

## پیاده‌سازی و ارزیابی تأثیر جمینگ بر روی عملکرد رادار تعقیب FMCW بر اساس یک معیار جدید

محمد رضا ذاکر حقیقی<sup>۱</sup>، محسن میوه‌چی<sup>۲\*</sup>، ابوالقاسم زیدآبادی‌نژاد<sup>۳</sup>

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار، گروه مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی دانشگاه اصفهان، ایران،

۳- دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه صنعتی اصفهان، ایران

(دریافت: ۹۸/۰۲/۲۲؛ پذیرش: ۹۸/۰۹/۰۶)

### چکیده

تاکنون میزان تأثیر جمر بر رادارها عمدتاً با معیار نسبت کاهش برد آشکارسازی، ارزیابی می‌شده، اما در یک رادار تعقیب هدف، توانایی تعقیب و تداوم آن مهم‌تر از تنها کاهش در برد تشخیص رادار است. لذا به منظور ارزیابی عملکرد رادارهای تعقیب ابتدا معیاری جدید به نام زمان نسبی تخریب عملکرد رادار معرفی می‌گردد که به صورت مدت زمان تخریب عملکرد رادار به کل یک دوره تناوب جمر تعریف می‌گردد و در آن توان سیگنال‌های جمر و اکوی هدف نیز در نظر گرفته می‌شود. در این مقاله نخست ضریب تأثیر جمر به صورت نسبت مدت زمان نسبی تخریب بر حسب توان جمر به سیگنال تعریف شده است. سپس از این معیار برای ارزیابی یک گیرنده ساده رادار اسکن مخروطی در مقابل یک نوع جمینگ متداول (جمینگ نویزی جاروب شونده) استفاده شده است. سپس با پیاده‌سازی ساختار یک رادار تعقیب FMCW واقعی، شبیه‌سازی هم‌زمان یک هدف با استفاده از روش DRFM و یک نوع جمینگ برای این رادار انجام شده و میزان تخریب عملکرد برای پارامترهای مختلف در رادار به دست آمده که نتایج حاصله، نشان‌دهنده عملکرد بهتر معیار پیشنهادی نسبت به سایر روش‌ها می‌باشد.

### واژگان کلیدی

زمان نسبی تخریب عملکرد، عملکرد جمینگ، رادار تعقیب FMCW

#### ۱. مقدمه

سیگنال و نوع مدولاسیون در محاسبه ضریب گفته شده در نظر گرفته می‌شود [۵]. رشد و توسعه روش‌های ایجاد تداخل باعث شده است که توان سیگنال دریافتی جمر نویزی درگیرنده رادار بسیار بیشتر از توان دریافتی از اکوهای برگشتی ناشی از اهداف باشد [۶]، این امر موجب می‌شود، نسبت توان سیگنال دریافتی به مجموع توان نویز و جمر کاهش یافته و حداکثر برد کاهش یابد و به منظور ارزیابی میزان تأثیر جمر، حداکثر برد در حضور جمینگ با حداکثر برد در غیاب جمینگ مقایسه می‌شود [۷]. هنگامی که ویژگی‌هایی مانند توانایی تعقیب هدف و قفل بر روی آن در نظر گرفته شود، ارزیابی‌های گذشته چندان کارایی ندارد. لذا در این مقاله معیار زمان نسبی تخریب عملکرد گیرنده که در [۸] ارائه شده، معرفی و بر اساس این معیار میزان تأثیر یک نوع جمینگ متداول بر یک گیرنده ساده رادار تعقیب هدف با اسکن مخروطی با فرکانس کار ثابت ارزیابی می‌شود. با توجه به اینکه هدف اصلی سنجش میزان تأثیر جمینگ‌های متداول بر عملکرد رادار است در این راستا به یک مدل ریاضی برای این نوع جمینگ اشاره می‌شود. در ادامه این مقاله پس از مدل‌سازی و بررسی تأثیر یک نوع جمینگ بر رادار، با پیاده‌سازی ساختار یک رادار تعقیب FMCW واقعی، شبیه‌سازی عملی و هم‌زمان یک هدف و

با پیدایش سامانه‌های رادار در طول جنگ جهانی دوم ابتدا سامانه‌های ایجاد تداخل الکترونیکی (ECM)<sup>۱</sup> و سپس سامانه‌های مقابله با تداخل الکترونیکی (ECCM)<sup>۲</sup> ظهور نمودند. به منظور انتخاب یک روش مناسب برای ایجاد تداخل در این سامانه‌ها و یا مقابله با تداخل در آن‌ها لازم است اثرات جمینگ بر روی انواع مختلف رادارها مورد تحلیل قرار گیرد [۱]. با توجه به پارامترهای مطرح در سامانه‌های رادار و انواع جمینگ، ارزیابی اثرات انواع جمینگ مسئله‌ای پیچیده و گاهی بدون جواب قطعی است [۲]. در برخی از روش‌های ارائه شده قبلی، اثرات جمینگ بر مبنای میزان کاهش در برد رادار و یا میزان خطای حاصله در تعیین فاصله، سرعت و یا خطای زاویه‌ای در تعقیب هدف بررسی شده است [۳]. خطای تعقیب با نسبت توان جمینگ به توان سیگنال مرتبط است، معیاری که در این راستا معرفی شده است ضریب سرکوب توان خطای تعقیب می‌نامند [۴]. نسبت توان سیگنال به جمینگ، مشخصات گیرنده و روش‌های پردازش

\*ایانامه نویسنده مسئول: mivehchy@eng.ui.ac.ir

<sup>1</sup> Electronic countermeasure

<sup>2</sup> Electronic counter-countermeasure

وجود دارد.

با در نظر گرفتن سیگنال بازگشتی از هدف به صورت تک فرکانس طبق رابطه (۶) به دست می‌آید.

$$s(t) = u_s \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (۶)$$

که در آن  $u_s$  دامنه و  $\omega_0$  فرکانس سیگنال بازگشتی از هدف است. سیگنال مرکب خروجی می‌تواند توسط رابطه (۷) بیان شود.

$$u_j(t) + s(t) = u_n(t) \cdot \cos(\omega_j t + \phi(t)) + u_s \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (۷)$$

سیگنال خروجی در باند میانی به صورت رابطه (۸) قابل نمایش است

$$u_i(t) \cdot \cos(\omega_i t + \phi(t)) \quad (۸)$$

که در آن،  $u_i(t)$  دامنه سیگنال ترکیب شده و توزیع احتمال رایسی<sup>۲</sup> می‌باشد.

برای جمینگ فریب *RGPO*، سیگنال بازگشتی از هدف می‌تواند توسط رابطه (۹) و سیگنال جمر توسط رابطه (۱۰) مدل سازی می‌شود.

$$s(t) = A_s \exp \left[ j(\omega_c + \omega_d) \left( t - \frac{2R(t)}{c} \right) \right] \quad (۹)$$

$$J(t) = A_j \exp \left[ j(\omega_c + \omega_d) \left( t - \frac{2R(t)}{c} - \Delta t_j(t) \right) \right] \quad (۱۰)$$

که در آن،  $A_s$  دامنه سیگنال هدف واقعی،  $A_j$  دامنه سیگنال تداخل و  $A_j > A_s$  می‌باشد.  $\omega_c$  فرکانس حامل رادار،  $\omega_d$  فرکانس داپلر ناشی از سرعت شعاعی هدف،  $R(t)$  فاصله هدف و  $\Delta t_j$  تأخیر سیگنال جمر است که در مقایسه با سیگنال بازگشتی از هدف بازمان تغییر می‌کند و  $c$  سرعت نور است.

با توجه به وجود یک مرحله متفاوت در فریب *RGPO* و با فرض آنکه هدف با سرعت ثابت  $v_1$  جابجا می‌شود، تابع زمان تأخیر هدف،  $\Delta t_j(t)$ ، (متناظر با فاصله هدف فریب تا هدف واقعی) توسط رابطه (۱۱) قابل بیان است.

$$c \cdot \Delta t_j(t) = \begin{cases} R + v_1 t & 0 \leq t < t_1 \quad (\text{مرحله تسخیر دریچه فاصله}) \\ R + v_1 t + v_2(t - t_1) \text{ یا } R + v_1 t_1 + a(t - t_1)^3 & t_1 \leq t < t_2 \quad (\text{مرحله کشیدن دریچه فاصله}) \\ \text{jamming off} & t_2 < t \quad (\text{خاموش شدن جمینگ}) \end{cases} \quad (۱۱)$$

که  $R$  فاصله هدف،  $v_1$  سرعت هدف،  $v_2$  سرعت دنبال کشیدن خطی و  $a$  شتاب حرکت هدف فریب می‌باشد. با توجه به رابطه مسافت با سرعت و شتاب رابطه (۱۱) به صورت رابطه (۱۲) قابل بیان است [۹].

یک نوع جمینگ با استفاده از روش DRFM برای رادار انجام شده و میزان تخریب عملکرد برای پارامترهای مختلف در رادار به دست آمده است.

## ۲. مدل سازی رفتار جمینگ نویز مستقیم

هدف این مقاله بررسی تأثیر جمینگ های فعال متداول است، جمینگ نویزی که از طریق تقویت مستقیم نویز ماکروویو به دست می‌آید، توسط رابطه (۱) قابل بیان است [۹].

$$u_j(t) = u_n(t) \cdot \cos(\omega t + \phi(t)) \quad (۱)$$

که در آن،  $u_n(t)$  دارای توزیع رایلی و  $\phi(t)$  دارای توزیع یکنواخت در بازه  $[0, 2\pi]$  و هر دو مستقل از هم می‌باشند.  $\omega_j$  فرکانس حامل و دارای مقدار ثابت است.

