

Simulação de imagens de radar de vigilância embarcado em aeronave

David Fernandes
Miriam Teresa Menegassi Menchik

CTA-ITA-Divisão de Engenharia Eletrônica
Praça Mal. Eduardo Gomes, 50 12228-900 São José dos Campos SP
Telefone (0123) 41-2211, ramal 113
FAX: (0123) 41-7069

Abstract: A statistical model for Airborne Surveillance Radar image is proposed. The radar image represents the video signal detect by the radar. The amplitude image is modeling as a second order Markovian random process with Rayleigh distribution. The model can be used for radar signal processing simulation and radar image simulation. An example of radar image simulation is given. The proposed model can be extended for other kinds of Surveillance Radar.

1. Introdução.

Neste trabalho faz-se o modelamento matemático de imagens obtidas através do vídeo bruto de radares de vigilância, embarcados em aeronaves.

Considera-se nesta análise que o sinal eco de alvos extensos, superficiais ou volumétricos, denominado "clutter", possui densidade de probabilidade Rayleigh, [Skolnik, 1983], e que a correlação entre os pixels da imagem do Radar é dada por um modelo Markoviano bidimensional causal de segunda ordem, [Kelly et alii, 1988].

A densidade de probabilidade Rayleigh vem da consideração de que o "clutter" de radar é formado pela soma dos sinais ecos provenientes de um grande número de refletores pontuais, dentro de uma célula de resolução, quando não existem refletores com coeficientes de reflexão predominantes, [Kelly et alii, 1988], [Ulaby et alii, 1986], [Skolnik, 1983], [Fernandes et alii, 1993]. Essa consideração normalmente é válida para radares embarcados em aeronaves, onde os ângulos de incidência da onda eletromagnética, nos alvos extensos superficiais, são pequenos, [Skolnik, 1983].

A escolha do modelo Markoviano se justifica pela sua simplicidade e versatilidade na representação de imagens, [Kelly et alii, 1988].

Na Seção 2 mostram-se algumas características de um radar embarcado pulsado e defini-se o conceito de célula de resolução. Na Seção 3 desenvolve-se o modelo de correlação. Na Seção 4 calculam-se os parâmetros para a simulação do vídeo bruto de um radar embarcado típico e mostra-se uma imagem simulada. Na Seção 5 apresentam-se as conclusões do trabalho.

2. Algumas características de um radar de vigilância embarcado.

Consideremos um sistema radar que transmite pulsos de rádio frequência de duração T_p e período T_o , através de uma antena que gira com velocidade angular W_r .

O Radar está embarcado em uma aeronave que se desloca com velocidade linear V , em relação a terra. A visada da antena do Radar é frontal e inclinada para baixo. Definimos θ_v como sendo a largura do feixe de irradiação da antena no plano vertical (abertura em elevação da antena), θ_a como sendo a largura do feixe de irradiação no plano que contém a direção da máxima irradiação e que é normal ao plano vertical. θ_a será denominado abertura azimutal da antena. A figura 2.1 mostra alguns detalhes da geometria de iluminação da antena do radar.

De acordo com a figura 2.1 define-se a ângulo de apontamento α da antena, em relação a um plano de referência horizontal, como sendo a direção, para baixo, da máxima irradiação da antena do radar.

Desse modo a cobertura angular vertical da antena é definida por $\alpha - \theta_v/2$ e $\alpha + \theta_v/2$.

A essa cobertura angular correspondem as distâncias radiais máxima e mínima dadas por:

$$R_{max} = H / \text{sen}[\alpha - (\theta_v/2)] \quad (2.1)$$

$$R_{min} = H / \text{sen}[\alpha + (\theta_v/2)] \quad (2.2)$$

O alcance horizontal máximo e mínimo são dados respectivamente por:

