرستنده و گیرنده یکسان می باشد.

همان طور که در شکل (۱۳) مشخص است هدف روی خط واصل فرستنده و گیرنده قرار دارد، محدوده تحت پوشش اطراف فرستنده و گیرنده با R_1 و R_2 نشان داده شده است که $R_1 = R_2$ است.

نتیجه: کاهش فاصله بین فرستنده و گیرنده در سناریو ۱ سبب افزایش برد رادار می گردد. در شکل (۱۵) تا زمانی که فاصله بین فرستنده و گیرنده برابر ۲۲/۶۴ Km است. هر یک از R_1 و R_2 برابر نصف R_{TX} می باشند و تا این فاصله محدوده تحت پوشش بین فرستنده و گیرنده پیوسته می باشد. اما با افزایش R_{TX} بیش از ۲۲/۶۴ Km، محدوده تحت پوشش بین فرستنده و گیرنده دو تکه می شود و یک فضای خالی بین R_1 و R_2 ایجاد می شود و با افزایش فاصله بین فرستنده و گیرنده، این فضای خالی بیش تر می شود و سبب کاهش محدوده تحت پوشش می گردد.

۵- طراحی چیدمان

در این بخش با استفاده از نتایج بخش های گذشته به تعیین مکان نودهای گیرندگی جهت پوشش فاصله بین فرستنده های با فاصله ۴۰ Km در سلول GSM طبق شکل (۱۶) پرداخته می شود. در این مقاله حالت تک بعدی در نظر گرفته می شود که در آن فرستنده های GSM طبق شکل (۱۶) روی یک خط قرار دارند، ولی نتایج قابل تعمیم به حالت دوبعدی نیز می باشد. الگوریتم طراحی چیدمان برای پوشش کل فاصله بین فرستنده های اول و دوم (TX1 و TX2) طبق مراحل زیر است که در واقع در هر مرحله، هدف در مکان های معینی از فضا قرار می گیرد و احتمال آشکارسازی آن در معماری های مختلف به دست آورده می شود.

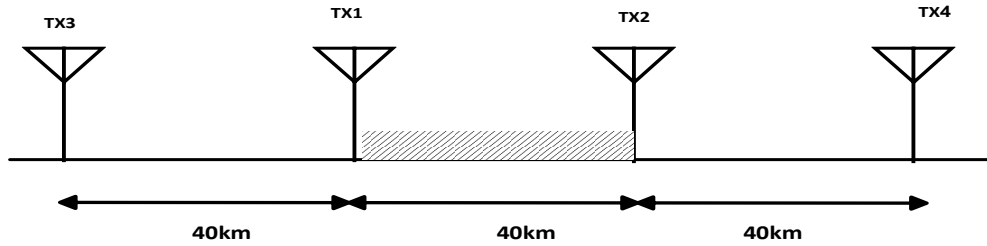
نمی کند و فقط تنها تغییری که ایجاد می شود این است که پس از مبدل ADC نویز خروجی دیگر رنگی نبوده و سفید می باشد. برای محاسبه SNR در خروجی فیلتر منطبق (یعنی پس از بلوک های حذف تداخل و پردازش برد- داپلر)، انرژی سیگنال تحت پردازش (E) را می توان به صورت $T \times P_s$ در نظر گرفت که T کل زمان نمونه برداری از سیگنال تحت پردازش است. بنابراین، SNR در خروجی فیلتر منطبق برابر است با:

$$(12) \quad SNR_O = \frac{E}{N_0} = \frac{T \times P_s}{N_0} = \frac{P_s}{N_0 \times \frac{1}{T}}$$

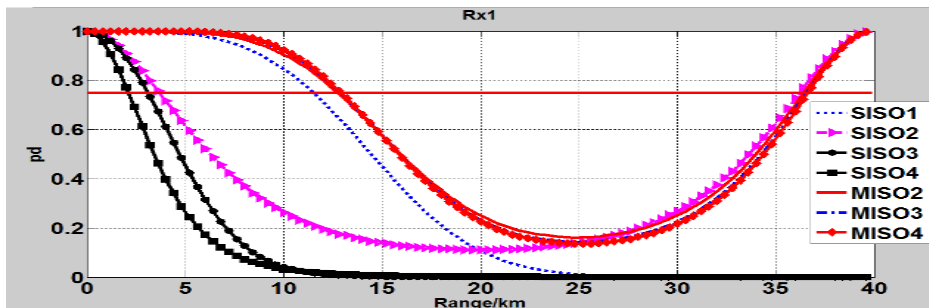
با توجه به روابط (۱۱-۱۲)، نسبت SNR_O به SNR_i قابل محاسبه می باشد [۱۲]. بنابراین، بهره پردازشی به صورت زیر محاسبه می شود:

