

Conceitos Básicos de Sensores Radar

Conceitos fundamentais de radiação eletromagnética

Energia, potência, propagação, ondas eletromagnéticas, amplitude, frequência, comprimento de onda, fase, polarização, coerência, interferência construtiva, interferência destrutiva, Relação potência-amplitude

Radar

Origem

Visada lateral, abertura real, SAR

Aspectos geométricos, terminologia

Slant range, Ground range, deslocamento topográfico, encurtamento, sobreposição, Comparação SAR - Sensores ópticos, diferenças e semelhanças entre avião e plataforma orbital

Resolução espacial

range, pulsos, resolução slant range, resolução ground range
diferença entre resolução e intervalo amostral (Critério de Nyquist)

azimute

Equação Radar

Efeitos topográficos

Interação matéria-energia

Ondas planas num refletor liso, diédricos e triédricos

Ondas planas num dielétrico liso; conceito de índice de refração e constante dielétrica complexa, profundidade de penetração e “skin depth”

Espalhamento de superfície rugosa: rugosidade e comprimento de onda

Espalhamento volumétrico simples; areia e neve

Espalhamento volumétrico intermediário: culturas e vegetal natural de pequeno porte
Espalhamento volumétrico complexo: florestas

SAR

aproximação óptica
efeito Doppler
Diagrama de blocos
geração de imagens SAR, speckle, visadas múltiplas
características espaciais de imagens SAR, speckle, textura natural, textura total

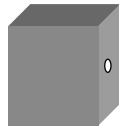
Processamento Digital de imagens SAR

Correção do Padrão de Antena, fatores que influenciam o retroespalhamento como função da distância, STC
correção slant-to-range, interpolação
Zoom
Compactação de dados
Calibração de imagens radar

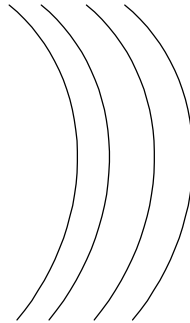
Energia

Energia é medida em Joules (ML^2T^{-2}):

Caixa de luz
com abertura



$$1 \text{ W} = 1 \text{ JS}^{-1}$$



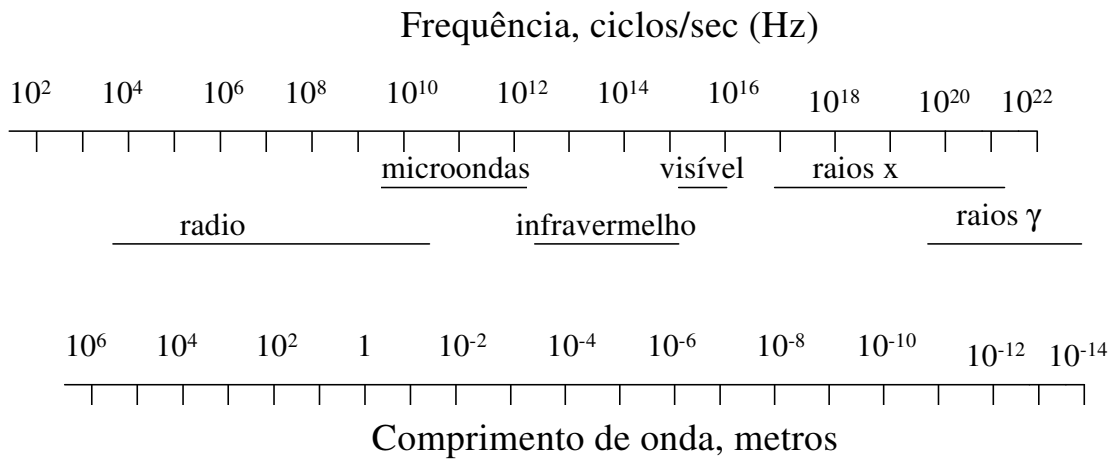
Energia radiante

deixa a caixa a uma taxa
de P Joules/segundo, ou
P Watts

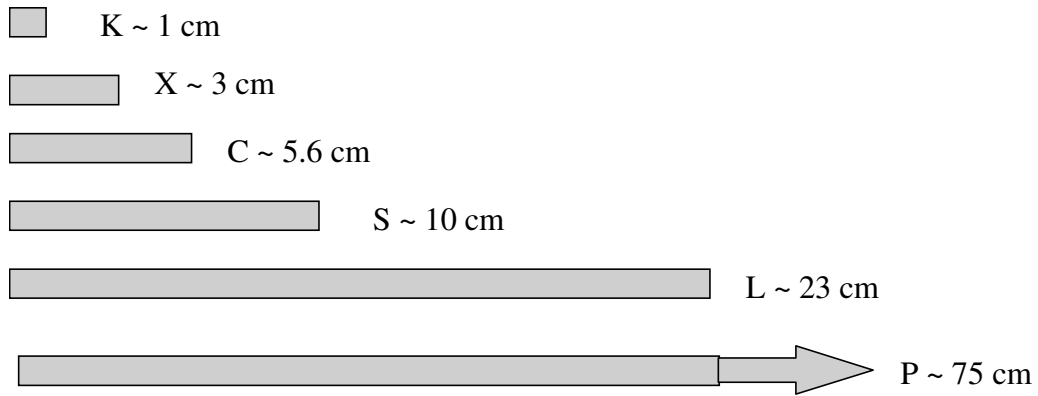
Radiação eletromagnética

Trata-se de um fenômeno ondulatório

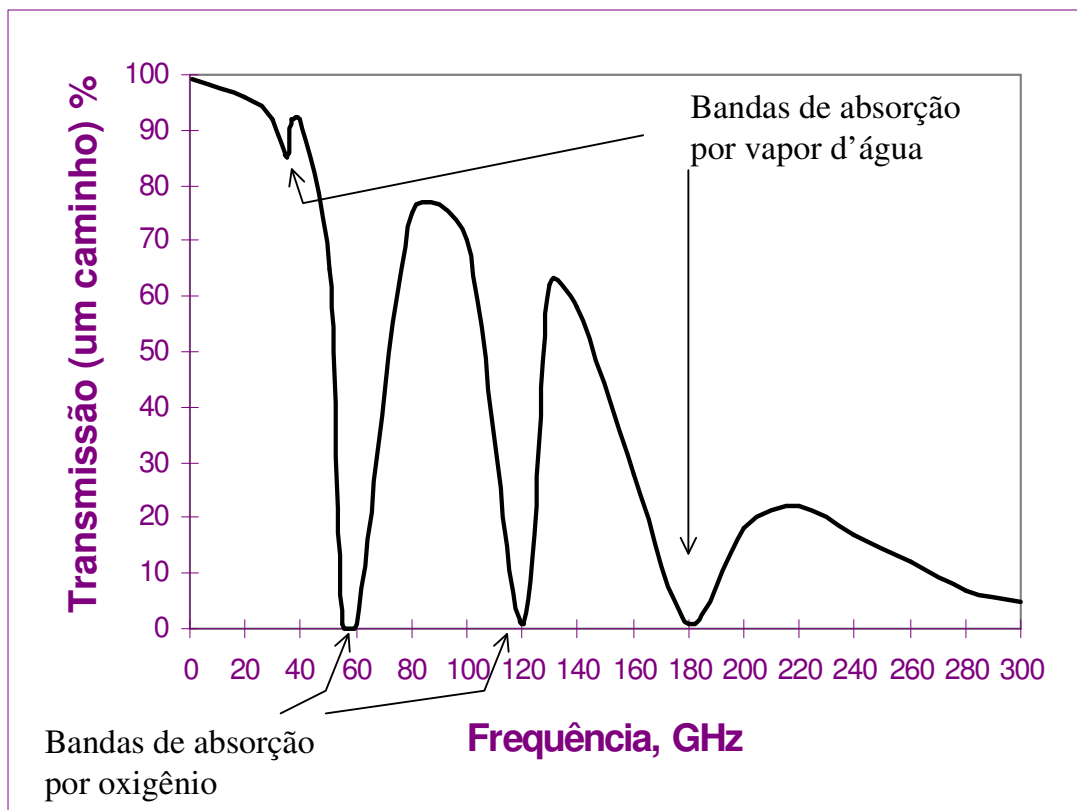
Espectro eletromagnético (luz visível, ultravioleta, infravermelho, raios X, raios γ , microondas e ondas de rádio).



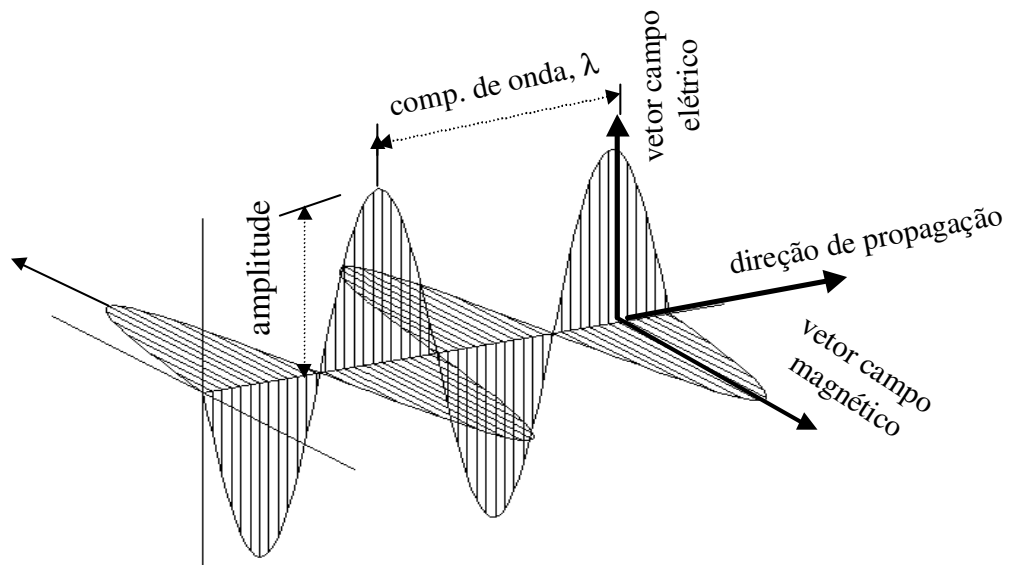
Comprimentos de onda típicos em microondas



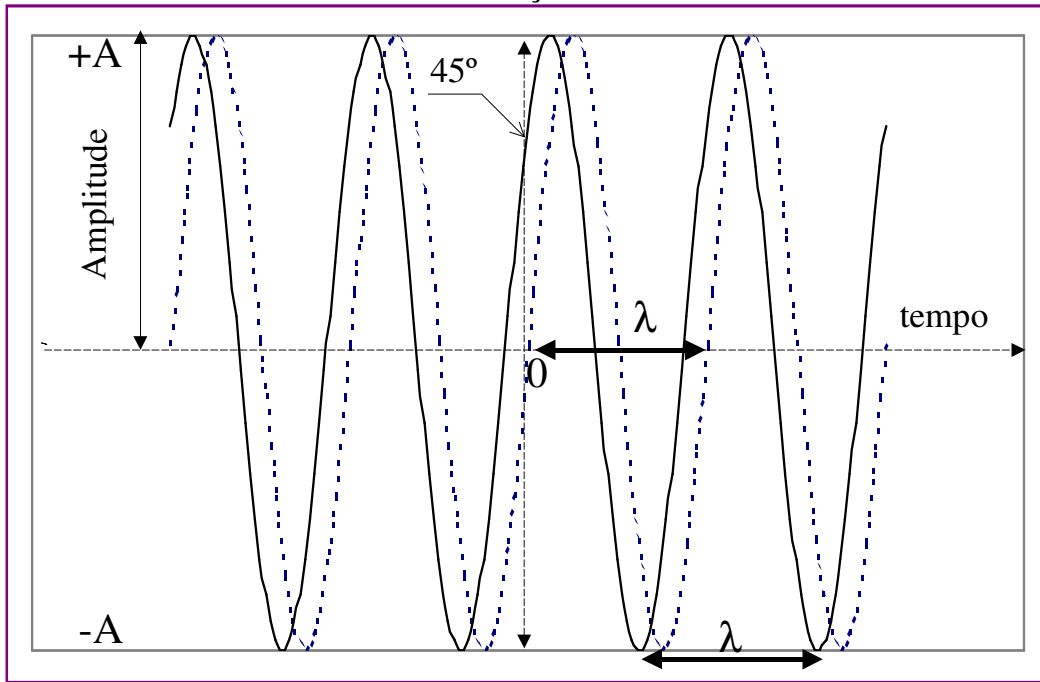
Transmissividade no espectro de microondas



Ondas eletromagnéticas

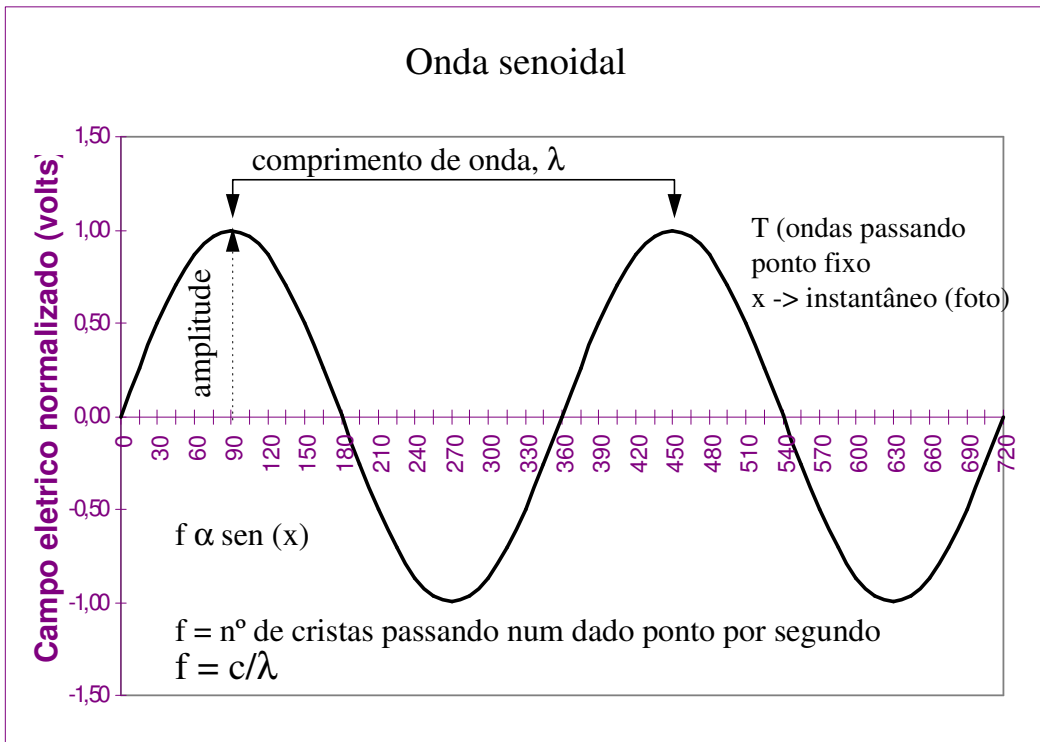


$\lambda = 360^\circ \text{ rotação de fase} = 2\pi$

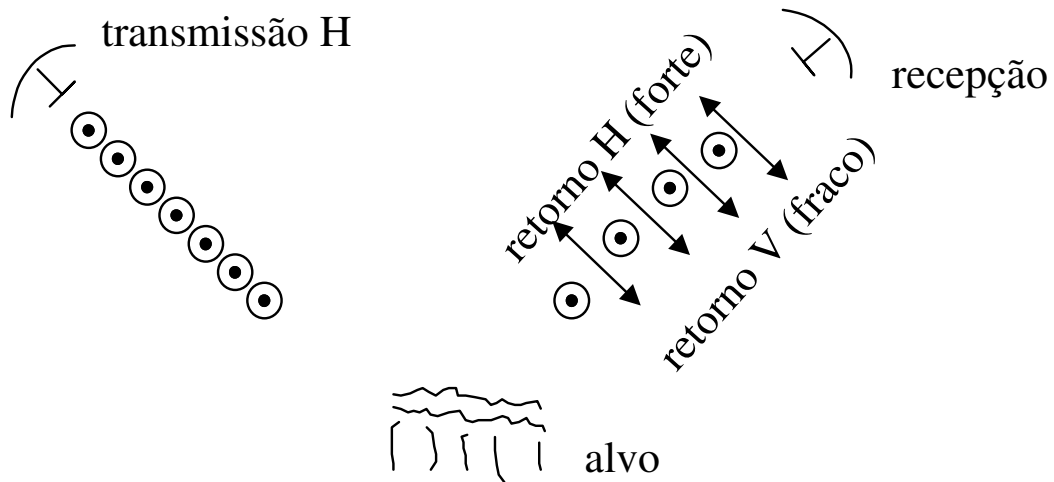
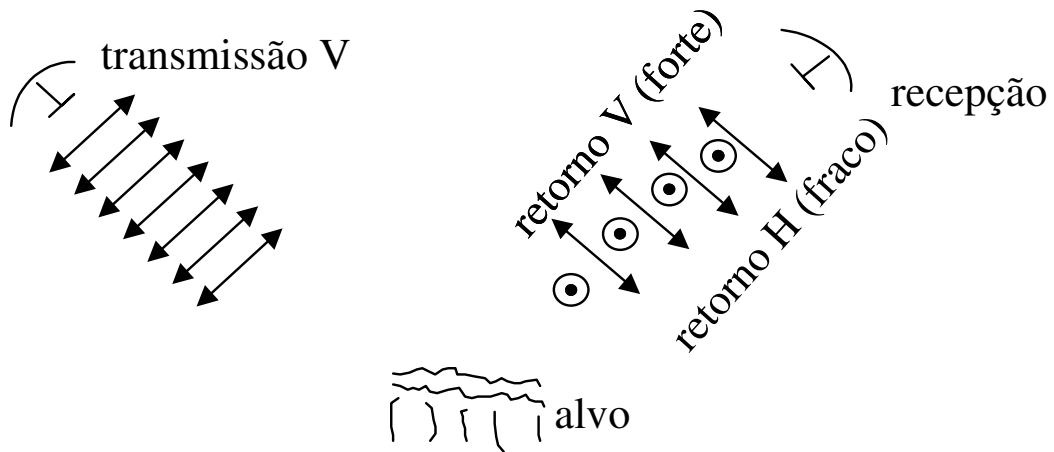


fase é a medida da posição no tempo = 0

Onda senoidal



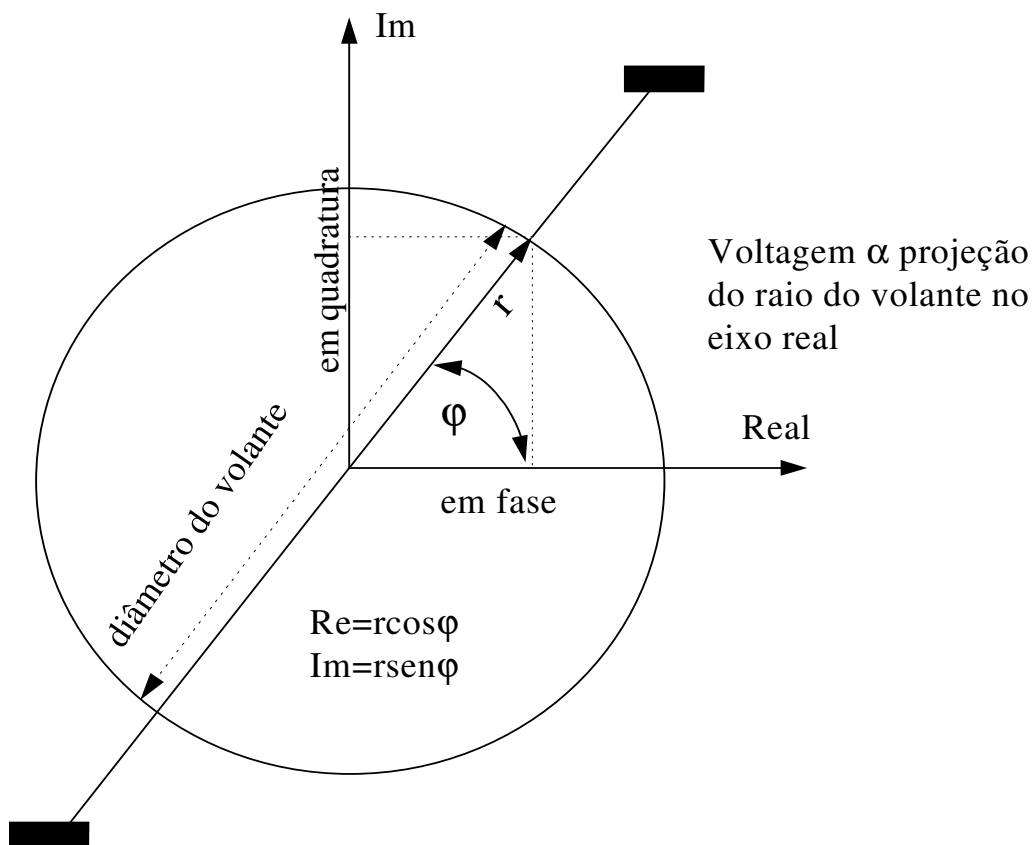
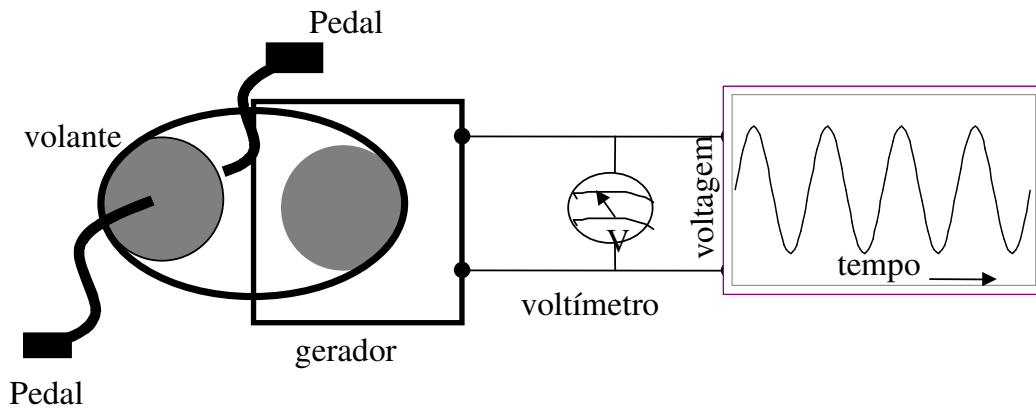
Polarização linear



Polarização igual: HH, VV

Polarização cruzada: HV, VH

Gerando ondas...

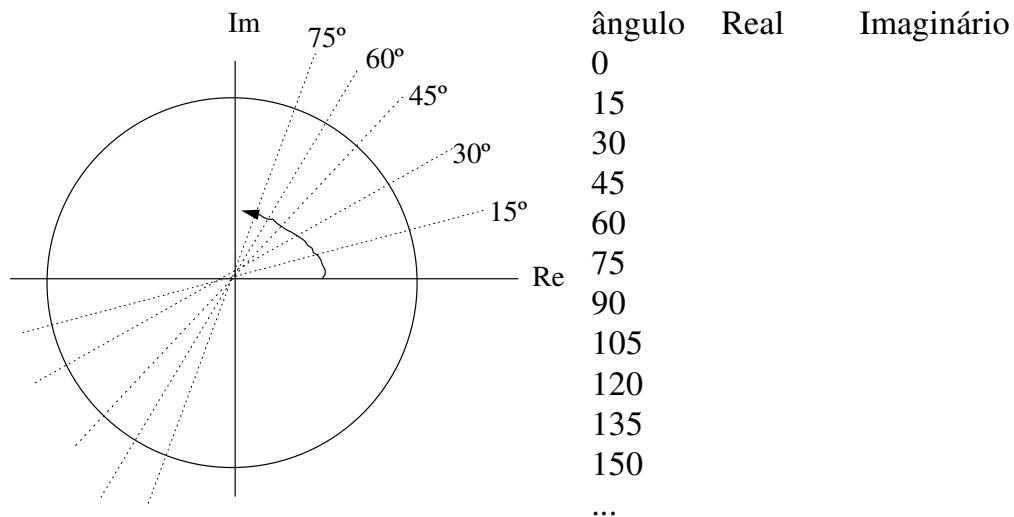


Exercício: Criando ondas

Este não é um experimento real, mas um exercício acadêmico. Exercícios acadêmicos mentais levaram Einstein a desenvolver a Teoria Especial da Relatividade enquanto dirigia seu carro para o trabalho no escritório de patentes da Suíça.

Com base nos gráficos das páginas 5, 6 e o desta, faça:

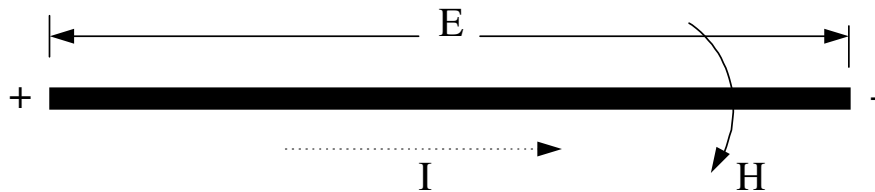
- Meça ou calcule as partes reais e imaginárias de um raio vetor de tamanho igual a 6 (unidades) em incrementos de 15° , de 0 a 360° , e preencha uma tabela do tipo abaixo:



- Agora duplique as colunas Real e Imaginário em duas colunas separadas.
- Alinhe as duas colunas e adicione as partes reais para os seguintes casos:
 1. Em fase: fase 0 alinhadas
 2. Fora de fase: fase 0 alinhada com fase 180°
 3. Quadratura de fase: fase 0 alinhada com fase 90°
- Tabule os dados e plote-os em gráficos separados

Isto é a base da interferência construtiva e destrutiva, e mostra como ondas senoidais podem ser processadas digitalmente.

