

# Processador Radar *Track-Before-Detect* (TBD) para o Cenário Naval.

Alexandre de Vasconcelos Siciliano<sup>1,2</sup> e David Fernandes<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Diretoria de Sistemas de Armas da Marinha (DSAM), Rua Primeiro de Março, 118 - 20010-000, Rio de Janeiro, RJ

<sup>2</sup>Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial, Praça Mal. Eduardo Gomes, 50 - 12228-900, São José dos Campos, SP

**Resumo** — Este trabalho apresenta uma proposta de arquitetura de um processamento de sinais radar baseada na técnica *Track-Before-Detect* (TBD) para a detecção de alvos em um Radar de Vigilância Aérea operando em um cenário naval. A arquitetura proposta tem os seguintes elementos: a) um banco de filtros bidimensionais casados, com os sinais ecos esperados, para a detecção de alvos durante uma varredura da antena do Radar; e b) um processo de fusão das detecções individuais realizadas pelos filtros casados. O cenário naval considerado leva em conta um alvo-ameaça (míssil ou aeronave), com pequena Seção Reta Radar, voando a baixa altitude e com elevada velocidade, dirigindo-se na direção de um navio que, como medida de apoio à sua auto defesa, possui um Radar de Vigilância. São considerados o *clutter* de mar e o ruído térmico como sinais interferentes no sinal eco do alvo, variante com a sua distância ao Radar. O desempenho da arquitetura proposta se mostra superior ao desempenho de um processador clássico de Radar que utiliza a técnica CFAR (Constante False Alarm Rate) e integração não coerente de pulsos.

**Palavras-chaves** — Radar; Processamento Radar; *Track-Before-Detect* (TBD).

## I. INTRODUÇÃO

A detecção de pequenos alvos na presença de interferências (ruído e *clutter*) se apresenta como um grande desafio para os projetistas de radar. É sabido que os processadores clássicos (MTI, CFAR e Integração de pulsos) podem apresentar severas limitações em consequência de baixas relações sinal-ruído ou sinal-*clutter*.

Pode-se citar como exemplo desta limitação [1, 2] a relação existente entre a detecção de alvos e a velocidade de rotação da antena. Quanto menor for a velocidade de rotação da antena, maior será a quantidade de pulsos utilizados pelo integrador de pulsos, resultando em um melhor desempenho do integrador. Desta forma, uma varredura lenta é desejada em longos alcances, quando é necessário um grande número de retornos por varredura para se realizar uma boa detecção. Por outro lado, uma varredura lenta é geralmente não-satisfatória para detecção em curto alcance, quando a taxa de atualização da posição do alvo tem de ser elevada, sobretudo para alvos rápidos, conduzindo, assim, a detecção deficiente.

Avanços na tecnologia de sensores e na teoria de processamento de sinais possibilitaram o desenvolvimento de novas técnicas para aplicações em vigilância aérea, com especial ênfase na detecção de alvos pequenos, pequena relação sinal-ruído/*clutter*, mas que possuam grandes velocidades.

Este trabalho foi parcialmente financiado pela FINEP através do Projeto CAPTAER em desenvolvimento no ITA.

Dentre estas técnicas destaca-se a técnica *Track-Before-Detect* (TBD) [2-7]. O *Track-Before-Detect*, como está definido em sua patente [2], é uma abordagem relativa a um sistema de detecção conjugado com o rastreamento de alvos operando em um radar de vigilância.

O rastreamento de um alvo pode ser descrito como sendo um processo contínuo de medições, realizadas em alvos potenciais, de modo a manter seu acompanhamento, a partir de estimativas de seus estados (distância, azimute, elevação e desvio Doppler). Dentre os métodos mais empregados para rastreamento de alvos está aquele usado no método clássico, que, por meio de uma sequência de detecções, marca um “rastreamento” do alvo, a partir das detecções. A detecção é realizada em cada varredura da antena do radar [1].

No processamento clássico o espaço de medições é dividido em duas regiões a de detecção e a de não-detecção. No processo de decisão, normalmente baseado na comparação com um limiar, podem ocorrer os erros de falso alarme ou de perda do alvo.