$$(13) \quad \frac{SNR_O}{SNR_i} = f_s \times T$$

که در آن، SNR_O تعیین کننده میزان احتمال آشکارسازی قابل دست یابی می باشد. فرض می شود هدف دارای موج $1 Sw^1$ باشد و کیفیت آشکارسازی مطلوب بازای احتمال آشکارسازی برابر ۰/۷۵ و احتمال هشدار کاذب برابر با $1 Sw$ محقق شود. در این صورت، میزان SNR_o مورد نیاز برابر با ۱۷ dB می باشد [۱۳]. با مقداردهی به پارامترهای معادله رادار در روابط (۱۰) و (۱۳)، مقدار $R_T \times R_R$ قابل محاسبه است. دیدیم که در رادار پسیو (که نوعی رادار دوپایه می باشد) آنتن کانال نظارت به گونه ای است که به سمت هدف جهت دهی شده و گین لوب اصلی آن ۲۰ dB می باشد. توان تشعشعی مؤثر یا همان PtGt برای فرستنده های GSM برابر با ۵۰w در نظر گرفته می شود. پهنای باند گیرنده برابر با فرکانس نمونه برداری یعنی ۱/۰۸ MHz می باشد. RCS هدف (۰/۱ متر مربع) و T_0 برابر با ۲۹۰ k است و با فرض فرکانس کاری ۹۰۰ MHz، طول موج برابر با m ۰/۳۳ است و عدد نویز گیرنده نیز ۱۰ dB می باشد. با توجه به این که حد تفکیک در برد سیگنال GSM حدود ۱/۸ Km و حداکثر سرعت اهداف مورد بررسی برابر با $\frac{m}{s}$ ۶۰۰ می باشد. جهت اجتناب از مهاجرت هدف در برد و برقراربودن فرض سکون هدف در سلول برد طی پردازش سیگنال، لازم است میزان جابه جایی هدف حین سیگنال گیری از نصف حد تفکیک در برد (m ۹۰۰) کم تر باشد. بر این اساس، زمان سیگنال گیری را $1/2 s$ در نظر می گیریم.



شکل (۱۶): سناریو شامل ۴ فرستنده



شکل (۱۷): احتمال آشکارسازی معماری‌های مختلف برحسب فاصله هدف تا گیرنده اول

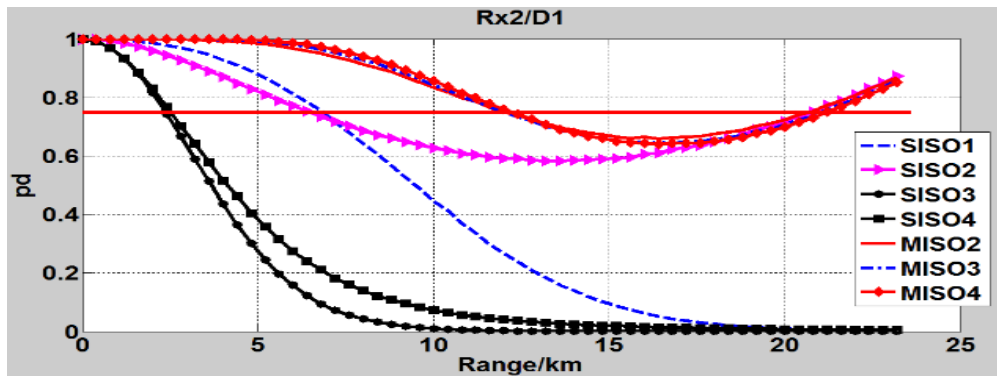
معیار انتخاب بین هریک از دو حالت، پوشش‌دهی بیشتر می‌باشد. ۳- تا پوشش کل فاصله بین دو فرستنده، مرحله ۲ تکرار می‌شود. در ادامه الگوریتم طراحی چیدمان برای سناریوی نشان داده شده در شکل (۱۶) که شامل چهار فرستنده با فاصله‌های ۴۰ Km از یکدیگر می‌باشند بررسی شده است. رابطه تحلیلی احتمال آشکارسازی برای تجمیع سه سیگنال دریافتی با توان‌های غیریکسان در پیوست آورده شده است.