Fundamentos de radiação



- Se uma voltagem E é aplicada num condutor surge um campo elétrico entre os polos + ve e -ve do condutor
- Isto provoca uma corrente I no condutor, que cria um campo magnético H em torno do condutor
- Se a voltagem é cortada, a corrente tenderá para 0, e o campo magnético também tenderá para 0, induzindo em consequência uma corrente no condutor para tentar manter a corrente I
- Se a voltagem é revertida, provocando uma corrente I' no sentido oposto antes que os campos antigos sejam extintos, os novos E' e H', que estarão nas direções opostas em relação a E e H, forçarão os antigos campos para fora
- Se a voltagem flutuar muito rapidamente, os campos E e H não terão tempo de serem extintos antes que a nova polaridade se estabeleça
- Os campos antigos serão portanto “empurrados” para longe do condutor
- Isto é radiação eletromagnética, ou ondas de rádio, como são popularmente conhecidas
- Os campos E e H propagam-se a velocidade da luz ($c = 3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$)
- As mudanças de voltagem podem ser assumidas com uma forma senoidal simples
- A frequência é o número de ciclos por segundo (1 ciclo/segundo = 1 Hz)
- A distância que os campos percorrem durante um ciclo completo de mudança da voltagem no condutor é o comprimento de onda
- Radares banda C tem uma frequência de aproximadamente 5.3×10^9 ciclos/seg. (5 GHz) ($\lambda=5.7 \text{ cm}$)
- Radares banda X tem uma frequência de aproximadamente 9.3×10^9 ciclos/seg. (9 GHz) ($\lambda=3.2 \text{ cm}$)

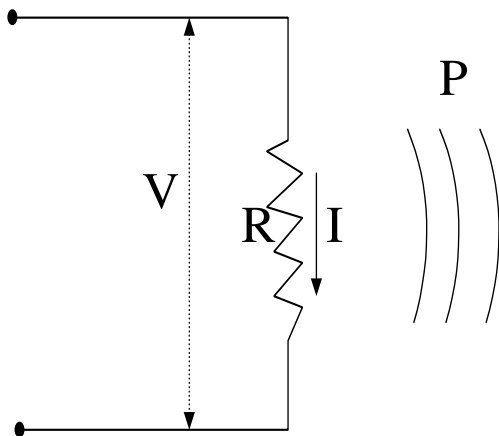
$$\lambda = c/f$$

onde:
 λ = comprimento de onda
 f = frequência
 c = velocidade da luz ($3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$)

Potência de Voltagem

Detecção é o termo utilizado por engenheiros eletricitas para designar a quantidade de potência associada a uma voltagem constante ou variando no tempo. Sabe-se que uma das formas de transformar voltagem em potência é usar voltagem para forçar uma corrente através de um resistor, e medir a saída de calor.

A potência gerada pela corrente I através da resistência R é:



$$P = I^2 R$$

e a corrente é dada por:

$$I = V/R$$

Combinado as equações acima e resolvendo para a potência P , obtemos:

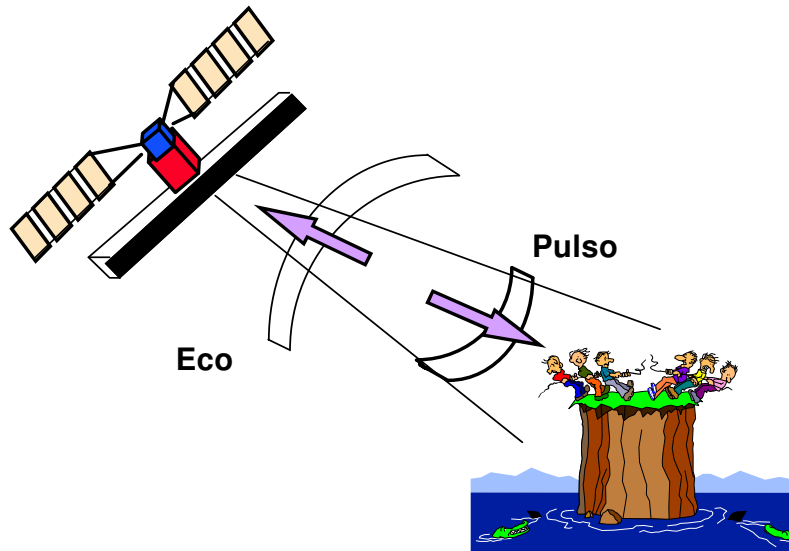
$$P = V^2/R$$

Se a voltagem variar no tempo, tomamos o valor médio de V^2 :

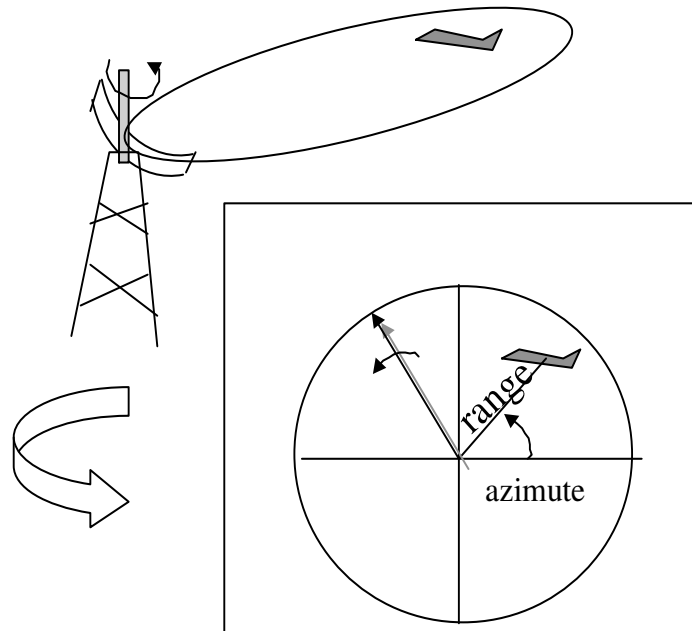
$$P = \langle V^2 \rangle / R$$

É necessário calcular o quadrado da voltagem antes de computar o valor médio. Tomando a média de uma senoidal o resultado seria 0. Mas esta voltagem num resistor certamente gera calor e dissipa potência (Pense num chuveiro elétrico alimentado por uma corrente alternada).

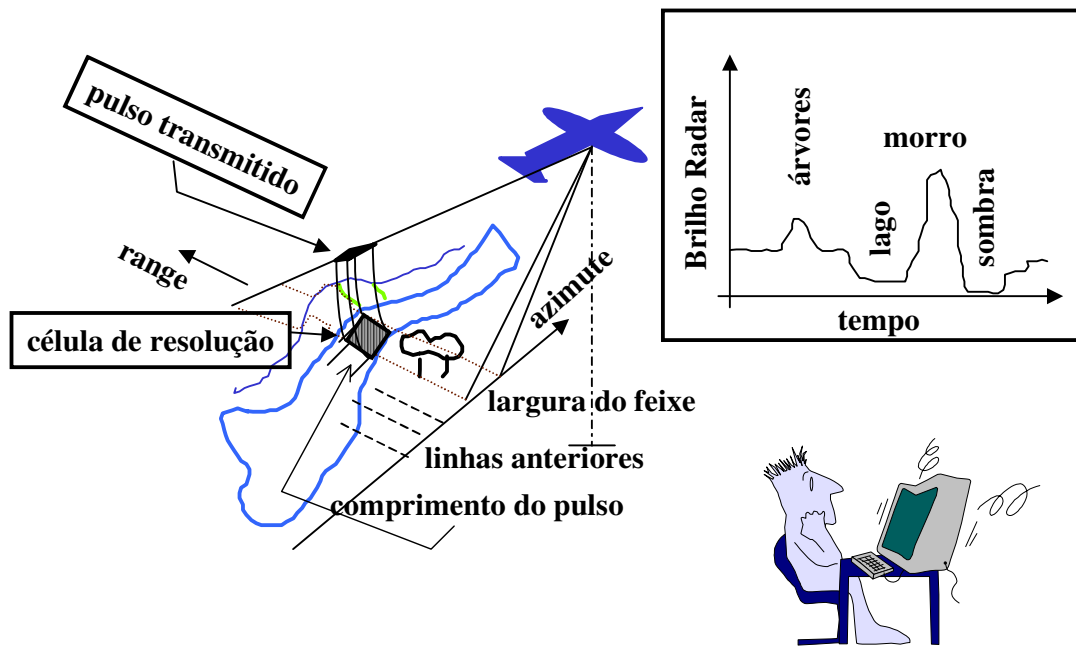
RADAR: RAdio Detection and Ranging



Radar: RAdio Detection And Ranging



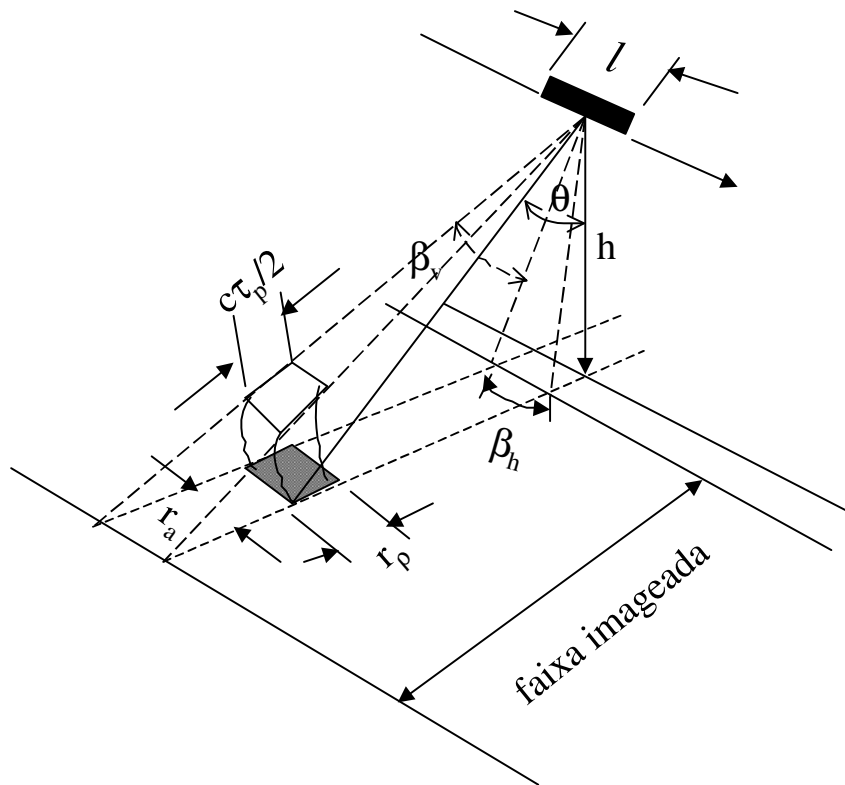
Operação básica de um SLAR



A figura acima mostra como o sinal é adquirido por um radar de visada lateral. As linhas são adquiridas sucessivamente a medida que o sistema se desloca radar se desloca com o portador (aeronave). Ao longo de uma linha os sinais dos alvos (elementos de resolução) mais próximos do radar são os primeiros a retornar. Na representação gráfica aparecem na sequência as árvores, o lago, o morro e a região de sombra (provocada pelo morro para ângulos de incidência elevados).

Por que os Radares são de visada lateral (e não de visada a NADIR) ?

Geometria de aquisição do SLAR e elemento de resolução



$$r_a = \beta_h R = \frac{\lambda h}{l \cos \theta}$$

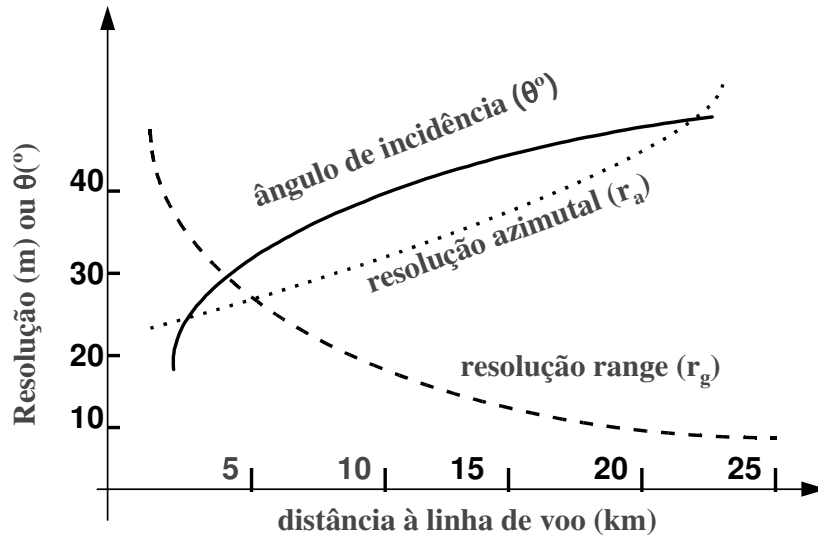
$$r_g = \frac{c \tau_p}{2 \sin \theta}$$

c é a velocidade da luz
 τ_p é a duração do pulso
 θ é o ângulo de incidência
 λ é o comprimento de onda
 R é a distância antena-elemento de resolução
 h é a altitude da plataforma
 l é o comprimento da antena (na direção de voo)

■ Tanto r_g quanto r_a variam com o ângulo de incidência, θ . r_a varia também com a altura do portador, h .

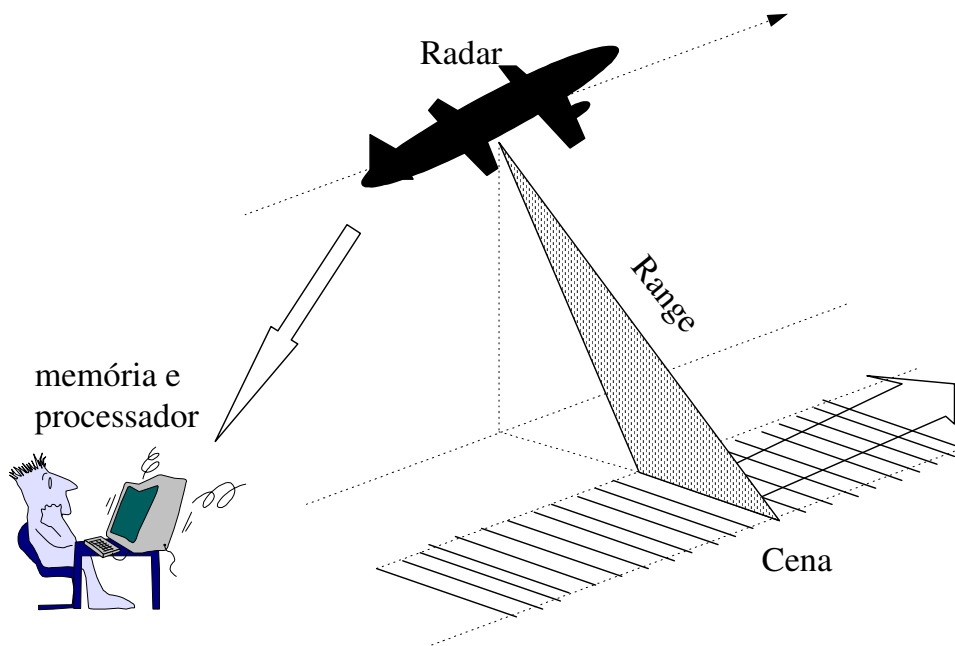
O retorno recebido pela antena num tempo t depois da transmissão pode ser de um incremento em slant-range de R para $R + c\tau/2$ e a resolução em range é definida pela interseção desse pacote com o terreno.

Ângulo de Incidência e Resolução: Variação não linear na faixa



Exemplo de resolução SLAR: altitude 7.5 km, $\tau_p=100$ ns, $\beta_h=3$ mrad (0.17°)

SAR - Radar de Abertura Sintética



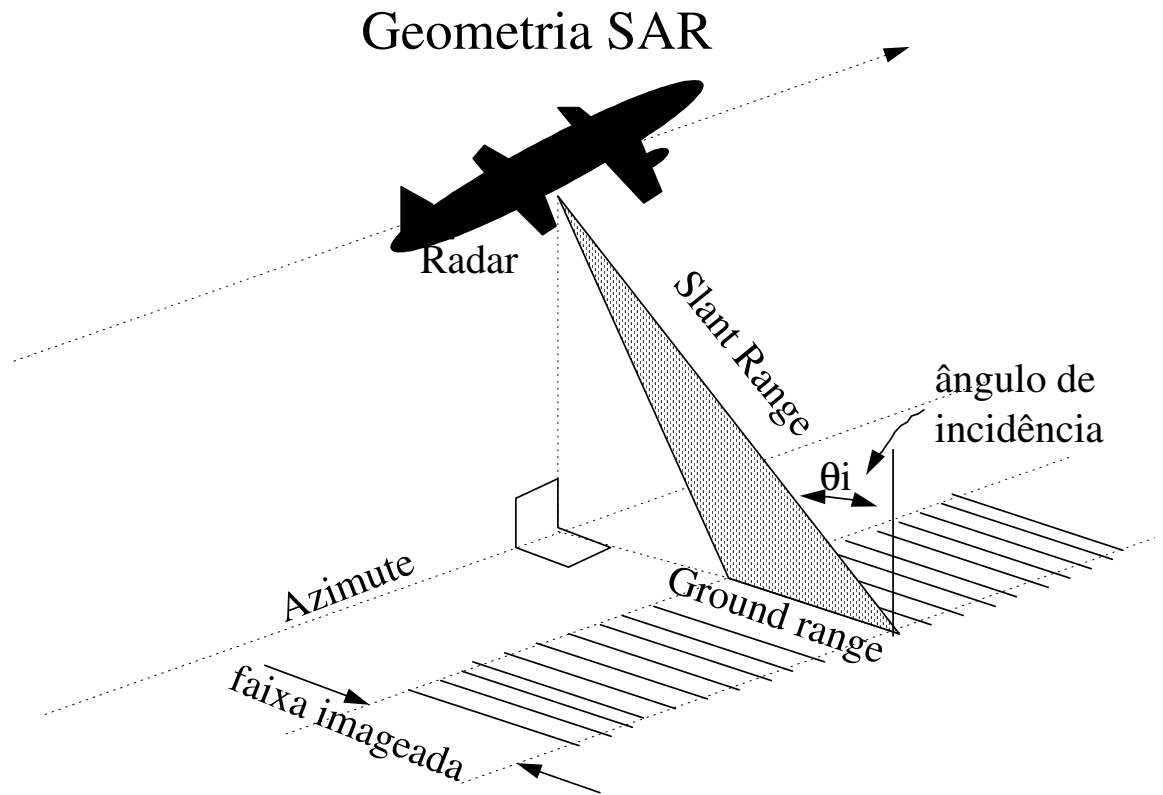
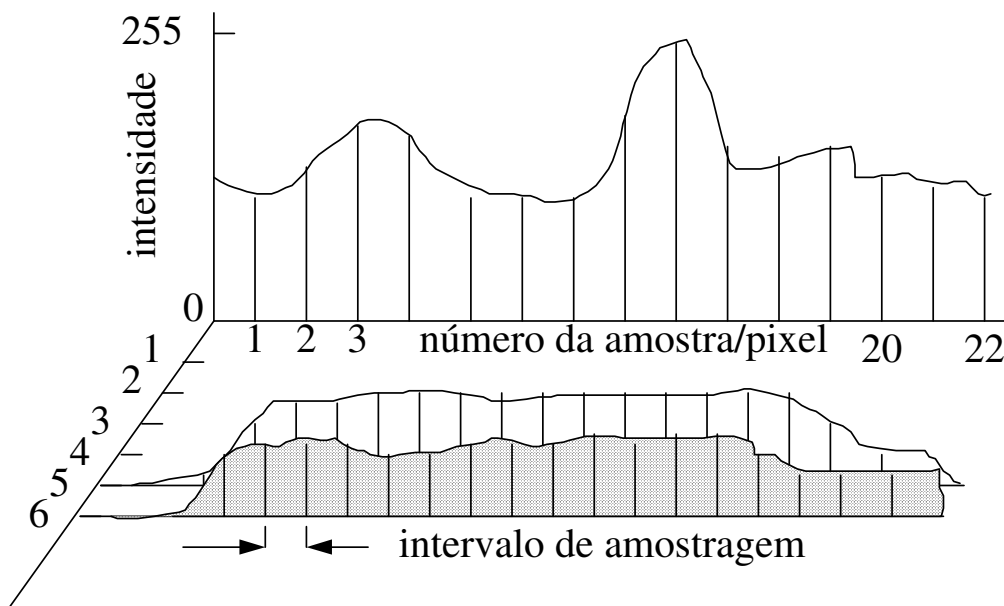


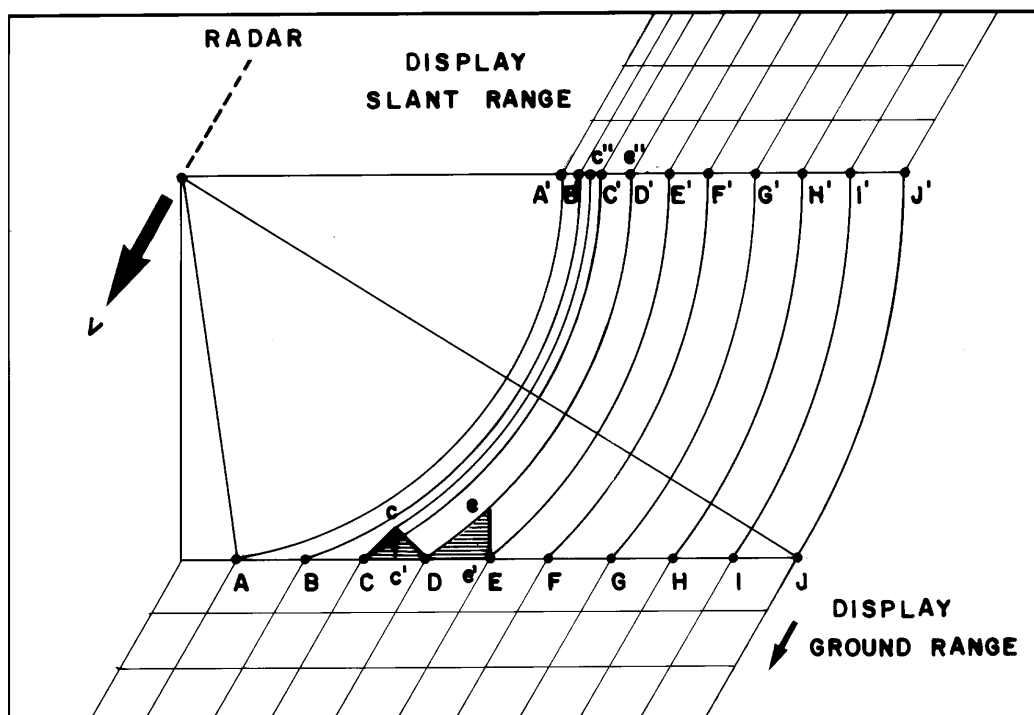
Imagem digital: sequência de sinais unidimensionais

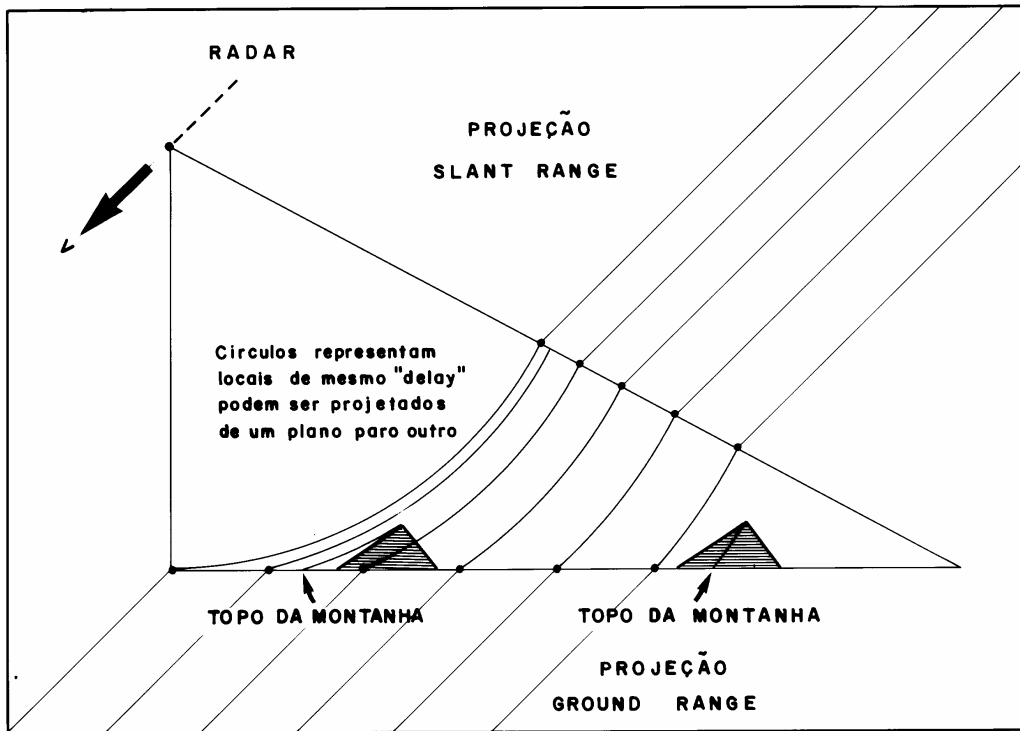


A figura abaixo mostra dois tipos de representação de dados de RADAR:

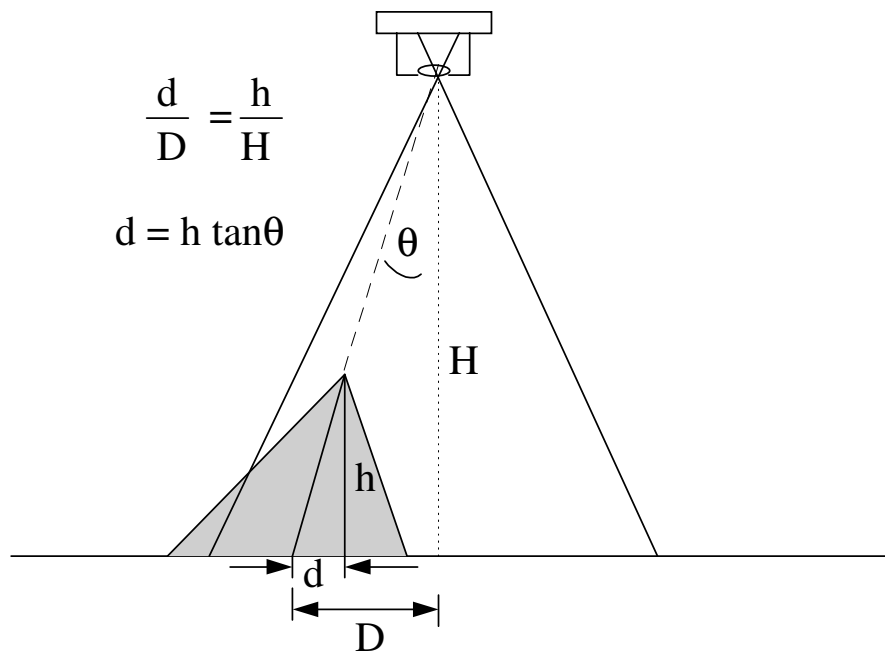
- Imagem “Slant Range”, na qual as distâncias são medidas entre a antena e o alvo no terreno
- Imagem “Ground Range”, na qual as distâncias são medidas entre a projeção da plataforma no terreno e o alvo, e colocadas na posição correta no plano de referência escolhido

A forma natural de medição de distâncias em Radar levam a representação Slant Range. A transformação de Slant Range para Ground Range (detalhada mais adiante), requer a correção para cada ponto e deve levar em conta a altitude (local) e inclinação do terreno.