$$D_{max} = R_{max} \cdot \text{cos}[\alpha - (\theta_v/2)] \quad (2.3)$$

$$D_{min} = R_{min} \cdot \cos[\alpha + (\theta_v/2)] \quad (2.4)$$

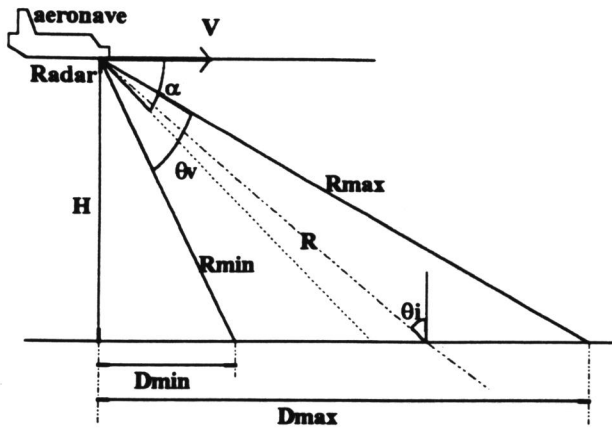


Figura 2.1 Geometria de observação do radar.

As dimensões de uma célula de resolução são definidas pelas menores dimensões radial e angular que separam dois alvos, de modo a não ocorrer superposição de seus ecos.

A dimensão radial de uma célula de resolução é dada por [Skolnik, 1983], [Fernandes et alii, 1992]:

$$DR = Co \cdot Tp / 2 \quad (2.5)$$

onde, Co é a velocidade da luz no meio.

A dimensão angular azimutal de uma célula de resolução é definida pelo arco $R \cdot \theta\alpha$, relativo à abertura azimutal $\theta\alpha$ da antena, ou seja:

$$DA = R \cdot \theta\alpha \quad (2.6)$$

onde, R é a distância radial do centro da célula de resolução ao radar.

A dimensão radial de uma célula de resolução no plano horizontal, mostrada na figura 2.2, é dada por:

$$DH = DR \cdot \text{cosec}(\theta_i) = Co \cdot Tp \cdot \text{cosec}(\theta_i) / 2 \quad (2.7)$$

onde: θ_i é o ângulo de incidência da onda eletromagnética no centro da célula de resolução considerada.

Como uma célula de resolução está muito afastada do radar e suas dimensões são pequenas, comparadas com a distância ao radar, pode-se considerar que o ângulo de incidência θ_i não varia dentro dos limites de uma dada célula de resolução. Esse ângulo pode ser considerado variante de uma célula para outra. Essas considerações equivalem a supor que a onda eletromagnética incidente é localmente plana.

Será utilizado o termo dimensão radial para a dimensão da célula de resolução na direção de uma

linha radial a partir da antena do radar e o termo dimensão horizontal para a dimensão radial de uma célula de resolução no plano horizontal.

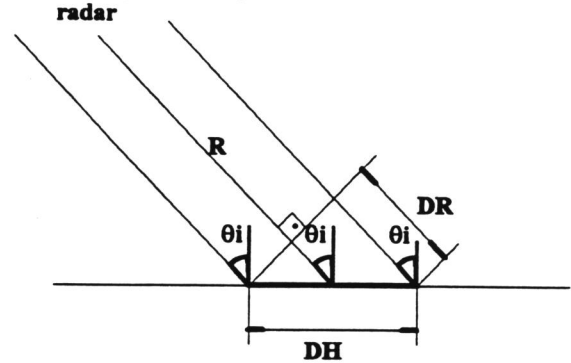


Figura 2.2 Dimensões radiais da célula de resolução.

O ângulo de incidência θ_i , relativo a uma dada célula de resolução, pode ser calculado em função da distância R , do centro da célula de resolução ao Radar, e da altitude H da aeronave que transporta o radar. De acordo com a figura 2.1 tem-se que:

$$\theta_i = \arccos(H/R) \quad (2.8)$$

As expressões (2.5) e (2.7) relacionam um intervalo de tempo com uma distância radial e uma distância horizontal, respectivamente. Desse modo, se o período de amostragem do sinal eco for igual a Ts , essas amostras correspondem a células de resolução espaçadas radialmente de:

$$\Delta r = \frac{Co \cdot Ts}{2} \quad (2.9)$$

O espaçamento horizontal entre duas células de resolução consecutivas, no plano horizontal, será dada por:

$$\Delta d = \frac{Co \cdot Ts \cdot \text{cosec}(\theta_i)}{2} \quad (2.10)$$

Uma amostra do sinal eco corresponde a soma dos sinais ecos provenientes de uma mesma célula de resolução, [Vásquez, 1992], [Fernandes et alii, 1992].