پهنای باند نویز نامحدود ولی توان آن محدود بوده و از طیف توان برای بیان ویژگی‌های فرکانسی آن استفاده می‌گردد. چگالی طیف توان از رابطه (۲) به دست می‌آید [۹].

$$G_j(f) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{\Delta f_j} & |f - f_j| \leq \frac{\Delta f_j}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (۲)$$

که در آن،  $\sigma^2$  توان متوسط نویز گوسی،  $\Delta f_j$  پهنای باند جمینگ و  $f_j$  فرکانس مرکزی جمینگ می‌باشد. اگر فیلتر فرکانس میانی گیرنده مشخصه مستطیلی شکل داشته باشد، پس از آنکه نویز توسط گیرنده دریافت شد، سیگنال تداخلی در خروجی تقویت کننده فرکانس میانی نویز گوسی باند باریک می‌باشد و طیف توان آن از رابطه (۳) به دست می‌آید [۹].

$$G_i(f) = |H_i(f)|^2 \cdot G_j(f - f_i) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{\Delta f_j} & |f - f_j| \leq \frac{\Delta f_j}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (۳)$$

که در آن،  $f_i$  فرکانس مرکزی گیرنده و  $\Delta f_i$  پهنای باند میانی گیرنده می‌باشد. تابع همبستگی نویز در باند میانی با استفاده از تبدیل فوریه تابع همبستگی و تابع چگالی طیف توان توسط رابطه (۴) بیان می‌گردد [۹].

$$R_i(\tau) = \int_0^\infty G_i(f) \cos 2\pi f \tau df \quad (۴)$$

پس از آشکارسازی خطی، توزیع نویز سفید گوسی به توزیع رایلی<sup>۱</sup> تبدیل می‌شود که توسط رابطه (۵) نشان داده شده است [۹].

$$P_i(u_v) = \frac{u_v}{\sigma_v^2} e^{-\frac{u_v^2}{2\sigma_v^2}}, U_v > 0 \quad (۵)$$

که در آن،  $\sigma_v^2 = k \cdot \sigma^2$  که  $k$  فاکتور بهره آشکارساز خطی می‌باشد. در عمل، سیگنال‌های نویز در باند *RF* و سیگنال‌های رادار با هم وارد گیرنده رادار می‌شوند، و ترکیبی از هر دو سیگنال

<sup>۲</sup> Rice Distribution

<sup>۱</sup> Rayleigh Distribution

(۱۲)

ارزیابی گذشته لحاظ نشده‌اند، در نظر گرفته شده است ارزیابی‌ها با مأموریت سامانه رادار همخوانی بیشتری داشته باشد.

## ۲-۲. معرفی معیار زمان نسبی تخریب عملکرد گیرنده

در [۸] معیاری برای ارزیابی تأثیر جمینگ بر انواع رادارها بر مبنای زمان نسبی تخریب عملکرد رادار توسط همکاران این مقاله معرفی شده است. در این معیار توان جمینگ و توان سیگنال در ورودی گیرنده رادار مدنظر قرار می‌گیرد. فرض می‌شود  $X_S(t, f)$  و لحظه  $t$  در ورودی آنتن گیرنده باشند که بسته به نوع رادار، مدولاسیون سیگنال ارسالی و مشخصات هدف و روش جمینگ مورد استفاده قرار گرفته شده، با زمان و فرکانس تغییر می‌کنند. باید به این نکته توجه گردد تا زمانی که تداخل بین باندهای گیرنده و جمر اتفاق نیافتد، انرژی جمر به باند گیرنده رادار تزریق نشده و تخریب عملکرد نیز اتفاق نمی‌افتد، لذا برای تخریب عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$  (که  $\alpha$  می‌تواند فاصله، سرعت، خطای زاویه‌ای و یا توانایی تداوم قفل باشد) لازم است طیف جمر با پهنای باند مؤثر گیرنده در تشخیص پارامتر مورد نظر ( $B_{R,\alpha}$ ) همپوشانی داشته باشد. در ارزیابی تأثیر جمینگ، از ضریب تأثیر جمر ( $\mu_{R,\alpha}^J$ ) استفاده می‌گردد که با استفاده از دو نسبت زیر تعریف می‌شود:

(۱) نسبت زمان تخریب عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$ ،  $T_{D,\alpha}$ ، به کل زمان یک دوره جاروب جمینگ ( $T_S$ )

(۲) توان متوسط سیگنال جمینگ  $\bar{P}_F^S$  به توان متوسط سیگنال دریافتی از هدف و  $\bar{P}_F^S$  در ورودی گیرنده در دوره زمانی جاروب جمینگ

ضریب تأثیر جمر در تعیین پارامتر  $\alpha$  در گیرنده رادار به صورت رابطه (۱۵) تعریف می‌گردد.

$$\mu_{R,\alpha}^J = \frac{T_{D,\alpha}}{T_S} = \frac{T_{D,\alpha}}{T_S} \cdot \frac{\bar{P}_F^S}{\bar{P}_F^I} \quad (15)$$

که در آن:

$$\bar{P}_F^I = \frac{1}{T_S} \int_{T_S} \int_{B_J} X_J(t, f) df dt \quad (16)$$

$$\bar{P}_F^S = \frac{1}{T_S} \int_{T_S} \int_{B_{R,\alpha}} X_S(t, f) df dt \quad (17)$$

$B_J$ : پهنای طیف جمینگ و  $B_{R,\alpha}$ : پهنای باند مؤثر گیرنده در تعیین  $\alpha$  است.

همچنین نسبت زمان صحیح عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$  ( $T_{p,\alpha}$ ) به کل زمان جاروب جمینگ با استفاده از زمان

$$c. \Delta t_j(t) = \begin{cases} R + v_1 t & 0 \leq t < t_1 & \text{(مرحله تسخیر دریچه فاصله)} \\ \frac{2v_2}{c}(t - t_1) & \text{یا} \frac{2a}{c}(t - t_1)^3 & t_1 \leq t < t_2 & \text{(مرحله کشیدن دریچه فاصله)} \\ \text{jamming off} & t_2 < t & \text{(خاموش شدن جمینگ)} \end{cases}$$

مدل سازی انواع دیگر جمینگ نویزی در [۱] و [۲] آمده است.

## ۱-۲. بررسی تأثیر جمینگ بر عملکرد رادار

به منظور انتخاب یک روش مناسب برای ایجاد تداخل در سامانه‌های راداری و یا مقابله با تداخل در آن‌ها لازم است اثرات انواع جمینگ بر روی انواع رادارها مورد تحلیل قرار گیرد [۱] در این خصوص، بهترین راه حل توانمند کردن سامانه در مقابل اختلال است [۱۱]. از آنجاکه یک رادار برای اهداف گوناگون، سیگنال یکسانی را ارسال می‌کند و اهداف به دلیل اختلافات فیزیکی و ساختاری که با یکدیگر دارند، اثرات غیر مشابهی بر روی سیگنال ارسالی از رادار خواهند گذاشت [۱۰]، از این رو و با توجه به پارامترهای مطرح در انواع سامانه‌های رادار و تنوع منابع جمینگ، ارزیابی اثرات انواع جمینگ مسئله‌ای پیچیده و گاهی بدون جواب قطعی است [۲]. در [۶] تأثیر جمینگ توسط نسبت جمر به سیگنال که توسط رابطه (۱۳) بیان شده، بررسی شده است.

$$\frac{J}{S} = \left( \frac{4\pi}{\sigma(SPG)} \right) \left( \frac{P_J}{P_R} \right) \left( \frac{G_J G_{RJ}}{G_{RT}^2} \right) \left( \frac{B_R}{B_J} \right) \left( \frac{R_T^4}{R_J^2} \right) \quad (13)$$

که  $P_R$ : توان فرستنده (برحسب وات)،  $G_{RT}$ : بهره آنتن رادار در جهت هدف،  $\sigma$ : سطح مقطع راداری (برحسب  $m^2$ )،  $P_J$ : توان جمر،  $G_J$ : بهره آنتن جمر در جهت رادار،  $G_{RJ}$ : بهره آنتن رادار در جهت جمر،  $SPG$ : بهره پردازش رادار،  $R_J$ : برد تا جمر (برحسب  $m$ )،  $R_T$ : برد تا هدف (برحسب  $m$ )،  $B_R$ : پهنای باند گیرنده رادار (برحسب MHz)،  $B_J$ : پهنای باند نویز جمر (برحسب MHz) است.

برد به دست آمده از رابطه (۱۴) به نام  $R_{TS}$  خوانده شده و در زمانی که  $J/S = 1$  باشد و یا برابر با 0 dB می‌باشد، از رابطه (۱۳) به دست می‌آید.

$$R_{TS}^4 = \left( \frac{\sigma(SPG) R_J^2}{4\pi} \right) \left( \frac{P_R}{P_J} \right) \left( \frac{G_{RT}^2}{G_J G_{RJ}} \right) \left( \frac{B_J}{B_R} \right) \quad (14)$$

در مرجع [۶] عملکرد رادار در حضور جمینگ بررسی شده است. در جمع بندی روش‌های ارزیابی تأثیر جمینگ باید به این نکته توجه شود که در یک رادار تعقیب هدف (TTR) هنگامی که ویژگی‌هایی مانند تداوم تعقیب هدف و قفل بر روی آن در نظر گرفته شود، ارزیابی‌های گذشته چندان کارایی ندارد لذا، معیاری جدید معرفی می‌گردد که در آن پارامترهایی که در معیارهای

<sup>1</sup> Target Tracking Radar

نسبی تخریب عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$  و طبق رابطه

(۱۸) به دست می آید.