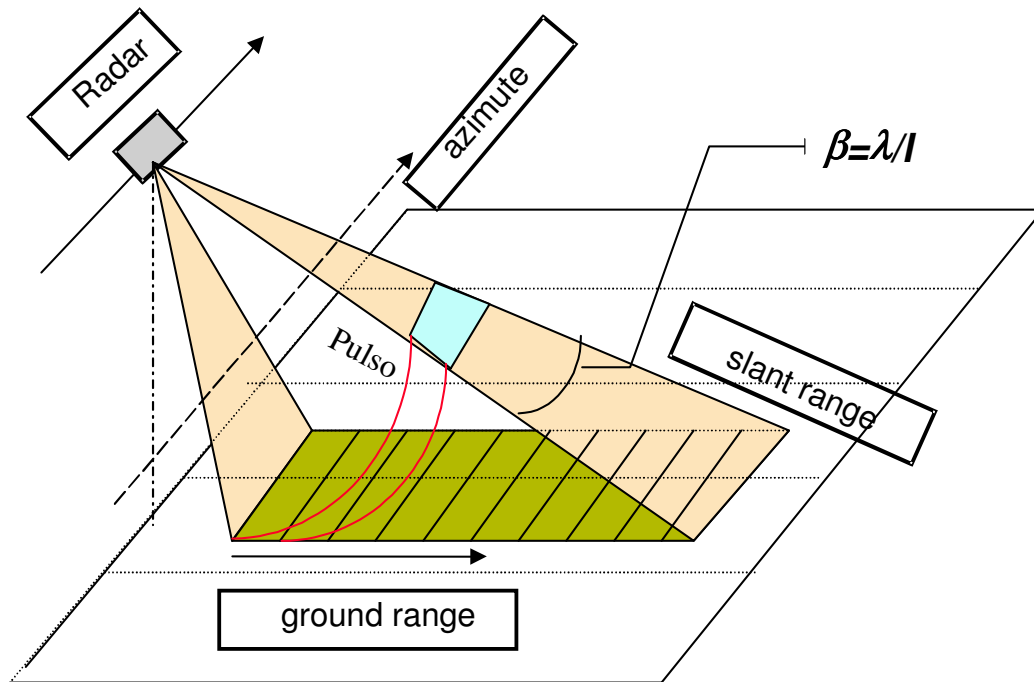




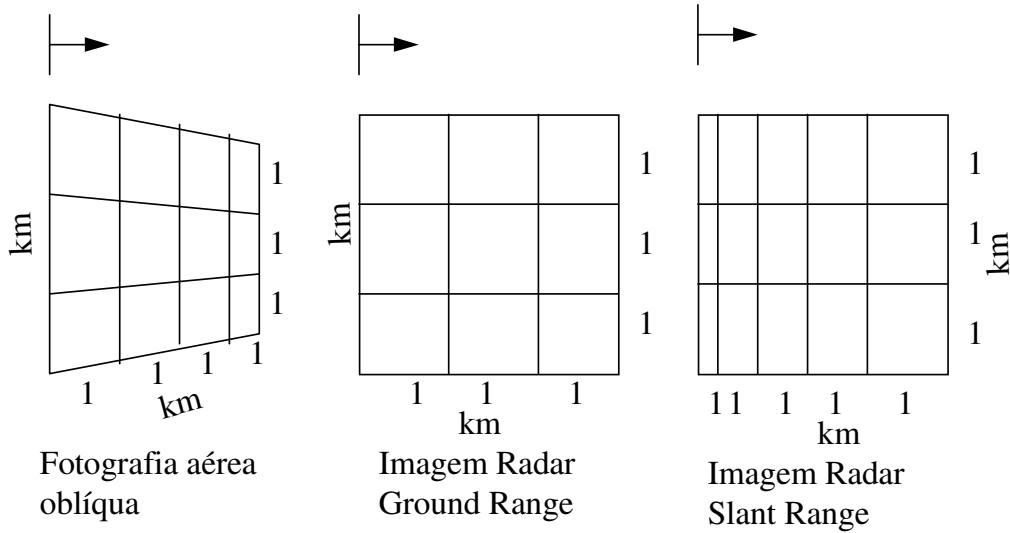
Deslocamento topográfico por um Sensor Óptico



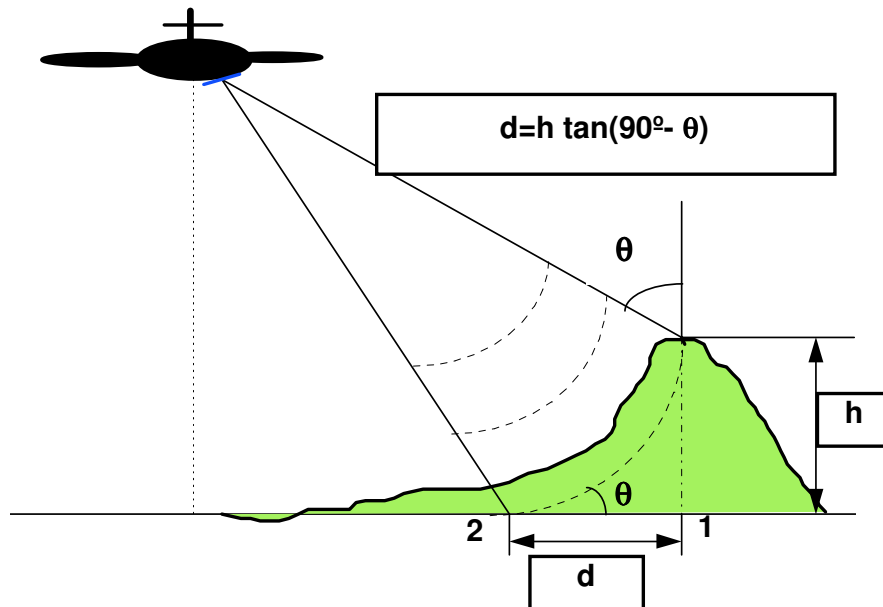
Geometria de aquisição da imagem Radar



Direção de visada



deslocamento da projeção ortográfica



Exercício:

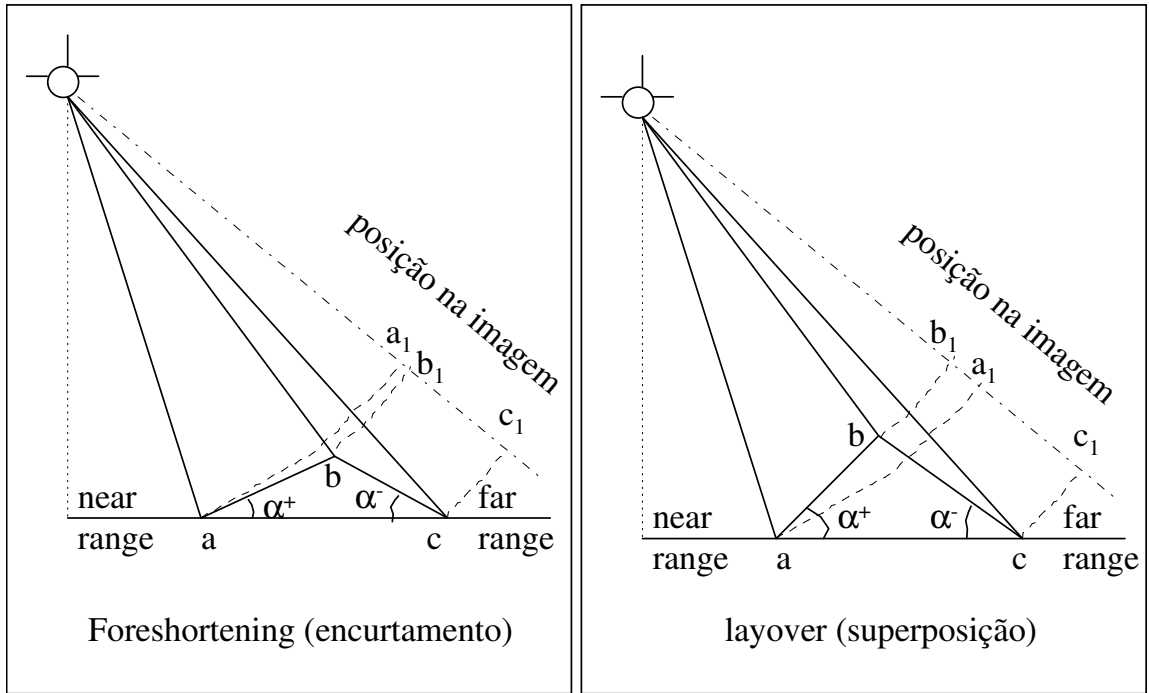
Considere um morro de 100 m de altura em relação a sua base (plana) e que o mesmo está sendo imageado simultaneamente por um sensor óptico (grande angular) e um SAR de modo que o ângulo entre o cume do morro e o eixo do sensor óptico e a vertical local do radar variem de 10 a 70°. Calcule os deslocamentos horizontais do topo da montanha para os dois casos e preencha a tabela abaixo.

Ângulo	10°	20°	30°	40°	50°	60°	70°
Óptico							
Radar							

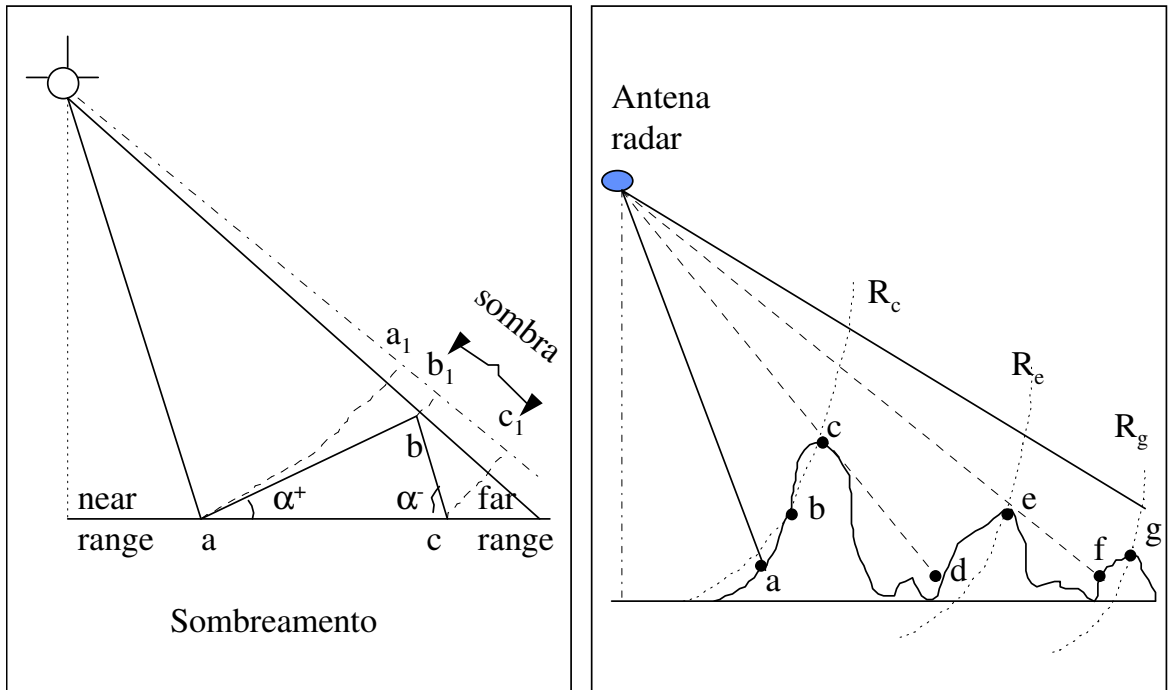
Para que ângulo o deslocamento é o mesmo ?

Sensores Radar de visada lateral são bons para imagear áreas acidentadas ? Qual é a melhor faixa de ângulos de incidência neste caso (10-40°, ..., 40-70°) ?

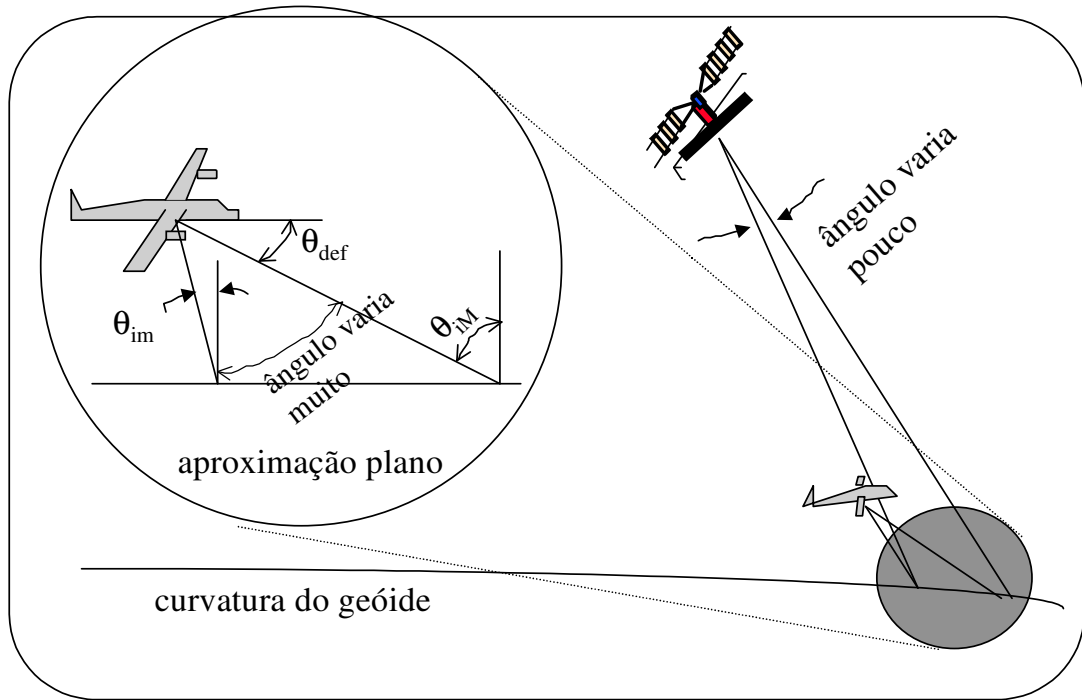
Distorções Geométricas em imagens SAR



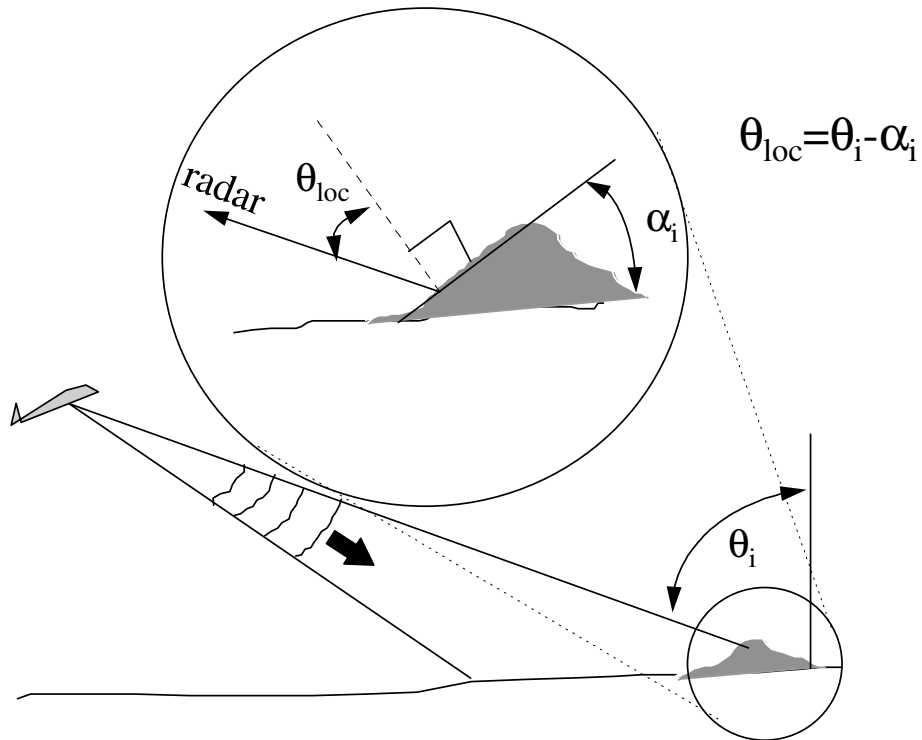
Sombreamento e distorções múltiplas



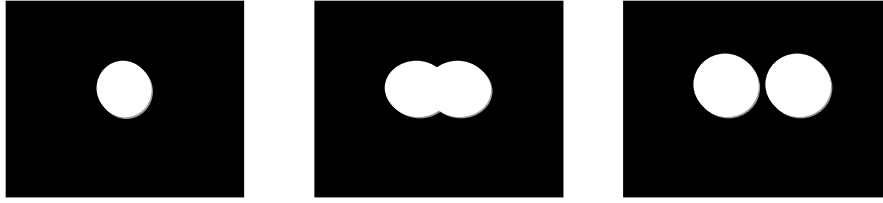
Comparação entre as geometrias de aeronave e satélite



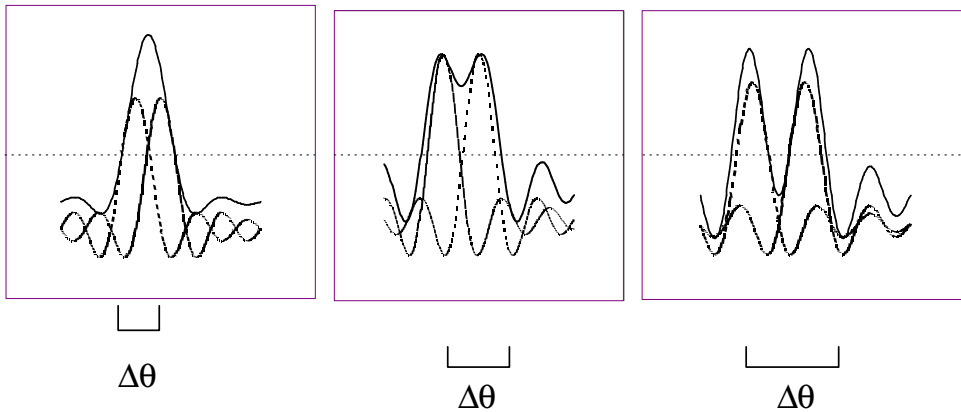
ÂNGULO DE INCIDÊNCIA LOCAL



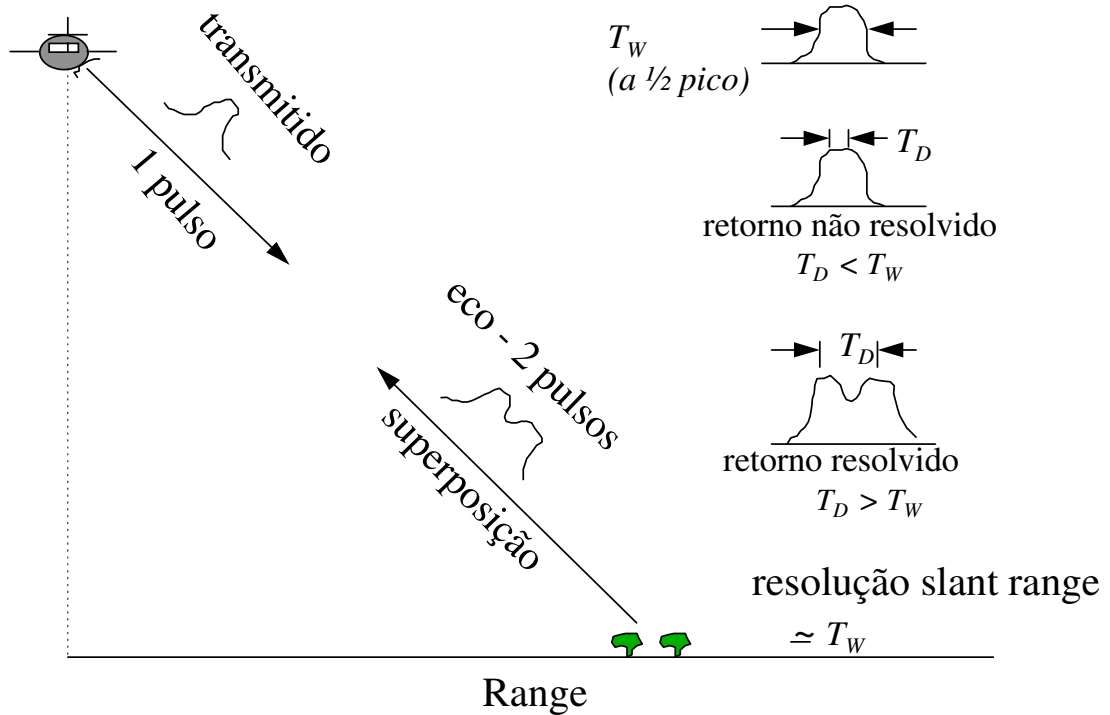
Resolução: um conceito impreciso

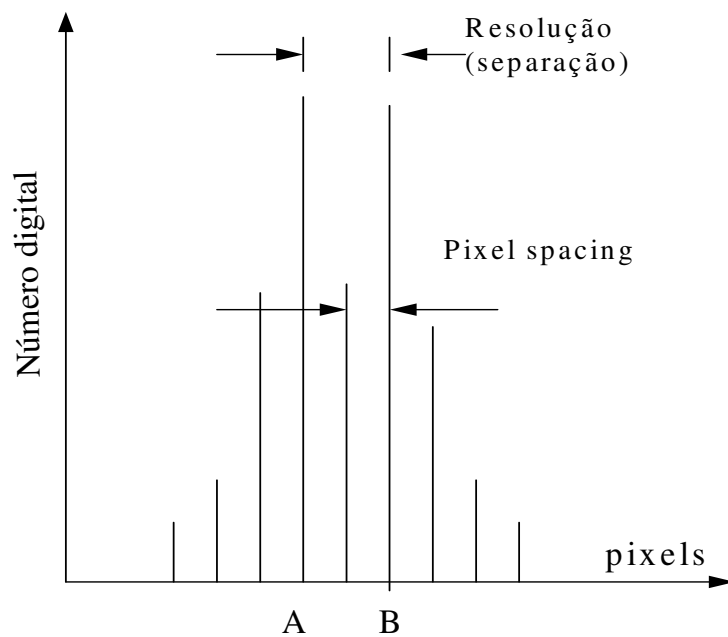
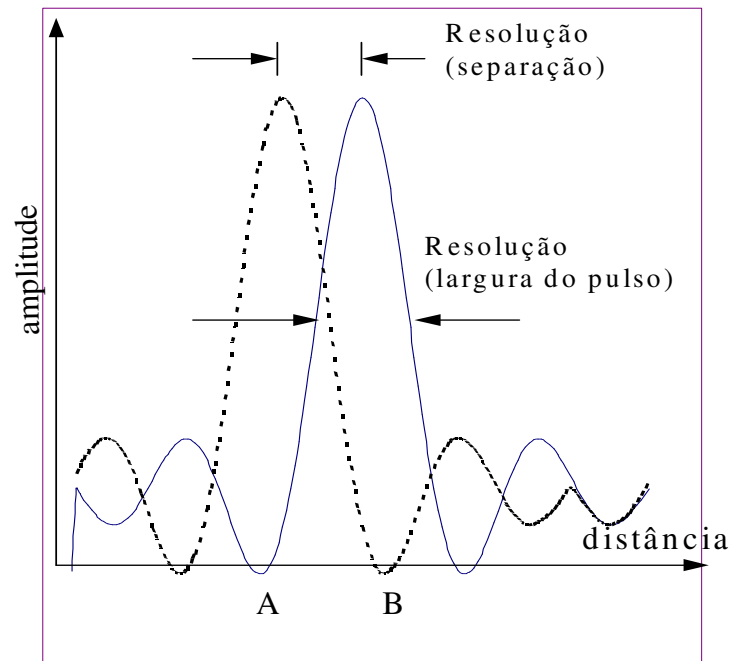


critério de Rayleigh: deve haver uma diferença de 26.5% entre os picos e a região de interseção para resolver dois objetos distintos



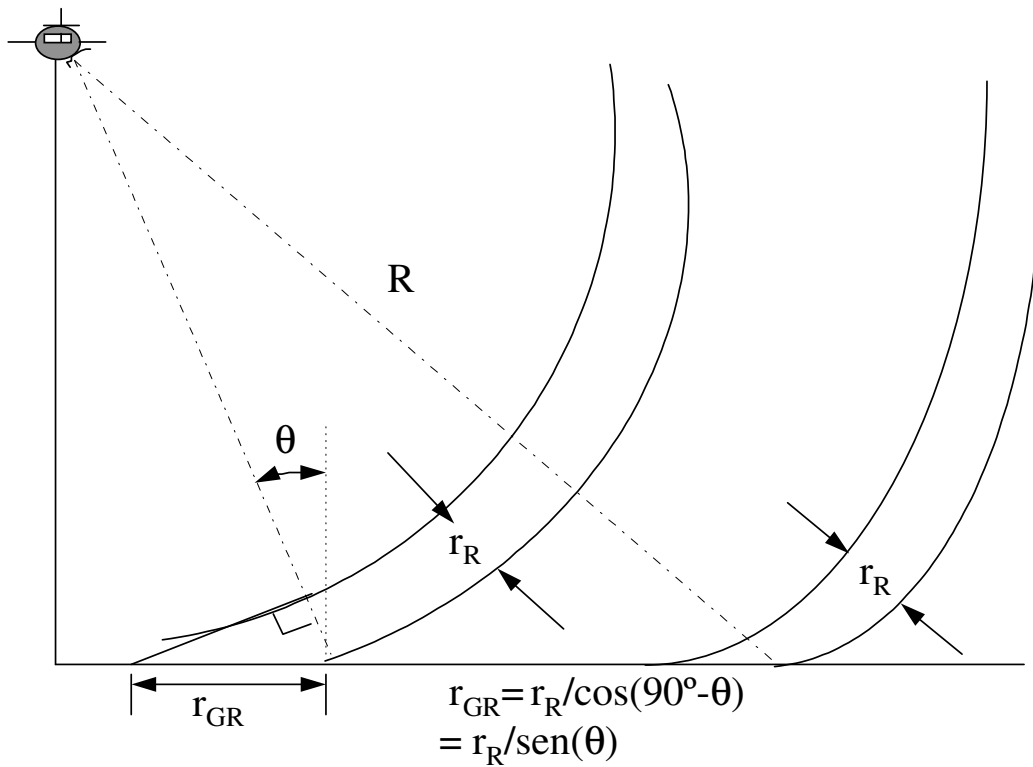
Resolução em Range





Resolução refere-se ao espaçamento mínimo resolvível entre respostas pontuais similares (A e B), mas é frequentemente definida como a largura de uma resposta. Pixels são relativos as posições discretizadas nas imagens digitais. São necessários dois pixels (pelo menos) para cada elemento de resolução.

