

# Avaliação da Eficiência de uma Medida de Ataque Eletrônico sobre um Radar Phased Array 3-D

Bruno Leandro Batista de Abreu<sup>1</sup>, Thales Curioni Raia<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Navio-Patrolha Bocaina - Marinha do Brasil, Belém/PA - Brasil

<sup>2</sup>Centro de Guerra Acústica e Eletrônica da Marinha - Marinha do Brasil, Rio de Janeiro/RJ - Brasil

**Resumo**—Nos cenários de Guerra Eletrônica moderna, um radar do tipo *phased array* pode ser empregado para realizar inúmeras tarefas. A avaliação da eficiência de Medidas de Ataque Eletrônico (MAE) não destrutivas a um radar deste tipo, permite analisar que soluções de MAE podem ser melhor aplicadas a um determinado cenário. Neste trabalho, a avaliação da eficiência de um bloqueio de ponto, realizado por meio da transmissão de sinais banda-estreita, modulados em amplitude (AM), perante um radar que possui capacidade de estimação da elevação de alvos, foi realizada, utilizando-se de sinais simulados. Para esta avaliação, foram selecionados algoritmos clássicos de estimação da direção de chegada (DoA), no radar simulado. Os resultados demonstram que sinais interferidores desta natureza, são capazes de degradar o desempenho dos algoritmos de estimação de DoA, utilizando uma potência de pico comparativamente menor que a potência do eco incidente no receptor radar. É observado que a degradação ocorre para diferenças angulares relativamente grandes entre alvos.

**Palavras-Chave**—MAE não destrutivas, Radar *phased array*, Bloqueio de ponto, Direção de chegada, DoA.

## I. INTRODUÇÃO

Com o passar do tempo, a Guerra Eletrônica (GE) passou a desempenhar um papel cada vez mais importante nas operações militares. As medidas de GE são divididas em Medidas de Apoio à Guerra Eletrônica (MAGE), Medidas de Proteção Eletrônica (MPE) e Medidas de Ataque Eletrônico (MAE). As MAE, por sua vez, são compostas pelas MAE não destrutivas e pelas MAE destrutivas. Entre as MAE não destrutivas, existem inúmeros tipos de bloqueios e despistamentos, podendo ser citados [1]: ruídos de ponto, barragem, varredura, “*chaff*”, despistadores do tipo “*decoy*”, dentre outros. As tecnologias voltadas para as MAE são constantemente estudadas por diversos países. Ter o controle e negar o uso do espectro eletromagnético pelo inimigo são fatores decisivos na guerra contemporânea. Nos possíveis cenários de GE, um radar do tipo *phased array* [2] pode ser empregado para realizar inúmeras tarefas. A avaliação da eficiência de MAE não destrutivas [1] a um radar deste tipo, permite analisar que soluções de MAE podem ser melhor aplicadas a um determinado cenário.

Por meio de modelagem computacional foi implementada, no software Matlab<sup>®</sup>, a cadeia de recepção de um radar de arquitetura *phased array* ativa [3] em elevação. Utilizando-se de métodos clássicos [4] de estimação da direção de chegada (do inglês *Direction of Arrival* - DoA), como o *Delay and Sum*, o Capon [5] e o MUSIC [6], os ângulos verticais de chegada de sinais de interesse (do inglês *Signal of Interest*

- SOI) foram estimados para dois cenários fictícios distintos, de maneira a avaliar o desempenho da arquitetura empregada no radar modelado, perante um bloqueio de ponto baseado na utilização de um sinal modulado em amplitude (AM) de potência significativamente menor do que os sinais pulsados utilizados pelo radar investigado.

## II. ARQUITETURA E PROCESSAMENTO RADAR

A arquitetura radar sob investigação consiste em um arranjo linear uniforme (do inglês *Uniform Linear Array* - ULA) [7], vertical, padrão, posicionado sobre uma plataforma giratória. O parâmetro angular vertical, a elevação, que compõe a posição tridimensional de um alvo detectado, é estimado por meio de algoritmos de estimação da DoA [4] do sinal de interesse incidente em cada sensor do ULA, enquanto o ângulo horizontal do alvo, o azimute, é obtido diretamente da posição horizontal onde se encontra o feixe principal no instante em que o detector decide pela presença de um alvo. O distanciamento vertical entre sensores,  $d_z$ , equivale a meio comprimento de onda do sinal de interesse considerado, isto é,  $d_z = \frac{\lambda}{2}$ , com o comprimento de onda sendo dado por  $\lambda = \frac{c}{f_0}$ , onde  $f_0$  é a frequência de operação do radar e  $c$  corresponde a velocidade de propagação da onda eletromagnética no meio. A Fig. 1 apresenta, simplificada, o arranjo de sensores considerado.

