

Modelagem do sinal eco de um Radar para uma estrutura de processamento *Track-Before-Detect*

Márcio Martins da Silva Costa^{1,2} e David Fernandes¹

¹Instituto Tecnológico de Aeronáutica, Comando-Geral de Tecnologia Aeroespacial, Praça Mal. Eduardo Gomes, 50 - 12228-900, São José dos Campos, SP
²Centro de Coordenação de Estudos da Marinha em São Paulo, Av. Prof. Mello Moraes, 2231, Bloco E, Dep. Eng. Mecânica e Naval, Butantã - 05508-030, SP

Resumo — A técnica *Track-Before-Detect* (TBD) vem sendo considerada uma ferramenta poderosa na detecção de alvos. Sua capacidade de obtenção de contatos, mesmo sob condições de pequena relação sinal-ruído, pode otimizar significativamente a operacionalidade de um meio, ou mesmo, sua segurança. Apresenta-se uma modelagem do sinal eco de alvos dispostos em um cenário com cobertura Radar, sob uma estrutura de processamento TBD. Esta modelagem é relevante, pois dela podem ser derivadas diversas formas de implementação do TBD bem como serem avaliadas simplificações que tornem os processadores mais eficientes. Uma estrutura de um processador TBD é proposta e analisada com resultados neste trabalho.

Palavras-chaves — Radar, Sinais de Radar, Processamento de Sinais, Detecção de Alvos, *Track-Before-Detect*.

I. INTRODUÇÃO

A técnica TBD tem como objetivo principal realçar a detectabilidade de alvos [1]. Seu emprego consiste no uso conjunto da detecção e rastreamento de alvos [2]. Ou seja, as primeiras detecções do alvo possibilitam o início de um rastreamento, que por sua vez permite um cálculo da previsão da ocorrência da próxima detecção. O tipo de processamento que envolve a seqüência *previsão da detecção-detecção-rastreamento* é caracterizada como TBD.

Desenvolvida no início da década de setenta nos Estados Unidos, permaneceu cerca de vinte anos sem ser explorada na literatura acadêmica. A partir da década de noventa, centenas de trabalhos foram publicados com novas formas de abrangência do problema. Atualmente, o uso do TBD tem sido focado por diversos órgãos governamentais, empresas e universidades, visando a implementação deste conceito.

Sua capacidade de obtenção de contatos, mesmo sob condições de pequena relação sinal-ruído (S/N), tem atraído diversos segmentos civis e militares, não só do meio acadêmico como na indústria, pois a sua aplicabilidade em sistemas Radar pode otimizar significativamente a operacionalidade de um meio, ou mesmo, a segurança deste.

No processamento de sinais Radar convencional a alta relação sinal-ruído é ideal para ocorrer detecção de contatos. Quando a relação sinal ruído é muito baixa ocorre um grande aumento na probabilidade de falsos alarmes podendo degradar significativamente o desempenho do radar.

Márcio Martins da Silva Costa, mcosta@ita.br, Tel +55-12-3947-6902 e Fax +55-12-39476893. David Fernandes, david@ita.br, Tel +55-12-3947-6807 e Fax +55-12-39476930.

Este trabalho recebe financiamento parcial da FINEP através do Projeto CAPTAER em desenvolvimento no ITA.

Partindo do princípio que uma seqüência de retornos dos ecos Radar geram uma imagem do cenário iluminado [3], a técnica TBD pode ser empregada para “fundir” estas imagens a cada varredura. Esta fusão pode levar em conta a não estacionariedade do sinal eco durante a iluminação da antena.

Este artigo está organizado conforme se segue. Na Seção II e III, respectivamente, os modelos do sinal transmitido e dos sinais ecos são apresentados em conformidade com a geometria de iluminação do Radar e com as flutuações da refletividade do alvo observado. No modelo utilizado leva-se em conta a possibilidade de se ter alvos com grandes velocidades relativas [4]. Na seção IV é proposta a estrutura de um processador TBD e na seção V apresentam-se alguns resultados de simulações. As conclusões são apresentadas na seção VI.