Resolução Slant e Ground Range

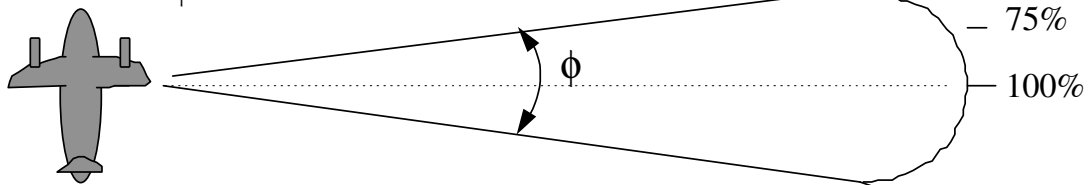


Resolução azimuthal em abertura real

largura do feixe em azimute (ida-e-volta), considerando a resposta a 50%:

resolução angular (radianos)

$$\phi = \lambda/2L$$



resolução linear = projeção linear do feixe no terreno

$$r_A = \phi R = (\lambda/2L)R$$

λ = comprimento de onda

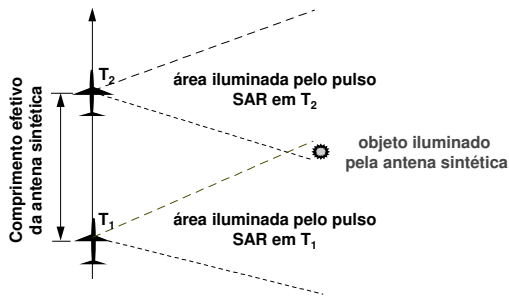
L = comprimento da antena

Radar de Abertura Sintética

Equações de Resolução Azimutal

O comprimento da abertura sintética é o comprimento efetivo da antena sintética como mostra a figura abaixo:

Radar de Abertura Sintética - SAR



O conceito de abertura sintética: O objeto é visto pela antena durante os instantes T_1 (quando o feixe começa a ver o objeto) e T_2 (quando o feixe deixa de ver o objeto). O deslocamento do portador (ou da antena) durante os instantes T_1 e T_2 é o comprimento efetivo da abertura sintética.

Portanto, temos que:

$$L_s = V \cdot T$$

em que V é a velocidade do portador e T é o tempo no qual o objeto permanece no interior do feixe.

$$T \equiv \text{projecção no terreno do feixe} / V$$

$$T = \phi \cdot R / V = \lambda R / VL$$

em que L é o comprimento real da antena

$$L_s = V \lambda R / VL = \lambda R / L$$

$$r_A = \lambda R / 2L_s = \frac{\lambda R}{2/\lambda R/L} = \frac{L}{2}$$

Ou seja, no caso de melhor performance, a resolução azimutal SAR é metade do comprimento físico da antena.

Exercício de Geometria

Uma aeronave transporta um SLAR a uma altura de 8000 m. O dispositivo de controle de tempo começa a gravar o sinal de retorno 75 ms após a transmissão do pulso e finaliza a gravação 169 ms após o pulso transmitido.

1. Qual é a distância “slant range” no início da faixa imageada, quando a gravação é iniciada ?

2. Qual é a distância “slant range” no final da faixa imageada ?

Faça um desenho na escala 1:100.000 (1 cm = 1 km), em papel milimetrado (ou outro ...)

3. Quais são as distâncias “ground range” equivalentes ?

4. Qual é a largura da faixa imageada ?

5. Qual é o ângulo de incidência no início e no fim da faixa ?

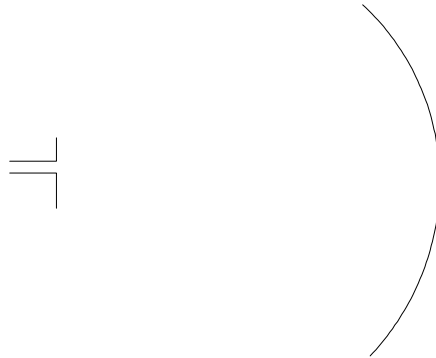
6. A aeronave possui uma antena de 5 m e o Radar opera em banda C (5.3 GHz, $\lambda = 5.6$ cm). Qual é a resolução angular em azimute no início da faixa (near range) ? E no final da faixa (far range) ?

7. Qual é a resolução linear no início e no final da faixa ?

8. O radar aeroportado passa a operar em modo de abertura sintética e a antena de 5 m é substituída por uma antena de 1 m. Qual é a nova resolução angular em azimute no início e no final da faixa (near range e far range) ?

9. Qual é a resolução linear no início e no final da faixa ?

A equação RADAR



Uma antena transmite um pulso de potência P_T

O pulso cria uma frente de onda esférica de energia expandindo-se em todas as direções a velocidade da luz, como um balão esférico em expansão. Se a antena for isotrópica (potência igual em todas as direções), a potência a uma distância R seria dada por:

$$P = \frac{P_T}{4\pi R^2}$$

Esta é a famosa relação $1/R^2$ que a radiação eletromagnética obedece ao se propagar.

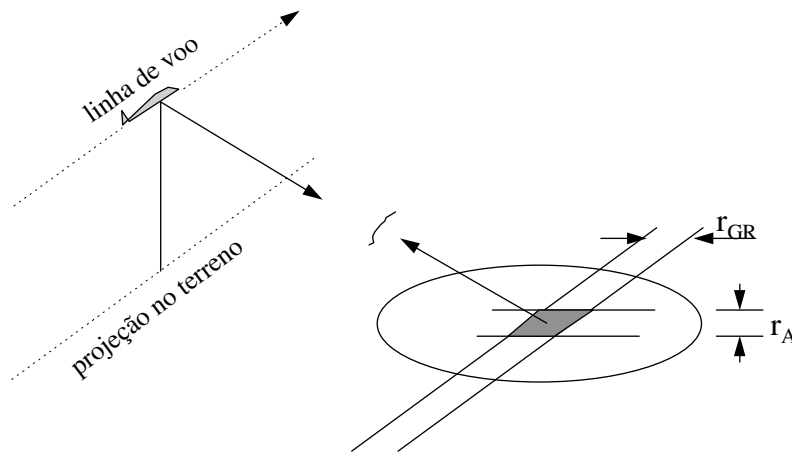
As antenas concentram sua energia nos seus lobos principais e secundários, de forma que a potência por unidade de área numa direção (θ, ϕ) é dada por

$$\frac{P}{A} = \frac{P_T \cdot G(\theta, \phi)}{4\pi R^2}$$

onde $G(\theta, \phi)$ é uma função bidimensional (e adimensional) conhecida como padrão de potência da antena.

Estamos interessados na potência interceptada e refletida de volta para o radar por uma fração da cena na direção (θ, ϕ) de tamanho $r_{GR} \times r_A$, onde r_{GR} e r_A são a resolução em “ground range” e em azimute, nesta ordem (ver figura abaixo).

Diagrama esquemático de uma célula de resolução retornando potência para o radar



A célula de resolução é assumida como horizontal neste caso e possui uma refletividade dada por:

$$\sigma^0 = P_r / P_d$$

em que

P_r é a potência refletida pelo elemento de resolução na direção de volta (para o Radar)

P_d é a potência que seria refletida por um alvo horizontal isotrópico e sem perdas situado na mesma posição.

Com esta definição de σ^0 , a potência refletida de volta em direção a antena é:

$$P = \frac{P_r G(\theta, \phi)}{4\pi R^2} \cdot \sigma^0 \cdot r_{GR} r_A$$

No receptor, a potência por unidade de área é:

$$\frac{P}{A} = \frac{P_T G(\theta, \phi)}{(4\pi R^2)^2} \cdot \sigma^0 \cdot r_{GR} r_A$$

Note-se que um novo fator de $1/4\pi R^2$ foi introduzido em função da perda de potência no caminho de volta para o Radar.

A potência de retorno é interceptada por uma antena de área efetiva dada por

$$A = \lambda^2 G / 4\pi$$

De forma que a potência recebida de um único pulso e de uma única célula de resolução é igual a $P \times A$, ou

$$P_{pulso} = \frac{P_T \lambda^2 G^2(\theta, \phi)}{(4\pi)^3 R^4} \cdot \sigma^0 \cdot r_{GR} r_A$$

Esta é uma forma válida para um radar de abertura real. Para um SAR, o processador soma a potência de vários pulsos, N , para formar uma imagem, onde

$$N \propto R$$

Isto é, para um SAR, a potência para cada célula de resolução (vários pulsos) numa imagem digital é dada por

$$P_D = \frac{P_T \lambda^2 G^2(\theta, \phi)}{(4\pi)^3 R^3} \cdot \sigma^0 \cdot r_{GR} r_A$$

Isto significa que um SAR além de oferecer uma resolução espacial melhor que um SLAR, ele não é tão afetado pelo fator de perda ($1/R^3$ contra $1/R^4$...).

Como SAR funciona...

- Radar de Abertura Real, RAR, apresenta resolução espacial pobre tanto em range e azimute.

Solução = Usar SAR

SAR é uma técnica de processamento radar que:

- é um radar coerente
- usa compressão de pulso para obter boa resolução em range
- utiliza a frequência Doppler gerada pelo movimento da antena em relação ao alvo para criar uma abertura sintética em azimute.

A partir do processamento das frequências Doppler, SAR pode obter resolução em azimute muito mais fina que a que pode ser obtida por uma RAR.

Vimos que SAR basicamente adquire dados como um SLAR, mas de alguma forma sintetiza uma antena longa enquanto se desloca

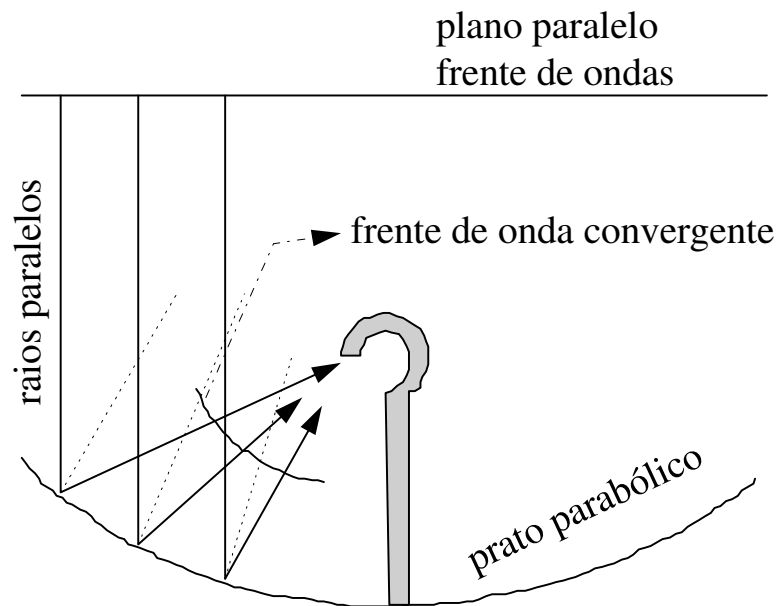
O comprimento da antena sintética não é constante, sendo maior para objetos que estão mais distantes do SAR

Ponto de partida: Tanto em RAR quanto em SAR uma cena consiste de uma seqüência bidimensional de registros de dados relativos a intensidade dos pixels. Para um RAR isto se parece mais ou menos com uma imagem (como estamos acostumados a visualizar), embora com todas as distorções geométricas e variações de resolução com a distância como já visto.

Para um SAR o conjunto de dados gravados é chamado dado sinal (dado bruto, ecos gravados). O sinal requer muito processamento para uma formar uma informação reconhecível. Para o Seasat eram necessários processar 106 sinais para formar um pixel. Em range (perpendicular a trajetória do Radar), SAR e RAR posicionam e focalizam objetos basicamente da mesma forma (e

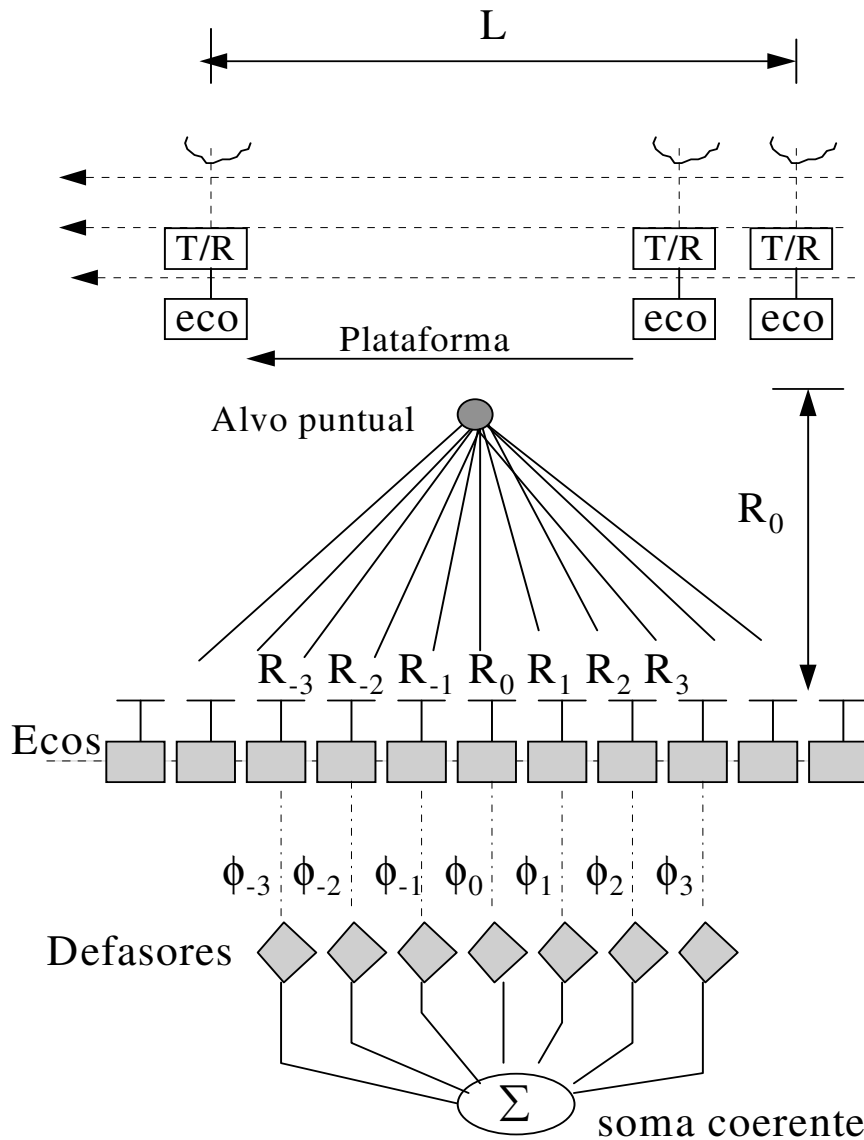
pouco processamento é necessário). Entretanto, em azimute (direção de voo), SAR requer muito processamento para formar uma imagem

Aproximação óptica



Teoria de raios: o ângulo de incidência = ângulo de reflexão; a parábola é a forma que redireciona todos os raios paralelos (vindos de uma fonte no infinito, PODE SER UM SATÉLITE...) para um foco comum.

Teoria de ondas: as ondas que chegam possuem frentes paralelas. A parábola faz com que as frentes de onda sejam “curvadas” (mudam suas fases) de forma que todas chegam ao mesmo lugar e ao mesmo tempo. Isto permite possam ser somadas de forma coerente: todas estão em fase. Neste ponto a teoria de ondas é superior a teoria de raios. Na teoria de raios, a “luz” possui apenas brilho e cor, sem fase. Na teoria de ondas, ela é composta de ondas que podem interferir construtivamente e destrutivamente, produzindo muitos fenômenos interessantes, e fazendo SAR possível.

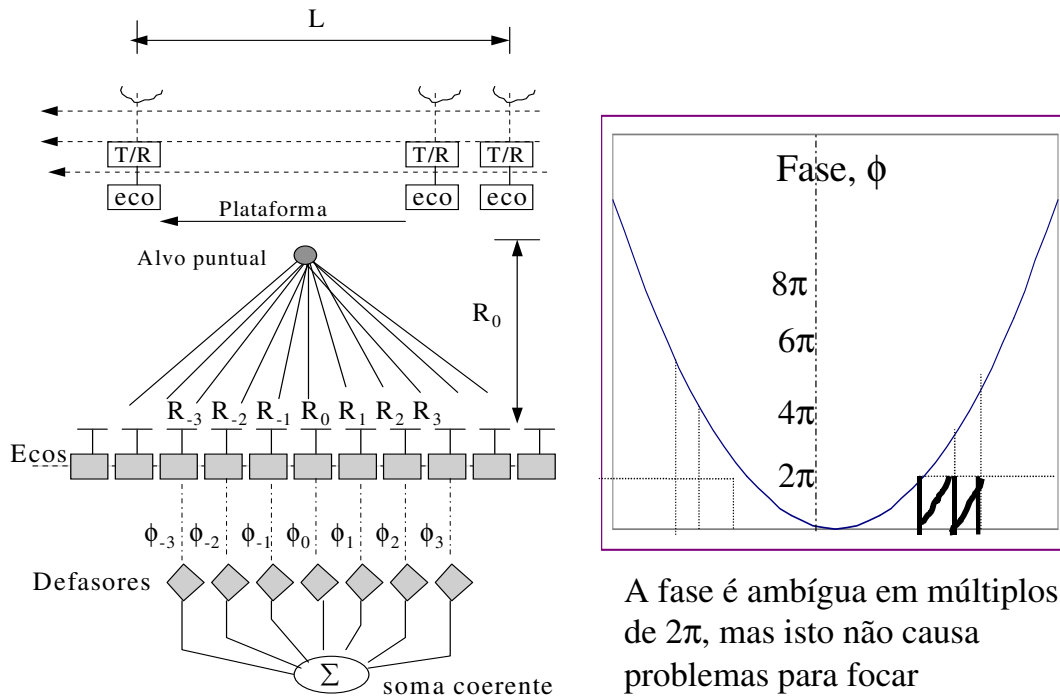


No I^{th} elemento, o retorno do alvo puntiforme de coeficiente de retroespalhamento σ^0 é:

$$S_i = \sqrt{\sigma^0} \exp\{j(\phi_T + 2\kappa R_i)\}$$

E a correção de fase a ser aplicada para o No I^{th} elemento é tão somente:

$$\phi_i = -2\kappa R_i$$



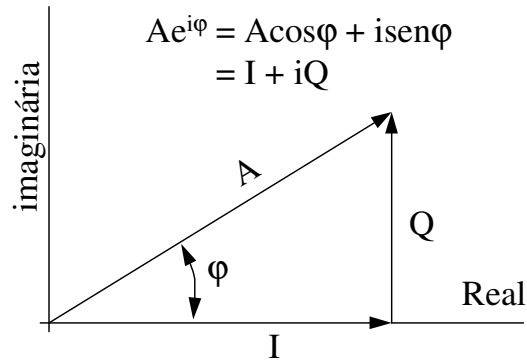
Formação da imagem SAR/ Processador SAR

Usando a analogia óptica, podemos considerar o processamento SAR como uma operação de focagem, na qual cada pixel de saída é formado por mudanças de fase e a soma de todos os sinais de um dado registro contribui para formar o pixel. As posições do pixel podem ser calculadas previamente.

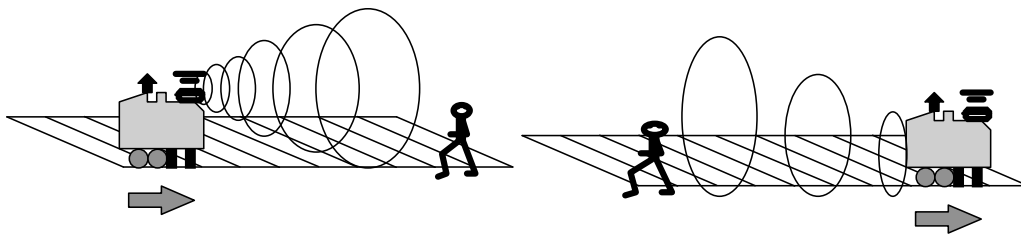
O processador necessita trabalhar com ambas as informações de amplitude e de fase, de forma que o dado sinal deve conter informação de amplitude e de fase para cada amostra de entrada. Em outras palavras, cada sinal analisado é representado por um número complexo.

Existem duas maneiras diferentes de representar números complexos: usando valores para amplitude e fase, ou em termos das componentes real (em fase, ou “in phase”, I) e imaginária (quadratura de fase, ou “quad-phase”, Q). A representação com I e Q é equivalente a representar uma onda senoidal de amplitude e

fase arbitrária em termos de seu coseno (in-phase) e seno (90° fora de fase).



Efeito Doppler



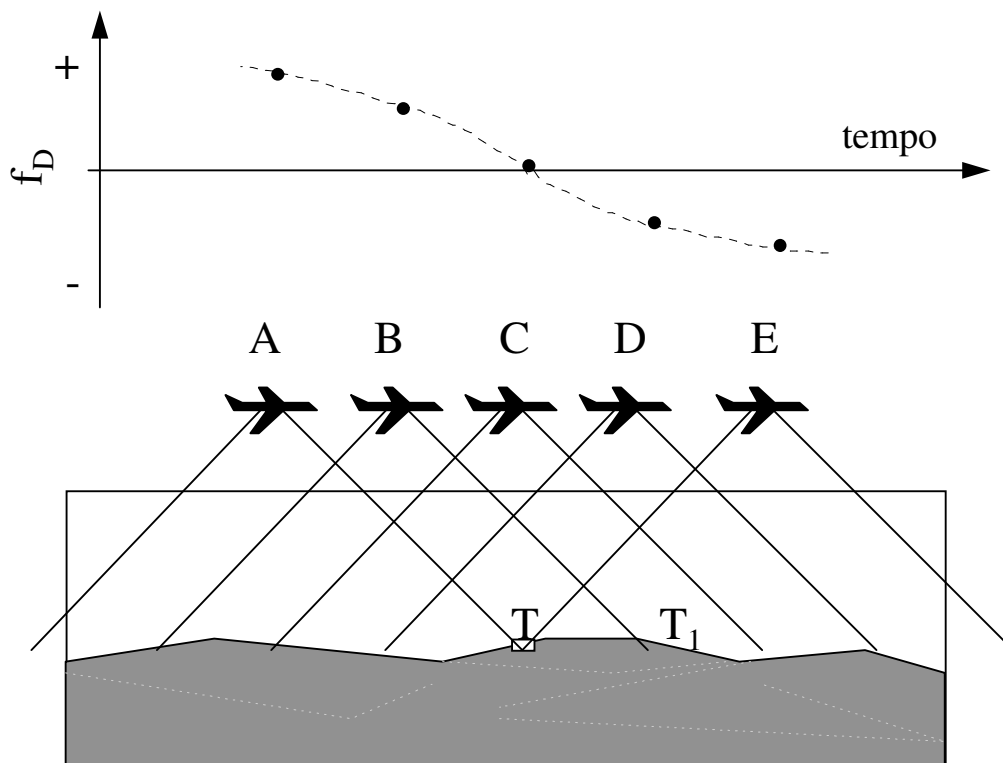
Uma forma comum de radar imageador utilizado para medir a velocidade de veículos é o sistema de radar Doppler (que utiliza a mudança de frequência devida ao efeito Doppler nos sinais transmitidos e refletidos para determinar a velocidade do objeto em relação ao radar).