O diagrama de blocos da cadeia de recepção do radar considerado é ilustrado na Fig. 2. O sinal recebido foi modelado como  $x_m(t) = s(t - \tau_m)e^{j\Omega_0(t - \tau_m)} + \varphi(t - \tau_m) + w_m(t)$ , com a frequência angular centrada em  $\Omega_0 = 2\pi f_0$ , incidindo um atraso de  $\tau_m$  em cada sensor. Onde  $1 \leq m \leq M$  é o número do elemento, e  $s(t - \tau_m)$  e  $\varphi(t - \tau_m)$ , são respectivamente os sinais pulsados utilizados pelo radar e o sinal interferidor. Ambos serão detalhados na Seção III. Para sinais de banda-estreita,  $s(t - \tau_m)$  e  $\varphi(t - \tau_m)$  podem ser aproximados para  $s(t)$  e  $\varphi(t)$ . O sinal está imerso em ruído gaussiano branco [8], representado por  $w_m(t)$ .

O conjunto de filtros passa-faixa, representado na Fig. 2 por BPF1, é responsável por receber os sinais das antenas e filtrá-los na frequência de operação do radar. Em seguida, os sinais são multiplicados em um oscilador local, OL, e passam por um segundo conjunto de filtros passa-faixa, BPF2. Tal processamento é responsável por reduzir a frequência de operação do radar para uma frequência intermediária (FI) que entrará no conversor analógico-digital (A/D), com taxa de amostragem  $f_s$ . Após o conversor A/D, o sinal discreto no tempo é multiplicado pelo exponencial complexo  $e^{j\omega_{IF}k}$ , o qual após passar pelo filtro passa-baixas (bloco LPF), produz o sinal em banda base. A frequência de amostragem é então

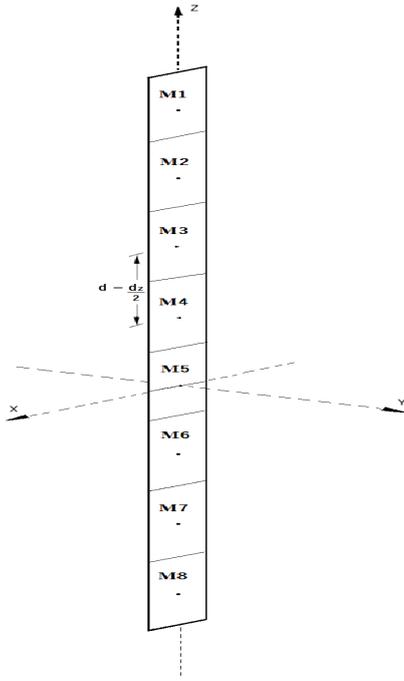


Fig. 1: Arranjo de sensores do radar investigado.

reduzida por uma taxa de redução de amostragem de 10. Os sinais resultantes, na saída de cada canal, são sinais complexos em banda-base (CBB)  $x_m(k) = s(k)e^{-j\omega_0\tau_m} + \varphi(k) + w_m(k)$ , onde a frequência digital  $\omega_0 = \frac{2\pi f_0}{f_s}$  e  $\tau_m$  corresponde ao atraso nas amostras, isto é, o atraso em segundos, dividido pelo período de amostragem  $T = \frac{1}{f_s}$ . Cabe ressaltar que a frequência de operação do radar é fixa, isto é, não são utilizados saltos em frequência. De posse dos sinais na saída de cada canal, todo o processamento pode ser realizado para se explorar as funcionalidades do radar, no que se refere a estimação da posição de alvos.

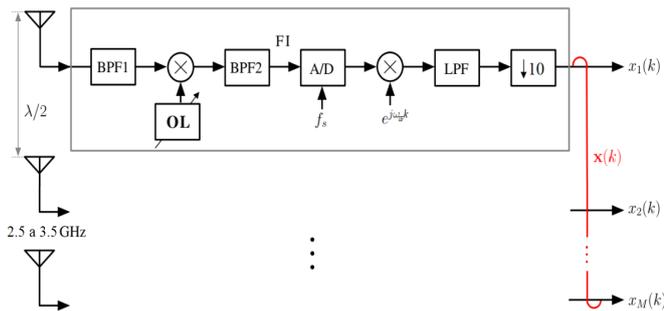


Fig. 2: Cadeia de Recepção do radar investigado.

### III. ANÁLISE DOS SINAIS EMPREGADOS

#### A. Sinal Modulado Linearmente em Frequência - Chirp

Uma forma de onda modulada linearmente em frequência (do inglês *Linear Frequency Modulation* - LFM), conhecida comumente como *chirp*, foi utilizada para o sistema radar modelado, sendo definida em [9] por

$$s(t) = \sqrt{2P}\cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\mu t^2}{2} - \frac{\mu l t}{2} + \gamma\right), \quad (1)$$

com  $0 < t < l$ . Na expressão anterior,  $\mu = B/l$  corresponde ao coeficiente de modulação do *chirp* [10], com a largura de banda,  $B$ , sendo dada por  $B = f_{max} - f_{min}$ .  $\gamma$  corresponde ao desvio de fase inserido por um oscilador local, inerente a maioria dos sistemas de comunicações atuais.