II. SINAL TRANSMITIDO

Considera-se que o sinal transmitido, passa-faixa com energia E_p , por um Radar Doppler Pulsado seja expresso por

$$s(t) = \sqrt{2E_p} \operatorname{Re}[\tilde{s}(t) \exp\{j2\pi f_p t\}], \quad (1)$$

onde $\tilde{s}(t)$ representa o equivalente passa-baixa, ou envoltória complexa, de energia unitária do sinal passa-faixa $s(t)$; e f_p é a freqüência da portadora, onde o comprimento de onda λ_p é dado por $\lambda_p = c_0/f_p$.

Se a envoltória complexa for um *chirp* (portadora modulada linearmente em freqüência) com razão de variação de freqüência α e duração T_p , têm-se

$$\tilde{s}(t) = \frac{1}{T_p} \exp\{j\pi\alpha t^2\} \operatorname{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right]. \quad (2)$$

Para $\alpha=0$, a envoltória complexa torna-se um pulso.

Admitindo-se que o Radar transmite uma seqüência de pulsos, o m -ésimo pulso transmitido será representado por

$$s_m(t) = \sqrt{2E_p} \operatorname{Re}[\tilde{s}_m(t) \exp\{j2\pi f_p t\}], \quad (3)$$

onde $\tilde{s}_m(t) = \tilde{s}(t - mT_0)$ e T_0 é o período de repetição de pulsos.

O diagrama de campo da antena do Radar será definido pela função $G_A(\cdot)$, com abertura $2\phi_B$ definida pelos pontos de -3dB em relação ao máximo do diagrama de campo que ocorre para $G_A(0)$.

O número de setores $\phi_s < 2\phi_B$ na abertura do feixe da antena será, por conveniência, considerado um número inteiro ímpar da forma

$$N_B \equiv 2 \left\lfloor \frac{\phi_B}{\phi_s} \right\rfloor + 1, \quad (4)$$

onde $\lfloor \cdot \rfloor$ representa o menor inteiro.

O número de pulsos N_s transmitidos pela antena em ϕ_s será

$$N_s = \left\lfloor \frac{T_s}{T_o} \right\rfloor + 1 = \left\lfloor \frac{\phi_s}{\omega_A T_o} \right\rfloor + 1, \quad (5)$$

onde T_s é o tempo de iluminação de um alvo pontual devido à abertura ϕ_s e ω_A é a velocidade angular de rotação da antena.

Os setores ϕ_s são definidos de tal maneira que durante um tempo de iluminação T_s , relativo a este setor, o alvo observado pode ser considerado estacionário, ou seja, os seus parâmetros de interesse (posição, velocidade e refletividade) podem ser considerados invariantes com o tempo.

Define-se ϕ_0 como a extensão angular azimutal que será observada pelo Radar. Para os Radares de vigilância aérea, ϕ_0 normalmente é de 360° . Para Radares dispostos na parte frontal das aeronaves, ϕ_0 normalmente é de 120° .

A extensão azimutal ϕ_0 será dividida em setores Radar com abertura azimutal ϕ_s . Assim, a extensão azimutal ϕ_0 terá N_{ϕ_0} setores Radar expressos por

$$N_{\phi_0} = \frac{\phi_0}{\phi_s} \equiv \left\lfloor \frac{\phi_0}{\phi_s} \right\rfloor. \quad (6)$$

A extensão azimutal ϕ_0 é observada repetidas vezes pelas sucessivas varreduras da antena do Radar, as quais serão identificadas pelo índice k , com $k = 0, 1, \dots, K$. Neste modelo serão observadas K varreduras de extensão azimutal ϕ_0 .

O tempo para a antena varrer a extensão azimutal ϕ_0 , com velocidade angular de rotação da antena ω_A , é dado por

$$T_v = \phi_0 / \omega_A. \quad (7)$$

A posição do setor de abertura azimutal ϕ_s na extensão angular ϕ_0 , relativa à k -ésima varredura será identificada por n_k , onde $n_k = 1, 2, \dots, N_{\phi_0}$. A Fig. 1 ilustra a numeração dos setores nas sucessivas varreduras da antena.