مرحله اول: منحنی احتمال آشکارسازی برای معماری SISO و معماری MISO به ازای تعداد فرستنده‌های ۲ تا ۴ برحسب فاصله هدف تا گیرنده اول برای گیرنده اول رسم می‌گردد. در این تحلیل فاصله بین فرستنده و گیرنده طبق شکل (۲۱)، ۱۰۰ m است. نتایج در شکل (۱۷) آورده شده است. در این شکل، منحنی‌های مربوط به معماری SISO براساس نام فرستنده برچسب‌گذاری شده‌اند. با توجه به شکل (۱۷) مشاهده می‌شود برای احتمال آشکارسازی برابر با ۰/۷۵ در گیرنده اول، محدوده تحت پوشش در معماری SISO با استفاده از فرستنده اول به فرم نشان داده شده در شکل (۱۲) با $R = ۱۱ / ۵۱ \text{ km}$ می‌باشد و با استفاده از فرستنده دوم محدوده‌ای است به فرم نشان داده شده در شکل (۱۳) با $R_1 = ۳ / ۷ \text{ km}$ و $R_2 = ۳ / ۷۹ \text{ km}$ و با استفاده از فرستنده سوم محدوده‌ای است به فرم نشان داده شده در شکل (۱۲) با $R = ۳ / ۱ \text{ km}$.

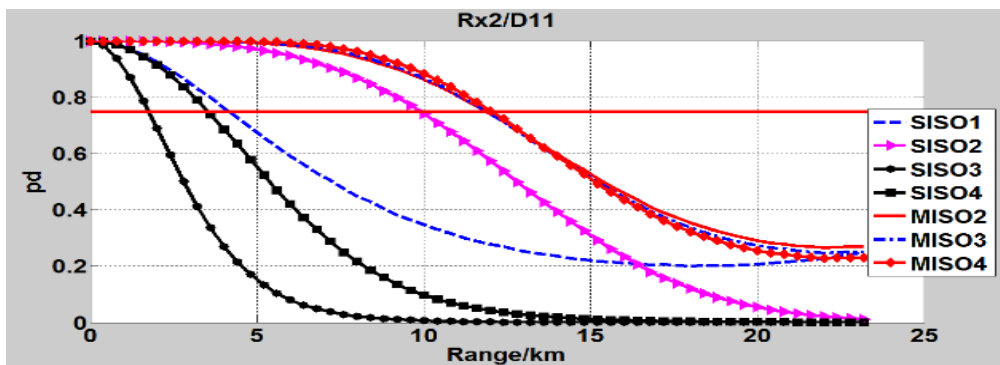
۱- گیرنده اول در فاصله مناسبی از فرستنده اول با توجه به قیود مطرح‌شده در بخش سوم قرار داده می‌شود و منحنی احتمال آشکارسازی برحسب فاصله هدف تا گیرنده اول به ازای فواصل مختلف هدف نسبت به گیرنده اول در هریک از معماری‌های SISO و MISO برای این نود گیرندگی رسم می‌شود، در صورتی که ناحیه تحت پوشش در معماری SISO با معماری MISO تفاوت چندانی نداشته باشد (کمتر از ۲۰٪)، استفاده از معماری SISO ترجیح داده می‌شود، در غیر این صورت معماری MISO استفاده می‌گردد.

۲- گیرنده دوم برای پوشش‌دادن نواحی باقی‌مانده، خارج از ناحیه پوشش داده‌شده توسط گیرنده اول قرار داده می‌شود و منحنی احتمال آشکارسازی برحسب فاصله هدف تا گیرنده دوم در هریک از معماری‌های SISO و MISO برای این نود گیرندگی رسم می‌گردد. در صورتی که افزایش ناحیه تحت پوشش معماری MISO نسبت به معماری SISO بیش‌تر از ۲۰٪ باشد، معماری MISO انتخاب می‌شود. در غیر این صورت معماری SISO انتخاب می‌گردد. در گام بعدی عملکرد معماری MIMO را با برگزیده گام قبلی مقایسه می‌کنیم. اگر بهبود قابل توجهی در استفاده از معماری MIMO نسبت به معماری برگزیده گام قبلی حاصل شود، معماری نهایی ما در این مرحله MIMO می‌شود. در غیر این صورت، معماری همان معماری برگزیده گام قبلی باقی می‌ماند.