A potência média,  $P_m$ , do sinal de transmissão  $s(t)$  é calculada como o valor esperado de  $s(t)$  descrito em (1), elevado ao quadrado, conforme:

$$\begin{aligned} P_m &= \mathbb{E}[s^2(t)] = \mathbb{E}[2P\cos^2(2\pi f_0 t + \psi(t) + \gamma)] \\ &= \mathbb{E}[P(1 + \cos(4\pi f_0 t + 2\psi(t) + 2\gamma))] \\ &= \mathbb{E}[P] + [P\cos(4\pi f_0 t + 2\psi(t) + 2\gamma)], \end{aligned} \quad (2)$$

onde a fase do sinal de transmissão é dada por uma função quadrática definida como  $\epsilon(t) = \frac{\mu t^2}{2} - \frac{\mu l t}{2}$ .

O teorema do valor esperado [8] atesta que o valor esperado de uma função de duas variáveis,  $g(\psi, \gamma)$  pode ser calculado como

$$\mathbb{E}[g(\psi, \gamma)] = \mathbb{E}_{\psi(t)}\{\mathbb{E}_{\gamma}[g(\psi, \gamma)|\psi = \Psi]\}. \quad (3)$$

Assim, utilizando (3), a segunda parcela de (2) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P\mathbb{E}[\cos(4\pi f_0 t + 2\psi(t) + 2\gamma)] &= \\ &= P\mathbb{E}_{\psi(t)}\left\{\mathbb{E}_{\gamma(t)}[\cos(4\pi f_0 t + 2\psi(t) + 2\gamma)|\psi(t) = \Psi(t)]\right\} \\ &= P\mathbb{E}_{\psi(t)}\left\{\int_{-\infty}^{\infty} \cos(4\pi f_0 t + 2\Psi(t) + 2\gamma)p_{\gamma}(\Gamma)d\Gamma\right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

A variável  $\gamma$  é aleatória e uniforme, sendo distribuída entre  $(0, 2\pi]$ . Sendo assim,  $p_{\gamma}(\Gamma) = \frac{1}{2\pi}$  e por esta razão, (4) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} P\mathbb{E}[\cos(4\pi f_0 t + 2\psi(t) + 2\gamma)] &= \\ &= P\mathbb{E}_{\psi(t)}\left\{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(4\pi f_0 t + 2\Psi(t) + 2\gamma)d\Gamma\right\}. \end{aligned} \quad (5)$$

A integral descrita em (5) é nula, uma vez que corresponde à integral de uma senóide cujos limites de integração equivalem a um número inteiro de períodos da mesma. Assim, chega-se à potência média do sinal de transmissão, dada por

$$P_m = \mathbb{E}[P] + P\mathbb{E}[\cos(4\pi f_0 t + 2\psi(t) + 2\gamma)] = P. \quad (6)$$

Após o resultado obtido em (6), é definida a relação entre a amplitude de pico do sinal  $s(t)$ ,  $A_{ch}$  e sua potência média, tal que  $A_{ch} = \sqrt{2P_m}$ . Logo, a potência média do chirp pode ser expressa em função da amplitude do sinal, por  $P_m = \frac{A_{ch}^2}{2}$ .

Para aumentar a relação sinal ruído (SNR), cada canal conta com  $n_p$  pulsos comprimidos pelos filtros casados, que são integrados coerentemente, produzindo o vetor de sinais  $\mathbf{x}_{PI}(k)$ . A SNR após a integração coerente de pulsos (PI), é dada por  $SNR_{PI} = Bln_p SNR_{x_i}$  [11], onde  $SNR_{x_i}$  é a SNR de  $x_i(k)$  em um único elemento,  $B$  é a largura de banda nos pontos de meia potência e  $l$  a duração do pulso.

### B. Sinal modulado em Amplitude - AM

O sinal transmitido pelo interferidor é modulado em amplitude (AM), sem supressão da portadora. O sinal modulante utilizado nos experimentos consiste em um sinal cossenoidal de somente um ton e frequência muito menor que a frequência da portadora, isto é,  $f_m \ll f_c$ . Se  $A_c$  denota a amplitude da portadora não modulada, o sinal AM produzido pelo sinal modulador será dado por

$$\varphi(t) = A_c \cos(\omega_c t) + A_m \cos(\omega_m t) \cos(\omega_c t). \quad (7)$$

Frequentemente, o sinal AM é colocado sob uma forma mais conveniente, sendo expressa em [12] por

$$\varphi(t) = A_c \left[ 1 + \frac{A_m}{A_c} \cos(\omega_m t) \right] \cos(\omega_c t). \quad (8)$$

A relação entre a amplitude máxima do sinal modulador e a amplitude máxima da portadora é referida como o coeficiente (ou índice) de modulação do sinal AM, ou seja,  $m = \frac{A_m}{A_c}$ . O termo entre colchetes, em (8), representa a envoltória do sinal AM.