## II. APRESENTAÇÃO DO PROCESSAMENTO *TRACK-BEFORE-DETECT* (TBD)

A estrutura do TBD pode ser configurada de diversos modos. Por exemplo:

- a) Pode-se calcular a correlação cruzada entre os dados de posição detectados e uma classe de possíveis rastros, seguidos por um processo de detecção [4]; ou
- b) Com algumas observações, de alvos ou falsos alvos, pode-se realizar a predição de novas posições, rastreamento preditivo, como auxílio às novas detecções. Estas novas detecções ocorrendo em zonas de alta probabilidade podem ser confirmadas como alvos de fato e detecções fora destas zonas são descartadas. As detecções válidas realimentam o processo de predição de modo a darem continuidade ao processo de detecção e rastreamento [5]; ou
- c) As  $n_B$  observações possíveis correspondentes a abertura azimutal da antena do radar de vigilância podem ser subdivididas em grupos. Faz-se a detecção nos primeiros grupos e utilizam-se estas informações para se prever a posição e a velocidade do alvo nos próximos grupos. Esta predição ou rastreamento do alvo servirá para melhorar a detecção dos alvos nos próximos grupos. Deste modo, durante a iluminação da antena sobre o alvo, estão presentes o rastreamento e a detecção, utilizados de modo conjunto. Este modo de implementação é utilizado principalmente para alvos com grande velocidade, que não podem ser considerados estacionários durante ao período de iluminação da antena sobre eles [6].

Para alguns autores, embora estes processadores sejam chamados *Track-Before-Detect*, os processos de detecção e rastreamento ocorrem simultaneamente [2, 7].

### III. PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO DO TBD

Dada uma varredura do espaço realizada pelo radar, obtém-se uma imagem radar. Esta imagem bidimensional, com as dimensões distância e azimuth, passa por um banco de  $M$  filtros casados bidimensionais, obtendo-se assim  $M$  novas imagens radar. Os filtros são projetados de modo que cada um deles seja casado com o sinal eco de um alvo hipotético com uma velocidade pré-determinada. Estas velocidades são escolhidas pela divisão de um intervalo provável de velocidades em  $M$  partes. Por exemplo: se são esperados alvos com a gama de velocidades no intervalo  $[V_{min}, V_{max}]$  cada um dos  $M$  filtros é casado com um alvo nas velocidades:

$$V_{Cm} = V_{min} + m \frac{V_{max} - V_{min}}{M}, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

que correspondem aos desvios Doppler dados por

$$f_{Dm} = \frac{2}{\lambda} V_{Cm}, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

onde  $\lambda$  é o comprimento de onda da portadora do sinal transmitido.

Deste modo, cobre-se uniformemente todo o intervalo esperado de velocidades.

As  $M$  imagens, nas saídas dos filtros, são “binarizadas” através de um limiar de detecção que é estimado em função da interferência, composta de ruído e *clutter*. Estas  $M$  imagens “binarizadas” passam por um processo de fusão que consiste na sua soma e a comparação desta imagem fusão por um novo limiar de detecção. Este limiar é pré-definido em uma etapa de calibração.

A Fig. 1 apresenta o diagrama de blocos simplificado da arquitetura escolhida, onde a atuação dos filtros casados foi implementada no domínio espectral.

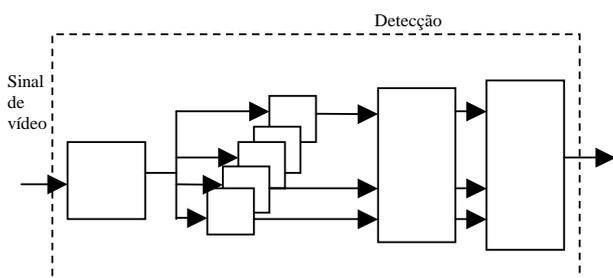


Fig. 1 – Diagrama em blocos da arquitetura proposta.

Os filtros casados foram implementados considerando-se o modelo de um sinal eco padrão dado por [8]:

$$\begin{aligned} \tilde{r}(n\Delta\psi, t; \psi_a, \tau_a, f_{Da}) = & \tilde{K}_r f(n\Delta\psi - \psi_a) \text{rect} \left[ \frac{t - \tau_a}{T_p} \right] \\ & \times \text{rect} \left[ \frac{t - \tau_a}{T_p} \right] \exp\{j2\pi f_{Da} t\} \\ & \times \exp \left\{ -j \frac{4\pi R_a}{\lambda} \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

onde  $f(\cdot)$  é a função ganho de campo da antena,  $n\Delta\psi$ , para  $n = 0, 1, 2, \dots, N_a - 1$  é o apontamento da antena em azimuth;  $N_a \Delta\psi = 2\pi$ , para um radar com  $360^\circ$  de varredura azimuthal.