Considerando-se o diagrama de campo da antena, a envoltória complexa da seqüência de N_I pulsos que incidem em um alvo pontual localizado em um azimute ψ_a pode ser representada por

$$\tilde{s}(t; \psi_a) = \sum_{m=N_a-(N_B-1)/2}^{N_a+(N_B-1)/2} G_A(\psi_a - \psi(mT_0)) \times \tilde{s}(t - mT_0), \quad (8)$$

onde $\psi(mT_0)$ indica a direção de apontamento da antena no instante da transmissão no m -ésimo pulso, $0^\circ \leq \psi(mT_0) \leq 360^\circ$,

podendo ser expressa por $\psi(mT_0) = m\Delta\psi$, sendo $\Delta\psi$ o incremento angular azimutal a cada transmissão de pulso dado por $\Delta\psi = \omega_A T_o$. N_a corresponde a posição do setor na varredura

$$N_a = \frac{\psi_a}{\phi_s} \equiv \left\lceil \frac{\psi_a}{N_s \Delta\psi} \right\rceil, \quad (9)$$

onde $\lceil \cdot \rceil$ representa o maior inteiro.

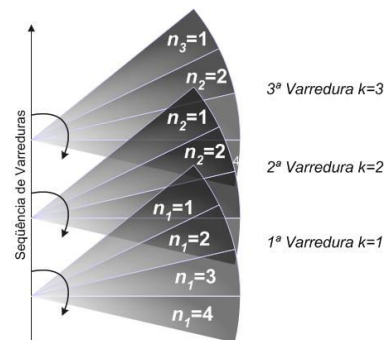


Fig. 1. Identificação dos setores nas sucessivas varreduras.

Além da suposição de estacionariedade do alvo nos setores ϕ_s que dividem a extensão azimutal de observação ϕ_0 , será considerado que o ganho do diagrama de campo da antena é constante na abertura ϕ_s e que esse ganho é o valor do diagrama de campo na direção do centro do setor dado por $n_k \phi_s / 2$. Desta forma, o sinal incidente no alvo pontual localizado na posição azimutal ψ_a , na k -ésima varredura, e que está no n_k -ésimo setor pode ser escrito como

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t; k; \psi_a) = & \sum_{n_k=N_a-(N_B-1)/2}^{N_a+(N_B-1)/2} G_A(\psi_a - n_k \phi_s / 2) \\ & \times \sum_{m=1}^{N_s} \tilde{s}(t - mT_0 - (n_k - 1)N_s T_o - (k - 1)T_v), \end{aligned} \quad (10)$$

para $k = 1, 2, \dots, K$. Sendo N_s o número de ecos na abertura ϕ_s do setor, N_B o número de setores na abertura $2\phi_B$ da antena. Note que está se considerando que todos os N_s pulsos transmitidos no setor ϕ_s retornam ao radar na forma de eco.

III. SINAL ECO

Considerando que na k -ésima varredura da extensão azimutal ϕ_0 exista um alvo pontual no setor n_k na posição angular $\psi_k(n_k)$ e à uma distância $R_k(n_k)$ com velocidade radial constante $V_k(n_k)$. O atraso do sinal eco correspondente a esta distância e ao desvio Doppler do alvo no setor n_k são expressos, respectivamente, por

$$\tau_k(n_k) = 2R_k(n_k) / c_0 \quad (11)$$

e

$$f_k(n_k) = 2V_k(n_k) / \lambda_p. \quad (12)$$

Note que, levando-se em consideração a nova dimensão $R_k(n_k)$, pode-se considerar que o alvo esteja agora em uma célula Radar, em situação estacionária. Desta forma, define-se célula Radar o lugar no espaço onde o alvo ocupe uma posição fisicamente admissível.