$$\frac{T_{p,\alpha}}{T_S} = 1 - \frac{T_{D,\alpha}}{T_S} \quad (18)$$

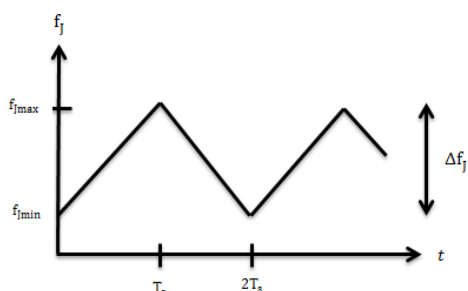
در عمل ممکن است مدت زمان واقعی تخریب عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$  و مدت زمان کلی عملکرد سامانه رادار متفاوت باشد. با وجودیکه زمان تلاقی مؤثر طیف جمر با پهنای باند گیرنده تخریب عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$  برابر  $T_{D,\alpha}$  است اما اگر پردازنده سامانه رادار به گونه ای باشد که در مدت تلاقی مؤثر طیف جمر با پهنای باند گیرنده، توانایی های اصلی در تعقیب هدف همچون توانایی تعقیب زاویه ای هدف و تشخیص وجود هدف به صورت کلی مختل نشود پس از عبور جمر از باند گیرنده بلافاصله رادار به تعقیب و استخراج اطلاعات هدف ادامه می دهد ولی اگر زمان تحمل سامانه رادار در مقابل تخریب عملکرد  $\alpha$  ( $T_{K,D,\alpha}$ ) کمتر از  $T_{D,\alpha}$  باشد، عملکرد کل سامانه رادار مختل شده و قفل روی هدف از بین می رود و برای بازبانی هدف و برگشت به وضعیت قبلی زمان بازبانی ( $T_{Renew}$ ) صرف می شود. اگر عملکرد مختل شده  $\alpha$  توانایی تعیین فاصله یا سرعت هدف باشد، در این قسمت پس از خاتمه تلاقی مؤثر طیف جمر با باند گیرنده و پس از صرف یک زمان بالاسری<sup>۱</sup> کوتاه ( $T_{OH,\alpha}$ ) تعیین فاصله و سرعت از سر گرفته می شود.

لذا کل زمان تخریب عملکرد در تعیین این پارامتر برابر با  $T_{D,\alpha} + T_{OH,\alpha}$  است اما اگر پارامتر  $\alpha$  توانایی تعقیب زاویه ای یا توانایی تشخیص وجود و حفظ قفل روی هدف باشد و در اثر عبور جمر  $T_{D,\alpha} > T_{K,D,\alpha}$  باشد آنگاه قفل روی هدف شکسته شده و تعقیب هدف قطع می شود و پس از صرف زمان  $T_{Renew}$  از سر گرفته می شود. لذا در این حالت زمان تخریب واقعی عملکرد  $\alpha$  حتی برای تعیین سرعت و فاصله هم دیگر مقدار قبلی نیست و برابر با  $T_{D,\alpha} + T_{Renew}$  که رفتاری غیرخطی را نشان می دهد.

در این حالت ضریب تأثیر جمر بر روی گیرنده ( $\mu_{R,\alpha}^1$ ) نیز به طور مشخص افزایش می یابد.

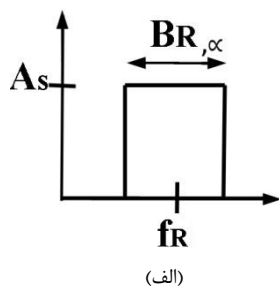
### ۳-۲. استفاده از معیار زمان نسبی تخریب برای ارزیابی میزان تأثیر جمینگ نویز جاروب شونده

در این نوع جمینگ، سیگنال جمر با پهنای طیف برابر  $B_J$ ، پهنای باند فرکانسی  $\Delta f_j$  را با سرعت ( $V_j \frac{Hz}{Sec}$ ) در مدت زمان  $T_S$  به صورت خطی جاروب می کند. در صورتی که فرکانس مرکزی طیف جمینگ با  $f_j$  بیان گردد، تغییرات آن برحسب زمان مطابق با شکل (۱) خواهد بود. که در آن پهنای باند جاروب جمینگ

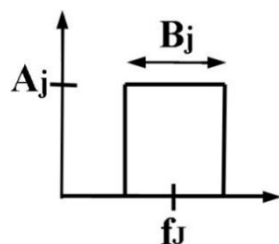


شکل (۱): فرکانس مرکزی طیف جمر جاروب شونده برحسب زمان [۸]

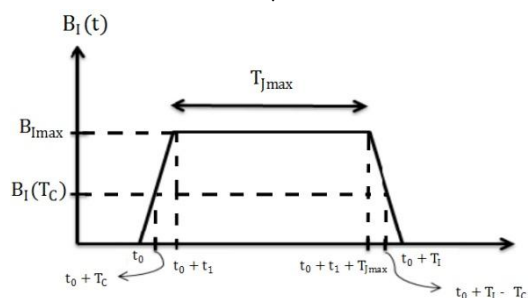
به منظور آشنایی بیشتر با این معیار، ابتدا حالت ساده ای که گیرنده دارای باند ثابت است در نظر گرفته شده و فرض می گردد که پهنای باند گیرنده در پهنای باند جاروب جمر واقع شده و طیف توان سیگنال های جمینگ و سیگنال دریافتی از هدف در ورودی گیرنده مطابق با شکل ۲ (الف) و (ب) باشد که در این شکل،  $B_{R,\alpha}$ : پهنای باند مؤثر در استخراج اطلاعات،  $B_J$ : پهنای باند مؤثر جمینگ می باشد



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۲): (الف) طیف توان سیگنال هدف (ب) طیف توان جمر در ورودی گیرنده (ج) میزان همپوشانی باندهای جمینگ و گیرنده برحسب زمان [۸]

<sup>1</sup> over head

گیرنده به صورت شکل‌های ۲ الف و ب، مقدار متوسط توان جمر و سیگنال اکوی هدف در ورودی گیرنده با توجه به روابط (۱۶) و (۱۷) به صورت روابط (۳۰) و (۳۱) به دست خواهد آمد.

$$\overline{P}_T^I = B_J \cdot A_J \quad (30)$$

$$\overline{P}_T^S = B_{R,\alpha} \cdot A_S \quad (31)$$

لذا با توجه به روابط (۱۸-۱۶ و ۲۸-۲۹) رابطه (۳۲) به دست خواهد آمد.

$$\mu_{R,\alpha}^I = \frac{1}{N} \left[ 1 + \left( \frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \right) \left( 1 - \left( \frac{A_S}{A_J} \right) \left( \frac{2}{K_\alpha^I} \right) \right) \right] \cdot \left( \frac{A_S}{A_J} \right) \cdot \left( \frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \right) \quad (32)$$

### ۲-۳-۲. شبیه‌سازی جمر نویزی جاروب شونده و گیرنده با پهنای باند ثابت

هدف از این بررسی انتخاب پهنای باند نسبی مناسب برای گیرنده رادار به منظور بهبود عملکرد گیرنده در برابر جمینگ نویزی جاروب شونده در حالت‌های مختلف نسبت توان جمینگ به سیگنال می‌باشد. با استفاده از نرم‌افزار متلب چند منحنی مربوط به تغییرات زمان نسبی عملکرد مناسب گیرنده<sup>۱</sup> و ضریب تخریب عملکرد به ازای مقادیر مختلف  $\frac{B_J}{A_S}$ ،  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}}$  به دست آمده است.

شکل (۳) منحنی نسبت توان زمان عملکرد صحیح گیرنده ( $T_P$ ) به یک دوره زمانی جاروب جمر ( $T_S$ ) به ازای نسبت‌های  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}} = 0.1, 0.5, 1.5$  و برحسب تغییرات  $\frac{A_J}{A_S}$  را نشان می‌دهد. از این منحنی دو نکته قابل تشخیص است، اول آنکه با افزایش سطح توان جمینگ نسبت به سطح توان سیگنال هدف در گیرنده رادار، زمان عملکرد صحیح کاهش می‌یابد. نکته دوم آنکه برای مقادیر کم  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}}$ ، کاهش چشمگیر در عملکرد صحیح گیرنده از مقادیر بزرگ‌تر  $\frac{A_J}{A_S}$  شروع می‌گردد و پس از این سطح، اندکی افزایش در نسبت  $\frac{A_J}{A_S}$  زمان عملکرد صحیح به سرعت کاهش می‌یابد. در نقطه مقابل به ازای مقادیر بزرگ  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}}$  کاهش زمان عملکرد گیرنده از مقادیر کمتر از  $\frac{A_J}{A_S}$  شروع می‌گردد، اما تأثیر افزایش  $\frac{A_J}{A_S}$  در کاهش زمان عملکرد صحیح گیرنده زیاد نیست.

یک حالت مناسب برای عملکرد رضایت‌بخش گیرنده، با مصالحه‌ای بین دو حالت قبلی صورت می‌گیرد، که در آن برای شروع به تخریب عملکرد گیرنده باید نسبت  $\frac{A_J}{A_S}$  (توان نسبی جمر) بالا باشد و همچنین نرخ کاهش زمان عملکرد صحیح گیرنده با افزایش نسبت  $\frac{A_J}{A_S}$  کوچک باشد. به عنوان نمونه پهنای باند نسبی  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}} = 1$  می‌تواند به عنوان مصالحه‌ای بین دو وضعیت انتخاب شود.