$$\Delta\psi = \omega_a T_o \quad (4)$$

sendo  $\omega_a$  a velocidade de rotação da antena e  $T_o$  o período de repetição dos pulsos transmitidos.  $(\psi_a, \tau_a, f_{Da})$  são os parâmetros azimuth atraso e desvio Doppler do alvo padrão:

$$\psi_a = n_a \Delta\psi. \quad (5)$$

com  $n_a$  correspondente ao apontamento da antena sobre o alvo padrão

$$\tau_a = \frac{2}{C_0} R_a \quad (6)$$

sendo  $C_0$  a velocidade da luz no meio e  $R_a$  a distância do alvo ao radar

$$f_{Da} = \frac{2V_a}{\lambda} \quad (7)$$

com  $V_a$  a velocidade radial do alvo.

Considerando  $M$  possíveis sinais ecos cada um deles correspondendo a um alvo com os parâmetros  $(\psi_m, \tau_m, f_{Dm})$ , com  $m = 1, 2, \dots, M$ . Estes sinais ecos podem ser escritos como:

$$\begin{aligned} \tilde{r}_M(n\Delta\psi, t; \psi_m, \tau_m, f_{Dm}) = & \tilde{K}_M f(n\Delta\psi - \psi_m) \\ & \times \text{rect} \left[ \frac{t - \tau_m}{T_p} \right] \exp\{j2\pi f_{Dm} t\} \\ & \times \exp \left\{ -j \frac{4\pi R_{mm}}{\lambda} \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

onde  $\tilde{K}_M$  é uma constante e:

$$f_{Dm} = \frac{2V_{Cm}}{\lambda} \quad (9)$$

$$\tau_{mm} = \frac{2}{C_0} R_{mm} \quad (10)$$

com

$$R_{mm} = R_m - (n_m - n) V_{Cm} T_o \quad (11)$$

sendo  $n_m$  o pulso transmitido correspondente ao apontamento da antena sobre o  $m$ -ésimo alvo, ou seja:

$$n_m = \frac{\psi_m}{\Delta\psi} \quad (12)$$

Os  $M$  filtros casados terão, portanto, a resposta impulsiva dada por:

$$\tilde{h}(n\Delta\psi, t; \psi_m, \tau_m, f_{Dm}) = \tilde{r}^*(n\Delta\psi, t; \psi_m, \tau_m, f_{Dm}) \quad (13)$$

O erro de casamento com a velocidade do alvo, esperado no intervalo  $[V_{min}, V_{max}]$ , é de no máximo  $(V_{max} - V_{min}) / (2M)$ . Este erro pode ser controlado pelo número  $M$  de filtros escolhidos.

## IV. ESTRUTURA DA SIMULAÇÃO

Em [9], Watts menciona que para ser um bom sistema de vigilância aérea, um radar deve ser capaz de detectar um alvo aéreo com Seção Reta Radar (RCS – Radar Cross Section) de  $5 \text{ m}^2$  a uma distância de 25 NM (cerca de 46 km) em um dia claro e com estado do mar 3 [10]. Um alvo com a RCS mencionada por Watts pode ser entendido como uma aeronave de ataque (um caça-bombardeiro, por exemplo).

Mas um sistema de vigilância aérea deve estar preocupado também com a detecção de alvos menores do que os mencionados. É o caso, por exemplo, de aeronaves de caça com RCS de cerca de  $2 \text{ m}^2$  e mísseis anti-superfície com RCS de  $0,5 \text{ m}^2$  [11], sendo que estes alvos, por se aproximarem do navio a baixa altitude (aproximadamente 15m), estão sujeitos à grande interferência devido ao *clutter* de mar. Estas ameaças, em geral, se aproximam com velocidade constante, sendo possível inferir que o intervalo de variação destas velocidades é de 280 a 680 m/s.

Neste trabalho, além das considerações básicas feitas em [9] também se consideram alvos com RCS de  $2 \text{ m}^2$  e  $0,5 \text{ m}^2$ , que podem se deslocar na faixa das velocidades mencionadas.

Para se estabelecer a estrutura de simulação, é necessário considerar-se: a) as características do radar; b) as relações sinal-ruído e sinal-*clutter* para cada uma das RCS dos alvos considerados; e c) características do alvo.

a) Características do radar.

Considerou-se um radar de vigilância aérea com os parâmetros da Tabela 1.

TABELA 1 – PARÂMETROS UTILIZADOS.