Considerando um tom único cossenoidal, modulado em AM, (7) pode ser escrita como

$$\varphi(t) = A_c \cos(\omega_c t) + \frac{mA_c}{2} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_m)t] + \cos[(\omega_c + \omega_m)t] \right\}, \quad (9)$$

onde, claramente, pode ser observada a presença das bandas laterais do sinal AM.

Ainda em [12], a potência média de um sinal cossenoidal, em um período  $T$ , é dada por

$$P_{\cos} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v^2(t) dt = \frac{v^2}{2}, \quad (10)$$

onde  $v$  é a amplitude do sinal  $v(t)$ .

Aplicando (10) em (9), a potência média do sinal AM, é dada por

$$P_J = \frac{A_c^2}{2} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right). \quad (11)$$

O índice escolhido,  $J$ , refere-se ao interferidor, em inglês denominado *Jammer*.

### C. Análise da Densidade Espectral de Potência

O critério utilizado na escolha dos sinais empregados nos experimentos baseia-se na amplitude dos sinais. Assim, ao considerar que o sinal AM expresso em (8) possui coeficiente de modulação  $m = 1$ , é possível observar que a amplitude de pico do sinal  $\varphi(t)$  será igual a duas vezes a amplitude,  $A_c$ , da portadora, isto é,  $\varphi_{max} = 2A_c$ . Neste ponto, uma análise da potência média de cada sinal e suas respectivas densidades espectrais de potência deve ser realizada. Para isto consideremos que o sinal pulsado transmitido pelo radar, o *chirp*, tenha amplitude de pico  $A_{ch} = 2A_c$ . Dada esta imposição, chega-se a seguinte relação entre a potência média do *chirp*,  $P_m$ , e a potência média do sinal do interferidor,  $P_J$ :

$$\frac{P_m}{P_J} = \frac{8}{3}. \quad (12)$$

Percebe-se que a potência média do *chirp* é maior que a potência média do sinal AM.

Em [1], é observado que para a realização de um bloqueio de ponto, a densidade espectral de potência (DEP) deve satisfazer uma relação entre os sinais do interferidor e do *chirp*, dada por  $S_J(\omega) > S_{ch}(\omega)$ , em banda-base, após o pré-processamento na cadeia de recepção. A relação entre a potência de um sinal,  $f(t)$ , e sua densidade espectral de potência (DEP) é dada em [12] por

$$P = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df. \quad (13)$$

Como os sinais aqui considerados possuem componentes de frequências positivas e negativas, a potência pode ser calculada pela integral sobre ambas as parcelas. Assim, (13), pode ser limitada à

$$P = \int_{f_1}^{f_2} S(f) df + \int_{-f_2}^{-f_1} S(f) df, \quad (14)$$

onde  $\Delta f = f_2 - f_1 = -f_1 - (-f_2)$  é a largura de faixa para cada parcela de frequência considerada. A partir de (14), é possível expressar, de forma generalizada, a DEP como a seguir:

$$S(f) \approx \frac{P}{2\Delta f}. \quad (15)$$

Com base em (6), (11) e (15), observa-se que

$$\frac{P_J}{B_J} > \frac{P_m}{B}. \quad (16)$$

A eficiência do emprego destes sinais, bem como suas respectivas DEP, são avaliadas na Seção IV.

### D. Estimação da DoA

Três métodos clássicos de estimação da DoA foram escolhidos para a avaliação do desempenho do interferidor perante o radar sob investigação. O primeiro, um método não paramétrico conhecido como *Delay and Sum* (DS) ou Método de Barlett [4], estima a DoA adicionando um atraso de tempo igual e oposto a cada sinal do arranjo. Também usamos um beamforming baseado em espectro, o *Minimum Variance Distortionless Response* (MVDR), também conhecido como algoritmo de Capon [5]. O terceiro algoritmo utilizado, o *MUltiple Signal Classification* (MUSIC) [6] usa a matriz de covariância espacial que carrega informações espaciais e espectrais dos sinais de entrada. Em todos, a estimação da DoA é realizada através de uma varredura, em grade, pelo ângulo vertical que gera o sinal de saída com maior energia.

## IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O cenário base para os experimentos consiste em um radar com capacidade de estimar a posição de alvos aéreos em três dimensões: a distância radial (conhecida na literatura como Range),  $R$ , o azimute,  $\phi$ , e a elevação,  $\theta$ . O radar encontra-se posicionado sobre uma plataforma estabilizada, no mar, enquanto dois alvos de mesma seção reta radar (RCS) encontram-se a uma distância  $R$  do sistema radar, com uma diferença angular  $\Delta\theta$  entre elas. As Fig. 3-a e Fig. 3-b ilustram os dois cenários considerados para os experimentos.

Como o cenário base representa sistemas dispostos no mar, onde os únicos alvos existentes no volume de busca são os já considerados detectados em um azimute específico para

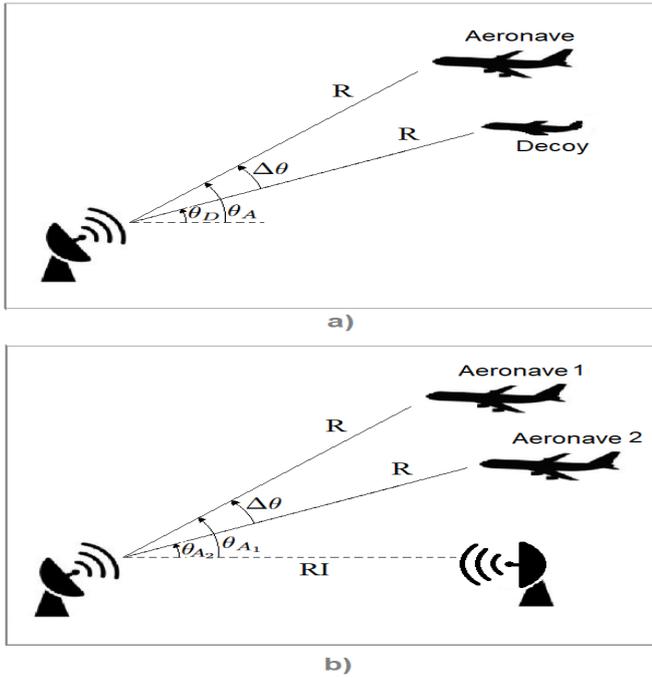


Fig. 3: Cenários-base considerados para a modelagem: a) O *Decoy* é o interferidor; e b) O transmissor ao nível do mar é o interferidor.

os cenários 1 e 2, não são necessárias as estimções dos azimutes destes alvos, sendo restrita a análise, somente, às suas elevações estimadas.

Os experimentos foram realizados usando sinais banda-estreita,  $x_m(k)$ , gerados por um simulador. Na saída de cada um dos  $m$  canais de recepção, estes sinais apresentam-se já após o processo de compressão e integração coerente de pulsos. Simulações usando uma sequência de  $n_p = 7$  pulsos, com período de pulso,  $l$ , e largura de banda de *chirp*,  $B$ , foram realizadas nos cenários descritos acima. A estimação do ângulo vertical foi realizada por meio dos métodos clássicos de estimação de DoA, descritos na Subseção III-D. A mesma grade de busca foi empregada para todos os métodos, com um passo de  $0,01^\circ$ . Além disto, 50 ensaios independentes foram considerados. No que tange ao alvo, as RCS utilizadas são iguais a  $10 \text{ m}^2$ . Não foram considerados para os cenários a presença de *clutters*, assim como, as simulações não consideram em sua modelagem, multipercurso. A Tabela I apresenta os valores dos parâmetros de entrada para o radar investigado.

TABELA I: PARÂMETROS DE ENTRADA DO RADAR INVESTIGADO

Parâmetro	Variável	Valor	Unidade
Freq. de amostragem (banda-base)	$f_s$	5	MHz
Frequência da portadora	$f_c$	3	GHz
Duração do pulso de transmissão	$l_s$	40	$\mu\text{s}$
Frequência de repetição de pulso	PRF	1,800	kHz
Larg. banda do sinal de transmissão	B	3	MHz
Largura de banda do ruído térmico	Bn	3	MHz
Potência de transmissão	Pt	10	W
Ganho de transmissão	Gt	35,4	dB
Perdas do sistema	L	6	dB
Figura de ruído	F	3	dB
Número de pulsos integrados	$n_p$	7	adm
Espaç. vertical entre elementos	dz	0,1	m

#### A. Cenário 1

Neste cenário, os alvos são uma aeronave e um *decoy* com elevações dadas, respectivamente, por  $\theta_A$  e  $\theta_D$ , conforme

apresentado na Fig. 3-a. A aeronave posiciona-se para realizar ataque, enquanto o *decoy*, realiza emissões de sinais, banda-estreita, modulados em amplitude, conforme apresentado na Seção III, de maneira a realizar interferência no radar 3-D investigado. Em cada experimento, a diferença angular selecionada,  $\Delta\theta = \theta_A - \theta_D$ , varia de maneira crescente em intervalos de  $1^\circ$ . O objetivo, neste experimento, é avaliar o desempenho do radar quanto à resolução angular vertical, isto é, sua capacidade de discriminar alvos em elevação. É importante mencionar que neste cenário os alvos estão posicionados a uma distância radial,  $R = 20 \text{ km}$  e a razão sinal-interferência,  $\text{SIR} = -5 \text{ dB}$  [13]. Neste experimento, o critério estabelecido para a escolha dos parâmetros dos sinais gerados foi a amplitude de pico, que considerou a relação apresentada na Subseção III-C, dada por  $A_{ch} = 2A_c$ .