### ۲-۳-۱. زمان نسبی تخریب عملکرد

شرط لازم برای تعیین پارامتر  $\alpha$  به صورت صحیح، آن است که در هر لحظه از زمان نسبت توان سیگنال به بخشی از توان جمر که در باند گیرنده افتاده است، از حدی کمتر نشود. این نسبت توان سیگنال به جمر توسط رابطه (۲۳) بیان شده است.

$$\overline{P}_\alpha^{SI} = \frac{P_\alpha^S(t)}{P_\alpha^I(t)} = \frac{\int_{B_{R,\alpha}} X_S(t,f) df}{\int_{B_{R,\alpha}} X_J(t,f) df dt} \quad (23)$$

با حرکت طیف جمر به سمت باند گیرنده و افزایش تدریجی پهنای باند تداخل ( $B_I(t)$ ) عملکرد گیرنده در تعیین پارامتر  $\alpha$  به تدریج کاهش پیدا می‌کند. مقداری از  $P_\alpha^{SI}$  که گیرنده در آستانه تخریب عملکرد قرار می‌گیرد، با  $K_\alpha^I$  نشان داده شده است.

$$P_\alpha^{SI} = \frac{A_S B_{R,\alpha}}{A_J B_I(T_C)} \leq K_\alpha^I \quad (24)$$

که طبق شکل (۲)،  $A_S$  و  $A_J$  به ترتیب اندازه توان سیگنال و جمر می‌باشد. همچنین، مقدار  $B_I(T_C)$  مقدار آستانه همپوشانی باندها است که سبب تخریب در عملکرد گیرنده می‌گردد و در لحظه  $t = T_C$  اتفاق می‌افتد و به صورت رابطه (۲۵) قابل تعریف است.

$$B_I(T_C) = \frac{B_{R,\alpha}}{K_\alpha^I} \quad (25)$$

مقدار  $T_C$  به عنوان زمان آستانه تخریب گیرنده برابر است با:

$$T_C = \frac{B_{R,\alpha} A_S}{\Delta f_j K_\alpha^I A_J} T_S, \quad T_C \leq T_S \quad (26)$$

مدت زمان تخریب عملکرد گیرنده ( $T_{D,\alpha}$ ) به صورت رابطه (۲۷) قابل بیان است.

$$T_{D,\alpha} = T_S \left( \frac{2B_{I\max}}{\Delta f_j} + \frac{|B_{R,\alpha} - B_J|}{\Delta f_j} - \frac{2B_{R,\alpha} A_S}{\Delta f_j K_\alpha^I} \right) \quad (27)$$

که در آن،  $B_{I\max}$  بیشترین مقدار همپوشانی باندها می‌باشد. دو حالت برای نسبت‌های مختلف  $\frac{B_{R,\alpha}}{B_J}$  ممکن است. در حالت اول ( $\frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \leq 1$ )، پهنای باند گیرنده کوچک‌تر است و  $B_{I\max} = B_{R,\alpha}$ :

$$T_{D,\alpha} = \frac{1}{N} \left[ \left( \frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \right) + 1 - \left( \frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \right) \frac{2A_S}{A_J K_\alpha^I} \right] \cdot T_S \quad (28)$$

در حالت ( $\frac{B_{R,\alpha}}{B_J} > 1$ )، پهنای باند گیرنده نسبت به پهنای طیف گیرنده بزرگ‌تر می‌باشد و  $B_{I\max} = B_J$ :

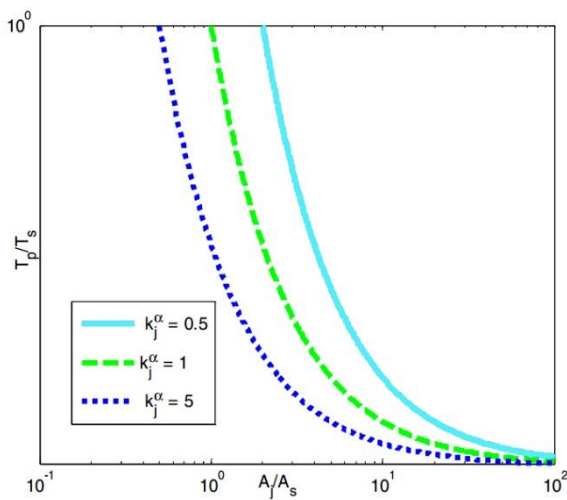
$$T_{D,\alpha} = \frac{1}{N} \left[ \left( \frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \right) + 1 - \left( \frac{B_{R,\alpha}}{B_J} \right) \frac{2A_S}{A_J K_\alpha^I} \right] \cdot T_S \quad (29)$$

مشاهده می‌گردد که هر دو حالت به یک نتیجه مشترک منجر می‌گردد. به علاوه زمان نسبی تخریب عملکرد گیرنده رابطه‌ای غیرخطی با پارامترهای گیرنده و جمر دارد.

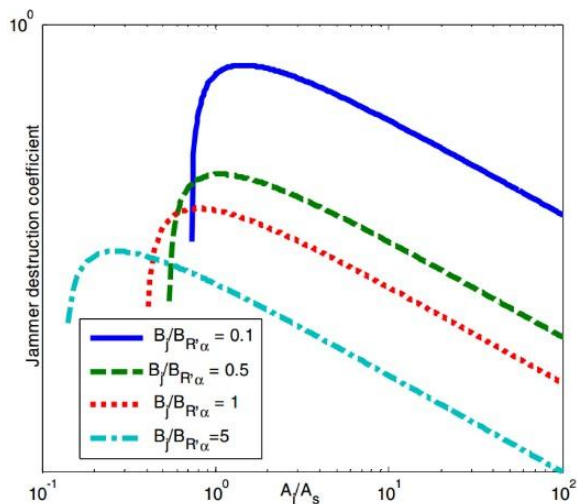
با توجه به فرض اولیه برای شکل طیف‌های جمر و سیگنال

<sup>1</sup> Proper functionality

پهنای باند نسبی گیرنده بزرگ باشد، افت کیفیت قابل توجهه در گیرنده از مقادیر بزرگتر  $\frac{A_J}{A_S}$  شروع می‌شود ولی پس از آن با افزایش  $\frac{A_J}{A_S}$  ضریب تأثیر جمر کاهش می‌یابد. در هر دو حالت اگر توان جمر در باند گیرنده از حد آستانه بیشتر شود به ازای پهنای باند نسبی بزرگ‌تر برای گیرنده،  $\mu_{R,\alpha}^J$  هم بیشتر می‌شود و به بیان دیگر تأثیر جمر و زمان نسبی تخریب عملکرد  $\alpha$  بیشتر خواهد بود.



شکل (۴): تغییرات  $\frac{T_p}{T_s}$  برای مقادیر  $K_\alpha^J = 0.5, 1, 2$  بر حسب  $\frac{A_J}{A_S}$  [۸]



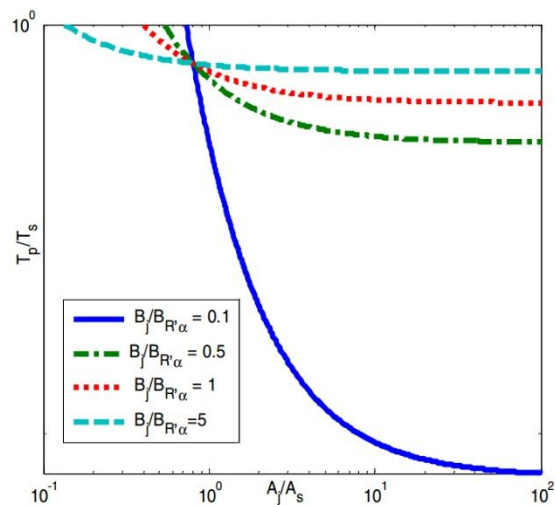
شکل (۵): تغییرات  $\mu_{R,\alpha}^J$  بر حسب  $\frac{A_J}{A_S}$  برای مقادیر  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}} = 0.1, 0.5, 1, 1.5$  [۸]

همچنین با توجه به شکل (۶) که نحوه تغییرات  $\frac{T_{D,\alpha}}{T_S}$  (زمان نسبی تخریب عملکرد) را به ازای مقادیر  $\frac{A_J}{A_S} = 0.1, 0.5, 1, 1.5$  بر حسب تغییرات  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}}$  را نشان می‌دهد، با افزایش  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}}$  به ازای مقادیر مختلف نسبت  $\frac{A_J}{A_S}$  زمان نسبی تخریب ثابت می‌ماند.

با توجه به شکل (۳) و رابطه ۲۹ حالتی امکان‌پذیر است که باوجود تداخل باندها عملکرد گیرنده دچار تخریب نمی‌شود ( $T_{D,\alpha} = 0$ ). در این حالت لازم است تا روابط (۳۳) و (۳۴) برقرار باشد.

$$\frac{B_{R,\alpha}}{B_J} = \frac{K_\alpha^J \left(\frac{A_J}{A_S}\right)}{2 - K_\alpha^J \left(\frac{A_J}{A_S}\right)} \quad (33)$$

$$\frac{A_S}{A_J} = \frac{K_\alpha^J}{2} \left( \frac{1}{\frac{B_{R,\alpha}}{B_J}} + 1 \right) \quad (34)$$



شکل (۳): تغییرات  $\frac{T_{D,\alpha}}{T_S}$  در برابر جمیگ نویزی جاروب شونده بر حسب  $\frac{A_J}{A_S}$  برای مقادیر  $\frac{B_J}{B_{R,\alpha}} = 0.1, 0.5, 1, 1.5$  [۸]

در شرایطی که اطلاعات اولیه‌ای از مشخصات جمر در دست باشد، با استفاده از روابط ۳۳ و ۳۴ می‌توان مقادیر پهنای باند مؤثر گیرنده و حداقل مقدار توان فرستنده رادار برای جلوگیری از تخریب در عملکرد گیرنده را تعیین نمود.

منحنی نسبت زمان عملکرد صحیح گیرنده به زمان یک دوره جاروب جمیگ به ازای مقادیر مختلف  $k_\alpha^J = 0.5, 1, 2$  بر حسب  $\frac{A_J}{A_S}$  در شکل (۴) نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که با کاهش مقدار  $K_\alpha^J$ ، برای شروع تخریب عملکرد گیرنده باید نسبت  $\frac{A_J}{A_S}$  (توان نسبی جمر) بیشتر شود.