Potência de pico ( $P_t$ )	800 W
Ganho de Potência da antena ( $G$ )	34 dB
Frequência de Transmissão ( $f_p$ )	2,8 GHz
Largura de pulso ( $T_p$ )	0,6 $\mu$ s
Frequência de Repetição de Pulso ( $f_r=1/T_o$ )	1200 Hz
Perdas ( $L$ )	2 dB
Abertura azimutal da antena ( $\theta_a$ )	1,35°
Temperatura de ruído da antena ( $T_a$ )	200 K
Figura de ruído do receptor ( $F_r$ )	2 dB
Banda de passagem ( $B_r$ )	$3,0 \times 10^6$ Hz
Velocidade de rotação da antena ( $\omega_a$ )	12,8 RPM

b) Relações sinal-ruído (SNR) e sinal-*clutter* (SCR).

A expressão da relação sinal-ruído é dada por:

$$\left(\frac{S}{N}\right) = \left[ \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 L K_0 T_a B_r F_r R^4} \right] \quad (14)$$

onde  $K_0$  é a constante de Boltzman e  $R$  é a distância do alvo ao radar.

O *clutter*, apesar de não ser desejado, é um alvo, e para o *clutter* de superfície é definido o coeficiente de retroespalhamento ou refletividade ( $\sigma^0$ ), que é o fator equivalente da RCS dentro de uma célula de resolução radar:

$$\sigma^0 = \sigma_c / A_{cr} \quad (15)$$

onde  $\sigma_c$  é a RCS do *clutter* contido em uma Célula de Resolução (CR) e  $A_{cr}$  é a área da CR

$$A_{cr} \cong \frac{C_0 T_p \theta_a R}{2 \cos \alpha} \quad (16)$$

sendo  $\alpha$  o ângulo rasante na CR considerada.

Para o cenário proposto, o ângulo rasante pode ser calculado diretamente, levando-se em consideração a altura  $H_1$  da antena do radar e da distância  $R$  onde se localiza o alvo:

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \left( \frac{H_1}{R} \right) \quad (17)$$

Para  $H_1 = 20\text{m}$ , valor utilizado na simulação, e com distâncias entre 25 e 45 km o valor de  $\alpha$  é muito pequeno, o que acarretará em relação sinal-*clutter* alta.

O modelo usado para  $\sigma^0$ , que leva em consideração o estado do mar (SS) e o ângulo rasante, é o proposto em [12].

Outra relação importante é a relação sinal-*clutter* (SCR), que relaciona a potência do sinal do alvo com a potência do *clutter* e tem a seguinte forma:

$$SCR = \frac{\sigma}{A_{cr} \sigma^0} \quad (18)$$

Com o intuito de mostrar que o processamento TBD é eficiente na detecção de alvos de pequena RCS, imersos em ambiente de alta interferência, optou-se por trabalhar com uma situação de *clutter* mais severa. Para tal, foram considerados valores de SCR equivalente a um ângulo rasante de 1°. Desta forma, a Tabela 2 mostra os valores significativos de SNR e SCR consideradas neste trabalho.

TABELA 2 – VALORES DE SNR E SCR.

RCS ( $\text{m}^2$ )	Distância (km)	SNR (dB)	SCR (dB) ( $\alpha=1^\circ$ e SS=3)
0.5	45	-5,11	-4,93
	35	-0,75	-3,83
	25	5,10	-2,37
2	45	0,91	1,09
	35	5,27	2,18
	25	11,12	3,64
5	45	4,89	5,07
	35	9,25	6,16
	25	15,1	7,62

c) Características do alvo.

Para a simulação realizada foram dispostos no cenário três alvos com diferentes RCS e diferentes velocidades (para a avaliação do desempenho do banco de filtros casados). As características dos alvos são mostradas na Tabela 3.

TABELA 3 – PARÂMETROS DOS ALVOS

<b>ALVO 1</b>	
Amplitude do alvo, $A_{a1}$	5 unidades de intensidade
Velocidade do alvo, $V_{a1}$	285 m/s
Posição (azimute, distância).	(400, 156) amostras
<b>ALVO 2</b>	
Amplitude do alvo, $A_{a2}$	20 unidades de intensidade
Velocidade do alvo, $V_{a2}$	309 m/s
Posição (azimute, distância)..	(300, 356) amostras
<b>ALVO 3</b>	
Amplitude do alvo, $A_{a3}$	10 unidades de intensidade
Velocidade do alvo, $V_{a3}$	600 m/s
Posição (azimute, distância).	(200, 200) amostras