A Fig. 4 apresenta as curvas para os algoritmos selecionados, contendo as diferenças angulares reais entre a aeronave e o *decoy*,  $\Delta\theta$ , e a diferença entre seus valores estimados pelo radar,  $\hat{\Delta\theta}$ .

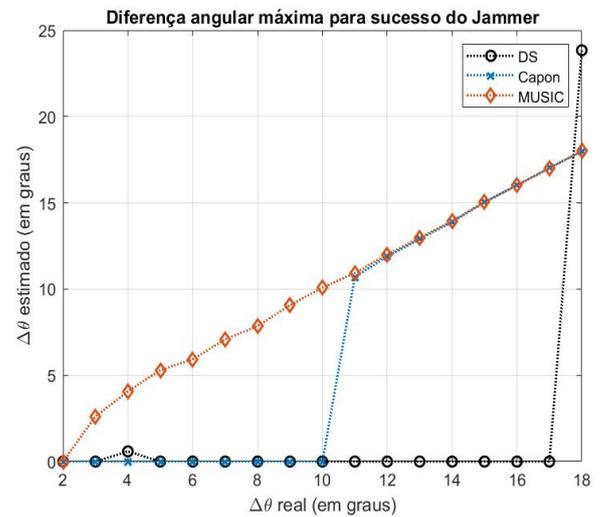


Fig. 4: Comparação entre a diferença angular real,  $\Delta\theta$ , e a diferença angular estimada pelo radar,  $\hat{\Delta\theta}$ , quando o *decoy* transmite com potencia de amplitude  $2A_c$ .

É observado, na Fig. 4, que para  $\Delta\theta = 2^\circ$  os algoritmos estimam  $\hat{\Delta\theta}$  próximo de zero, o que significa que o radar estima somente a elevação do *decoy*, que emite um sinal AM de maior densidade espectral quando comparado ao eco recebido no radar. Para  $3^\circ \leq \Delta\theta \leq 10^\circ$ , os estimadores *Delay and Sum* e *Capon* permanecem estimando uma diferença angular próxima de zero, enquanto o MUSIC é capaz de estimar o afastamento vertical entre os alvos. Diz-se, então, que este algoritmo, devido à sua grande resolução angular, é eficaz contra o interferidor a partir de  $\Delta\theta = 3^\circ$ . Os algoritmos *Capon* e *Delay and Sum* são capazes de discriminar os alvos aéreos a partir de  $\Delta\theta = 11^\circ$  e  $\Delta\theta = 18^\circ$ , respectivamente, sendo atribuídas menores resoluções angulares a estes.

Com objetivo de avaliar a sensibilidade, no que diz respeito à resolução angular, o experimento anterior foi realizado novamente, desta vez, com base na relação entre as potências médias apresentadas em (12). A ideia principal do experimento é reduzir a amplitude do sinal interferidor e, conseqüentemente, sua potência, de maneira a verificar uma redução da eficiência na interferência do *jammer* ao radar.

Note que independentemente da redução da amplitude do sinal AM,  $S_J$  permanece maior que  $S_{ch}$ , devido à grande diferença entre as larguras de banda dos sinais utilizados. A Fig. 5 apresenta uma avaliação do desempenho do radar quando utilizados cada um dos algoritmos de estimação de DoA, considerando, novamente, as diferenças angulares reais e estimadas pelo radar, entre a aeronave e o *decoy*, no entanto, com amplitude do sinal interferidor  $A_c = \frac{1}{4} A_{ch}$ .

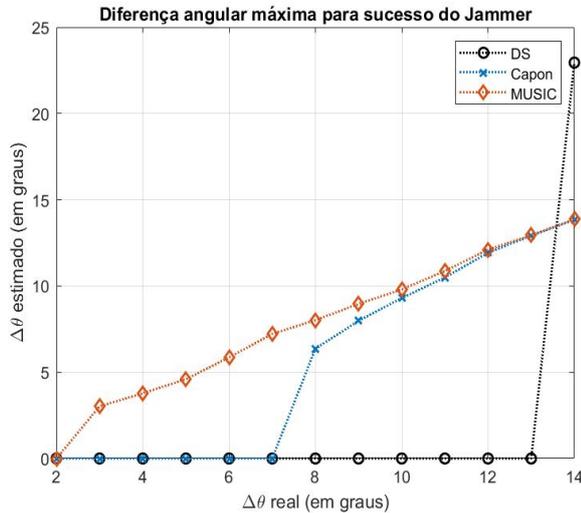


Fig. 5: Comparação entre a diferença angular real,  $\Delta\theta$ , e a diferença angular estimada pelo radar,  $\Delta\hat{\theta}$ , quando o *decoy* transmite com potência reduzida.