Considerando-se que existe correlação, entre amostras de sinal eco, enquanto existir superposição das suas células de resolução, [Fernandes et alii, 1992, 1993], tem-se que o número de amostras consecutivas que podem estar correlacionadas radialmente, é dado por:

$$Nr = Tp / Ts \quad (2.11)$$

O espaçamento angular, em graus, entre duas células de resolução consecutivas será, [Skolnik, 1983]:

$$\Delta z = 6 \cdot To \cdot Wr = 6 \cdot Wr / PRF \quad (2.12)$$

onde: Wr é a velocidade de rotação da antena em rpm e PRF representa a frequência de repetição de pulsos em Hertz dada por:

$$PRF = 1 / To \quad (2.13)$$

O número de pulsos recebidos devido a um alvo pontual será, dado por, [Skolnik, 1983]:

$$Na = \theta a / \Delta z \quad (2.14)$$

Considerando-se novamente que enquanto existir superposição entre células de resolução, pode haver correlação entre amostras do sinal eco, Na representa o número de pulsos consecutivos que podem estar correlacionados. Ou ainda, o número de amostras azimutais consecutivas que podem estar correlacionadas.

A caracterização de um alvo pontual pode ser feita através da seção transversal radar do alvo, representada por σ . Esse parâmetro se relaciona com os parâmetros do Radar através da equação do Radar dada por, [Skolnik, 1983]:

$$Pr = \frac{Pt \cdot G \cdot A}{(4 \cdot \pi \cdot R^2)^2 \cdot L} \sigma \quad (2.15)$$

onde: Pr é a potência recebida, Pt é a potência de pico transmitida, G e A são respectivamente o ganho e a área efetiva da antena na direção do alvo pontual, R é a distância radial ao alvo, L são as perdas inerentes ao sistema radar e a propagação da onda eletromagnética.

Se o alvo for extenso e superficial, a seção transversal pode ser associada à área de uma célula de resolução através do coeficiente de retroespalhamento representado por, [Skolnik, 1983]:

$$\sigma^\circ = \frac{\sigma}{Ar} \quad (2.16)$$

onde: Ar é a área de uma célula de resolução dada pelo produto das expressões (2.6) e (2.7):

$$Ar = \frac{Co \cdot Tp \cdot cosec(\theta i) \cdot R \cdot \theta a}{2} \quad (2.17)$$

O coeficiente de retroespalhamento depende das características dielétricas do alvo extenso, da sua

geometria e rugosidade, da frequência e polarização da onda eletromagnética transmitida e do ângulo de incidência θi , [Skolnik, 1983], [Ulaby et alii, 1986].

O sinal eco dos alvos extensos indesejáveis é denominado "clutter". A potência recebida, pelo radar, relativa ao "clutter" é dada por (2.16) e (2.17) em (2.15):

$$Pr = \frac{Pt \cdot G \cdot A \cdot Co \cdot Tp \cdot \theta a \cdot cosec(\theta i)}{2 \cdot (4 \cdot \pi)^2 \cdot R^3 \cdot L} \sigma^\circ \quad (2.18)$$

Observando-se as expressões (2.15) e (2.18) conclui-se que a potência do sinal eco de um alvo decai com R^4 , enquanto que a potência do "clutter" decai com R^3 . Esse fato mostra que o "clutter" tende a ser mais intenso que o eco do alvo.

3. Modelo de correlação da imagem radar.

Para se gerar um processo estocástico, estacionário discreto bidimensional, representativo de uma imagem Radar, cujas amostras são correlacionadas e tem densidade de probabilidade Rayleigh, passa-se um ruído branco gaussiano complexo através de um filtro autorregressivo bidimensional causal de segunda ordem e calcula-se a seguir o seu módulo, [Farina et alii, 1987], [Kelly et alii, 1988]. Um método mais preciso, porém mais complexo, é apresentado por Fernandes et alii, [1992].