Para o estabelecimento do nível de potência do ruído e do *clutter* em função das unidades arbitrárias dos alvos, usa-se o seguinte procedimento:

i) Fixando-se as amplitudes dos alvos a menor, no caso a de 5 unidades, é selecionada como sendo o alvo de referência para

se dimensionar a potência do ruído e do *clutter*, em função de uma dada SNR e uma dada SCR escolhidas;

ii) A potência média do alvo de referência é calculada como:

$$P_{a1} = \frac{A_{a1}^2}{2} \quad (19)$$

iii) Para uma dada RCS de um alvo a uma dada distância do radar, calcula-se a SNR e a SCR; e

iv) As potências médias do ruído e do *clutter* são então calculadas, respectivamente, como:

$$P_n = \frac{P_{a1}}{SNR} \quad (20)$$

$$P_c = \frac{P_{a1}}{SCR} \quad (21)$$

Devido à relação das amplitudes dos alvos, tem-se também uma correspondência entre a RCS do alvo de referência e dos demais. A Tabela 4 mostra esta correspondência, baseando-se no fato de que a RCS de um alvo é proporcional a amplitude ao quadrado do sinal eco do alvo.

TABELA 4 – CORRESPONDÊNCIA ENTRE AS RCS.

RCS (m <sup>2</sup> ) do alvo 1 (referência)	RCS (m <sup>2</sup> ) do alvo 3	RCS (m <sup>2</sup> ) do alvo 2
0,5	2,0	8,0
2,0	8,0	32,0
5,0	20,0	80,0

As frequências Doppler dos alvos são respectivamente: 5,226kHz, 5,768kHz e 11,200 kHz. Como estas frequências são superiores a  $f_r/2 = 600$  Hz, haverá uma subamostragem e, em consequência, a ocorrência de ambigüidades no domínio espectral. Os filtros casados que compõem o banco de filtros geram sinais que em função das velocidades previstas também geram sinais com as mesmas características de ambigüidade dos alvos, tornado os casamentos entre eles possíveis.

O efeito da alta velocidade dos alvos faz com que durante uma iluminação da antena estes alvos possuam um deslocamento segundo disposto nas expressões (10) e (11).

A Fig. 2 apresenta os três alvos mencionados na Tabela 3. Nesta figura, a RCS do segundo alvo e 16 vezes maior que a do primeiro e a RCS do terceiro alvo e o quádruplo do primeiro.

Na Fig. 2 a direção azimutal é vertical e a distância corresponde a direção horizontal. O espalhamento dos alvos em azimute corresponde a diagrama de campo da antena, considerado como uma função do tipo  $|\text{sen}(x)/x|^2$  com um lóbulo principal e dois laterais, um de cada lado do lóbulo principal.

Na simulação, foi considerado ainda que o sinal eco era amostrado com um período de amostragem igual a 3  $\mu$ s, obtendo-se assim duas amostras do sinal eco de um alvo.

O desvio Doppler relativo ao do *clutter* do mar foi estabelecido como 112 Hz e o seu espalhamento espectral em 50Hz.

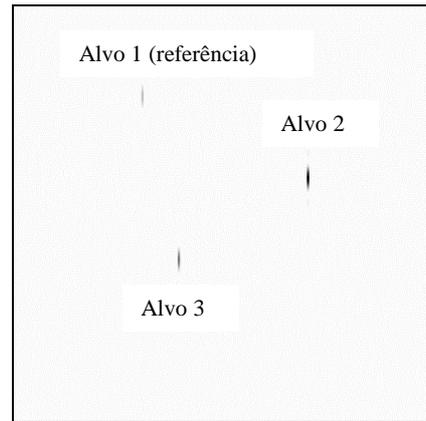


Fig. 2 – Disposição dos alvos na janela de simulação.

O ruído branco o *clutter* e os sinais ecos dos três alvos foram somados compondo-se assim uma cena imageada. A Fig. 3 ilustra as composições entre alvos, ruído e *clutter*.