Pela definição de célula Radar, considera-se que a posição angular do alvo $\psi_k(n_k)$, à distância $R_k(n_k)$ e à velocidade radial $V_k(n_k)$ é constante em um setor ϕ_s indexado por n_k . Em consequência, no setor o atraso $\tau_k(n_k)$ e o desvio Doppler $f_k(n_k)$ também são constantes. A Fig. 2 apresenta uma detecção de um alvo de grande velocidade, sem ruído, onde podem ser identificadas cinco células Radar.

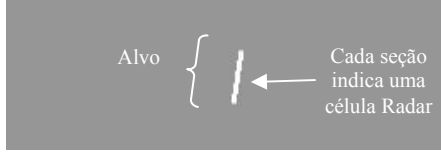


Fig. 2. Identificação das células Radar.

No tempo de iluminação correspondente a um setor, devido à hipótese de estacionariedade do alvo, considera-se também que a refletividade complexa do alvo pontual é constante e representada pela expressão

$$\tilde{c}_k(n_k) = c_k(n_k) \exp[j\gamma_k(n_k)]. \quad (13)$$

O sinal eco do alvo pontual localizado na posição azimutal $\psi_k(n_k)$, à uma distância $R_k(n_k)$ e com velocidade radial $V_k(n_k)$, na k -ésima varredura do n_k -ésimo setor pode então ser escrito como

$$\begin{aligned} \tilde{r}(t; k; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k)) = & \\ & \sum_{n_k=N_a-(N_B-1)/2}^{N_a+(N_B-1)/2} \tilde{c}_k(n_k) \exp[j2\pi f_k(n_k)t] \\ & \times G_A^2(\varphi_k(n_k) - n_k \phi_s / 2) \\ & \times \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s}(t - \tau_k(n_k) - mT_0 - \\ & - (n_k - 1)N_S T_0 - (k - 1)T_V), \end{aligned} \quad (14)$$

para $k = 1, 2, \dots, K$.

O sinal eco representado em (14) é uma alternativa ao formalismo apresentado por Buzzi et al. [4].

Considerando-se o ruído térmico aditivo, ergódico, passa faixa, de média nula, representado pela envoltória complexa $\tilde{n}(t; k, n_k, m)$, independente do sinal eco expresso em (14), têm-se

$$\begin{aligned} \tilde{z}(t; k, n_k, m; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k)) = & \\ \left\{ \begin{array}{ll} \tilde{r}(t; k, n_k, m; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k)) & \\ + \tilde{n}(t; k, n_k, m), & \text{para } H_1 \\ \tilde{n}(t; k, n_k, m), & \text{para } H_0, \end{array} \right. \end{aligned} \quad (15)$$

onde H_1 é a hipótese de que existe sinal eco de um alvo e H_0 a hipótese de que só existe ruído.

IV. ESTRUTURA DO PROCESSADOR TBD

Define-se um sinal eco de referência, à semelhança de (14), tendo como parâmetros o atraso $\tau_{ok}(n_k)$ e o desvio Doppler $f_{ok}(n_k)$, e com energia unitária, como

$$\begin{aligned} \tilde{\xi}(t; k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) = & \\ \frac{1}{\sqrt{N_S}} \exp[j2\pi f_{ok}(n_k)t] & \\ \times \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s}(t - \tau_{ok}(n_k) - mT_0 - (n_k - 1)N_S T_0 - (k - 1)T_V), & \end{aligned} \quad (16)$$

com $k = 1, 2, \dots, K$ e $N_a - (N_B - 1)/2 \leq n_k \leq N_a + (N_B - 1)/2$.