É possível observar que, para  $\Delta\theta = 2^\circ$ , assim como no experimento anterior, os algoritmos estimam a diferença angular vertical dos alvos próxima a zero. Os resultados são similares aos encontrados anteriormente quanto à comparação entre algoritmos. O MUSIC apresenta, novamente, alta resolução angular, discriminando os alvos com  $\Delta\theta \geq 3^\circ$ . No entanto, para os algoritmos Capon e *Delay and Sum*, o bloqueio torna-se ineficiente para diferenças angulares menores, quando comparadas ao experimento anterior.

### B. Cenário 2

Um segundo experimento foi realizado com o objetivo de avaliar o desempenho dos algoritmos de estimação de DoA quando um interferidor, posicionado no mesmo plano e a uma distância radial,  $R_I$ , do radar investigado, realiza um *Stand-off Jamming* [1] por meio de emissões de sinais AM banda-estreita, conforme apresentado na Fig. 3-b. As aeronaves, possuem RCS iguais e distância radial,  $R$ , em relação ao radar, no entanto, não realizam tipo algum de emissão. Neste experimento, a capacidade de manter a estimação da elevação das aeronaves é avaliada, perante um bloqueio de ponto realizado. Aqui, o parâmetro variado para análise é a distância radial das aeronaves. Sabe-se que a potência de um sinal eletromagnético que se propaga no espaço livre, decai de um fator de  $\frac{1}{R^4}$ . Neste cenário, quando  $R_I = 2R$ , ambos os sinais  $x_m(t)$  e  $\varphi(t)$  percorrem distâncias iguais e, portanto, a relação  $P_m = P_J$  é verdadeira. Neste ponto, os alvos  $A_1$  e  $A_2$ , apresentam elevações dadas, respectivamente, por  $\theta_1 = 7^\circ$  e  $\theta_2 = 12^\circ$  em relação ao plano horizontal.

A Fig. 6 apresenta a capacidade dos algoritmos de estimação de DoA manterem a resolução angular perante

o *Stand-off Jamming*. No eixo das abscissas, a projeção horizontal de  $R$  é considerada, em passos de 2 km, enquanto a elevação estimada dos alvos 1 e 2 é representada no eixo das ordenadas.

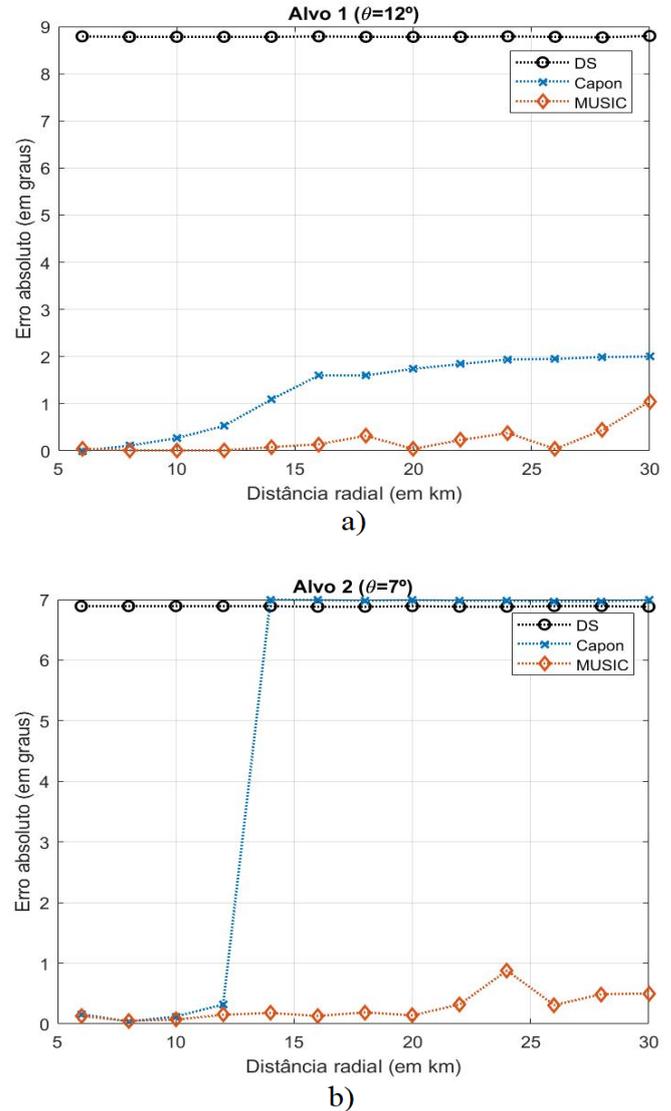


Fig. 6: Erro de estimação da elevação para o cenário 2: a) Alvo 1, com  $\theta = 12^\circ$ ; e b) Alvo 2, com  $\theta = 7^\circ$ .