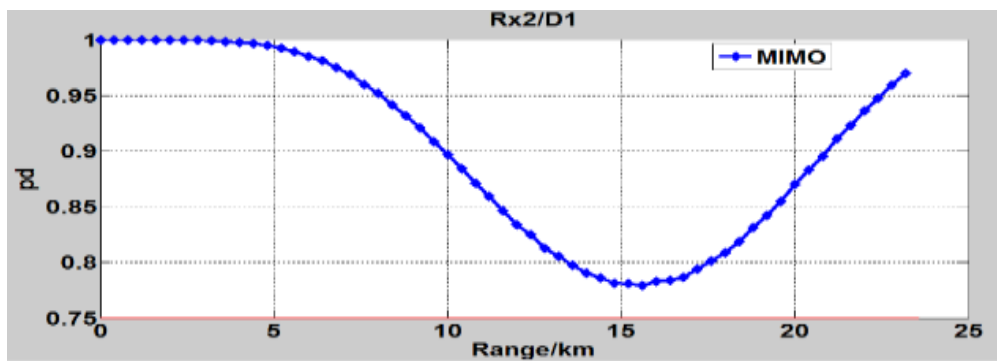
اگر برای قرارگرفتن گیرنده دوم در خارج از ناحیه پوشش داده‌شده توسط گیرنده اول بیش از یک انتخاب وجود داشته باشد (هریک از دو انتهای بازه تحت پوشش در مرحله قبل)،



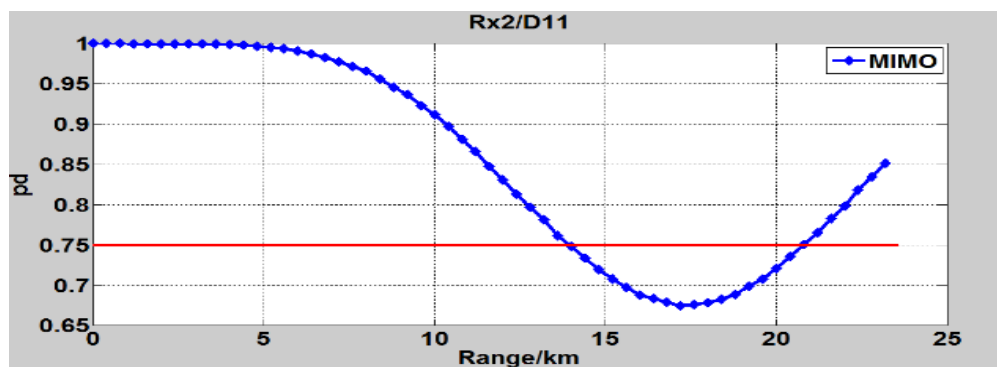
شکل (۱۸): احتمال آشکارسازی معماری‌های مختلف بر حسب فاصله هدف تا گیرنده دوم که در انتهای ناحیه D1 مستقر است.



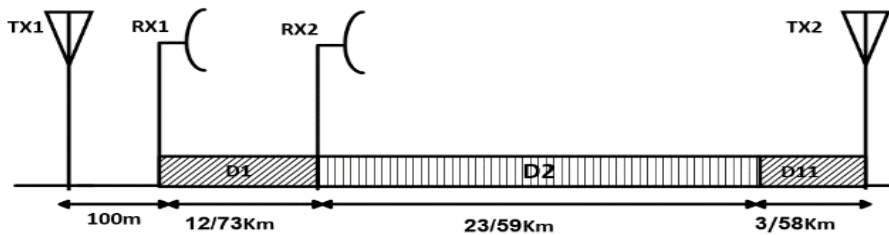
شکل (۱۹): احتمال آشکارسازی معماری‌های مختلف بر حسب فاصله هدف تا گیرنده دوم که در انتهای ناحیه D11 مستقر است.



شکل (۲۰): احتمال آشکارسازی معماری MIMO بر حسب فاصله هدف تا گیرنده دوم که در انتهای ناحیه D1 مستقر است.



شکل (۲۱): احتمال آشکارسازی معماری MIMO بر حسب فاصله هدف تا گیرنده دوم که در انتهای ناحیه D11 مستقر است.