A alteração de frequência devido ao Doppler é uma função da velocidade relativa entre transmissor e refletor. Em ondas sonoras, o efeito Doppler é percebido como uma mudança na frequência dominante da fonte acústica: a frequência aumenta quando a fonte se aproxima (som mais agudo) e decresce quando se afasta (som mais grave).

Aproximação da síntese Doppler

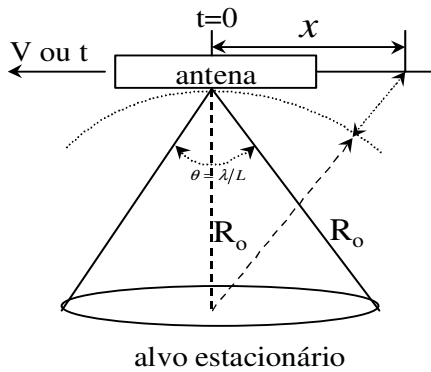
Enquanto o SAR aerotransportado passa sobre o alvo T (figura abaixo), os ecos de T apresentam inicialmente um efeito Doppler positivo a partir do momento em que T entra na abertura da antena na posição A (arranjo sintético). O efeito Doppler decresce até atingir o valor 0 no ponto C (o vetor T-SAR torna-se perpendicular à trajetória da antena SAR) e torna-se cada vez mais negativo até que o alvo T deixa de ser “visto” pelo feixe do arranjo sintético. O alvo T_1 terá a mesma seqüência Doppler do alvo T, mas com uma defasagem no tempo.

As coordenadas naturais em um sistema SAR são os tempos de atraso dos pulsos e o efeito Doppler, que é utilizado para se obter uma resolução fina em azimute.



Teoria SAR

- O que é abertura sintética ? é o mesmo que abertura real ?
 abertura sintética é uma técnica de processamento de sinais na qual uma antena longa é simulada pela compensação coerente de cada eco pela sua fase respectiva em razão da distância antena-alvo.



$$\varphi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta R(t) + R_0) \text{ (um caminho)}$$

$$R_0^2 + x^2 = (\Delta R(t) + R_0)^2 \Rightarrow \Delta R(t) \cong \frac{x^2}{2R_0}$$

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \frac{2\pi V^2 t^2}{\lambda R_0} \text{ (ida e volta)}$$

Então, para cada eco, ajustar a fase de:

$$\Delta\varphi = 2\pi \dot{f}_d (n\Delta t)^2$$

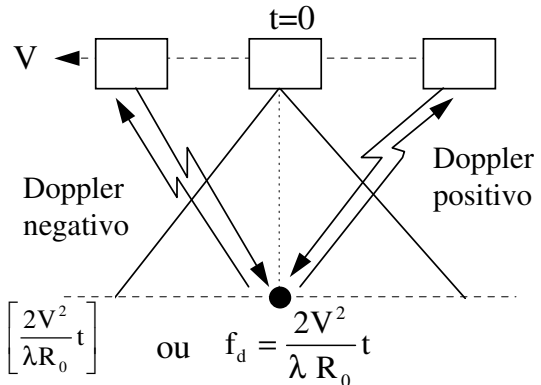
$n\Delta t$ é o número de períodos entre pulsos a partir de $t=0$, multiplicado pelo período entre pulsos

$\dot{f}_d = \frac{V^2}{\lambda R_0}$ é taxa de variação Doppler

Teoria SAR

- De outra forma:

quando o sensor se aproxima do alvo os ecos de retorno são alterados por um Doppler positivo (negativo ao se afastar) dado por:



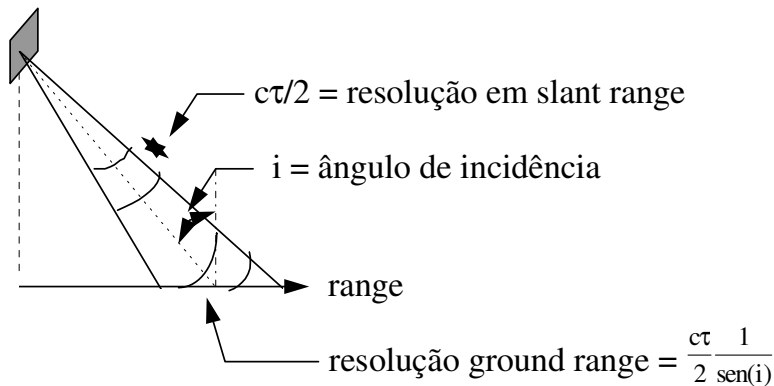
$$\omega_d = 2\pi \dot{f}_d = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\frac{2\pi V^2}{\lambda R_0} t^2 + \varphi_0 \right] = 2\pi \left[\frac{2V^2}{\lambda R_0} t \right] \text{ ou } f_d = \frac{2V^2}{\lambda R_0} t$$

como a área iluminada é $X_{AZ} = \frac{\lambda R_0}{L}$ o tempo que o alvo permanece no feixe é $t = \frac{\lambda R_0}{LV}$ e então a banda Doppler é $BW = \frac{2V}{L}$

- um sinal com esta banda é filtrado (casado) para dar uma resposta impulso no domínio espacial $X_{AZ_{eff}} = V\tau = \frac{V}{BW} = L/2$

Nota: o filtro é o complexo conjugado da FT de $\varphi(t)$

Resolução em range



- como um pulso muito curto requer elevadíssima potência, é preciso alongar o pulso (degradando a resolução)
- para alongar o pulso e obter alta resolução modula-se o pulso em frequência ou fase de banda BW. usando um filtro casado temos:

$$r_{GR} = \frac{c\tau}{2} \frac{1}{\sin(i)} = \frac{c}{2BW} \frac{1}{\sin(i)}$$

Antena e Potência

- Mostra-se que a razão SNR é dada por:

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{kTB_n} \propto \frac{P_t G_t G_r \sigma^0}{LR^3 (kTB_n)}$$

SNR é degradada pela distância “slant range” ao cubo para sensores orbitais. Então devemos ter antenas grandes (ganho \propto área) e alta potência significa pequenas perdas (L) e picos de alta potência (visto que os pulsos são muito curtos)

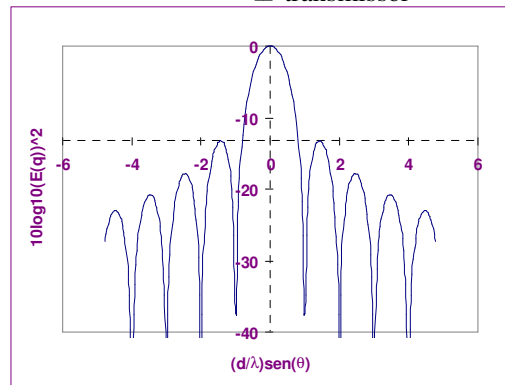
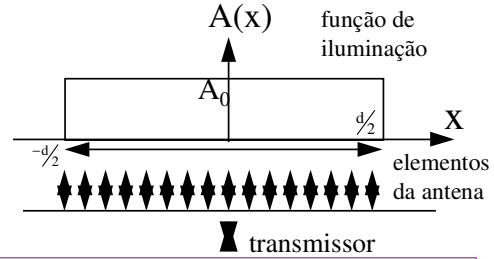
Padrão de antena

- FT da função de iluminação

$$E(\theta) = \frac{1}{2} \int_{-d/2}^{d/2} \exp\{j2\pi x \sin(\theta) / \lambda\} dx$$

$$= \frac{\text{sen}(\pi d / \lambda \text{sen}(\theta))}{\pi d / \lambda \text{sen}(\theta)}$$

que é uma função SINC, que possui abertura a 3 dB de λ/d , e 1º pico de lobo secundário a -13.2 dB



O que é um “chirp” ?

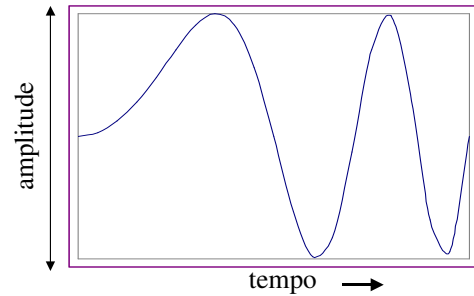
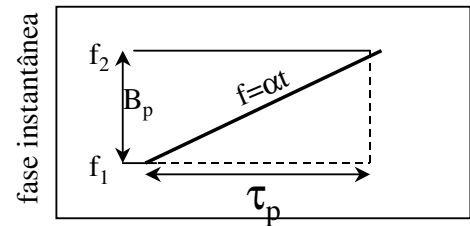
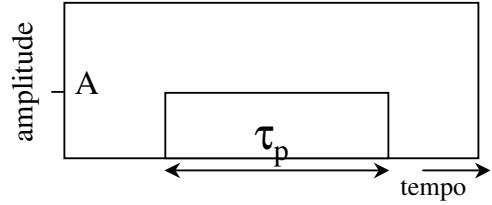
$$p(t) = \begin{cases} A \operatorname{sen} \left[2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} \alpha t^2 \right) \right], & -\tau_p/2 \leq t \leq \tau_p/2 \\ 0, & \text{fora deste intervalo} \end{cases}$$

a fase é dada por:

$$\varphi(t) = 2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} \alpha t^2 \right)$$

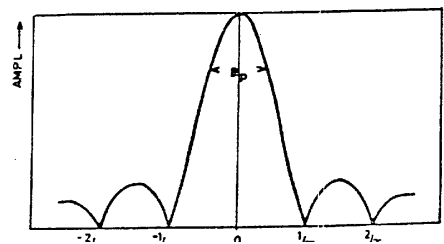
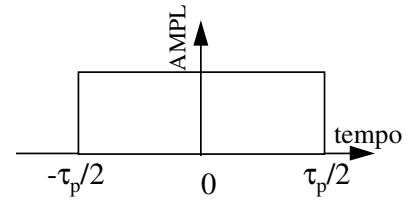
a frequência é dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_0 + \alpha t$$

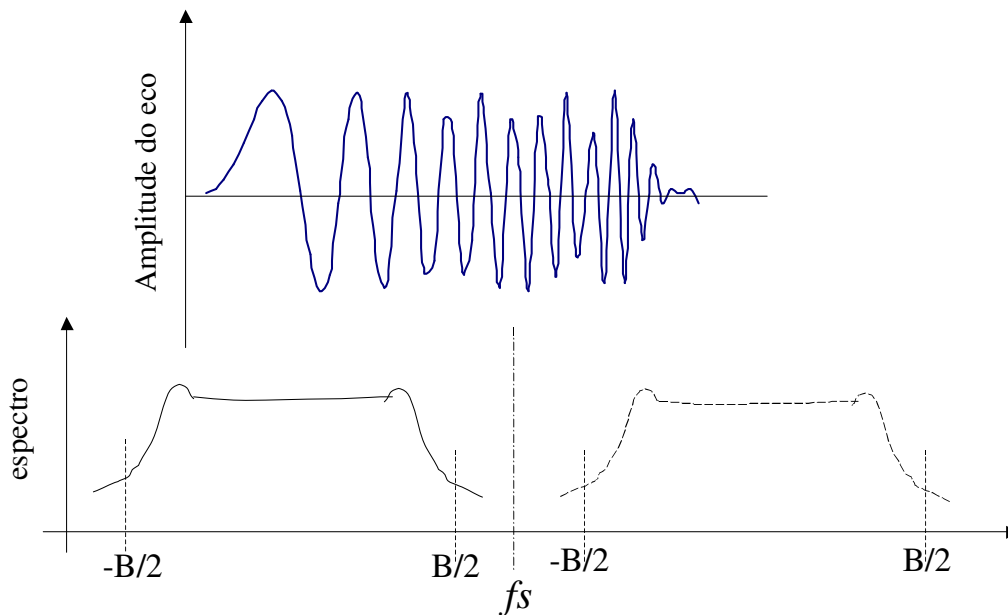


Compressão de pulso

- Slant range é $\rho_r = c\tau_p/2$
- não é possível transmitir pulsos demasiadamente curtos
- a solução é a técnica de compressão do pulso => alta resolução com pulsos longos
- uma forma alternativa para ρ_r em termos de largura de banda, $B_p = 1/\tau_p$, é: $\rho_r = c/2B_p$
- Na compressão de pulso, transmite-se um pulso longo, mas com banda B_p
- Ecos são comprimidos (filtro casado) no processamento
- Compressão do pulso no processamento (“De-chirping”) dá a resolução fina e possibilita um aumento de potência de um fator proporcional a $\tau_p B_p$ - O produto tempo-largura de banda



pulso retangular e FT correspondente



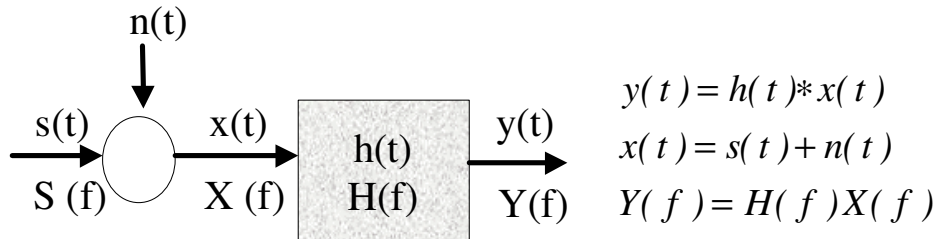
Condição para amostragem sem superposição: $fs > B$

A frequência mínima de amostragem é $fs = B$ (Nyquist)

Se $fs < B$, temos uma região de “aliasing” = $(B-fs)/2$

FILTRO CASADO

Definição: Filtro que maximiza a relação sinal-ruído de um sinal $x(t)$ quando o ruído é Gaussiano, aditivo e branco na banda de passagem do sistema



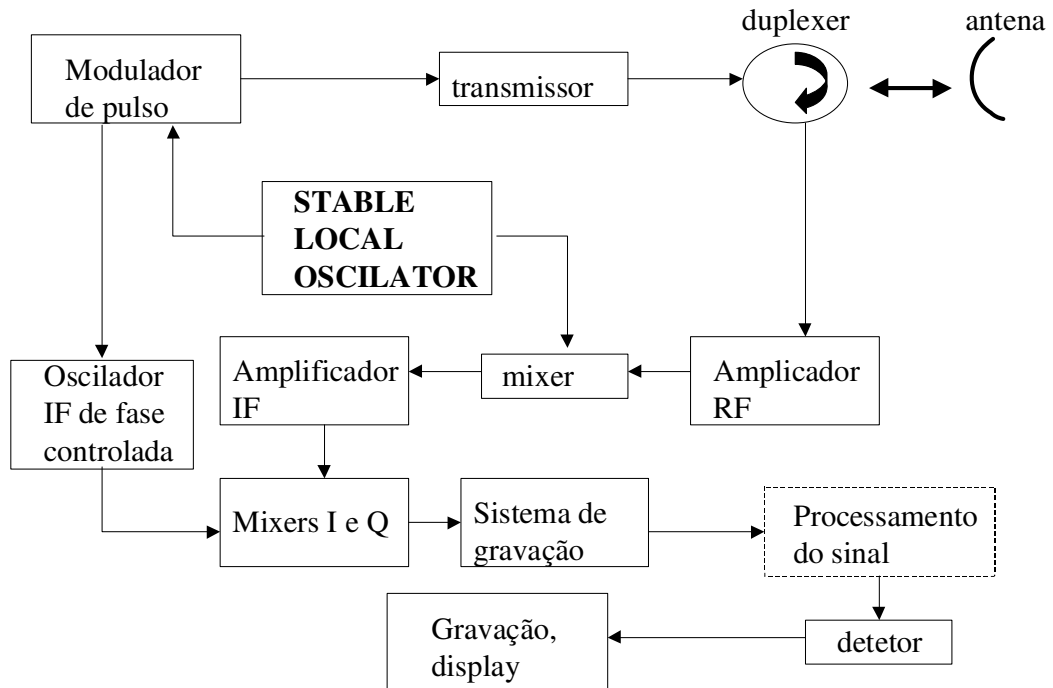
A função de transferência do filtro casado é o complexo conjugado do espectro do sinal de entrada, isto é:

$$H(f) = S^*(f)$$

ou

$$h(t) = s^*(-t)$$

DIAGRAMA DE BLOCOS SIMPLES DE UM SAR

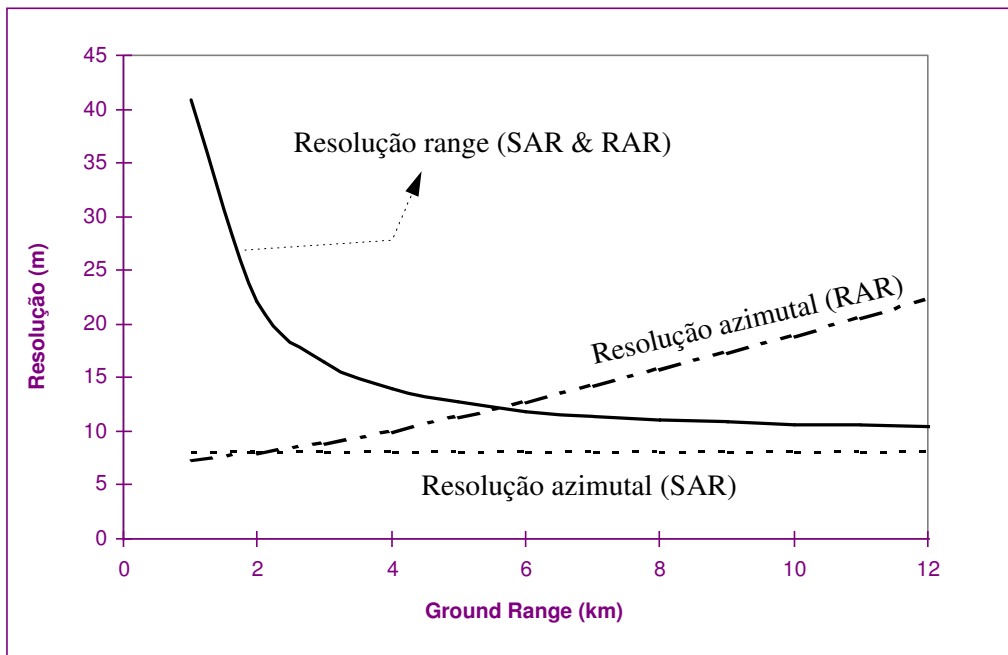


Coerência em SAR

- Para medir o efeito Doppler, é necessário usar um sinal de referência.
- Em SAR, todos os sinais são gerados coerentemente com um “STABLE LOCAL OSCILATOR (STALO)”
- A amplitude e a fase de cada retorno devem ser mantidos até a formação da imagem em azimute
- Isto necessita ser feito num processo coerente
- É necessário manter a coerência numa fração do comprimento de onda, sobre o registro Doppler

Variação da Resolução

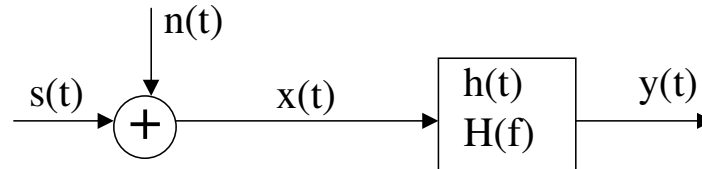
- A resolução em azimute é degradada em função da distância do alvo num Radar de Abertura Real, RAR; num SAR ela permanece aproximadamente constante com a distância
- Resolução “Ground Range”, em relação a resolução “Slant Range”, varia da mesma forma tanto para RAR quanto para SAR



Sistema de abertura real a 4 km de altura, IFOV de 0.1° , com pulso de 66 ns

Filtragem casada

Para entender como um filtro casado pode comprimir uma pulso de onda, para resultar numa resolução fina, precisamos introduzir a idéia de um filtro linear, mostrado esquematicamente abaixo.



No sistema mostrado acima, o sinal recebido $s(t)$ é contaminado por um ruído aditivo $n(t)$ que é um processo aleatório. O único requerimento é de que $s(t)$ seja de natureza determinística. O sinal resultante, $x(t)$, é passado através de um filtro linear cuja função impulso é $h(t)$ para dar uma saída $y(t)$. Matematicamente, a implementação do filtro pode ser representada por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (1)$$

que é a convolução de $x(t)$ e $h(t)$, usualmente denotada por:

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (2)$$

A resposta impulso $h(t)$ leva este nome porque ela corresponde a saída do filtro de um impulso, isto é:

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)h(t - \tau)d\tau \quad (3)$$

onde $\delta(t)$ é a função delta de Dirac, definida funcionalmente por:

$$\delta(t) = 0 \quad \text{para } t \neq 0$$

e

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

A resposta em frequência de um filtro linear, $H(f)$, é a transformada de Fourier (FT) de $h(t)$, isto é:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \exp\{-j2\pi ft\} dt \quad (4)$$

$H(f)$ e $h(t)$ são um par de FT, visto que uma sempre pode ser obtida a partir da outra. Com a FT inversa se obtém $h(t)$ de $H(f)$,

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp\{j2\pi ft\} df$$

O espectro de potência, $P(f)$, de $h(t)$ é definido como o módulo de sua transformada de Fourier ao quadrado, ou seja:

$$P(f) = |H(f)|^2 \quad (5)$$

Um importante resultado na teoria de transformadas de Fourier é conhecido como o *teorema da convolução* que tem implicações de grande interesse na teoria de filtragem. Aqui vai:

$$\text{Se } y(t) = x(t) * h(t)$$

$$\text{Então } Y(f) = X(f)H(f)$$

Isto significa que a convolução no domínio do tempo é equivalente a multiplicação no domínio da frequência (Fourier). Então, pode-se realizar a filtragem no domínio de frequência tomando-se a transformada de Fourier do sinal de entrada, multiplicá-la pela resposta em frequência do pulso, e finalmente realizar a transformada inversa para obter o sinal de saída desejado $y(t)$. Matematicamente, temos:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f)H(f) \exp\{j2\pi ft\} df \quad (6)$$

Filtro casado é um filtro que maximiza a relação Sinal/Ruído na saída. Define-se a relação Sinal/Ruído neste contexto por:

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{Potência de saída de pico}}{\text{Potência média do ruído}}$$

Vamos supor que o nível de saída de pico devido somente ao sinal ocorra num determinado instante t_0 , de forma que,

$$\text{Sinal de Pico} = |y_s(t_0)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(f)H(f) \exp\{j2\pi ft_0\} df \right|^2 \quad (7)$$

O ruído é comumente assumido como branco ou Gaussiano, o que significa que possui um espectro de potência constante sobre uma banda $(-W, W)$ com densidade de potência média, N_p . A potência média de saída devido ao ruído é:

$$N = E\left[|y_n(t)|^2\right] = E\left[\left|\int_{-\infty}^{\infty} n(\tau)h(t-\tau)d\tau\right|^2\right] \quad (8)$$

Que resulta em:

$$N = \frac{N_p}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df$$

A relação S/N a ser maximizada pelo uso de um dado filtro h no processamento é então dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} S(f)H(f) \exp\{j2\pi ft_0\} df \right|^2}{\frac{N_p}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (9)$$

De forma que o filtro casado pode ser derivado como a função que maximiza a equação (9).

Usando a inequação de *Schwartz* temos que o numerador satisfaz:

$$\begin{aligned} \left| \int_{-\infty}^{\infty} S(f)H(f) \exp\{j2\pi ft_0\} df \right|^2 &\leq \int_{-\infty}^{\infty} |S(f) \exp\{j2\pi ft_0\}|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \\ &\leq \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \end{aligned}$$

de forma que a relação S/N torna-se

$$\frac{S}{N} \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df}{\frac{N_p}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (10)$$

$$\therefore \left(\frac{S}{N} \right)_{\max} = \frac{2}{N_p} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (11)$$

Usando o teorema de Parseval, que estabelece que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |z(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |Z(f)|^2 df$$

para qualquer par de FTs, $z(t)$ e $Z(f)$. Este teorema diz que a energia total (potência integrada no tempo) no domínio do tempo é igual energia total do sinal no domínio da frequência. O valor máximo da relação S/N é, então,

$$\left(\frac{S}{N} \right)_{\max} = \frac{2E}{N_p} \quad (12)$$

onde $E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt$ é a energia total do sinal.

Este é um resultado muito significativo, porque mostra que o valor máximo da SNR (Signal-to-Noise Ratio) depende apenas do

sinal e da densidade de potência do ruído e não da forma de onda utilizada.

A forma do filtro casado que produz a SNR máxima pode ser encontrada a partir da condição de igualdade da equação (10), que é satisfeita quando:

$$H(f) = mS^*(f) \exp\{-j2\pi ft_0\} \quad (13)$$

em que m é algum múltiplo e S^* denota complexo conjugado.