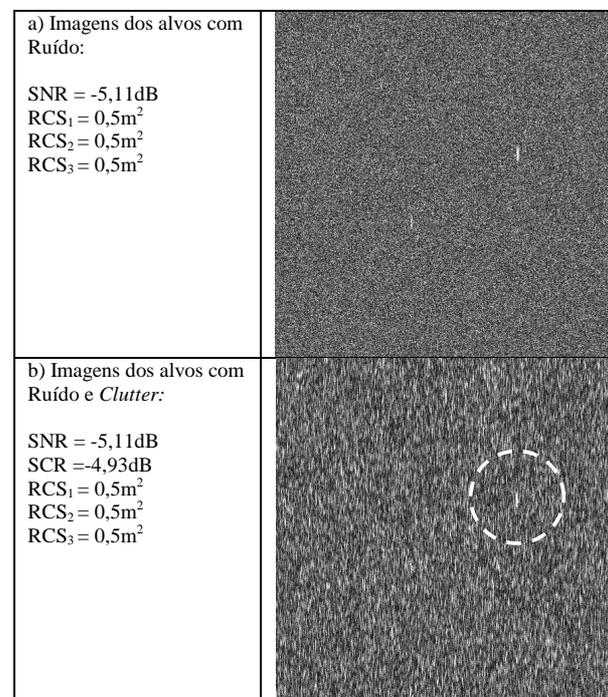


Fig. 3 – Alvos com ruído (a) e com ruído e *clutter* (b).

Na Fig. 3a só é possível perceber os alvos de número dois e três, este último com pouca intensidade. Na situação mostrada na Fig. 3b só é possível perceber claramente o alvo de número dois, que é o de maior intensidade.

## V. RESULTADOS

Comparou-se a estrutura do TBD proposta com o processamento radar clássico. O processamento clássico consiste na utilização em seqüência do MTI (*Moving Target Indicator*), do CFAR (*Constant False Alarm Rate*) e finalmente do Integrador de pulsos.

Não foi utilizado o MTI devido ao fato do *clutter* de mar não ser estacionário. Testaram-se então os processadores Rayleigh-CFAR e Weibull-CFAR seguidos de um integrador linear de pulsos que calculava a média de  $n_B$  ecos

consecutivos, sendo  $n_B$  o número de pulsos correspondente a abertura azimutal da antena.

Os melhores resultados foram obtidos com o processador Rayleigh CFAR seguido pelo integrador. Este desempenho superior do Rayleigh CFAR é justificado pela natureza dos sinais simulados, que por serem composto por gaussianas em quadratura (sinais I e Q) geram uma amplitude com distribuição Rayleigh.

No processamento clássico, para os alvos considerados e para as condições de RCS, SNR e SCR descritas na Tabela 2, foram obtidos os resultados mostrados nas Fig. 4 e 5.

As Fig. 6 e 7 mostram os resultados do uso do TBD onde foram considerados alvos em uma faixa de velocidades de alvos de 280 m/s a 680 m/s. Em todas as condições mostradas nestas figuras, todos os alvos foram detectados.

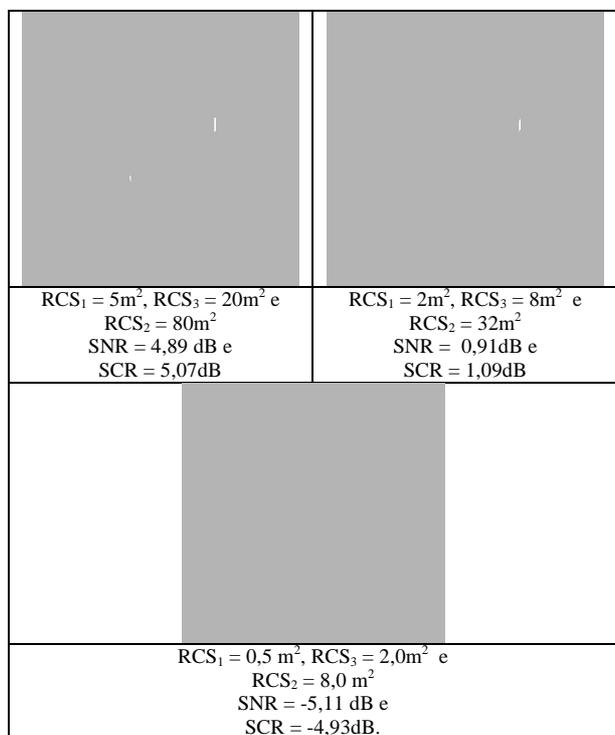


Fig. 4 – CFAR e integração: detecção na distância de 45 km.