شکل (۲۲): ناحیه پوشش داده شده توسط هر نود گیرندگی

همان‌طور که در شکل (۲۰) مشخص است، محدوده تحت پوشش در معماری MIMO در صورتی که گیرنده دوم در انتهای ناحیه D1 قرار گیرد، بطور قابل توجهی بیش‌تر از ناحیه تحت پوشش در معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول و دوم و ناحیه تحت پوشش در معماری MIMO در صورتی که گیرنده دوم در انتهای ناحیه D11 قرار گیرد، می‌باشد. لذا گیرنده دوم بهتر است در انتهای ناحیه D1 قرار گیرد و در این نود گیرندگی از معماری MIMO استفاده گردد. محدوده تحت پوشش توسط گیرنده دوم با معماری MIMO، با هاشور D2 در شکل (۲۲) نشان داده شده است.

۶- نتیجه‌گیری

در مقاله حاضر سعی شد ضمن ارائه الگوریتم پردازشی در معماری MIMO در شبکه GSM، عوامل تأثیرگذار بر تعیین فاصله مجاز بین فرستنده و گیرنده در شبکه‌های راداری MIMO که یکی از قیود طراحی چیدمان بهینه نودهای گیرندگی در شبکه است، تعیین گردد. با استفاده از این قیود و ارائه الگوریتم چیدمان نودهای گیرندگی اقدام به طراحی چیدمان نودهای گیرندگی برای حالت یک بعدی نمودیم. با استفاده از الگوریتم طراحی چیدمان پیشنهادی و استفاده از دو گیرنده، فاصله ۴۰ کیلومتری بین دو فرستنده با احتمال آشکارسازی مورد نظر پوشش داده می‌شود و این چیدمان با معیارهای بیان شده بهینه می‌باشد.

نتایج حاکی از آن است که نودهای گیرندگی بایستی قابلیت پردازش سیگنال دو ورودی- دو خروجی را داشته باشند.

۸- مراجع

- [1] Ictc, "Frequency bandwidth in mobile networks," Retrieved from <http://ictlamei.blogspot.com/1391/08/26/post-8>
- [2] G. Heine and M. Horrer, "GSM networks: protocols, terminology, and implementation," Artech House, Inc, 1999.
- [3] H. D. Griffiths and C. J. Baker, "Passive coherent location radar systems," Part1: Performance prediction and Part 2: Waveform properties, IEE Proc. Radar Sonar Navig, vol. 152, no. 3, pp. 153-168, June 2005.
- [4] D. K. Tan, H. Sun, Y. Lu, M. Lesturgie, and H. L. Chan, "Passive radar using global system for mobile

محدوده تحت پوشش در معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول و دوم محدوده‌ای است به فرم نشان داده شده در شکل (۱۳) با $R_1 = 12/73 \text{ km}$ و $R_2 = 3/58 \text{ km}$. محدوده تحت پوشش در معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول تا سوم محدوده‌ای است به فرم نشان داده شده در شکل (۱۳) با $R_1 = 12/9 \text{ km}$ و $R_2 = 3/36 \text{ km}$.

با توجه به این که محدوده تحت پوشش در معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول و دوم از ۲۰٪ محدوده تحت پوشش در معماری SISO هریک از فرستنده‌ها بیش‌تر است و استفاده از معماری MISO با استفاده از سیگنال ۳ فرستنده یا ۴ فرستنده هم تفاوت چندانی در محدوده تحت پوشش ایجاد نمی‌کند، در این نود گیرندگی استفاده از معماری MISO با استفاده از فرستنده اول و دوم نسبت به سایر معماری‌های MISO و SISO ارجحیت دارد. محدوده تحت پوشش توسط گیرنده اول با معماری MISO با استفاده از ۲ فرستنده، با هاشور D1 و D11 در شکل (۲۲) نشان داده شده است.

مرحله دوم: برای پوشش نواحی باقی‌مانده، گیرنده دوم باید در انتهای ناحیه D1 یا ناحیه D11 قرار گیرد. معیار انتخاب از بین هریک از این دو حالت محدوده تحت پوشش بیش‌تر می‌باشد. همان‌طور که از شکل (۱۸) مشخص است، محدوده تحت پوشش در معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول و دوم برای حالتی که گیرنده دوم در انتهای ناحیه D1 قرار گیرد (که انتخاب بهینه این سناریو است) محدوده‌ای است به فرم نشان داده شده در شکل (۱۳) با $R_1 = 12/04 \text{ km}$ و $R_2 = 2/86 \text{ km}$.