No domínio do tempo, o filtro casado, é a transformada inversa de (13),

$$h(t) = ms^*\{t - t_0\} \quad (14)$$

que é a versão invertida no tempo do complexo conjugado do sinal de entrada, s .

O filtro casado é muito útil em SAR. Não se deve confundir filtro casado com requerimento de resolução fina, que só pode ser obtida se o sinal recebido possui largura de banda suficiente. A melhora na relação SNR por filtragem casada é proporcional a $\tau_p B_p$, enquanto a resolução é inversamente proporcional a largura de banda apenas (B_p). Então um pulso longo com pequena banda de passagem e um pulso curto com grande largura de banda podem resultar no mesmo aumento de SNR, mas apenas o pulso com grande largura de banda pode dar resolução fina.

O filtro casado e o chirp

Estamos agora interessados em derivar uma forma particular de filtro casado para um pulso modulado linearmente em frequência (FM) ou um chirp. A forma de onda de um chirp FM é:

$$p(t) = \begin{cases} A \exp\left\{j2\pi\left(f_c + \frac{1}{2}\alpha^2\right)\right\}, & -\tau_p/2 \leq t \leq \tau_p/2 \\ 0, & \text{fora deste intervalo} \end{cases} \quad (15)$$

O filtro casado de (15) é então:

$$h(t) = mA \exp\left\{-j2\pi\left[f_c(t_0 - t) + \frac{1}{2}\alpha(t_0 - t)^2\right]\right\} \quad (16)$$

sem perda de generalidade, podemos remover a frequência central (da onda portadora), e mudar a origem do tempo de forma que $t_0=0$. Podemos também escolher $m=1/A$, de forma que teremos:

$$h(t) = \exp\left\{-j\pi\alpha^2 t^2\right\} \quad (17)$$

Fazendo a convolução do sinal de entrada $s(t)$ com este filtro casado obtemos uma saída (na presença deste sinal de entrada apenas) que seria:

$$\begin{aligned} y_s(t) &= \int_{-\tau_p/2}^{\tau_p/2} \exp\left\{-j\pi\alpha\tau^2\right\} \cdot \exp\left\{-j\pi\alpha(t-\tau)^2\right\} d\tau \\ &= \exp\left\{-j\pi\alpha t^2\right\} \int_{-\tau_p/2}^{\tau_p/2} \exp\left\{j2\pi\alpha\tau\right\} d\tau \\ &= \exp\left\{-j\pi\alpha t^2\right\} \frac{\text{sen}(\pi\alpha\tau_p)}{\pi\alpha} \end{aligned} \quad (18)$$

Após detecção quadrática isto se torna:

$$\begin{aligned} |y_s(t)|^2 &= B_p^2 \text{sen}^2(\pi B_p t) \\ \text{posto que } B_p &= \alpha\tau_p \end{aligned} \quad (19)$$

Esta é uma função seno cardinal quadrática que possui uma resolução $\approx 1/B_p$ no tempo, dando a resolução fina em range ($r_{sr} = c/2B_p$), como originalmente requerido.

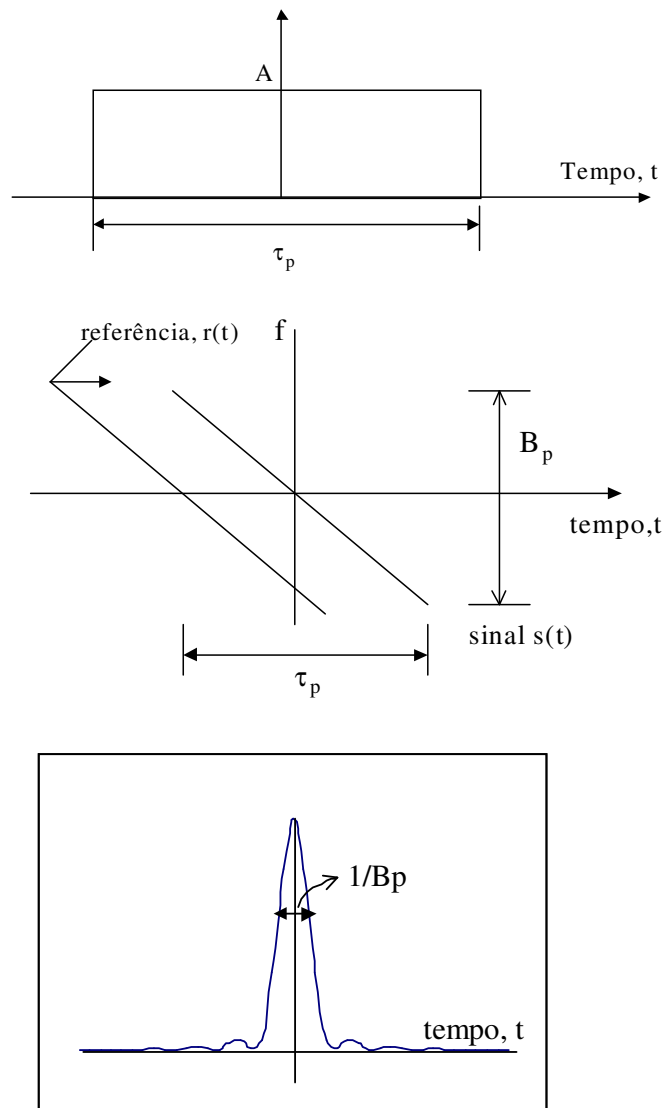


Figura 1. Pulso modulado linearmente em frequência (FM) e sua correlação com uma referência $r(t)$ da mesma forma. O resultado é uma função senc^2 com resolução no tempo de $1/B_p$.

Uma forma simples de considerar filtragem casada na compressão de um pulso modulado linearmente em frequência é como uma correlação entre o sinal de saída $s(t)$ e um sinal de referência $r(t)$, ilustrado esquematicamente acima (Figura 1). O filtro casado e/ou a função de referência $r(t)$ são deslizados ao longo do eixo t e correlacionados com o sinal $s(t)$ de amplitude e fase conhecidas no tempo. Quando os dois se “casam” a saída da correlação é máxima. O resultado da correlação é uma função senc^2 , muito

mais “estrita” que o sinal original, com resolução no tempo de $1/B_p$.

A modulação em azimute (azimuth chirp)

Nota-se que a forma da onda modulada linearmente em frequência, possui variação de fase quadrática com o tempo, de maneira similar a da modulação da fase em azimute. De fato, a assinatura de um alvo pontual no terreno é freqüentemente chamada de modulação em azimute (azimuth chirp). Resulta que uma forma similar de filtro casado é utilizada na operação de compressão em azimute.

Em azimute, a variação quadrática da fase era

$$\phi(t) = \frac{\kappa V^2}{R_0} t^2 \quad (20)$$

que dá uma frequência instantânea de

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{2V^2}{\lambda R_0} t \quad (21)$$

que é a frequência Doppler resultante do movimento do radar em relação ao ponto no terreno. Lembrando que o comprimento máximo da antena sintética é:

$$L = VT_s = \frac{\lambda R_0}{L} \quad (22)$$

resulta que a largura de banda Doppler da modulação azimute é:

$$B_D = \frac{2V}{\lambda R_0} \cdot \frac{\lambda R_0}{L} = \frac{2V}{L} \quad (23)$$

Comparação entre chirp range e chirp azimuth

Diferenças importantes entre chirps de range e de azimuth estão ligadas nas relações tempo-largura de banda. Ambos possuem produtos tempo-largura de banda (razão de compressão) muito maiores que 1 ($\tau_p B_p \gg 1$), mas obtidas de formas muito diferentes. Em compressão de pulso, são utilizadas larguras de banda muito grandes com pulsos muito curtos, enquanto que em azimuth a variação Doppler dá origem a bandas pequenas, de maneira que tempos de integração longos são necessários. Por exemplo, considere um SAR com razão de compressão de 1000 em range e em azimuth. Em range, poderíamos ter modulações de 100 MHz para pulsos de 10 ns para dar $\tau_p B_p = 1000$. Em azimuth, uma banda Doppler de apenas 500 Hz seria típica, com uma síntese de abertura de 2 s para resultar $T_s B_p = 1000$.

Outra diferença notável é a “velocidade de propagação” dos chirps em range e em azimuth. Em range isto é a velocidade da luz e em azimuth o chirp se “propaga” a velocidade da plataforma V . A resolução em range é dada por $c/2B_p$, enquanto em azimuth é V/B_D (o fator 2 aparece em razão do espaçamento efetivo entre dois elementos da antena sintética, isto é, tem que considerar ida e volta).

Isto significa que mesmo que $B_D \ll B_p$, as resoluções em azimuth e range podem ser similares.

Processamento SAR básico

Transformar dado bruto (sinal SAR após passagem por um conversor analógico/digital, A/D) numa imagem é basicamente uma operação de compressão de pulso em duas dimensões, com uma transposição (corner turn) entre range e azimuth. O sinal bruto é gravado em linhas, para as quais as primeiras amostras

correspondem ao range próximo e as últimas amostras correspondem ao range distante (figura 2). Cada linha gravada corresponde a uma posição diferente em azimute visto que SAR se move enquanto envia e recebe pulsos. Então, é natural realizar o processamento em range em primeiro lugar, visto que o dados de uma linha são uma seqüência de amostras que correspondem a diferentes posições em range na faixa varrida pelo SAR (o conversor A/D faz com que cada amostra corresponda a um intervalo de distância fixo em range). Então, a operação de compressão do pulso é seguida de uma transposição da matriz de dados (corner turn), para apresentar os dados como registros em azimute para processamento azimute (compressão em azimute).

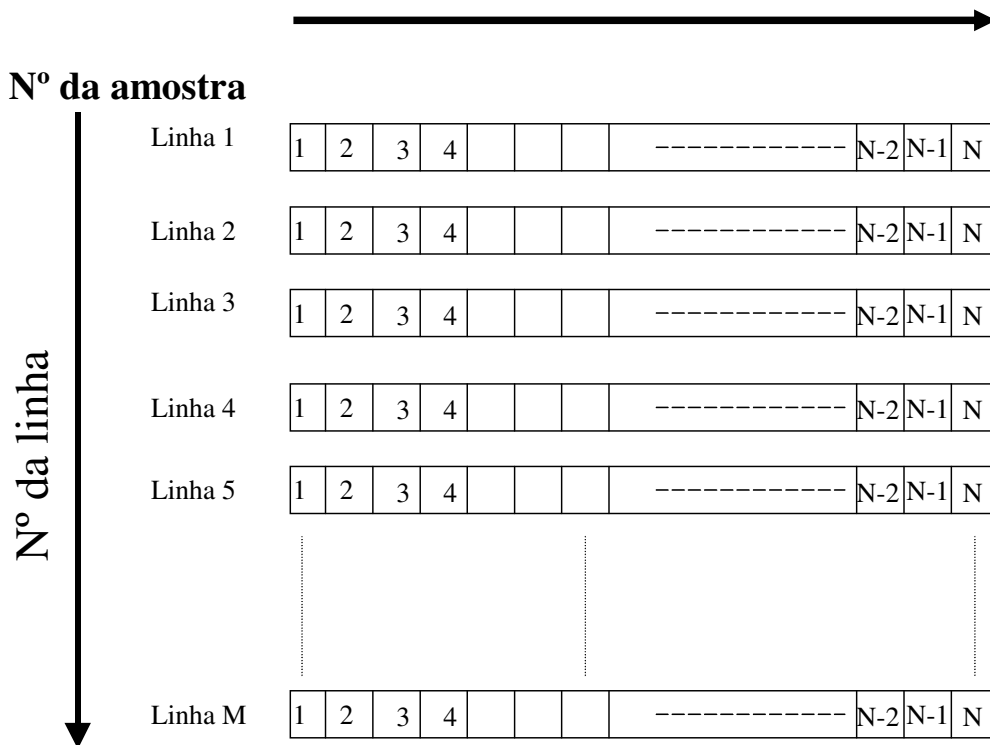


Figura 2. Arranjo dos dados SAR em amostras (espaçamento fixo em range) e linhas (obtidas por pulsos consecutivos).

Dimensões mínimas de uma antena SAR

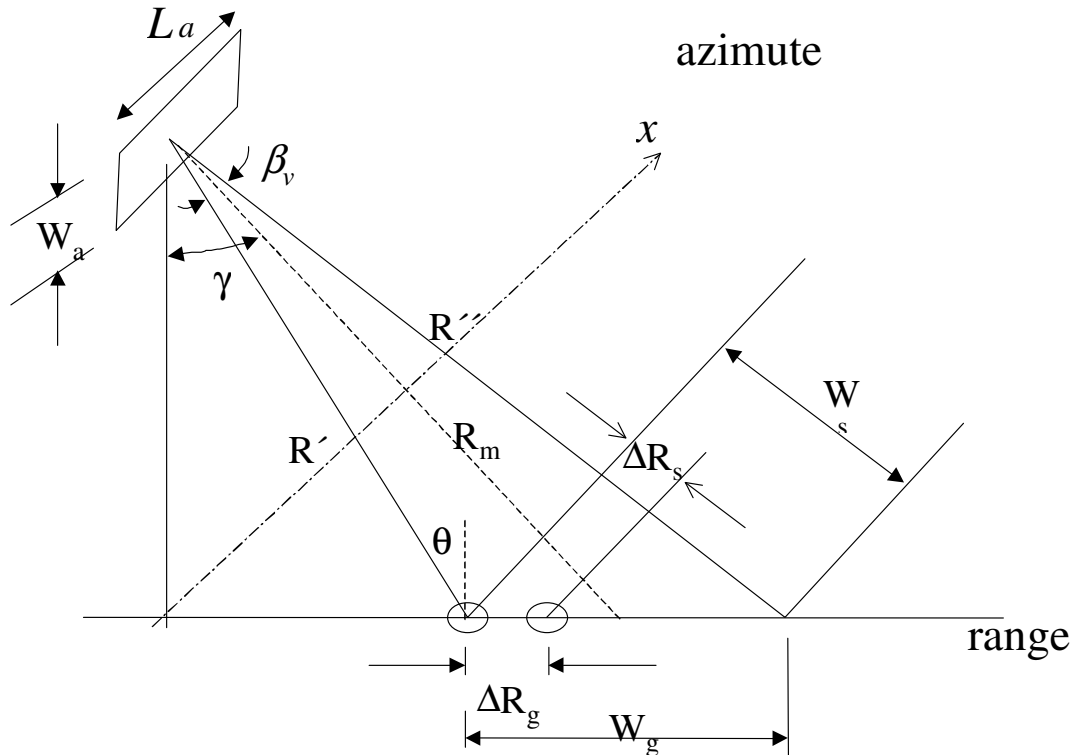


Figura 3. Geometria Radar ilustrando a faixa imageada, W_g , a largura do feixe β_v , ângulo de apontamento γ , dimensões da antena W_a e L_a

Vimos que a resolução azimutal do radar é, na melhor das hipóteses:

$$r_a = \delta x = \frac{L_a}{2}$$

Esta equação nos diz que uma resolução arbitrariamente fina é conseguida pela redução do comprimento da antena. Na prática existem limites para a dimensão da antena.

Impõe-se que o tempo de recepção do primeiro eco de um dado pulso ocorra após a recepção do último eco do pulso anterior. Se os ranges próximo e distante são R' e R'' , isto implica que

$$2R'/c + T_p > 2R''/c \quad (24)$$

em que $T_p = 1/f_p$ é o período entre pulsos (isto é, separação no tempo entre dois pulsos) e f_p é a Frequência de Repetição de Pulso (“Pulse Repetition Frequency”, PRF). Então, a faixa imageada é limitada por

$$W_s = R'' - R' < cT_p/2 = c/2f_p \quad (25)$$

Entretanto, é também necessário considerar a frequência Doppler, (que é a mudança na diferença de fase entre a onda transmitida e a recebida devido a mudança da posição relativa entre o radar e o alvo em pulsos consecutivos). Para relacionar de forma não ambígua a mudança na diferença de fase à frequência Doppler, a largura de banda Doppler precisa ser menor que a PRF, $B_D < f_p$.

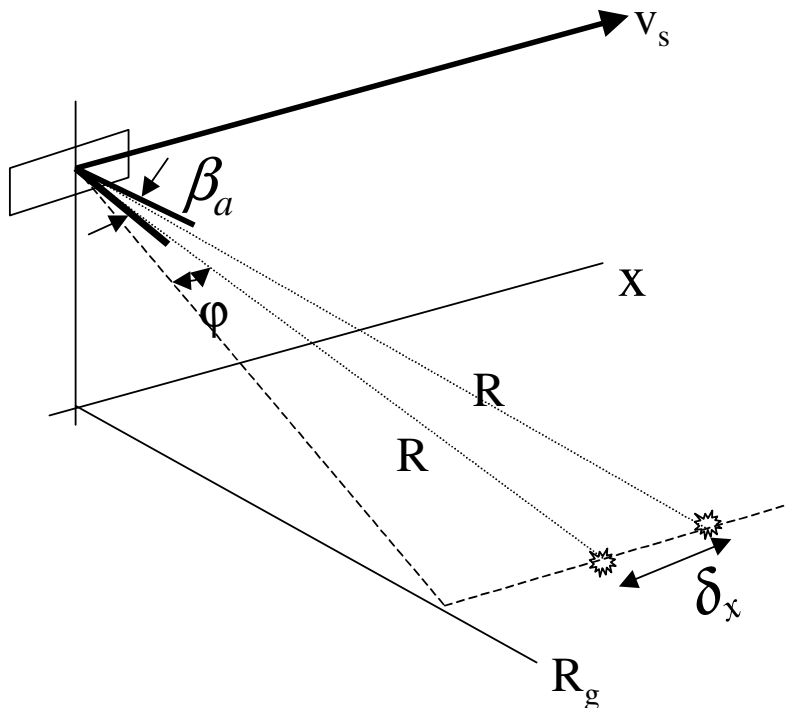


Figura 4. Aquisição de sinais para o elemento de resolução δx .
Da figura 4, a variação Doppler relativa a frequência transmitida é:

$$f_D = 2V_s \sin \varphi / \lambda \approx 2V_s x / \lambda R$$

em que x é a coordenada em azimute (direção do vetor velocidade).

Então a banda Doppler é limitada por:

$$\begin{aligned} B_D &= f_{D,\max} - f_{D,\min} \\ &= (2V_s / \lambda) [\sin(\varphi/2) + \sin(\varphi/2)] \approx 2V\varphi / \lambda \\ &= 2V_s / L_a = V_s / \delta x < f_p \end{aligned}$$

Re-arranjando, temos que:

$$V_s / f_p = V_s T_p < L_a / 2 \quad (26)$$

Esta equação estabelece que o radar precisa transmitir pelo menos um pulso cada vez que a plataforma se desloca de uma distância equivalente a metade do comprimento da antena .

Combinando as equações anteriores, temos

$$W_s < c/2f_p < \left(\frac{c}{2V_s}\right)\delta x \quad (27)$$

O que implica que a largura da faixa imageada deve decrescer se a resolução azimutal é melhorada (isto é, para um menor δx).

Podemos re-arranjar a última equação na forma

$$W_s/\delta x < c/2V_s \quad (28)$$

O lado direito desta inequação é da ordem de 20000 para uma satélite orbital.

Verifica-se que

$$W_s = W_g \text{sen} \theta \cong \frac{\lambda R_m}{W_a \text{cos} \theta} \text{sen} \theta = \frac{\lambda R_m \tan \theta}{W_a} \quad (29)$$

A última inequação nos conduz a uma requerimento sobre a área da antena de

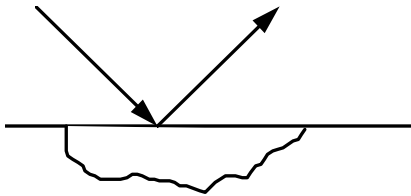
$$A_a = W_a L_a > 4V_s \lambda R_m \tan \theta / c \quad (30)$$

que é o tamanho mínimo para realização de um SAR de máxima resolução.

Quanto maior for o comprimento de onda, maior deve ser a área (e o tamanho da antena) para a realização deste critério.

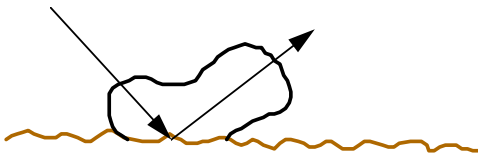
Interação OEM terreno

superfície calma de lagos,
rios,...



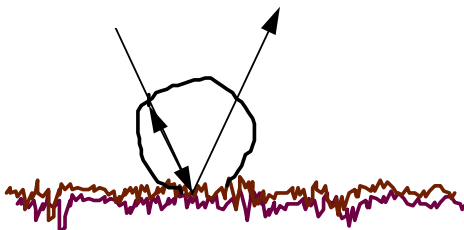
- reflexão especular
- retroespalhamento muito fraco
- Nível de cinza muito baixo
- aparece muito escuro em imagens

superfície lisa



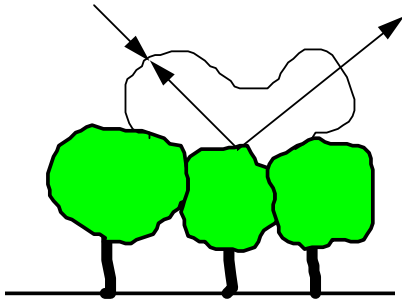
- retroespalhamento fraco, maior parte é na direção especular
- NC baixo
- aparece escuro na imagem
- aumento da umidade (solos) faz aumentar o retorno

superfície rugosa



- retroespalhamento forte, distribuição tipo "lambertiana"
- NC elevado
- Pixel aparece claro
- aumento da umidade (solos) acarreta aumento no retroespalhamento

dossel de florestas



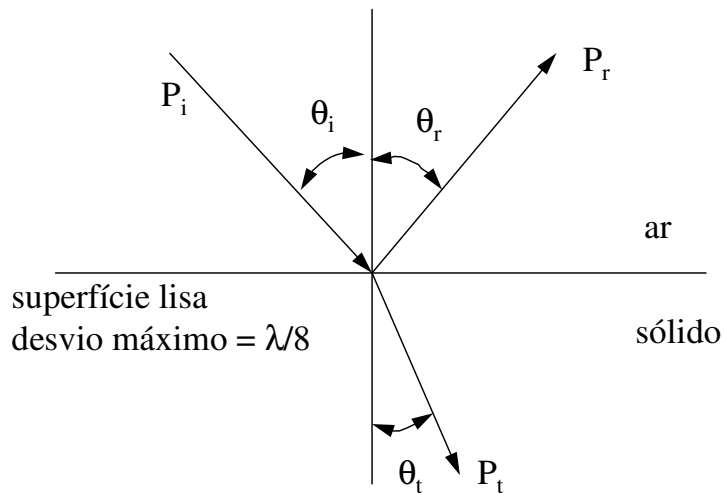
- espalhamento volumétrico e atenuação
- retroespalhamento médio
- NC médio
- tons cinza médio na imagem
- em caso de floresta inundada ocorre reflexão de canto, o que torna o pixel mais brilhante

edificações, troncos,...



- Reflexão de canto, muito comuns em áreas urbanas
- retroespalhamento muito forte
- NC elevado
- Pixel aparece brilhante na imagem

Reflexão tipo Fresnel



Três casos de interesse:

- Condutor
- Dielétrico sem perdas (isolante)
- Dielétrico com perdas (isolante)

Para um condutor (metal), $P_r = P_i$ e $P_t = 0$

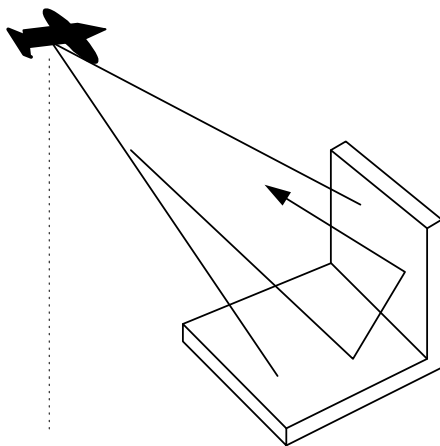
Não há retorno de potência para o Radar.

Condutores podem ser usados para construir refletores de canto (corner reflectors) para retornar potência para o transmissor.

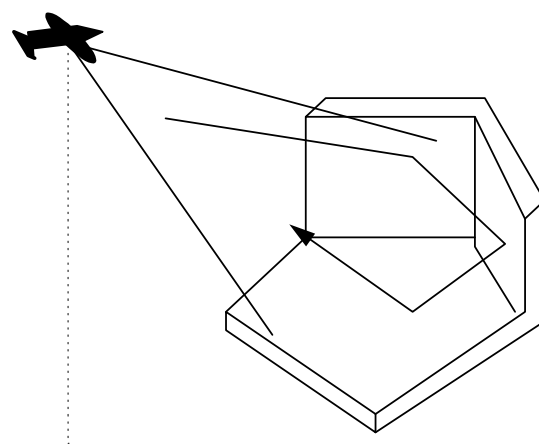
Refletores diédricos (ver figura abaixo)

- O vértice deve ser alinhado perpendicularmente ao transmissor (vetor SAR-terreno) para retornar potência ao mesmo;
- Se o vértice for girado em relação ao vetor SAR com um ângulo ω , o plano de polarização girará de 2ω .