با استفاده از منحنی‌های شکل (۵)، که تغییرات ضریب تأثیر جمیگ ( $\mu_{R,\alpha}^J$ ) را بر حسب  $\frac{A_J}{A_S}$  نشان می‌دهد، در شرایطی که پهنای باند نسبی گیرنده کوچک باشد، افت کیفیت قابل توجهه در عملکرد گیرنده از مقادیر کوچکتر  $\frac{A_J}{A_S}$  شروع می‌شود و با افزایش  $\frac{A_J}{A_S}$  ضریب تأثیر جمر کاهش پیدا می‌کند، اما در شرایطی که

برای ذخیره نمودن یک بسته از اطلاعات ورودی در حوزه زمان برای انجام عمل<sup>۱</sup> FFT،  $(T_{Storage})$ ، برابر همین زمان است. پهنای باند مؤثر گیرنده در تشخیص وجود هدف و سطح آستانه لازم برای تشخیص هدف برابر است با:  $S/N \geq 6dB$  و  $B_{r,D} \cong 1 \text{ kHz}$ ، در این رادار حداکثر زمان تحمل برای از دست رفتن هدف برابر است با:  $T_{K,D,\alpha} \cong 2 \text{ sec}$  که پس از گذشت این زمان و تأیید نشدن وجود هدف، قفل روی هدف شکسته شده و حرکت آنتن و جستجوی مجدد هدف از سر گرفته می‌شود. با فرض آنکه هدف هنوز در همان محل قبلی از فضا وجود داشته و در پهنای بیم 3dB آنتن واقع باشد، زمان بازیابی  $(T_{Renew})$  هدف برابر است با:  $T_{Renew} \cong 200 \text{ msec}$

پهنای باند مؤثر گیرنده در استخراج سرعت شعاعی  $v_r$  هدف  $(B_{r,v})$  و حداقل  $S/N$  برای تعیین سرعت با دقت مناسب برابر است با:

$$B_{r,v} \cong 150 \text{ Hz} \quad \text{و} \quad S/N \geq 6 \text{ dB} \quad \text{و} \quad T_{K,D,\alpha} \cong \infty$$

پهنای باند مؤثر گیرنده در استخراج فاصله هدف  $(B_{r,R})$  و حداقل  $S/N$  برای تعیین فاصله به نحوی که خطای مقدار فاصله استخراج شده قابل قبول باش، برابر است با:

$$B_{r,R} \cong 1 \text{ kHz} \quad \text{و} \quad S/N \geq 12 \text{ dB} \quad \text{و} \quad T_{K,D,\alpha} \cong \infty$$

پهنای باند مؤثر در تعیین خطای تعقیب زاویه‌ای در در راستای سمت و ارتفاع در حدود  $18f_s$  یا  $700 \text{ Hz}$  است.

البته با توجه به مشخصات سامانه کنترل آنتن و ثابت زمانی نسبتاً بزرگ آن می‌توان از مقادیر استخراج شده برای خطای زاویه‌ای انتگرال‌گیری کرد.

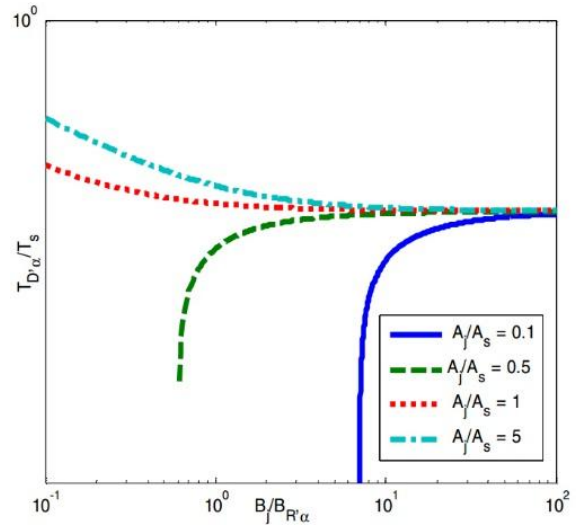
پهنای باند مؤثر در تعقیب زاویه‌ای در راستای سمت و ارتفاع برابر است با:

$$B_{r,\phi} = B_{r,\theta} \cong 700 \text{ Hz} \quad \text{و} \quad S/N \geq 6 \text{ dB}$$

در این رادار سامانه کنترل آنتن طوری عمل می‌کند که در صورت از دست رفتن اطلاعات مربوط به خطای زاویه‌ای تعقیب، اگر آنتن ایستاده بود کماکان ثابت می‌ماند و اگر در حال حرکت در جهتی بود، در همان امتداد و با همان سرعت زاویه‌ای قبلی تا حدود هشت ثانیه به حرکت خود ادامه می‌دهد. بنابراین زمان تخریب قابل تحمل برای این پارامتر برابر است با:

$$T_{K,D,\alpha} \cong 8 \text{ sec}$$

بلوک دیاگرام ساختار فرستنده و گیرنده رادار در باند X در شکل (Y) مشاهده می‌شود.



شکل (۶): تغییرات  $T_{D,\alpha}/T_s$  بر حسب  $B/B_{R,\alpha}$  برای مقادیر  $A_j/A_s = 0.1, 0.5, 1, 1.5$

### ۳. پایاده‌سازی سخت‌افزاری جمر نویزی جاروب شونده و گیرنده رادار با پهنای باند ثابت

سامانه طراحی شده دارای دو بخش است که بخش اول مربوط به ساختار فرستنده و گیرنده رادار تعقیب با فرکانس ثابت بوده و بخش دیگر، مربوط به شبیه‌ساز جمر نویزی جاروب شونده است که مشخصات اصلی آن به‌قرار زیر است.

رادار تعقیب از نوع FM/CW با فرکانس ثابت فرستنده  $(f_T)$  بوده و جهت‌یابی از نوع جاروب مخروطی با فرکانس جاروب  $f_s$  ( $f_s \cong 40 \text{ Hz}$ ) می‌باشد به منظور فاصله‌یابی سیگنال ارسالی دارای مدولاسیون FM سینوسی با فرکانس مدوله‌کننده  $f_m = 30 \text{ Hz}$  است.

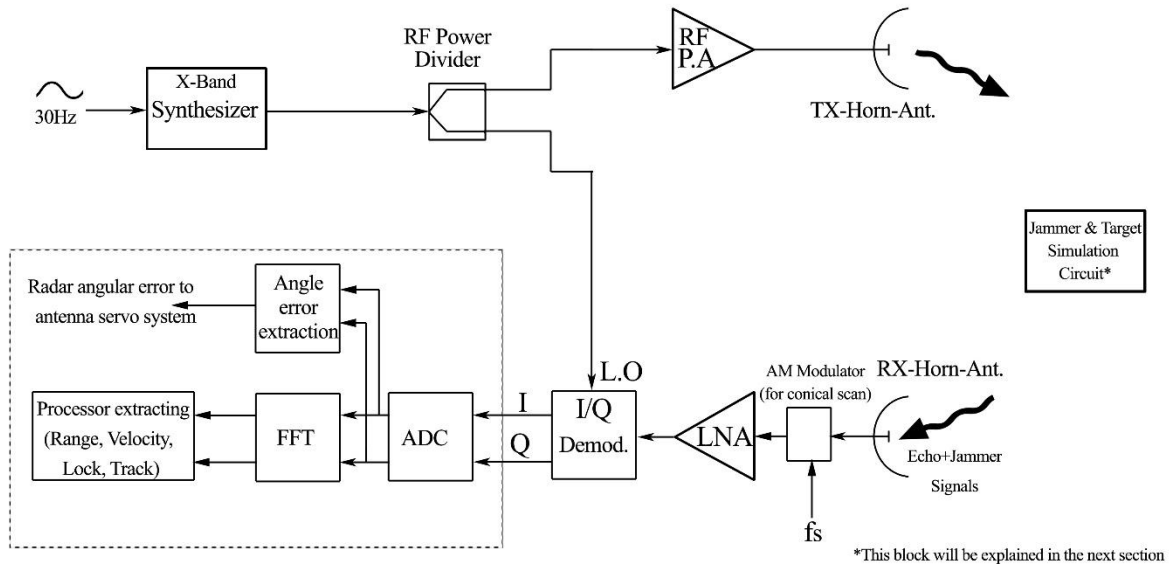
فرکانس فرستنده ثابت بوده و در حدود  $f_T = 10 \text{ GHz}$  است و حداکثر انحراف فرکانس فرستنده ناشی از مدولاسیون FM برابر با  $\Delta f_T = 20 \text{ kHz}$  است.

اما به منظور حذف مؤلفه‌های فرکانس پایین ناشی از کلاتر و اثرات جاروب مخروطی باند  $2 \sim 0 \text{ kHz}$  از سیگنال دریافتی حذف می‌گردد اما با این وجود می‌توان پهنای باند کلی گیرنده را تقریباً همان  $100 \text{ kHz}$  در نظر گرفت.