A projeção do sinal dado por (15) no sinal de referência (16) é então dada por

$$\begin{aligned} \langle \tilde{z}(t; k, n_k; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k)), & \\ \tilde{\xi}(t; k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) \rangle = & \\ \tilde{\chi}(k, n_k; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k); \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) = & \\ \left\{ \begin{array}{ll} \tilde{R}_1(k, n_k; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k); \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) & \\ + \tilde{N}_0(k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)), & \text{para } H_1 \\ \tilde{N}_0(k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)), & \text{para } H_0, \end{array} \right. \end{aligned} \quad (17)$$

onde $\langle \cdot, \cdot \rangle$ é o operador produto escalar definido como

$$\langle \tilde{f}(t; \rho), \tilde{g}(t; \gamma) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(t; \rho) \tilde{g}^*(t; \gamma) dt \quad (18)$$

e

$$\begin{aligned} \tilde{R}_1(k, n_k; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k); \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) & \\ = \langle \tilde{r}(t; k, n_k; \tilde{c}_k(n_k), \varphi_k(n_k), \tau_k(n_k), f_k(n_k)), & \\ \tilde{\xi}(t; k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) \rangle & \\ = \frac{1}{\sqrt{N_S}} \tilde{c}_k(n_k) G_A^2(\varphi_k(n_k) - n_k \phi_s / 2) & \\ \times \tilde{\varepsilon}(\tau_k(n_k), \tau_{ok}(n_k), f_k(n_k) - f_{ok}(n_k)) & \end{aligned} \quad (19)$$

com

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon}(\tau_k(n_k), \tau_{ok}(n_k), f_k(n_k) - f_{ok}(n_k)) = & \\ \langle \exp[j2\pi(f_k(n_k) - f_{ok}(n_k))t] & \\ \times \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s}(t - \tau_k(n_k) - mT_0 - (n_k - 1)N_S T_0 - (k - 1)T_V), & \\ \times \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s}(t - \tau_{ok}(n_k) - mT_0 - (n_k - 1)N_S T_0 - (k - 1)T_V) \rangle, & \end{aligned} \quad (20)$$

e ainda,

$$\begin{aligned} \tilde{N}_0(k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) \\ = \langle \tilde{n}(t; k, n_k), \tilde{\xi}(t; k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_{ok}(n_k)) \rangle. \end{aligned} \quad (21)$$

A função $\tilde{\xi}(\tau_k(n_k), \tau_{ok}(n_k), f_k(n_k) - f_{ok}(n_k))$ é chamada de função ambigüidade do Radar [5] e pode ser ainda escrita como

$$\begin{aligned} \tilde{\xi}(\tau_k(n_k), \tau_{ok}(n_k), f_k(n_k) - f_{ok}(n_k)) = \\ \exp \left[j2\pi (f_k(n_k) - f_{ok}(n_k)) \frac{\tau_k(n_k) + \tau_{ok}(n_k)}{2} \right] \\ \times \left(\exp \left[j2\pi (f_k(n_k) - f_{ok}(n_k)) t \right] \right. \\ \times \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s} \left(t - \frac{\tau_k(n_k) - \tau_{ok}(n_k)}{2} - mT_0, \right. \\ \left. \left. -(n_k - 1)N_S T_0 - (k-1)T_V \right) \right. \\ \left. \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s} \left(t + \frac{\tau_k(n_k) - \tau_{ok}(n_k)}{2} - mT_0, \right. \right. \\ \left. \left. -(n_k - 1)N_S T_0 - (k-1)T_V \right) \right]. \end{aligned} \quad (22)$$

Se $\tau_k(n_k) = \tau_{ok}(n_k)$ e $f_k(n_k) = f_{ok}(n_k)$ e como os pulsos $\tilde{s}(\cdot)$ tem energia unitária, então

$$\begin{aligned} \tilde{\xi}(\tau_k(n_k), \tau_{ok}(n_k), f_k(n_k) - f_{ok}(n_k)) = \\ \left\langle \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s}(t - mT_0 - (n_k - 1)N_S T_0 - (k-1)T_V), \right. \\ \left. \sum_{m=1}^{N_S} \tilde{s}(t - mT_0 - (n_k - 1)N_S T_0 - (k-1)T_V) \right\rangle \quad (23) \\ = \sum_{m=1}^{N_S} \int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{s}(t - mT_0 - (n_k - 1)N_S T_0 - (k-1)T_V)|^2 dt \\ = N_S. \end{aligned}$$

A projeção representada por (17) pode ser implementada através de um banco de filtros casados com resposta impulsiva dada pelo complexo conjugado de $\tilde{\xi}(t; k, n_k; \tau_{ok}(n_k), f_k(n_k) - f_{ok}(n_k))$ em (16). Esta implementação foi realizada no trabalho de Siciliano [6].