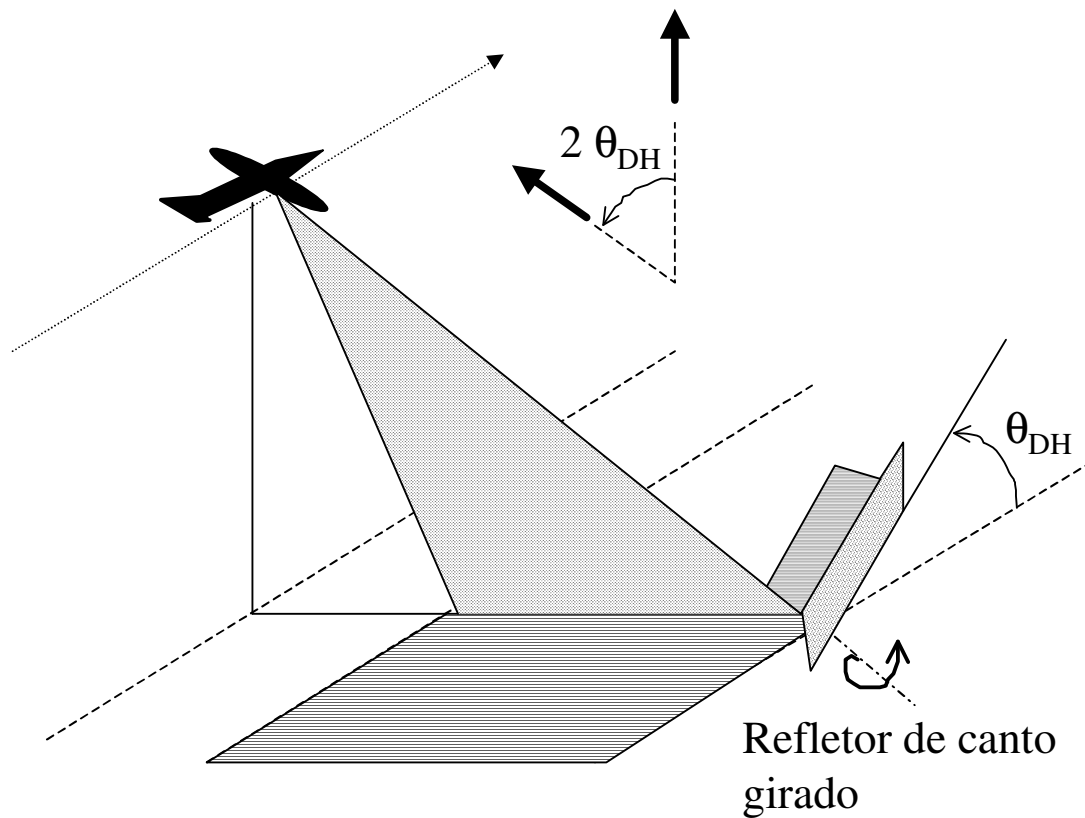
Reflexão especular da OEM do Radar em Refletores de canto



Diédricos



Triédricos



Dielétricos sem perdas

Lei de Snell

$$\frac{\text{sen}\theta_1}{\text{sen}\theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

em que n é o índice de refração ($n \propto 1/\text{velocidade de propagação}$).

É importante notar que sempre que há uma mudança brusca no índice de refração ocorre reflexão de energia. Isto pode ou não corresponder a superfície visível. Para solo seco, areia seca, e neve seca, pode haver uma penetração considerável antes que

ocorra uma mudança de n . Muitos experimentos que procuram relacionar a rugosidade do solo ao retroespalhamento em microondas falham porque é difícil medir a rugosidade real da camada de transição dielétrica.

Para incidência a nadir ($\theta_i = 0$) as equações para a potência refletida e transmitida são:

$$r_I = r_E r_M^* = - \left[\frac{1 - \frac{n_2}{n_1}}{1 + \frac{n_2}{n_1}} \right]^2$$

$$t_I = t_E t_M^* = 4 \frac{n_2}{n_1} \left/ \left(1 + \frac{n_2}{n_1} \right)^2 \right.$$

Mesmo tendo em mente que SAR funciona em visada lateral, estas equações ajudam no entendimento do espalhamento quando pequenos objetos numa dada célula de resolução estiverem orientados perpendicularmente ao SAR, e em casos de encostas voltadas para o radar (com ângulo de incidência local $\cong 0^\circ$).

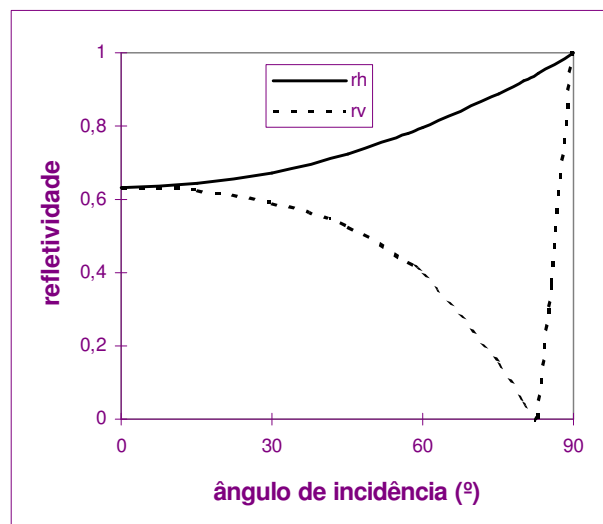
Incidência oblíqua num dielétrico

Neste caso, as equações são:

$$r_{Ih}(\theta) = \left\{ \frac{\left[n^2 - \text{sen}^2(\theta) \right]^{1/2} - \cos(\theta)}{\left[n^2 - \text{sen}^2(\theta) \right]^{1/2} + \cos(\theta)} \right\}^2$$

$$r_{Iv}(\theta) = \left\{ \frac{n^2 \cos(\theta) - [n^2 - \sin^2(\theta)]^{1/2}}{n^2 \cos(\theta) + [n^2 - \sin^2(\theta)]^{1/2}} \right\}^2.$$

A figura abaixo representa os coeficientes acima para a OEM incidente sobre a água ($n^2 \sim \epsilon' \sim 77$). Faça você mesmo o gráfico para o caso do visível ($\lambda \sim 600$ nm e $n^2 \sim \epsilon' \sim 1.77$). O ângulo de reflexividade 0 ($\sim 83^\circ$ para microondas) é conhecido como ângulo de Brewster. Qual é o valor deste ângulo para o caso do visível ?



Note-se que estas equações descrevem o caso de reflexão especular (e não de volta para o radar). Entretanto, duas reflexões especulares podem criar um retroespalhamento, como no caso de tronco de árvores em áreas alagadas (ou em terra firme...). Neste caso, a física mostra que o retorno HH é maior que o retorno em VV (especialmente no caso em que ocorrem duas reflexões).

Dielétricos com perdas

Neste caso as equações são bastante complexas :

$$r_{Ih}(\theta) = \frac{(p - \cos(\theta))^2 + q^2}{(p + \cos(\theta))^2 + q^2}$$

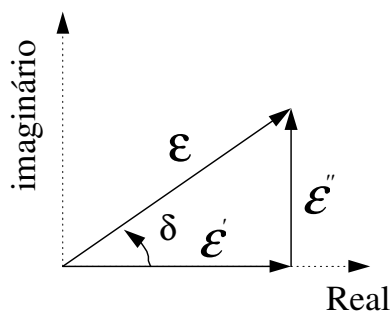
$$r_{Iv}(\theta) = \frac{(\epsilon_r' \cos(\theta) - p)^2 + (\epsilon_r'' \cos(\theta) - q)^2}{(\epsilon_r' \cos(\theta) + p)^2 + (\epsilon_r'' \cos(\theta) + q)^2}$$

com as abreviações

$$p = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left[(\epsilon_r' - \sin^2(\theta) + \epsilon_r''^2)^{1/2} + [\epsilon_r' - \sin^2(\theta)] \right] \right\}^{1/2}$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left[(\epsilon_r' - \sin^2(\theta) + \epsilon_r''^2)^{1/2} - [\epsilon_r' - \sin^2(\theta)] \right] \right\}^{1/2}$$

A constante dielétrica complexa é expressa em termos do índice de refração como:



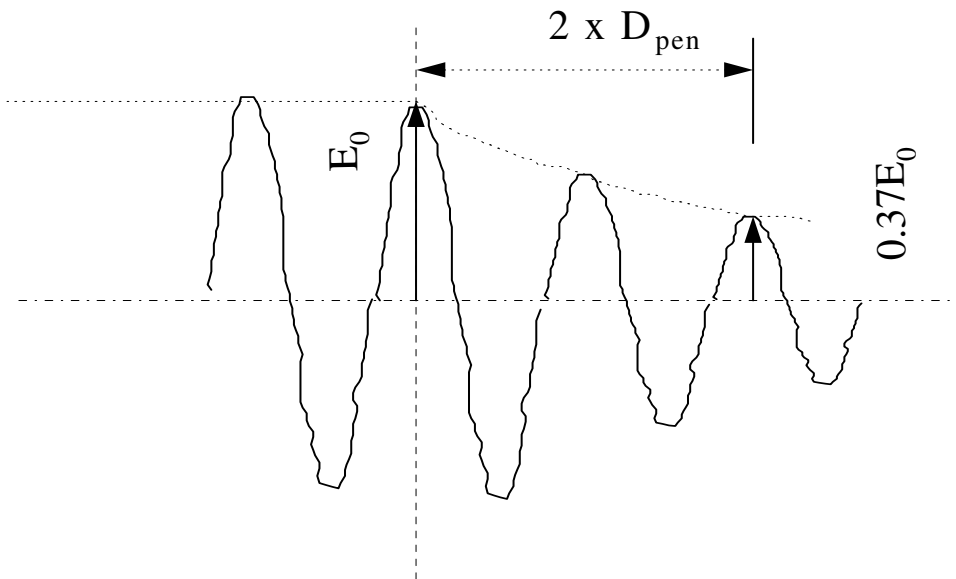
$$n = \sqrt{\epsilon' - i\epsilon''}$$

A quantidade complexa é necessária para descrever um campo elétrico propagando-se num meio e decaindo em amplitude (e potência) a medida em que energia é convertida em calor.

Tangente de perda e profundidade de penetração

A tangente de perda é definida como a razão entre a parte imaginária e a parte real:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$



Para o caso de materiais com fator de perda relativamente pequeno ($\tan \delta \ll 1$), define-se a profundidade de penetração

$$D_{pen} \approx \frac{\lambda}{\pi \tan \theta}$$

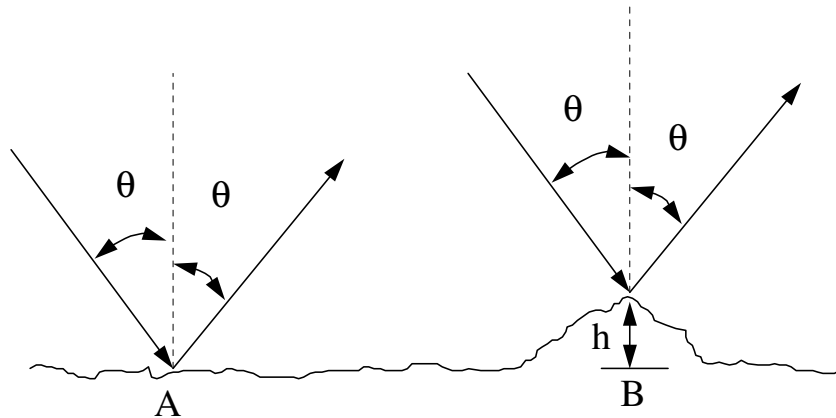
Para o caso de fator de perda elevado, utiliza-se o termo chamado “skin depth”, definido como

$$D_{skin} = \frac{\lambda}{\pi \sqrt{2 \tan \delta}}$$

Mesmo para o caso de baixa perda, a penetração não é muito grande, geralmente menos que um comprimento de onda. Pode-se então fazer a seguinte observação:

SAR não penetra muito no alvo a menos que o mesmo seja muito, muito seco, ou que o comprimento de onda utilizado seja muito longo.

Rugosidade da Superfície



Uma superfície é considerada lisa (reflexão especular, como um espelho), se as irregularidades da superfície não distorcerem a fase da frente de onda eletromagnética de mais que $\frac{1}{4}$ do comprimento de onda, ou $\lambda/4$. Isto corresponde a um erro máximo de fase de 90° ou $\pi/2$.

Neste caso, as ondas podem ainda se superpor na direção de reflexão especular ($\theta_r = \theta_i$) e a maior parte da energia estará na direção especular.

O erro máximo de fase introduzido por uma superfície com diferença máxima de altura h é:

$$\frac{\Delta\phi}{2\pi} = \frac{\text{diferença de percurso}}{\lambda}$$

e, pela geometria da figura acima:

$$\Delta\phi = 2\kappa h \cos\theta$$

fazendo $\Delta\phi < \pi/2$,

$$h < \frac{\lambda}{8 \cos\theta}$$

Note-se que três variáveis estão envolvidas no critério de rugosidade (do ponto de vista de ondas de radar):

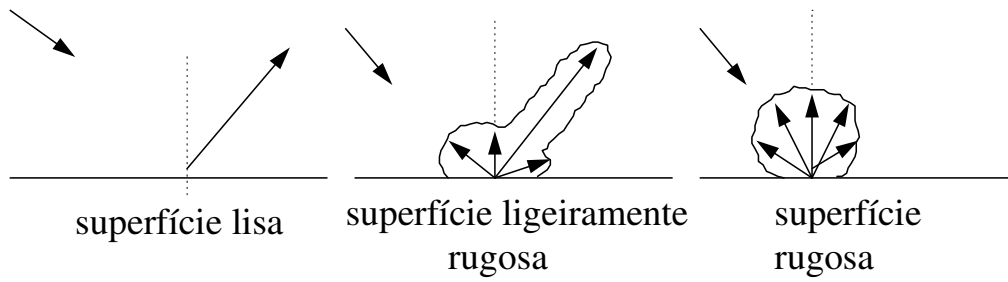
1. O comprimento de onda. Uma superfície pode ser lisa (refletor especular) para grandes comprimentos de onda e rugosa (refletor difuso) para pequenos comprimentos de onda.
2. A altura das irregularidades. Normalmente se utiliza o desvio quadrático médio (δh_{rms}) em lugar da variação máxima (h). Uma regra prática é usar $\delta h_{rms} \sim 1/5$ de h , e então:

$$\delta h_{rms} < \frac{\lambda}{40 \cos\theta}$$

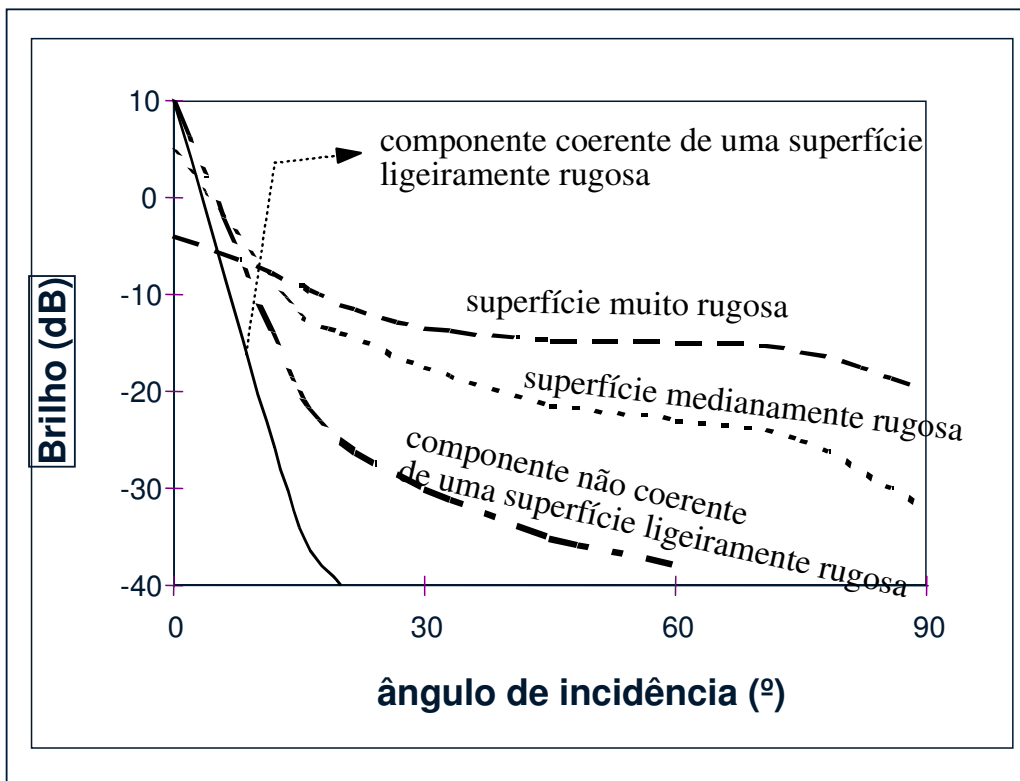
para ser um refletor especular

3. O ângulo de incidência. Para ângulos de incidência elevados, superfícies consideradas normalmente como refletores difusos podem se tornar especulares.

Superfícies rugosas refletem energia numa amplitude angular de direções bem maior que superfícies lisas. Estas superfícies são denominadas refletores difusos e geralmente aparecem mais brilhantes em imagens radar que superfícies lisas (a não ser que haja reflexão dupla). Muitas superfícies fazem parte do caso intermediário, com uma componente especular (para longe do radar) e outra difusa.

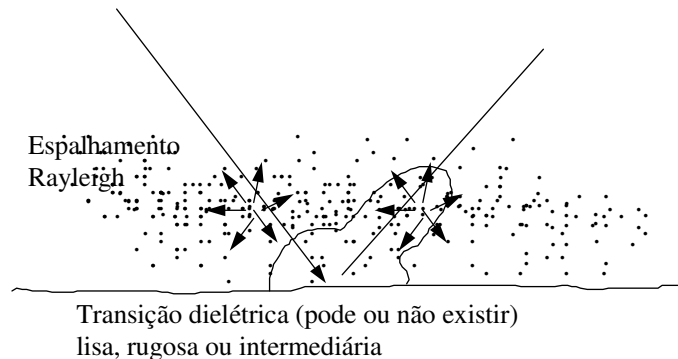


A figura abaixo representa a variação do brilho para superfícies com diferentes rugosidades em função do ângulo de incidência.



Espalhamento volumétrico

Espalhamento tipo Rayleigh

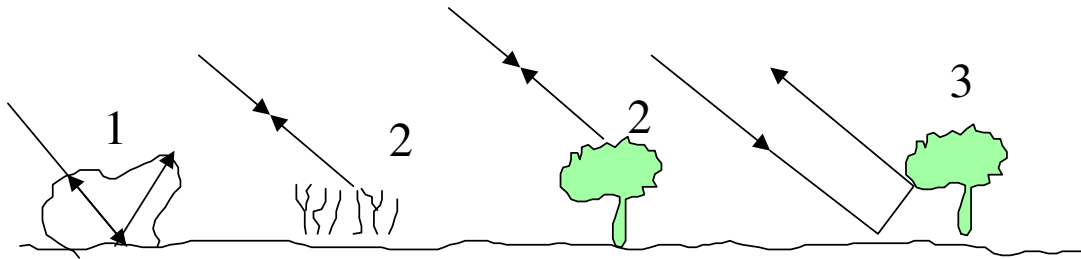


1. A eficiência do espalhamento é $\propto 1/\lambda^4$: é necessário usar comprimentos de onda curtos para detectar o meio difusor (teor de água de neve) e comprimentos longos se a penetração for o objetivo (areia no deserto).

2. O espalhamento em uma zona de transição dielétrica sob um meio difusor tipo “Rayleigh” depende da natureza da transição: lisa, rugosa ou intermediária. De todo modo a radiação refletida na zona de transição será re-espalhada pelo meio difusor no seu caminho de volta. O meio tipo “Rayleigh” atua como um atenuador, em primeira aproximação. As equações de transferência radiativa podem ser usadas neste caso para uma onda polarizada. Se não houver zona de transição, a radiação pode desaparecer no meio com uma pequena componente do espalhamento Rayleigh retornando ao Radar.

Espalhamento volumétrico - caso intermediário

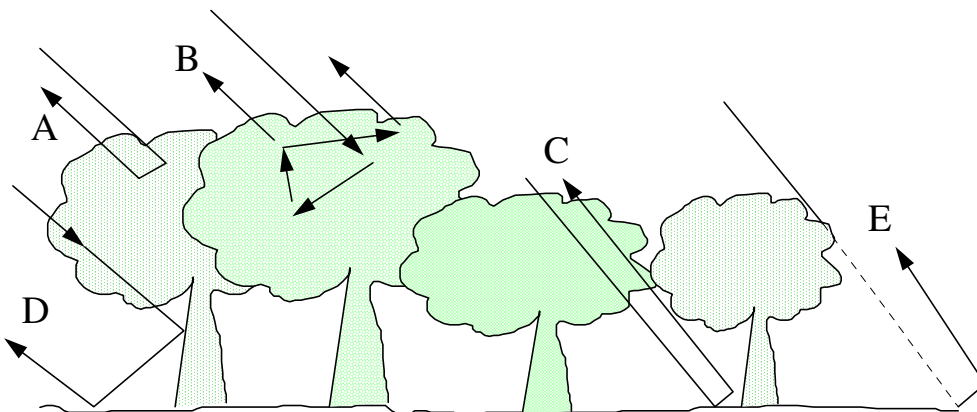
Culturas agrícolas e vegetação de pequeno porte e esparsa



Neste caso temos três importantes mecanismos de espalhamento:

1. Espalhamento difuso pela superfície do solo;
2. Espalhamento direto (“single bounce”) pelos componentes da vegetação;
3. Reflexão dupla (“double bounce”) pela interação vegetação-solo. Se a vegetação tem uma orientação preferencial (por exemplo, vertical para gramíneas), o retorno HH pode diferir do retorno VV. Mas a estrutura vertical não implica necessariamente que $VV > HH$ (Lembre-se do ângulo de Brewster!).

Espalhamento volumétrico - caso complexo



Podemos ter vários tipos de contribuição numa cena de floresta, como detalhado abaixo:

- Espalhamento direto no dossel da floresta (A);
- Espalhamento múltiplo e volumétrico no interior do dossel (B);
- Retroespalhamento na superfície do solo (C);
- Interação tronco-solo (ou água) (D);
- Sombra (E)

Exercício espalhamento radar

Para cada abaixo indique o mecanismo de espalhamento predominante: superfície lisa, superfície rugosa, volumétrico simples (“rayleigh”), espalhamento volumétrico - caso intermediário, espalhamento volumétrico - caso complexo, reflexão diédrica, reflexão triédrica. Indicar também como você esperaria que o alvo aparecesse (brilhante, médio, escuro) em uma imagem radar tomada em banda C, Polarização HH, ângulo de incidência = 45°.

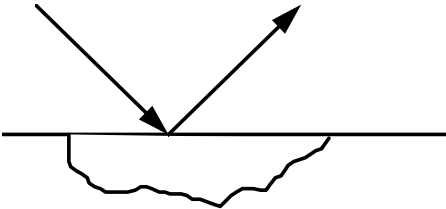
1. Dunas de areia no deserto do Saara
2. Pasto limpo
3. Pasto sujo
4. Floresta primária da Amazônia
5. Paliteiros emergentes na represa de Balbina, ao norte de Manaus
6. Cerradão, próximo a Cuibá
7. Paliteiros submersos na represa de Tucuruí
8. Campo de soja recém plantado
9. Campo de soja com plantas de 15 cm de altura
10. Campo de soja com plantas de 45 cm de altura
11. Plantas aquáticas em Tucuruí

12. Floresta de várzea quando inundada
13. Floresta de várzea não inundada
14. Capoeira nova (~ 3 anos)
15. Capoeira antiga (~ 20 anos)
16. Tabuleiros de arroz antes do plantio e irrigação por inundação
17. Tabuleiros de arroz depois da inundação com plantas emergentes
18. Tabuleiros de arroz antes de cachear
19. Tabuleiros de arroz pronto para colheita
20. Tabuleiros de arroz após colheita
21. Manguezal na maré baixa
22. Manguezal na maré alta
23. Floresta primária aberta com predominância de bambu
24. Pastagem com grande número de Babaçu (palmeira)
25. Caatinga

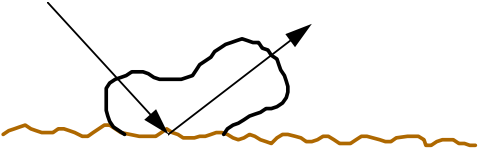
Considere uma castanheira em meio a uma pastagem na Amazônia. Seja a altura do tronco de 35 m e um (tipo esférico) de 10 m sobre o mesmo. Qual é a sombra projetada por ela para ângulos de incidência de 30°, 45° e 60° ?