Um ruído branco gaussiano complexo é definido como um sinal complexo, onde cada uma das suas componentes em fase (parte real) e em quadratura (parte imaginária) é ruído branco. Essas componentes são independentes, conjuntamente gaussianas, com média zero e mesma variância.

Esse ruído branco complexo ao passar pelo filtro linear torna-se um ruído complexo gaussiano, onde as suas componentes em fase e quadratura são individualmente ruídos correlacionados. Essas componentes continuam sendo conjuntamente gaussianas, possuem média zero e mesma variância.

Ao calcular-se o módulo do ruído na saída do filtro obtém-se um ruído correlacionado com distribuição Rayleigh, [Kelly et alii, 1988], [Fernandes et alii, 1993].

O sinal complexo $Z_{i,k}$ na saída do filtro, em cuja entrada esta presente um ruído branco $W_{i,k}$ complexo gaussiano, será representado pelo modelo autorregressivo (ou modelo Markoviano) bidimensional causal de segunda ordem dado por:

$$Z_{i,k} = \rho_r \cdot Z_{i,k-1} + \rho_a \cdot Z_{i-1,k} - \rho_r \cdot \rho_a \cdot Z_{i-1,k-1} + W_{i,k} \quad (3.1)$$

onde, $Z_{i,k}$ representa um pixel da imagem complexa, i refere-se à dimensão azimutal e k refere-se à dimensão radial; ρ_r e ρ_a são respectivamente os coeficientes complexos de correlação normalizados radial e azimutal, $|\rho_r| < 1$ e $|\rho_a| < 1$.

A densidade de probabilidade Rayleigh de $|Z_{k,j}|$ será dada por, [Kelly et alii, 1988]:

$$p(|Z_{i,k}|) = \frac{|Z_{i,k}|}{\beta^2} \exp\left\{-\frac{|Z_{i,k}|^2}{2\beta^2}\right\} \quad (3.2)$$

onde β é o parâmetro da distribuição.

A correlação complexa do sinal na saída do filtro é dada por, [Kelly et alii, 1988]:

$$E[Z_{i,k} \cdot Z_{m,n}^*] = 2 \cdot \beta^2 \cdot r_a(i-m) \cdot r_r(k-n) \quad (3.3)$$

onde: * representa o complexo conjugado. E as correlações complexas normalizadas azimutal e radial, $r_a(i-m)$ e $r_r(k-n)$, são dadas por:

$$\begin{aligned} r_a(i-m) &= \rho_a^{(i-m)} \quad \text{para } i \geq m \\ r_a(m-i) &= \rho_a^{*(m-i)} \quad \text{para } m > i \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} r_r(k-n) &= \rho_r^{(k-n)} \quad \text{para } k \geq n \\ r_r(n-k) &= \rho_r^{*(n-k)} \quad \text{para } n > k \end{aligned} \quad (3.5)$$

Nota-se que: $|r_a(i-m)| \leq 1$, $|r_r(k-n)| \leq 1$ e

$$E[|Z_{i,k}|^2] = 2 \cdot \beta^2. \quad (3.6)$$

De (3.1), (3.3), (3.4), e (3.5), prova-se que o segundo momento do modulo de $W_{i,k}$ é dado por:

$$E[|W_{i,k}|^2] = 2 \cdot \beta^2 \cdot (1 - |\rho_a|^2) \cdot (1 - |\rho_r|^2) \quad (3.7)$$

O segundo momento de $|Z_{k,j}|$, pode ser associado a potência do "clutter", ou seja:

$$E[|Z_{i,k}|^2] = K \cdot Pr \quad (3.8)$$

onde K é uma constante de proporcionalidade.