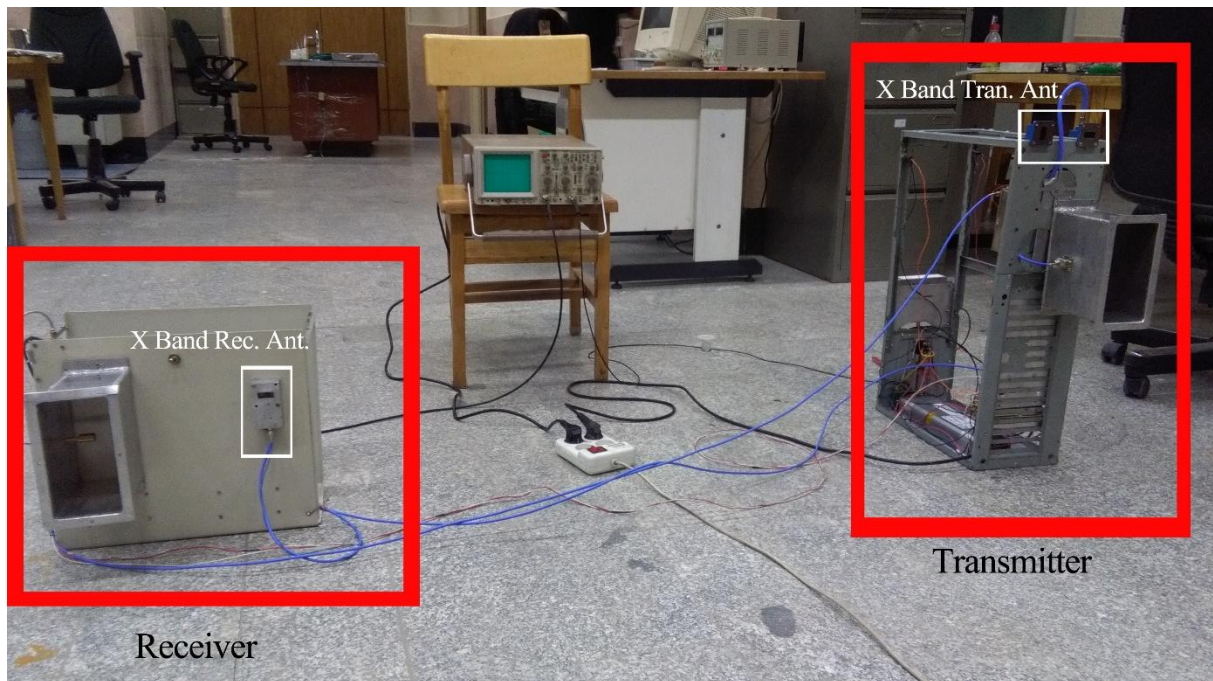
پهنای باند مؤثر در استخراج اطلاعات  $B_{r,\alpha}$  است که به ازای حالات مختلف برای  $\alpha$  مانند تعیین وجود هدف، سرعت شعاعی و فاصله و تعیین خطای زاویه‌ای پارامتر  $\alpha$  برابر است  $120 \text{ kHz}$ .

مدت زمانی که هدف در حین حرکت آنتن رادار در پهنای بیم 3dB آنتن قرار می‌گیرد:  $T_{D,WELL} \cong 100 \text{ msec}$  و زمان لازم

<sup>۱</sup> fast fourier transform



شکل (۷): بلوک دیاگرام ساختار فرستنده و گیرنده رادار باند X پیاده‌سازی شده



شکل (۸): سامانه فرستنده و گیرنده رادار

به مدار مبدل ADC و پردازنده برای استخراج اطلاعات موردنظر می‌رود.

تصویر مدار گیرنده و فرستنده ساخته‌شده در شکل (۸) دیده می‌شود، باید اشاره نمود که در این تصویر بلوک‌های مربوط به باند X و L باهم وجود دارند که در این مقاله فقط به باند X پرداخته شده است.

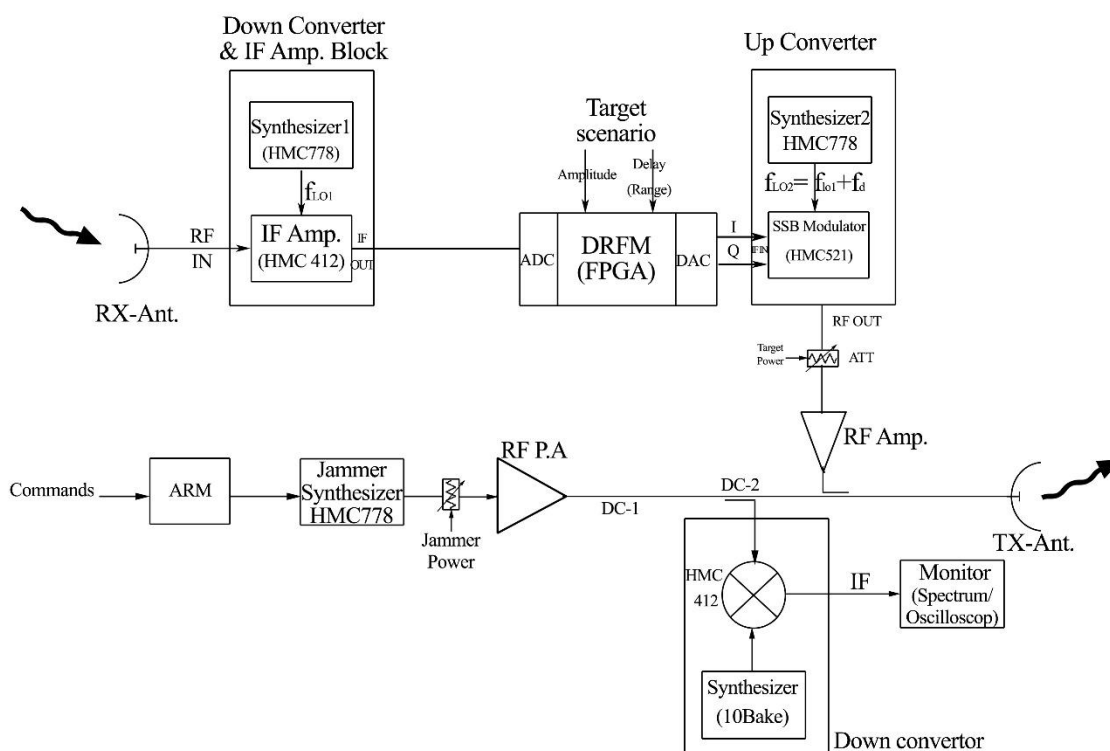
در شکل (۷) مدولاسیون FM سینوسی برای فاصله‌یابی در بلوک سینتی سایزر انجام می‌گیرد، سیگنال خروجی سینتی سایزر پس از تقسیم توان توسط تقویت‌کننده قدرت RF تا حدود ۱۶W تقویت‌شده و توسط آنتن هورن در باند X در فضا منتشر می‌شود. سیگنال‌های اکو همراه با جمر توسط آنتن گیرنده از نوع هورن دریافت و پس از تقویت توسط LNA به مدار دمودلاتور متعامد (I,Q) وارد می‌شود. سیگنال‌های خروجی باند پایه (I و Q)



### ۱-۳. پیاده‌سازی مدار جمر و هدف

فرض شود جمر از نوع خود محافظ بوده و روی خود هواپیمای هدف مستقر باشد و سیگنال جمر از نوع نویز جاروب شده با پهنای باند  $B_j$  است که باند فرکانسی بین  $f_{j,min} \sim f_{j,max}$  را به صورت خطی و با دوره تناوب  $T_s = 2.5sec$  جاروب می‌کند. با توجه به آنکه منبع جمر دارای فرستنده با توان خروجی ثابت است لذا با افزایش نسبت عرض  $B_j$  توان جمر  $A_j$  به توان سیگنال  $A_s$  کاهش می‌یابد. پهنای باند  $B_j$  و محدوده بالایی و پایینی جاروب فرکانسی توسط برد میکروکنترلر (ARM) قابل انتخاب می‌باشد. تکنیک DRFM برای تولید سیگنال هدف استفاده می‌شود که در شکل (۹) مشاهده می‌شود. برد FPGA با دو کانال ADC و DAC (Spartan3) سیگنال سینوسی متعامد را به عنوان فرکانس داپلر هدف تولید می‌کند. سیگنال خروجی متعامد برد FPGA (Q و I) که در فرکانس پایین قرار دارند توسط مدولاتور تک باند جانبی SSB Modulator با تراشه HMC521 به باند RF

منتقل می‌شود. سیگنال ارسالی از رادار توسط RX-ANT دریافت شده و به قسمت Down Converter و بلوک تقویت IF منتقل می‌شود و از تراشه HMC412 به عنوان میکسر و تراشه HMC778 به عنوان سینتی‌سایزر ۱ استفاده می‌گردد. سیگنال فرکانسی IF خارج شده از Down Converter توسط ADC به سیگنال دیجیتال تبدیل شده و به FPGA (Spartan-3). تکنیک DRFM جهت تولید سیگنال اکو هدف با قابلیت انتخاب دامنه و تأخیر، به کار گرفته شده است. خروجی DRFM شامل I و Q می‌باشد. در ابتدا سیگنال‌های دیجیتال ذکر شده توسط بلوک DAC تبدیل به سیگنال‌های آنالوگ شده و پس از آن توسط بلوک Up Converter که از تراشه MC521 به عنوان SSM Modulator و از تراشه HMC778 به عنوان سینتی‌سایزر ۲ بهره می‌برد، به باند X تبدیل می‌گردد. اختلاف فرکانس سینتی‌سایزر ۱ و سینتی‌سایزر ۲ برابر با فرکانس داپلر مطلوب ( $f_d$ ) می‌باشد.



شکل (۹): بلوک دیاگرام مدار مولد جمر و هدف

TX-Ant انتشار می‌یابد. توان سیگنال‌های هدف و جمر جهت به دست آوردن مقدار مشخص نسبت سیگنال به جمر، تنظیم می‌گردد. برای مشاهده و کنترل پارامترها، یک بلوک Down-Converter اضافی که شامل یک سینتی‌سایزر ساده (از نوع MKU 10Bake/Cohne Electronic) به عنوان اسپلاتور و تراشه HMC412 به عنوان میکسر است، به مدار اعمال شده است.

خروجی Up-Converter بعد از تقویت و انتقال به TX-Ant از سوی دیگر انتشار می‌یابد. سیگنال جمر توسط سینتی‌سایزر جمر که از تراشه HMC778 بهره می‌برد، تولید می‌گردد. فرکانس مرکزی و باند جاروب و نرخ جاروب قابل تنظیم می‌باشد.