Para processar conjuntamente as projeções do banco de filtros, foi escolhida, como mostrado na Fig. 3, uma forma comparativa de processamento na qual o sinal na saída do receptor do Radar (vídeo bruto) foi dividido em duas estruturas independentes. Ambas utilizando a envoltória do vídeo bruto. A primeira emprega métodos convencionais de detecção, utilizando um integrador linear e um comparador indicado por COMP na figura, gerando o vídeo sintético 1. A segunda emprega a fusão de dados na saída do banco de filtros casados de duas formas distintas: a) os sinais na saída dos filtros casados foram somados e comparados com um limiar para a geração do vídeo sintético 2 e b) As saídas de cada filtro casado foram comparadas com um limiar e a soma dos sinais binarizados foram comparadas com um segundo limiar, formando o vídeo sintético 3.

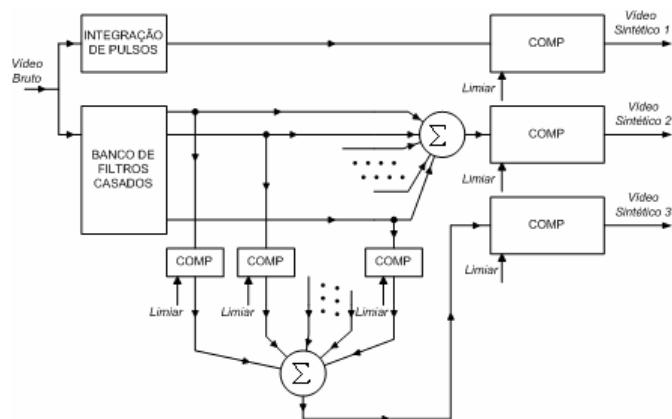


Fig. 3. Estrutura de processamento para a detecção.

Em uma dada varredura, no caso de uma detecção ocorrer na saída de um dos filtros casados, têm-se também a estimativa da velocidade radial do alvo

$$\hat{V}_k(n_k) = \lambda_p f_{ok}(n_k) / 2. \quad (24)$$

Esta estimativa pode então ser utilizada para a predição da distância do alvo (rastreamento) na próxima varredura

$$\hat{R}_{k+1}(n_{k+1}) = \hat{V}_k(n_k) T_V. \quad (25)$$

A estimativa desta distância possibilita a criação de uma máscara que preserva as amostras do vídeo bruto nas vizinhanças da posição prevista para a detecção na próxima varredura e anula as amostras fora desta vizinhança. Esta máscara é aplicada ao vídeo bruto na entrada do filtro casado, uma para cada filtro.

Com este procedimento têm-se a estrutura TBD, ou seja, as primeiras detecções do alvo possibilitam o início de um rastreamento, que por sua vez permite um cálculo da predição da ocorrência da próxima detecção.

V. AVALIAÇÃO

Para a avaliação do modelo de sinal apresentado, utilizam-se apenas três filtros, cada um deles casado com a forma de onda de um possível eco de alvo. Em um ambiente com ruído branco Gaussiano foram gerados os sinais ecos de 300 alvos com velocidades de -10m/s, 0 e 10m/s. Nos cálculos da probabilidade de falso alarme foram considerados ainda 102400 amostras de ruído. Embora o modelo preveja altas velocidades relativas, as velocidades escolhidas permitem, sem prejuízo conceitual, a análise dos resultados frente ao descasamento do sinal eco com a resposta impulsiva dos filtros. O módulo da função de transferência dos filtros utilizados no teste são mostrados na Fig. 4.