همان‌طور که در شکل (۱۹) مشخص است، محدوده تحت پوشش در معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول و دوم برای حالتی که گیرنده دوم در انتهای ناحیه D11 قرار گیرد (که انتخاب بهینه این سناریو است)، محدوده‌ای است به فرم نشان داده شده در شکل (۱۲) با $R = 11/86 \text{ km}$. لذا گیرنده دوم بهتر است در انتهای محدوده D1 مستقر شود و معماری برگزیده در این گام معماری MISO با استفاده از سیگنال فرستنده اول و دوم می‌باشد. در گام بعدی عملکرد معماری MIMO با معماری برگزیده در این گام مقایسه می‌گردد.

گیرنده زوج نام σ و $\sigma_i = \sigma_i' + \sigma$ است که σ_i' توان سیگنال اکوی هدف در آشکارسازی از الگوریتم آشکارسازی مبتنی بر آشکارساز انرژی استفاده شود، برای $n=3$ متغیر $y_1 = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2$ محاسبه شده و با آستانه مقایسه می‌شود. جهت محاسبه احتمال آشکارسازی و احتمال هشدار کاذب، لازم است تابع توزیع y_1 تحت دو فرضیه محاسبه شود. y_1 خروجی آشکارساز انرژی می‌باشد. دو متغیر تصادفی کمکی $y_2 = x_2^2$ و $y_3 = x_3^2$ را تعریف می‌کنیم. حال با استفاده از مرجع [۱۳] می‌توان تابع چگالی احتمال توأم متغیرهای y_1, y_2, y_3 را به صورت زیر به دست آورد:

$$f_y(y_1, y_2, y_3; H_1) = \frac{f_x(x_1, x_2, x_3; H_1)}{|J(x_1, x_2, x_3)|} \quad (16)$$

J ژاکوبین و (x_1, x_2, x_3) جواب‌های دستگاه معادلات

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = x_1^2 + x_2^2 + x_3^2 \\ y_2 = x_2^2 \\ y_3 = x_3^2 \end{array} \right. \quad \text{می‌باشد که } J = 8x_1 x_2 x_3 \text{ است}$$

و جواب‌ها به صورت زیر می‌باشند:

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = \sqrt{y_1 - y_2 - y_3} \\ x_2 = \sqrt{y_2} \\ x_3 = \sqrt{y_3} \end{array} \right. \quad (17)$$

با جای‌گذاری x_i ها از رابطه (۱۷) در رابطه (۱۸) داریم:

(۱۸)

$$f_x(x_1, x_2, x_3; H_1) = \frac{8x_1 x_2 x_3}{\sigma_1 \sigma_2 \sigma_3} \exp\left(-\frac{x_1^2}{\sigma_1} - \frac{x_2^2}{\sigma_2} - \frac{x_3^2}{\sigma_3}\right) \quad (19)$$

$$f_y(y_1, y_2, y_3; H_1) = \frac{1}{\sigma_1 \sigma_2 \sigma_3} \exp\left(-\frac{y_1}{\sigma_1} + \frac{y_2}{\sigma_2} + \frac{y_3}{\sigma_3}\right) \exp\left(-\frac{y_2}{\sigma_2}\right) \exp\left(-\frac{y_3}{\sigma_3}\right)$$

communication signal theory, implementation and measurements," IEEE Proc. Radar Sonar Navig, vol. 152, no. 3, pp. 116-123, 2005.

- [5] B. Jonsson, "Antenna Gain and Vertical Beam Width-How to Choose Bts Antennas. Retrieved," From <http://www.antennasonline.com/main/blogs>, 2013.
- [6] R. Ghareghan, A. Sheikhi, and M. Derakhtian, "Optimal Setting of RLS Filter and Studying the Frequency Response in Eliminating Clutter in Commercial FM-based Passive Radar," 19th Conference on Electrical Engineering Iran, 2012. (in persian)
- [7] A. Zaimbashi, A. Sheikhi, and M. Derakhtian, "Evaluation of Detection Performance of Passive Bistatic Radar Detectors based on Commercial FM Signals," Journal of Radar, vol. 1, no. 2, 2014. (in persian)
- [8] "Gsm Bts Antenna," Retrieved from: <https://www.google.com/#q=gsm+bts+antenna>
- [9] N. Gray, "ABCs of ADCs Analog-to-Digital Converter Basics," National Semiconductor, 2006.
- [10] M. Bahmaniyan Fath Abadi, "Interference Cancellation at The Reference Channel of DVB-T Based Passive Radar Using Space-Time Processing," M. S. Thesis in communication systems engineering, Shiraz University, 1392. (in persian)
- [11] Z. Asadsangabi, "Interference Cancellation in the Reference Channel of DVB-T Based Passive Radar Using Regeneration," M. S. Thesis in communication systems engineering, Shiraz University, 1392. (in persian)
- [12] T. Khodabandeh, "Design and Simulation of Methods of Eliminating the Interfering Signals of Surveillance Channels In GSM-BASED Passive Radars," M. S. Thesis in communication systems engineering, Shiraz University, 1392. (in persian)