Com (3.6) e (2.18) em (3.8) pode-se relacionar o parâmetro β da distribuição Rayleigh com a potência do "clutter" extenso superficial, obtendo-se:

$$\beta = \sqrt{\frac{Pt \cdot G \cdot A \cdot Co \cdot Tp \cdot \theta a \cdot \text{cosec}(\theta i)}{K \cdot 4 \cdot (\pi)^2 \cdot R^3 \cdot L}} \sigma^\circ \quad (3.9)$$

Deste modo pode-se gerar um pixel $|Z_{k,j}|$, da imagem do radar, que tem distribuição Rayleigh definida pela potência do "clutter".

Na próxima Seção relaciona-se os coeficientes de correlação ρ_r e ρ_a com Nr e Na definidos na Seção 2.

4. Cálculo dos parâmetros para a Simulação de imagens relativas ao vídeo bruto.

Considerando-se para um radar embarcado típico: $\theta a = 3,0$ graus, $Wr = 20$ rpm, $PRF = 500$ Hz, $Tp = 3,0$ μ s, $Ts = 0,5$ μ s, obtém-se o número máximo de amostras consecutivas correlacionadas radialmente e azimutalmente. De acordo com as expressões (2.11) e (2.14), ou seja $Nr = 6$ e $Na = 12$.

Para o cálculo dos coeficientes de correlação ρ_r e ρ_a , admite-se as seguintes hipóteses:

- a) Esses coeficientes são reais.
- b) Os valores da correlação complexa normalizada: $r_a(i-m) \leq 0,1$ e $r_r(k-n) \leq 0,1$ serão considerados desprezíveis.

A hipótese *a* implica que a função correlação de $Z_{i,j}$, dada por (3.3) é real. Isso equivale a supor que a parte real e a parte imaginária de $Z_{i,j}$ são descorrelacionadas.

A hipótese *a* também equivale a considerar nulo o desvio "Doppler", decorrente do movimento relativo entre o alvo e o radar, [Vásquez, 1992]. Esse fato se justifica no presente caso, pois o sinal de vídeo é o modulo da envoltória complexa do sinal eco. O módulo da envoltória do sinal eco é obtido através do processo de demodulação denominado detecção linear e nesse processo de demodulação o desvio "Doppler" não pode ser detetado, [Skolnik, 1983].

Com essas hipóteses e sabendo-se que Na e Nr representam o número máximo de amostras correlacionadas, a partir de (3.4) e (3.5), tem-se que:

$$r_a(Na) = \rho_a^{Na} = 0,1 \quad (4.1)$$

$$r_r(Nr) = \rho_r^{Nr} = 0,1 \quad (4.2)$$

Portanto:

$$\rho_a = \exp\left\{\frac{\ln(0,1)}{Na}\right\} \quad (4.3)$$

$$\rho_r = \exp\left\{\frac{\ln(0,1)}{Nr}\right\} \quad (4.4)$$

Com os valores de Na e Nr obtidos através de (4.3) e (4.4), pode-se calcular os coeficientes de correlação

azimutal e radial, obtendo-se respectivamente: $\rho_a = 0,82$ e $\rho_r = 0,68$.

Os incrementos radial e azimutal calculados através de (2.9) e (2.12), são respectivamente: $\Delta r = 75\text{m}$ e $\Delta z = 0,24$ graus.

A figura 4.1 mostra a simulação de uma imagem, correspondente a uma varredura da antena em um setor circular de 270 graus. Essa imagem, formada através do vídeo bruto do radar, representa na forma de coordenadas polares (ou PPI-Plan Position Indicator), uma cena composta por três navios no mar, uma porção da costa e uma região de chuva.

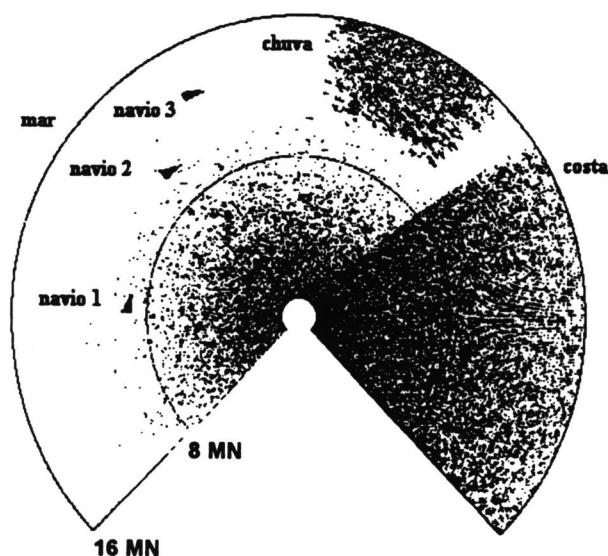


Figura 4.1 Imagem de radar simulada.