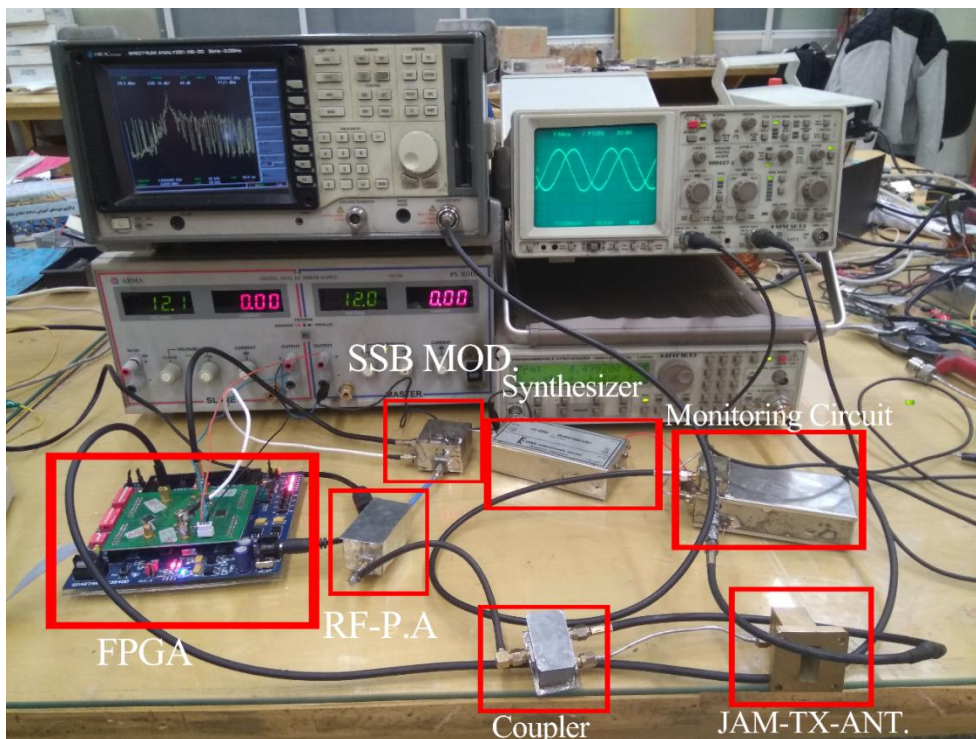
سیگنال خروجی سینتی‌سایزر جمر بعد از تقویت، از طریق

<sup>1</sup> Self protection

<sup>2</sup> Digital Radio Frequency Memory

تحلیلگر طیف سیگنال جمر مشاهده گردد که طیف سیگنال متعامد I و Q ورودی به SSB Modulator و طیف سیگنال خروجی جمر در شکل (۱۰) دیده می‌شود.

در شکل (۱۰)، مدار مولد هدف و جمر نمایش داده شده است. به منظور بررسی طیف سیگنال جمر و اکوی هدف نمونه‌ای از سیگنال ارسالی توسط کوپلر اخذ می‌گردد تا روی اسپکتروم



شکل (۱۰): ساختار مولد جمر و هدف پیاده‌سازی شده

مختلف  $\alpha$ ،  $\frac{B_j}{B_{R,\alpha}}$  و  $\frac{A_j}{A_s}$  را نشان می‌دهد.

یادآور می‌شود که جمر از نوع نویزی جاروب شونده بوده و توان جمر خیلی بیشتر از نویز حرارتی است لذا  $\frac{S}{N} \cong \frac{S}{J}$  است که در نتایج از این تقریب استفاده شده است.

### ۲-۳. نتایج آزمایشگاهی تأثیر جمر بر روی رادار تعقیب بر مبنای معیار زمان نسبی تخریب عملکرد

جدول‌های (۱) و (۲)، نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی برای نسبت زمان تخریب به یک دوره تناوب  $(\frac{T_{D,\alpha}}{T_s})$  به ازای مقادیر

جدول (۱): نتایج زمان نسبی تخریب حاصل از مقادیر مختلف  $\frac{B_j}{B_{R,\alpha}}$  و  $\frac{A_j}{A_s}$  برای پارامتر  $\alpha$  به عنوان تشخیص هدف (ستون سمت چپ) و به عنوان زاویه (ستون سمت راست) با مقادیر:  $\frac{S}{J} = 6dB$ ،  $T_s = 2.5sec$ ،  $\Delta f_j = 250MHz$ ،  $N = 25$  and  $\frac{S}{J} = 6dB$

$\alpha = \text{Target Detection}$				$\alpha = \text{Angle}$			
$\frac{A_j}{A_s}$ (dB)	$\frac{B_j}{B_{R, \text{Detect}}}$	$T_{D, \text{Detect}}$	$\frac{T_{D, \text{Detect}}}{T_s}$ (%)	$\frac{A_j}{A_s}$ (dB)	$\frac{B_j}{B_{R, \text{Angle}}}$	$T_{D, \text{Angle}}$	$\frac{T_{D, \text{Angle}}}{T_s}$ (%)
-10	$\frac{10 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	0	0	-10	$\frac{10 \text{ MHz}}{700 \text{ Hz}}$	0	0
-10	$\frac{1 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	0	0	-10	$\frac{1 \text{ MHz}}{700 \text{ Hz}}$	0	0
-10	$\frac{100 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}$	0	0	-10	$\frac{100 \text{ kHz}}{700 \text{ Hz}}$	0	0

-10	$\frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ KHz}}$	0	0	-10	$\frac{10 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	0	0
-10	$\frac{1 \text{ KHz}}{1 \text{ KHz}}$	0	0	-10	$\frac{1 \text{ KHz}}{700\text{Hz}}$	0	0
0	$\frac{10 \text{ MHz}}{1\text{KHz}}$	100.0050	4.0002	0	$\frac{10 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0035	4.00014
0	$\frac{1 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	100.0498	4.0019	0	$\frac{1 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0348	4.001392
0	$\frac{100 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}$	100.4976	4.0199	0	$\frac{100 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	100.3483	4.013932
0	$\frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ KHz}}$	104.9761	4.1990	0	$\frac{10 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	103.4833	4.139332
0	$\frac{1 \text{ KHz}}{1 \text{ KHz}}$	149.7614	5.99904	0	$\frac{1 \text{ KHz}}{700\text{Hz}}$	134.8330	5.39332
10	$\frac{10 \text{ MHz}}{1\text{KHz}}$	100.0095	4.00038	10	$\frac{10 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0066	4.000264
10	$\frac{1 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	100.095	4.0038	10	$\frac{1 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0665	4.00266
10	$\frac{100 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}$	100.9498	4.037992	10	$\frac{100 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	100.6648	4.026592
10	$\frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ KHz}}$	109.4976	4.379904	10	$\frac{10 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	106.6483	4.265932
10	$\frac{1 \text{ KHz}}{1 \text{ KHz}}$	194.9761	7.799044	10	$\frac{1 \text{ KHz}}{700\text{Hz}}$	166.4833	6.659332
20	$\frac{10 \text{ MHz}}{1\text{KHz}}$	100.0099	4.000396	20	$\frac{10 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0070	4.00028
20	$\frac{1 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	100.0995	4.00398	20	$\frac{1 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0696	4.002784
20	$\frac{100 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}$	100.9950	4.0398	20	$\frac{100 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	100.6965	4.02786
20	$\frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ KHz}}$	109.9498	4.397992	20	$\frac{10 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	106.9648	4.278592
20	$\frac{1 \text{ KHz}}{1 \text{ KHz}}$	199.4976	7.979904	20	$\frac{1 \text{ KHz}}{700\text{Hz}}$	169.6483	6.785932
30	$\frac{10 \text{ MHz}}{1\text{KHz}}$	100.0100	4.0004	30	$\frac{10 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0070	4.00028
30	$\frac{1 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	100.0999	4.003996	30	$\frac{1 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0700	4.0028
30	$\frac{100 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}$	100.9995	4.03998	30	$\frac{100 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	100.6996	4.027984
30	$\frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ KHz}}$	109.9950	4.3998	30	$\frac{10 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	106.9965	4.27986
30	$\frac{1 \text{ KHz}}{1 \text{ KHz}}$	199.9498	7.997992	30	$\frac{1 \text{ KHz}}{700\text{Hz}}$	169.9648	6.798592
40	$\frac{10 \text{ MHz}}{1\text{KHz}}$	100.0100	4.0004	40	$\frac{10 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0070	4.00028

40	$\frac{1 \text{ MHz}}{1 \text{ KHz}}$	100.1000	4.004	40	$\frac{1 \text{ MHz}}{700\text{Hz}}$	100.0700	4.0028
40	$\frac{100 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}}$	100.9999	4.039996	40	$\frac{100 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	100.7000	4.028
40	$\frac{10 \text{ kHz}}{1 \text{ KHz}}$	109.9995	4.39998	40	$\frac{10 \text{ kHz}}{700\text{Hz}}$	106.9996	4.279984
40	$\frac{1 \text{ KHz}}{1 \text{ KHz}}$	199.9950	7.9998	40	$\frac{1 \text{ KHz}}{700\text{Hz}}$	169.9965	6.79986

جدول (۲): نتایج زمان نسبی تخریب عملکرد حاصل از مقادیر مختلف  $\frac{A_j}{A_s}$  و  $\frac{B_j}{B_{R,\alpha}}$  برای پارامتر  $\alpha$  به‌عنوان سرعت (ستون سمت چپ) و به‌عنوان برد (ستون سمت راست) با مقادیر:

$$T_s = 2.5\text{sec}, \Delta f_j = 250\text{MHz}, N = 25, \frac{S}{f_j} (\text{سرعت}) = 6\text{dB}, \frac{S}{f_j} (\text{برد}) = 12\text{dB}$$