L. V. Blake, "Radar range-performance analysis," Norwood, MA,

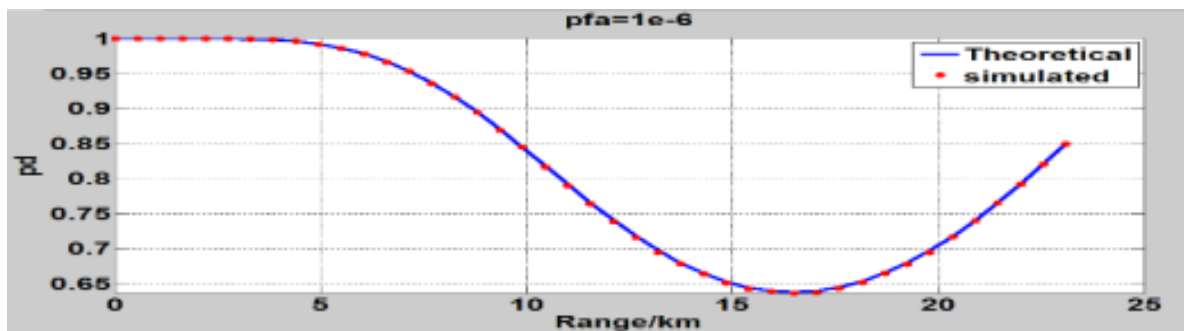
Artech House, Inc, p. 467, 1986.

پیوست -۷

مقدار تابع ابهام سیگنال دریافتی درگیرنده زوج نام در سلول برد- داپلر متناظر با هدف احتمالی مورد نظر را با S_i نمایش می‌دهیم. با توجه به مدل موج S_{w1} برای موج هدف و استقلال RCS هدف از دید گیرنده‌های زوج‌های مختلف و استقلال نویز گیرنده‌های مختلف، S_i ها از یکدیگر مستقل‌اند و دارای توزیع مختلط نرمال با میانگین صفر می‌باشند. متغیر $x_i = |S_i|$ (اندازه تابع ابهام سیگنال دریافتی) متغیر تصادفی حقیقی دارای توزیع رایلی و بردار مشاهدات حاصل از n گیرنده، تحت دو فرضیه H_0 و H_1 دارای توزیع زیر می‌باشد.

$$H_1 f_x(X; H_1) = \prod_{i=1}^n \frac{2}{\sigma_i} x_i \exp\left(-\frac{x_i^2}{\sigma_i}\right) \quad (14)$$

$$H_0 f_x(X; H_0) = \prod_{i=1}^n \frac{2}{\sigma} x_i \exp\left(-\frac{x_i^2}{\sigma}\right) \quad (15)$$



شکل (۲۳): منحنی احتمال آشکارسازی تحلیلی و شبیه‌سازی شده برای سناریوی شکل (۱۸)

$$f_y(y_1; H_0) \tag{۲۰}$$

$$\begin{aligned} &= \int_0^{y_1} \int_0^{y_1 - y_2} f_y(y_1, y_2, y_3; H_0) dy_3 dy_2 \tag{۲۴} \\ &= \frac{1}{\sigma^3} \frac{y_1^2}{2} \exp\left(-\frac{y_1}{\sigma}\right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{fa} &= p(y_1 > th; H_0) \\ &= \int_{th}^{\infty} f_y(y_1; H_0) dy_1 = \left(1 + \frac{th}{\sigma} + \frac{th^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{th}{\sigma}\right) \end{aligned} \tag{۲۵}$$