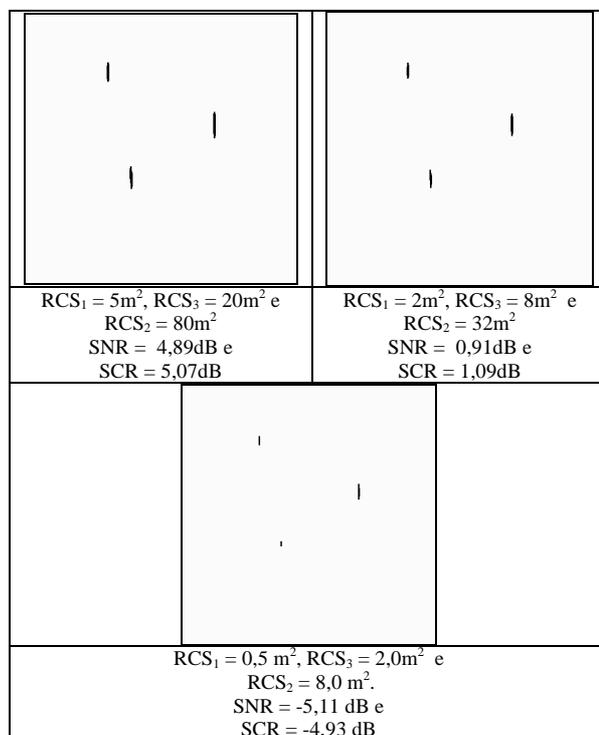


Fig. 6 – TBD: detecção na distância de 45 km.

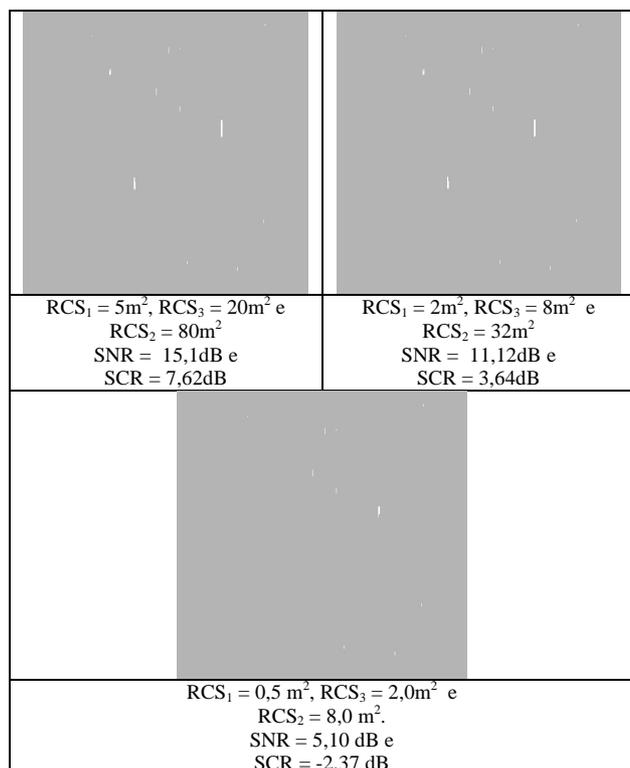


Fig. 5 – CFAR e integração: detecção na distância de 25 km.

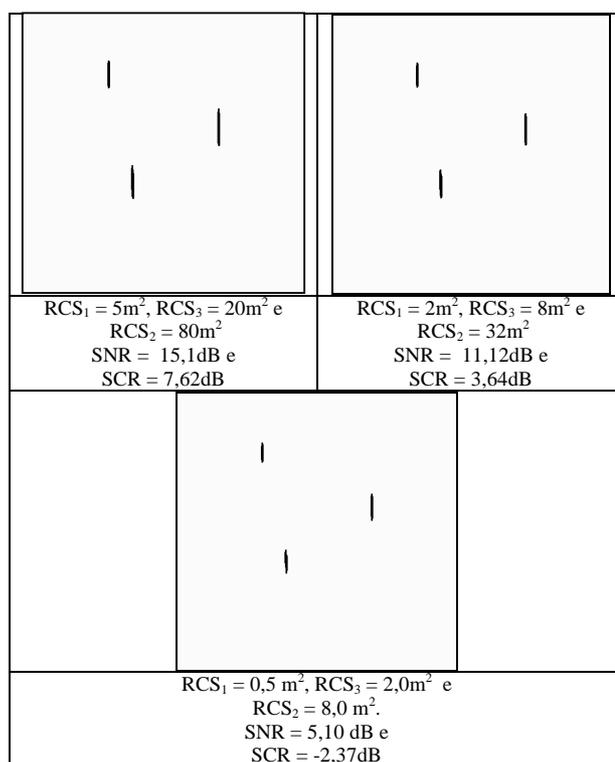


Fig. 7 – TBD: detecção na distância de 25 km.