$\alpha = \text{Velocity}$				$\alpha = \text{Range}$			
$\frac{A_j}{A_s}$ (dB)	$\frac{B_j}{B_{R,\text{Velocity}}}$	$T_{D,\text{Velocity}}$	$\frac{T_{D,\text{Velocity}}}{T_s}$ (%)	$\frac{A_j}{A_s}$ (dB)	$\frac{B_j}{B_{R,\text{Range}}}$	$T_{D,\text{Range}}$	$\frac{T_{D,\text{Range}}}{T_s}$ (%)
-10	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	0	0	-20	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	0	0
-10	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	0	0	-20	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	0	0
-10	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	0	0	-20	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	0	0
-10	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	0	0	-20	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	0	0
-10	$\frac{1 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	0	0	-20	$\frac{1 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	0	0
0	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0007	4.000028	-10	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	95.0017	3.800068
0	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0075	4.0003	-10	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	95.017	3.80068
0	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.0746	4.002984	-10	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	95.17	3.8068
0	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.7464	4.029856	-10	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	96.7	3.868
0	$\frac{1 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	107.4642	4.298568	-10	$\frac{1 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	105.4	4.216
10	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0014	4.000056	0	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0013	4.000052
10	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0142	4.000568	0	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0131	4.000524
10	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1425	4.0057	0	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1311	4.005244

10	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4246	4.056984	0	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.3107	4.052428
10	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.2464	4.569856	0	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	113.1071	4.524284
20	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006	10	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006
20	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0149	4.000596	10	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0148	4.000592
20	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1492	4.005968	10	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1481	4.005924
20	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4925	4.0597	10	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4811	4.059244
20	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.9246	4.596984	10	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.8107	4.592428
30	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006	20	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006
30	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0150	4.0006	20	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0150	4.0006
30	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1499	4.005996	20	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1498	4.005992
30	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4992	4.059968	20	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4981	4.059924
30	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.9925	4.5997	20	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.9811	4.599244
40	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006	30	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006
40	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0150	4.0006	30	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0150	4.0006
40	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1500	4.006	30	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1500	4.006
40	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4999	4.059996	30	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.4998	4.059992
40	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.9992	4.599968	30	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.9981	4.599924
				40	$\frac{10 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0015	4.00006
				40	$\frac{1 \text{ MHz}}{150\text{Hz}}$	100.0150	4.0006
				40	$\frac{100 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	100.1500	4.006
				40	$\frac{10 \text{ kHz}}{150\text{Hz}}$	101.5000	4.06
				40	$\frac{1 \text{ KHz}}{150\text{Hz}}$	114.9998	4.599992

## ۵. قدردانی

نویسندگان مقاله از مرکز پژوهشی رادار دانشگاه اصفهان (IURRC)<sup>۱</sup> که امکانات و تجهیزات لازم برای پیاده‌سازی را در اختیار قراردادند، نهایت تشکر را می‌نمایند.

## ۶. منابع

- [1] Z. Ying, Q. Gao, and Z. Wang, "Modeling of jamming destroy factor," In 4th International Congress on Image and Signal Processing (CISP), vol. 1, pp. 198-201, 2011.
- [2] Y. Zhu, Z. Wang, Q. Gao, and M. Jia, "An Effects Evaluation Method for Angle Deception Jamming," in 1<sup>st</sup> International Conference on Information Science and Engineering (ICISE), pp. 4708-4711, 2009.
- [3] D. C. Schleher, "Electronic warfare in the information age," Artech House, 1999.
- [4] D. K. Barton, "Radar system analysis and modeling," Artech House 2004.
- [5] G. R. Curry, "Radar system performance modeling," Artech House Norwood, 2005.
- [6] S. Sadeghi and A. Sheikhi, "Jamming Noise Suppression Using Discrete Polynomial-Phase Transform in Pulsed Radars (In Persian)," Journal of "Radar", vol. 5, no. 1, pp. 53-66, 2017.
- [7] E. K. Reedy, "Radar ECCM Considerations and Techniques," In Principles of Modern Radar: Springer, pp. 681-699, 1987.
- [8] S. Mighani, M. Mivehchy, and M. F. Sabahi, "Evaluating sweep noisy barrage jamming effect on tracking radar based on functioning destruction time," In 7th International Symposium on Telecommunications (IST), pp. 400-404, 2014.
- [9] C. Liu, R. Wu, Z. He, X. Zhao, H. Li, and P. Wang, "Modeling and Analyzing Electromagnetic Interference Signal in Complex Battlefield Environments," In Proceedings of the 2015 International Conference on Communications, Signal Processing, and Systems, pp. 351-361, 2016.
- [10] N. A. Zarei, M. M. Nayebi, A. R. Amin, M. R. Danaei, and H. Aalami, "Discrimination of the Target and Chaff in Multi-dimensional Space (In Persian)," Journal of "Radar", vol. 5, no. 4, pp. 1-10, 2018.
- [11] F. Lotfi, M. Bighash, and A. Sheikhi, "Using Multiple Auxiliary Antennas for Sidelobe Blanking to Counter Deception Jamming in Search Radars," Journal of "Radar", vol. 5, 2017.

زمان نسبی تخریب عملکرد برای پارامترهای مختلف  $\frac{B_j}{B_r}$  بستگی به مقدار  $k_\alpha^l$  دارد، همچنین در حالتی که پارامترها  $\alpha$  موردنظر برد باشد ( $\alpha = Range$ ) نسبت تخریب از مقادیر پایین تر  $\frac{1}{5}$  آغاز می‌شود. در ابتدا، با افزایش  $\frac{1}{5}$  زمان تخریب خیلی افزایش نمی‌یابد، اما در ادامه به‌صورت چشمگیری افزایش می‌یابد. باید توجه نمود که:

الف: جدول فوق بدون در نظر گرفتن زمان‌های بالاسری ( $T_{OH}$ ) و بازیابی ( $T_{Renew}$ ) است.

ب: اگر زمان تخریب پیش‌بینی‌شده برای  $T_{K,D,D} < 2sec$  و  $T_{K,D,0} < 8sec$  باشد در این حالت برای محاسبه زمان تخریب واقعی گیرنده در تعیین سرعت و فاصله به‌اندازه زمان بالاسری  $T_{OH} \cong 100msec$  به مقادیر  $T_{D,\alpha}$  در جدول اضافه می‌شود ولی زمان بازیابی  $T_{Renew} = 200msec$  به آن اضافه نمی‌شود.

ج: اگر زمان تخریب پیش‌بینی‌شده برای  $T_{K,D,D} > 2sec$  یا  $T_{K,D,0} > 8sec$  باشد در این صورت برای محاسبه زمان تخریب واقعی گیرنده در تعیین هر پارامتر  $\alpha$  زمان  $T_{Renew} = 200msec$  به آن اضافه می‌شود.

## ۴. نتیجه‌گیری

به‌منظور بررسی اثر تخریب جمینگ بر روی یک رادار بخش سامانه فرستنده و گیرنده این رادار به همراه مدار مولد جمر و هدف پیاده‌سازی گردید و همچنین معیار زمان نسبی تخریب عملکرد معرفی گردید، که در آن متوسط توان سیگنال جمر به اکوی هدف در نظر گرفته‌شده است. عملکرد معیار پیشنهادی بر اساس تحلیل همپوشانی باندها و میزان انرژی تزریق‌شده در پهنای باند گیرنده توسط جمر می‌باشد. به ازای مقادیر متفاوت  $\frac{B_j}{B_{R,\alpha}}$  و  $\frac{A_j}{A_S}$  می‌توان پهنای باند مناسب گیرنده برای کاهش تخریب عملکرد را محاسبه نمود. در ادامه با استفاده از رادار تعقیب طراحی‌شده و مدار مولد جمر نویزی جاروب شونده و هدف، نتیجه توسط معیار معرفی‌شده به ازای شرایط مختلف به‌دست آمد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، به ازای پارامترهای مختلف  $\alpha$ ، نسبت‌های متفاوتی از  $\frac{1}{5}$  برای تخریب عملکرد نیاز است، به‌عنوان مثال برای تخریب در عملکرد تشخیص و برد هدف توان بیشتری نسبت به تخریب در تعیین زاویه موردنیاز است. بنابراین با توجه به اینکه در معیار پیشنهادی مدت‌زمان نسبی تخریب عملکرد گیرنده رادار توسط جمینگ مدنظر قرار گرفته، ارزیابی مناسب‌تری از میزان کارایی رادار در مقابل جمینگ نسبت به معیارهای پیشین به‌دست می‌دهد.

<sup>1</sup> Isfahan University Radar Research Center

---

## Implementation and Assessment of Jammer Effect on FMCW Tracking Radar Ability Based on a New Criterion

M. R. Zaker Haghghi, M. Mivechi<sup>\*</sup>, A. Zeydabadi

<sup>\*</sup> University of Isfahan, Iran

(Received: 12/05/2019, Accepted: 27/11/2019)

### Abstract

The effect of jammers on radars has been assessed on the basis of detection range reduction whereas in a tracking radar, inducing inconsistency in target tracking ability is more important than range reduction. A new criterion known as relative radar functionality destruction time is introduced and defined as the ratio of functionality destruction time of the radar to one period of the jammer, in which the power of the jammer signal and target echo power are considered. In this article first, the jammer effect coefficient is defined as the relative destruction time in terms of jammer to signal power ratio. Next, this criterion is applied in assessing a simple conical scan radar receiver against a conventional jammer (sweep noise jamming). By implementing the structure of a FMCW tracking radar, a simple target based on the DRFM method and one type of jamming against this radar are simultaneously simulated, and the functionality destruction is extracted for different radar parameters. Simulation results demonstrate that this new criterion outperforms its counterparts.

**Keywords:** Relative Functionality Destruction Time, Jamming Performance, FMCW Tracking Radar

---

<sup>\*</sup> Corresponding author E-mail: mivehchy@eng.ui.ac.ir