هم‌چنین برای ترکیب حالت دوتایی روابط احتمال آشکارسازی و هشدار کاذب به شرح زیر می‌باشد:

$$P_d = \frac{\sigma_1 \exp\left(-\frac{th}{\sigma_1}\right)}{(\sigma_1 - \sigma_2)} + \frac{\sigma_2 \exp\left(-\frac{th}{\sigma_2}\right)}{(\sigma_2 - \sigma_1)} \tag{۲۶}$$

$$P_{fa} = \left(1 + \frac{th}{\sigma}\right) \exp\left(-\frac{th}{\sigma}\right) \tag{۲۷}$$

برای سناریوی شکل (۱۸) و MISO3 ($n=3$) منحنی احتمال آشکارسازی شبیه‌سازی شده در شکل (۲۳) رسم گردیده است. همان‌طور که در شکل (۲۳) مشاهده می‌شود منحنی به-دست‌آمده از روابط تحلیلی و منحنی به‌دست‌آمده از شبیه‌سازی کاملاً با یکدیگر تطابق دارند.

$$\begin{aligned} f_y(y_1; H_1) &= \int_0^{y_1} \int_0^{y_1 - y_2} f_y(y_1, y_2, y_3; H_1) dy_3 dy_2 \\ &= \frac{\sigma_1 \exp\left(-\frac{y_1}{\sigma_1}\right)}{(\sigma_1 - \sigma_2)(\sigma_1 - \sigma_3)} + \\ &\quad \frac{\sigma_2 \exp\left(-\frac{y_1}{\sigma_2}\right)}{(\sigma_2 - \sigma_1)(\sigma_2 - \sigma_3)} + \frac{\sigma_3 \exp\left(-\frac{y_1}{\sigma_3}\right)}{(\sigma_3 - \sigma_1)(\sigma_3 - \sigma_2)} \end{aligned}$$

احتمال آشکارسازی به‌صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} P_d &= p(y_1 > th; H_1) = \int_{th}^{\infty} f_y(y_1; H_1) dy_1 = \frac{\sigma_1^2 \exp\left(-\frac{th}{\sigma_1}\right)}{(\sigma_1 - \sigma_2)(\sigma_1 - \sigma_3)} + \\ &\quad \frac{\sigma_2^2 \exp\left(-\frac{th}{\sigma_2}\right)}{(\sigma_2 - \sigma_1)(\sigma_2 - \sigma_3)} + \frac{\sigma_3^2 \exp\left(-\frac{th}{\sigma_3}\right)}{(\sigma_3 - \sigma_1)(\sigma_3 - \sigma_2)} \end{aligned} \tag{۲۱}$$

احتمال هشدار کاذب هم بصورت زیر قابل محاسبه است: تحت فرضیه H_0 واریانس سیگنال در همه گیرنده‌ها برابر σ می‌باشد. $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma$

$$\tag{۲۲}$$

$$f_x(x_1, x_2, x_3; H_0) = \frac{8x_1 x_2 x_3}{\sigma^3} \exp\left(-\frac{x_1^2}{\sigma} - \frac{x_2^2}{\sigma} - \frac{x_3^2}{\sigma}\right)$$

با جای‌گذاری رابطه (۱۷) در رابطه (۲۲) داریم:

$$f_y(y_1, y_2, y_3; H_0) = \frac{1}{\sigma^3} \exp\left(-\frac{y_1}{\sigma}\right) \tag{۲۳}$$

Design of MIMO Passive Radars Based on GSM Signal

N. Mardane*, A. Sheikhi

Shiraz University

(Received: 31/10/2016, Accepted: 05/02/2017)

Abstract

This paper addresses architecture, signal processing algorithm and receiver(RX) network planning in MIMO passive radar based on GSM transmitter of opportunity. Design constraints should be derived, before RX network planning. Receiver nodes in MIMO networks may receive direct path signal of different transmitters from main lobe or back lobe. The main subject of this paper is derivation of admissible distance between transmitter and receiver nodes in each situations and RX network planning. In this paper, limiting constraints in minimum distance between transmitter and receiver, in both case of using or not using regeneration approach is studied in passive radar networks. Target detection range is investigated in different distance between transmitter and receiver. finally, RX network planning algorithm is proposed and applied to a typical scenario.

Keywords: MIMO Radar Networks, GSM, Ambiguity Function, RLS Adaptive Filter, RX Network Planning

* Corresponding author E-mail: najme.mardane71@gmail.com