A Fig. 5 mostra a variação da probabilidade de detecção para diferentes valores da relação S/N.

Observa-se na Fig. 5 que o vídeo sintético 3 teve o melhor desempenho, aproximadamente 4,0 dB superior ao vídeo sintético 1. Isto representa um ganho aproximado em alcance de 26%. O vídeo sintético 2 teve um desempenho superior ao vídeo 1 de aproximadamente 3,5 dB, representando um ganho aproximado de 22% em alcance.

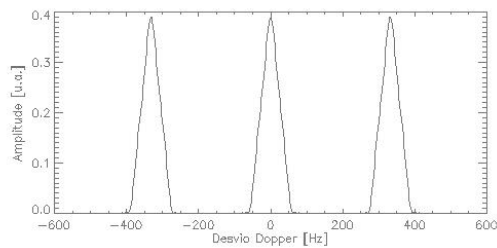
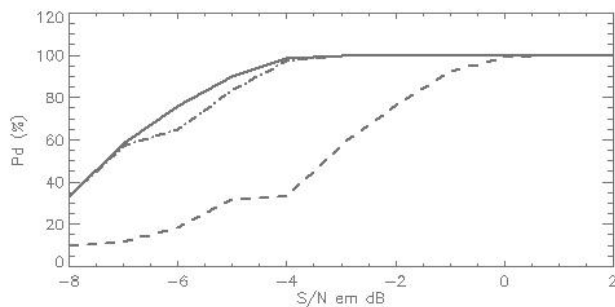


Fig. 4. Função de transferência dos Filtros Casados.



--- Vídeo Sintético 1 -.-.- Vídeo Sintético 2 — Vídeo Sintético 3

Fig. 5. Variação da Probabilidade de detecção (Pd) em função da relação S/N.

Na condição de detecção mostrada na Fig. 5 o vídeo sintético 1 apresentou uma taxa de falso alarme aproximadamente 96 vezes maior que a apresentada pelo vídeo 3 e 44 vezes maior que o vídeo 2. Isto indica que se for mantida a mesma taxa de falso alarme o desempenho dos vídeos 2 e 3 podem ainda ser melhoradas em termos de alcance.

Em outras palavras, a técnica permite uma detecção antecipada do alvo. Tempo precioso quando o assunto é a segurança da plataforma, seja pelo foco da segurança aérea, como também, pelo alarme antecipado em uma situação militar de crise.

Na simulação não foi levado em consideração todo o processo de *predição da detecção-detecção-rastreio*. Enfatizou-se o processo de detecção que, por si só, já se mostra bem mais consistente que nas técnicas convencionais. Se na simulação ainda fosse realizada a predição das novas detecções, conforme previsto pelas expressões (24) e (25), o desempenho seria ainda melhor do que o obtido.

VI. CONCLUSÕES

A técnica TBD mostra-se uma ferramenta poderosa frente aos padrões convencionais de detecção. Isto justifica diversos investimentos em formação de pessoal e pesquisa sendo realizados por diversos países. Sua implementação real incrementaria consideravelmente a segurança aérea e, em situações militares, permitiria uma tomada de decisão mais precisa e antecipada.

A modelagem de sinais proposta possibilita o desenvolvimento de estruturas de processamento TBD, tais como a apresentada neste trabalho. Possibilita ainda a implementação de simuladores de Radar e o cálculo computacional do desempenho de estruturas de processamento.

REFERÊNCIAS

- [1] Moshe, Elazar, Search Radar Track-Before-Detect Using the Hough Transform, *Master's Thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, California, US*, p. 5, March 1955.
- [2] 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.
- [3] Samuel J. Davey, Mark G. Rutten, and Brian Cheung, *A Comparison of Detection Performance for Several Track-before-Detect Algorithms*, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, Volume 2008, Article ID 428036, 10 pages, 8th October 2007.
- [4] 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.
- [5] SKOLNIK, M. I. Introduction to Radar Systems. Singapore: McGraw-Hill Book Co, 1988.
- [6] 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.