Nas condições mostradas na Fig. 4 não foi possível detectar o alvo de referência com  $0,5\text{m}^2$ ,  $2\text{m}^2$  e  $5\text{m}^2$ . Nas condições da Fig. 5 não foi possível detectar o alvo de referência com  $\text{RCS} = 0,5\text{m}^2$  para  $\text{SNR} = 5,10\text{ dB}$  e  $\text{SCR} = -2,37\text{ dB}$ . No caso mais crítico, que consiste na detecção do alvo de referência com  $\text{RCS} = 0,5\text{m}^2$  a  $45\text{ km}$  ( $\text{SNR} = 5,10\text{ dB}$  e  $\text{SCR} = -2,37\text{ dB}$ ) houve a detecção do alvo.

## VI. CONCLUSÃO

Com base em algumas realizações do processo de simulação concluiu-se que com processamento TBD foi possível detectar um alvo com  $\text{RCS} = 0,5\text{m}^2$  a uma distância de  $45\text{ km}$  com  $\text{SNR} = -5,11\text{ dB}$  e  $\text{SCR} = -4,93\text{dB}$ . Com o processamento clássico (CFAR e integração de pulsos) este mesmo alvo só pode ser detectado a distância de  $25\text{ km}$ , com  $\text{SNR} = 5,10\text{ dB}$  e  $\text{SCR} = -2,37\text{ dB}$ , e mesmo assim com alguma dificuldade, devida à presença de vários falsos alarmes.

O TBD, portanto, se revelou mais eficiente na detecção de alvos de grande velocidade, sendo capaz de detectar e rastrear alvos de pequenas dimensões em situações de intensa interferência a grandes distâncias.

A análise realizada deve ser ainda avaliada com um número grande de realizações do processo de simulação, haja vista natureza estocástica do ruído e do *clutter*.

Outras formas de distribuição estatística do *clutter* também devem ser consideradas. Deve ser ainda avaliado o desempenho do processador TBD em função do espalhamento espectral do *clutter*, que deve ser função do estado do mar.

## REFERÊNCIAS

- [1] SKOLNIK, M. I. Introduction to Radar Systems. Singapore: McGraw-Hill Book Co, 1988.
- [2] The United States of America as represented by the Secretary of the Navy. EUA. CASPERS, J. W. e NUESSE, C. Track-Before-Detect System. 173,944, 08 set 1961, 1º may 1973.
- [3] TORSTENSSON, J. e TRIEB, M. Particle Filtering for Track-Before-Detect Applications. 82 f. 2005. Master's thesis - Linköping University, Linköping.
- [4] REED, I.; GAGLIARDI, R. e STOTTS, L. Optical Moving Target Detection With 3-D Matched Filter. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 24, n. 4, p. 327-336, 1988.
- [5] TONISSEN, S. M. e BAR-SHALOM, Y. Maximum Likelihood Track-Before-Detect With Fluctuating Target Amplitude. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 34, n. 3, p. 796-808; July 1998.
- [6] BUZZI, S.; LOPS, M. e VENTURINO, L. Track-Before-Detect Procedures for Early Detection of Moving Target from Airborne Radars. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 41, n. 3, p. 937-954, 2005.
- [7] TONISSEN, S. M. e EVANS, R. J. Performance of Dynamic Programming Techniques for Track-Before-Detect. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, v. 32, n. 4, p. 1440-1451, 1996.
- [8] SICILIANO, A. V., Arquitetura de um Processador "Track-Before-Detect (TBD)" para o cenário naval. 2008. 95 f. Trabalho Individual – Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos.
- [9] Watts, S., Performance measures for airborne maritime surveillance radars IEE Colloquium on Specifying and Measuring Performance of Modern Radar Systems (Ref. No. 1998/221), pp.9/1-9/6, Mar 1998.
- [10] MIGUENS, A. P., Navegação Ciência e Arte – Vol.III, Disponível em <http://www.ar.mil.br/dhn/bhmn/download/cap-45.pdf> acessado em 28 de maio de 2008.
- [11] COMANDO DA AERONÁUTICA (Brasil), Apostila do Curso Operativo de Guerra Eletrônica. Brasília: Comando Geral de Operações Aéreas, Abril 2008.
- [12] MORCHIN, W. C. **Airborne Early Warning Radar**. Norwood, MA: Artech House, Inc, 1990.