Pode ser observado que, para ambos os alvos, o MUSIC obteve resultado satisfatório, estimando suas elevações com um erro absoluto inferior a  $1^\circ$ . Isto significa que perante a utilização do MUSIC como estimador, o radar sob investigação não sofreria o bloqueio de ponto. O resultado oposto é observado quando da utilização do *Delay and Sum*, que sofreu grande degradação de desempenho. Para ambos os alvos, as estimções obtidas pelo DS, indicam que o sinal de interesse possui elevação próxima de zero. Para o algoritmo Capon, é possível observar que para o alvo de menor elevação, o Alvo 2, quando  $R > 14$  km, o radar estima a elevação do alvo próxima de zero grau, enquanto que para o Alvo 1, com maior elevação em relação ao interferidor, os erros de estimação são menores que  $2^\circ$ .

De posse dos resultados dos experimentos realizados, observa-se que para algoritmos de alta resolução angular como o MUSIC, o bloqueio de ponto, baseado em um sinal

AM, não apresenta elevada eficiência, enquanto que para um algoritmo de baixa resolução angular, como o *Delay and Sum*, o bloqueio se faz eficiente.

## V. CONCLUSÕES

Usando sinais simulados de um radar *phased array*, este artigo avaliou o erro de estimação da elevação de alvos aéreos presentes em seu volume de observação, quando realizada uma tentativa de bloqueio de ponto por meio da transmissão de sinais (AM) em dois cenários distintos, considerando, primeiramente, a diferença de elevação entre os alvos e, posteriormente, mantendo a diferença angular dos alvos e variando-se a distância radial destes, quando na presença de um interferidor de posição fixa no plano horizontal.

Os resultados das simulações demonstram que uma relação entre as amplitudes de pico de um sinal interferidor e de um sinal pulsado (*chirp*) de um radar de arquitetura 3-D pode ser estabelecida, de maneira que, em função das distâncias entre o sistema interferidor e o sistema radar, uma degradação da resolução em elevação estimada por algoritmos de estimação da DoA ocorra de maneira eficiente. A diferença entre os ângulos de elevação dos alvos é um parâmetro fundamental para o estabelecimento da relação citada anteriormente. Para os valores de  $\Delta\theta$  utilizados, o algoritmo MUSIC demonstrou melhor desempenho, no entanto, há a necessidade, para este algoritmo, de informar o número de SOIs ou de interferidores presentes no cenário.

Continuar o estudo de MAE é essencial, de maneira a contribuir para as atividades de GE, como um todo. Neste trabalho, somente um tipo de bloqueio de ponto foi empregado ao radar 3-D – um sinal banda-estreita, modulado em amplitude – o que restringe uma avaliação dos algoritmos de estimação da DoA perante os demais tipos de modulações existentes para o sinal interferidor. Em um próximo trabalho, uma abordagem comparativa do desempenho dos algoritmos de estimação de DoA selecionados, aqui, será realizada para diferentes tipos de modulações do sinal interferidor.

## REFERÊNCIAS

- [1] F. Neri, *Introduction to Electronic Defense Systems*, 3rd ed. Boston: Artech House, 2018.
- [2] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2005.
- [3] G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar*, 2nd ed. USA: SciTech Publishing, Inc., 1998.
- [4] H. L. Van Trees, *Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley, 2004.
- [5] J. CAPON, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408–1418, 1969.
- [6] R. SCHMIDT, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-34, no. 3, pp. 276–280, March 1986.
- [7] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory. Part I: Detection, Estimation, and Linear Modulation Theory*. Wiley, 2001.
- [8] A. Leon-Garcia, *Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering*, 3rd ed. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2008.
- [9] L. G. Pralon, "Modelagem probabilística de sinais em radares de ruído que utilizam pulsos senoidais modulados em frequência." Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio), 2014.
- [10] B. R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*, 1st ed. USA: CRC Press, Inc., 2000.
- [11] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, 2nd ed. London: McGraw Hill Inc., 1981.
- [12] H. M. de Oliveira, *Engenharia de Telecomunicações*, 3rd ed. HM, 2012.
- [13] S. H. J. Litva and T. J. Shepherd, *Radar Array Processing*, 1st ed. Great Malvern, UK: Springer-Verlag, 1993.