No simulador de radar implementado, em linguagem C, a apresentação da imagem é feita através de seis cores: preto, verde escuro, verde claro, amarelo, vermelho e branco. Essas cores representam o nível crescente de amplitude do sinal eco de radar.

Os sinais ecos dos navios, do mar, da costa e da chuva são gerados utilizando-se o filtro descrito pela equação (3.1).

No caso dos ecos dos navios calcula-se o parâmetro β da distribuição Rayleigh a partir da potência do sinal eco dada por (2.15) e limita-se o número de amostras na entrada do filtro em $N_a \times N_r$ amostras.

Para o "clutter" de mar e costa, β é calculado através da expressão (3.9) com o coeficiente de retroespalhamento do mar e de solo respectivamente. Para o "clutter" de chuva considerou-se uma célula de resolução volumétrica, [Skolnik, 1983].

Avaliações comparativas entre imagens simuladas e imagens reais, atestaram que o modelo proposto

apresenta imagens com o mesmo padrão espacial-temporal das imagens reais.

5. Conclusões e comentários.

Estabeleceu-se um modelo básico para a geração de imagens, originadas do vídeo bruto de um radar embarcado em aeronave, utilizando-se um modelo autorregressivo (ou Markoviano) bidimensional causal de segunda ordem.

Esse modelo pode ser estendido, sem grandes dificuldades, para outros tipos de radar de vigilância ou de sensoriamento remoto levando-se em conta as características do radar e da geometria de iluminação.

Pode-se ainda simular imagens com outras densidades de probabilidade tais como, a Weibull e a Log-Normal, [Farina et alii, 1987], [Vázquez, 1992].

Com o modelo proposto pode-se simular sistemas radar em diversos cenários, efetuar-se o treinamento de operadores de radar e avaliar-se o desempenho de processadores de sinais e de imagens de radar.

6. Agradecimentos.

Os autores agradecem ao Projeto UNDP/ICAO Objetivo 6, Projeto BRA-092/006 em especial ao Prof. Dr. Fernando Walter. Aos membros do 2o/7o Grupo de Aviação da FAB, em especial ao Ten. Av. William Freitas da Silva e Silva.

7. Referências Bibliográficas.

- A. Farina, A. Russo, F. Scannapieco & S. Barbarossa, Theory of radar detection in coherent Weibull clutter. *Proc. IEE*, V.134. Pt. F, pp. 174-190, (1987).
- D. Fernandes, N. D. D. Mascarenhas & F. T. Sakane, Função espalhamento pontual em imagens de um radar de abertura sintética (SAR). *Anais do SIBGRAPI'92*, pp. 47-54, (1992).
- D. Fernandes, F. T. Sakane & N. D. D. Mascarenhas, Caracterização do "speckle" em imagens amplitude de radar de abertura sintética (SAR). *Anais do SIBGRAPI'93*, pp. 155-163, (1993).
- P. A. Kelly, H. Derin, & K. D. Hartt, Adaptive Segmentation of Speckled Images Using a Hierarchical Random Field Model. *IEEE Trans. on ASSP*, Vol 36, No 10, Oct. (1988).
- M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, sec. ed., McGraw-Hill, Singapore, (1983).
- T. S. Ulaby, R. K. Morre & A. K. Fung, *Microwave Remote sensing: active and passive*. Vol. III, Addison-Wesley, (1986).
- R. D. L. Vázquez, *Processador da razão de verossimilhança aplicado a sinais de radar*. Tese de Mestrado, São José dos Campos, ITA, (1992).