Interação OEM terreno - resumo

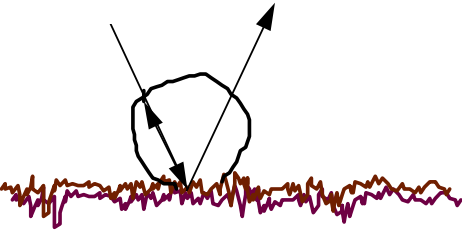
superfície calma de lagos,
rios,...



superfície lisa



superfície rugosa

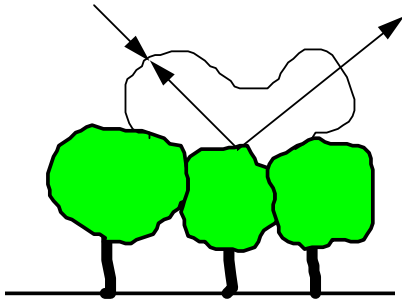


- reflexão especular
- retroespalhamento muito fraco
- Nivel de cinza muito baixo
- aparece muito escuro em imagens

- retroespalhamento fraco, maior parte é na direção especular
- NC baixo
- aparece escuro na imagem
- aumento da umidade (solos) faz aumentar o retorno

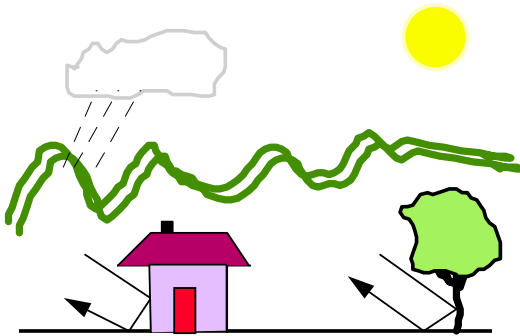
- retroespalhamento forte, distribuição tipo "lambertiana"
- NC elevado
- Pixel aparece claro
- aumento da umidade (solos) acarreta aumento no retroespalhamento

dossel de florestas



- espalhamento volumétrico e atenuação
- retroespalhamento médio
- NC médio
- tons cinza médio na imagem
- em caso de floresta inundada ocorre reflexão de canto, o que torna o pixel mais brilhante

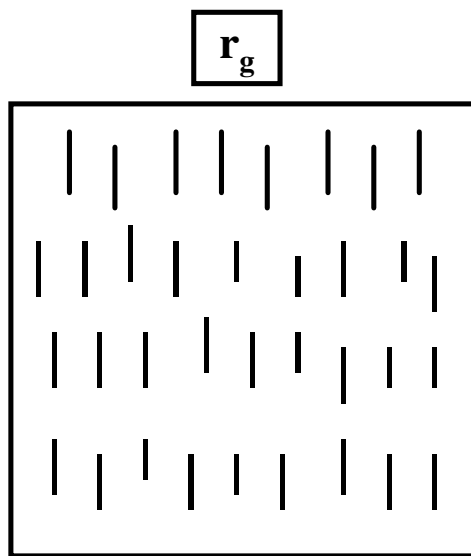
edificações, troncos,...



- Reflexão de canto, muito comuns em áreas urbanas
- retroespalhamento muito forte
- NC elevado
- Pixel aparece brilhante na imagem

SPECKLE

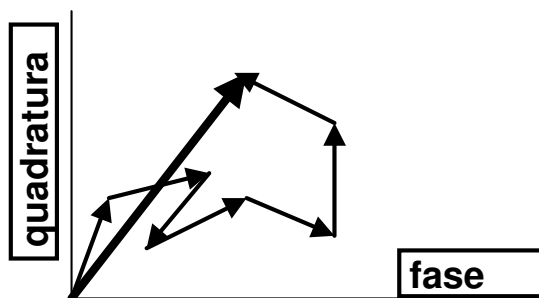
- Speckle é um ruído devido a natureza coerente de um SAR
- Cada célula de resolução é composta de vários difusores que retornam à antena um sinal de fase arbitrária, implicando num fenômeno de interferência complexa, de modo que para uma célula de resolução, a refletividade aparente varia entre a soma de todas as refletividades dos elementos individuais e zero (apagamento, “fading”)



campo de difusores idênticos, localizados aleatoriamente

cada difusor retorna um vetor de amplitude constante “A”, mas fase arbitrária “ Φ ”. No Radar, eles são adicionados coerentemente, resultando num único

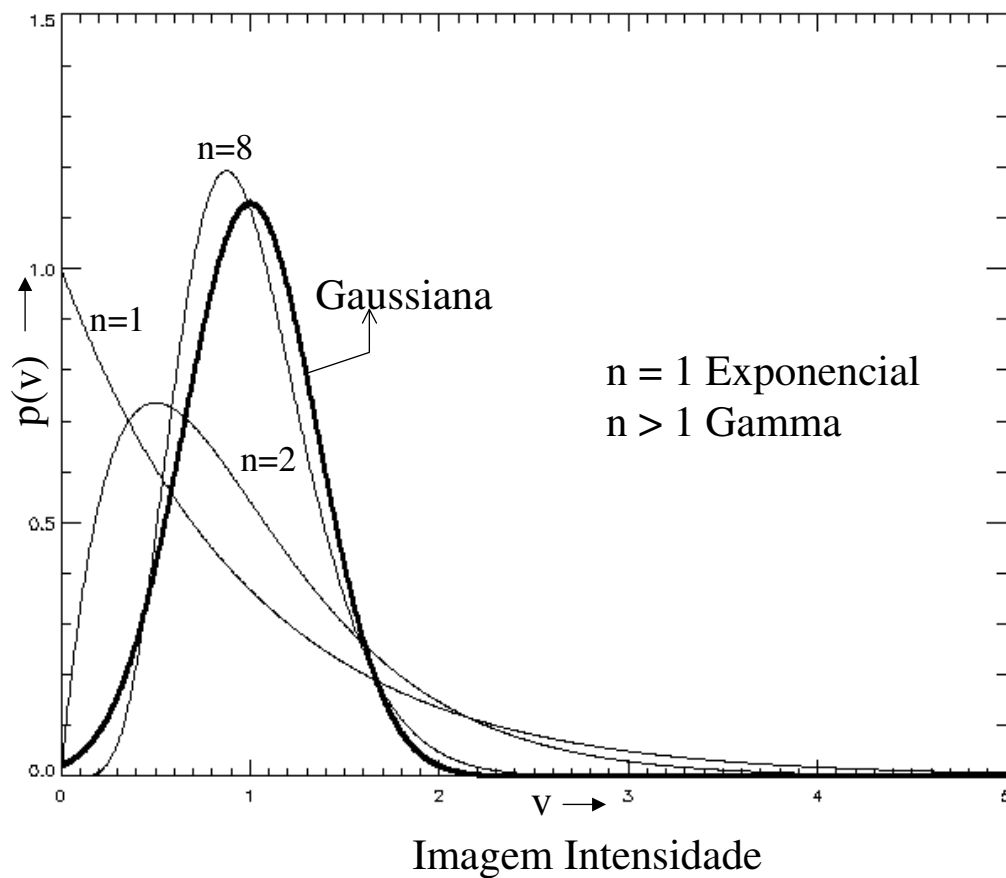
vetor (vetor soma) “Random walk”



$$..V_0 e^{-j\theta} = \sum_{n=1}^N V_{in} + V_{qn}$$

Redução do speckle

Supondo um processo de detecção quadrático em que a potência é dada pela soma dos quadrados das componentes real e imaginária do sinal de retorno, e a voltagem normalizada detectada é igual a potência de entrada, a função densidade de probabilidade da voltagem ($p(v)$) é uma exponencial (Imagem Intensidade). Adicionando-se várias amostras independentes a distribuição passa a ser uma Gamma, que se aproxima da Gaussiana apenas para $n > 10$.



No processo de detecção linear (imagem em amplitude), em que a voltagem média recebida é dada pela média das voltagens de entrada, tem-se a distribuição Rayleigh. Para várias amostras independentes a distribuição é a Raiz da Gamma, que se aproxima mais rapidamente da distribuição Gaussiana que a exponencial.

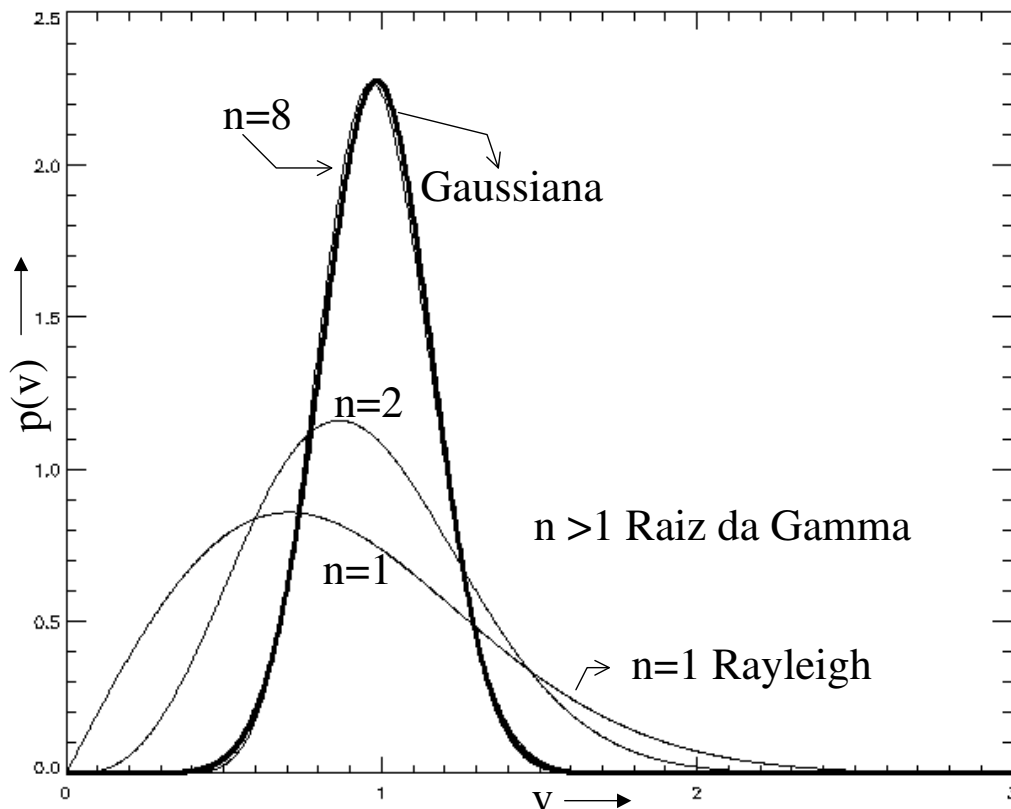


Imagem em amplitude

O desvio padrão, σ_x , da medida de N amostras detectadas pelo processo linear varia inversamente com a raiz quadrada do número de amostras.

$$\Rightarrow \sigma_x \propto \frac{1}{\sqrt{N}}$$

Multilooking

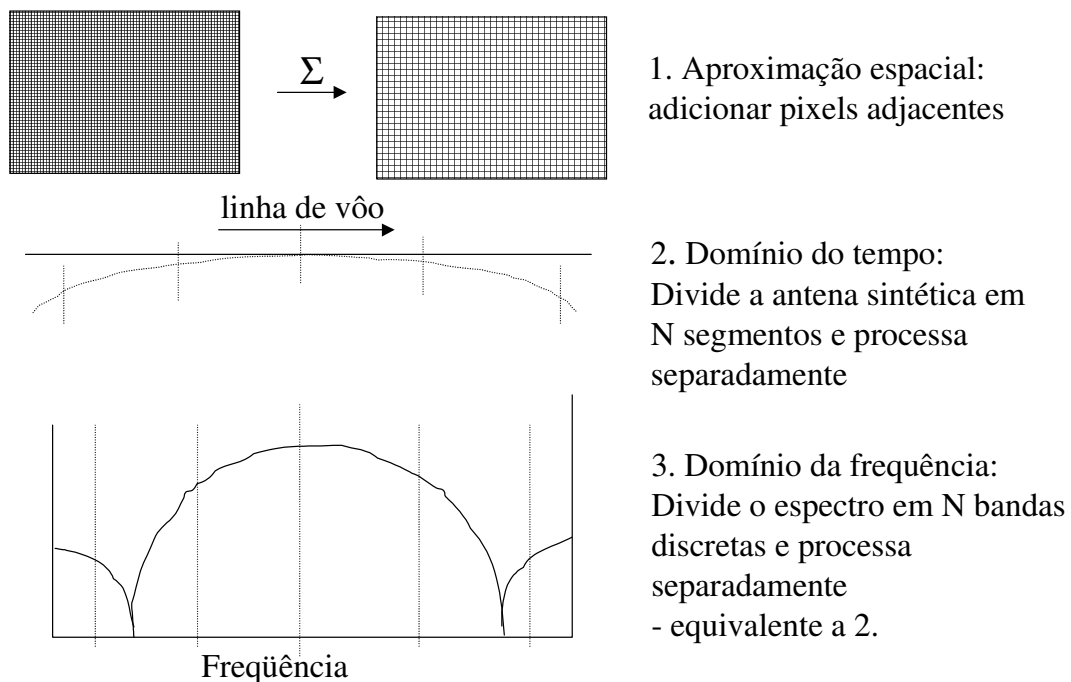
Imagens SAR formadas por detecção de lei quadrática apresenta alvos com speckle com FDP exponencial, em que o desvio padrão, σ_x , é igual a média

A obtenção de uma média através da adição (não coerente) de N amostras independentes muda a forma da distribuição, que passa a ser uma Qui-quadrado (uma Gaussiana se $N \rightarrow \infty$), de forma que

$$\sigma_{xad} = \frac{\sigma_x(\text{orig})}{\sqrt{N}}$$

Vantagens: maior precisão e resolução para medições radiométricas

Desvantagem: resolução espacial é degradada



Fatos sobre Speckle

1. Speckle dificulta a interpretação radiométrica e espacial
 - 1.1. Um grande número de amostras independentes é necessário para estimar com precisão o retroespalhamento de uma área homogênea. 100 amostras implicam em 10% de incerteza; 1% requer 10000 amostras.
 - 1.2. Estima-se que uma imagem de r metros de resolução de 1 look tem a mesma interpretabilidade que uma imagem de um sensor óptico de resolução $8 \times r$, no mapeamento de bordas e limites. Por exemplo, uma imagem RADARSAT de resolução 10 m (modo “fine”) fornece erros na atualização de mapas similar ao do sensor Landsat MSS (79 m de resolução espacial).
2. Pixels adjacentes são correlacionados em termos de speckle. Eles não são amostras independentes. Um simples speckle influencia seus vizinhos mais próximos. Isto é o que se espera se a imagem foi amostrada seguindo o critério de Nyquist. Isto significa que a redução de speckle pela filtragem de média móvel no domínio da imagem requer uma janela maior que a que inclua apenas vizinhos próximos (vizinhança 1). Uma janela 3x3 resulta em aproximadamente 4 “looks” e não 9.
3. Áreas de ruído termal (apenas) possuem o mesmo speckle que outras áreas, embora de brilho menor, porque o ruído termal é representado por um processo aleatório Gaussiano que afeta os canais I e Q independentemente mas aproximadamente da mesma magnitude.
4. Speckle é a textura mais fina que aparece numa imagem SAR. A textura de uma imagem SAR é uma “composição” entre a textura speckle e a textura da cena. Operadores de textura, tais como autocorrelação espacial, podem ser capazes de descrever a textura da cena, mesmo na presença da textura do speckle.

Representação de dados

A forma menos processada de representação de dados é aquela que requer maior espaço de armazenamento, denominada “Single Look Complex”. Nesta representação cada pixel é um número complexo em ponto flutuante, que representa as componentes real e imaginária do campo elétrico do ponto (em fase e em quadratura de fase). Como é uma imagem “single look” o número de pixels é enorme, e cada um requer 64 bits de armazenamento.

O usuário pode requerer imagens processadas num número maior de “looks” para reduzir o volume de dados e o “speckle”. É também possível manter a resolução single look e reduzir o volume de dados se a informação de fase não for necessária. A imagem pode ser convertida de amplitude complexa para potência usando a relação

$$P = I^2 + Q^2 = A^2$$

O número de bits por pixel é reduzido para 32. Pode-se ainda remapear esta escala num fator de 2 e converter a representação para 16 bits, que suporta 65536 níveis de cinza, suficiente para representar o range dinâmico de imagens Radar, de forma que esta conversão se dá sem perda de informação. Finalmente, a imagem pode ser convertida a partir de uma representação linear em potência para uma relação linear em amplitude tomando-se a raiz quadrada do valor de cada pixel.

$$\text{Amplitude} = |A| = \sqrt{A^2} = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

Com isto, tem-se uma redução do número de bits por pixel para 8, e a representação passa a ser a tradicional 256 níveis de cinza. Neste estágio há uma perda de precisão radiométrica; não é possível voltar de 256 para 65536. Entretanto, na maioria das vezes, a perda não é importante em função da incerteza radiométrica de cada pixel devido ao “speckle”. Entretanto, há um

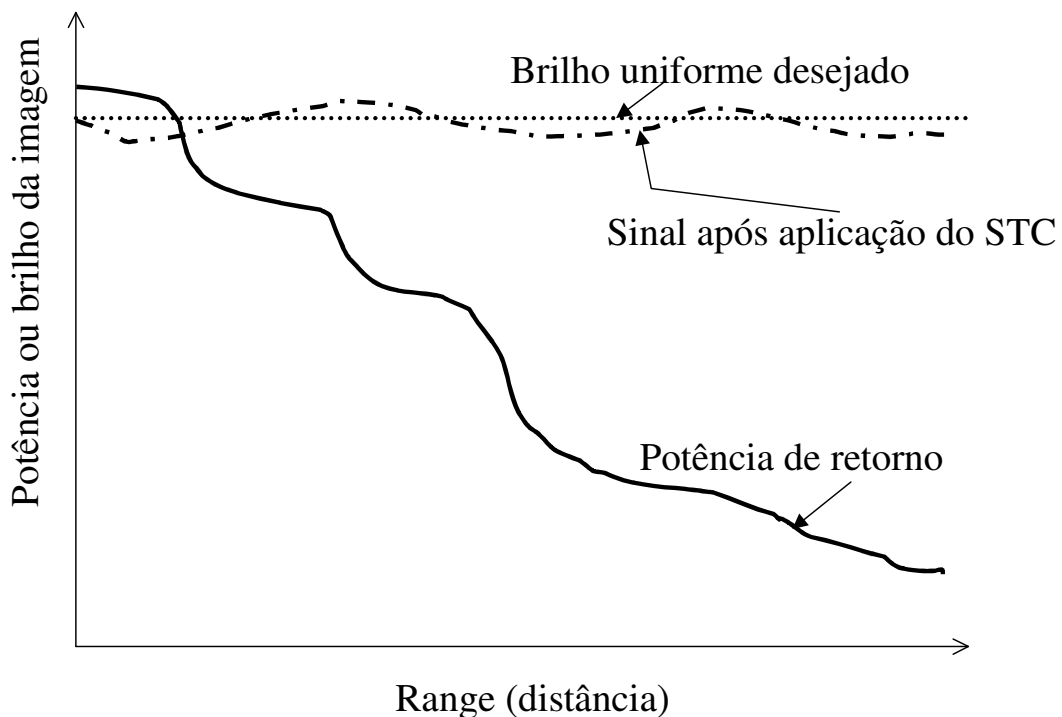
problema. Muitas operações de processamento de imagens são lineares em potência; não o são em amplitude. Estas devem ser realizadas numa imagem potência de 16 bits e não numa imagem amplitude de 8 bits. Um exemplo de particular interesse é a média de pixels num dado polígono para obter uma melhor estimativa do “backscatter” médio de uma dada área. Se esta operação é realizada na imagem amplitude e o resultado é elevado ao quadrado, o resultado será diferente do que seria elevando-se ao quadrado para depois realizar a média (imagem intensidade):

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_i = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_i^2 \neq \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_i \right]^2$$

Correção eletrônica de sinal do Radar (Sensitivity Time Control)

A correção do sinal do radar (STC) é realizada pela eletrônica do radar para compensar variações sistemáticas no brilho da imagem em função da distância, que podem ser modelados. Assim, o ganho do amplificador varia a medida que o eco é recebido removendo tais variações tanto quanto possível (STC não é perfeito e variações residuais permanecem). As variações sistemáticas com a distância são:

1. Fator de perda com a distância ($1/R^3$ para SAR)
2. Padrão da antena (pode ser usado para compensar o fator de perda)
3. Decréscimo do retorno do alvo com o aumento do ângulo de incidência
4. Decréscimo do tamanho da célula de resolução



Correção do Padrão da Antena

A correção do padrão da antena (“Antenna Pattern Correction”, APC) é um passo adicional executado durante o processamento da imagem, para gerar uma imagem com nível de cinza uniforme (para regiões homogêneas) na direção “range”.

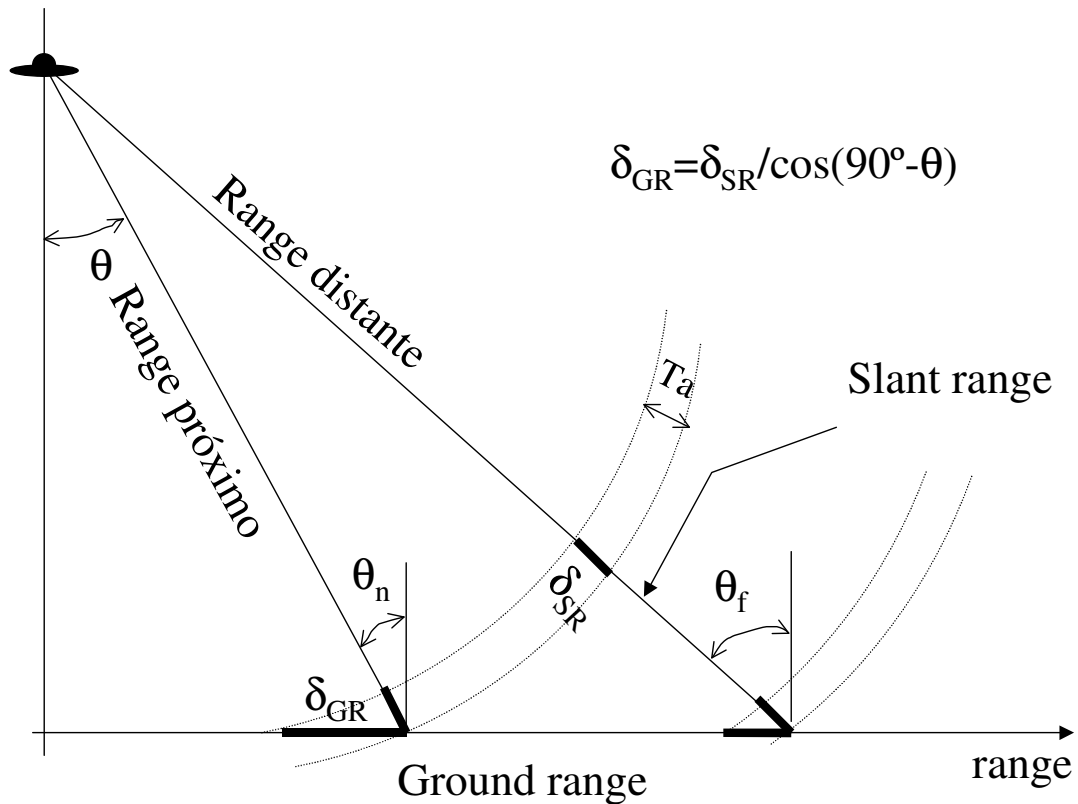
APC consiste basicamente de:

1. Escolha de uma região na cena o mais uniforme possível em termos de cobertura da terra através da faixa, que também mostre variação sistemática de nível de cinza.
2. computador calcula o nível de cinza de cinza médio como função da distância e ajusta um polinômio a esta função. A ordem do polinômio deve ser elevada (normalmente usa-se 8) para ajustar as flutuações observadas, especialmente próximo do nadir
3. A correção é aplicada como aditiva ou multiplicativa. Em geral, a correção multiplicativa é mais apropriada, visto que os efeitos que provocam variações são multiplicativos. Entretanto, ruído aditivo deve ser removido num passo anterior. Alguns sistemas Radar medem o ruído aditivo com o transmissor desligado.

Correção “Slant Range” para “Ground Range”

Como discutido anteriormente, a aquisição de dados SAR se faz através de pixels amostrados com espaçamento constante em “Slant Range”. Entretanto, é necessário que os pixels sejam espaçados de forma constante em “ground range” para comparação com mapas e SIGs. Portanto, a imagem deve ser reamostrada. No caso ideal, a área de estudo possui um DEM (“Digital Elevation Model”), que pode ser usado em conjunto com a imagem SAR para produzir uma “ortho-imagem” (imagem retificada). Em geral, não se tem DEMs. Para SAR a bordo de aeronaves para ângulos de incidência elevados (com menores distorções de terreno), em geral pode-se usar uma aproximação plana (“flat-earth”). A altitude da aeronave deve ser conhecida assim como as distâncias no início da faixa e no final da faixa (“near range” e “far range”). O primeiro passo da correção consiste em projetar as amostras (pixels) no chão, na projeção “ground range”. Então, os pixels são reamostrados para serem igualmente espaçados. Três tipos de interpoladores podem ser usados na reamostragem: vizinho mais próximo, bilinear e convolução cúbica. Vizinho mais próximo seleciona o valor do pixel mais próximo e o transfere para a nova localização. A bilinear usa três interpolações lineares sobre os quatro pixels vizinhos. A convolução cúbica usa uma vizinhança de 16 pixels de maneira que polinômios cúbicos são ajustados para quatro linhas vizinhas ao pixel.

A resolução em range se torna mais fina em direção ao “range” distante. O usuário deve tomar cuidado para preservar o critério de amostragem de Nyquist no “range” distante. Isto significa que a imagem de saída terá mais pixels por linha que a imagem de entrada.



Zoom e Redução (subamostragem)

Zoom e redução (fator menor que 1, em geral 50%,...) estão entre as funções de processamento de imagens mais usadas, para navegação na imagem. Em imagens ópticas Zoom se dá pela repetição de linhas e colunas e a redução pela eliminação de linhas. O resultado é razoável em imagens ópticas que não possuem speckle. Em SAR isto não funciona. Com a eliminação de linhas e colunas o speckle permanece e se perde informação (a imagem é arruinada!). Para se subamostrar uma imagem SAR (produzir um “quick look”), é necessário realizar antes uma filtragem média bidimensional. A janela deve ser o dobro do espaçamento final desejado (critério de Nyquist). O mesmo vale para amplificação (zoom) em que é necessário reamostrar usando

uma janela de interpolação adequada (convolução cúbica é uma alternativa indicada).

Compactação de dados

Em geral os algoritmos de compactação usam a redundância de dados, o que não existe em SAR. A compressão provoca perda de informação, na medida em que parte dela está contida no speckle, de maneira que a descompactação não restituiria a imagem original. Se entretanto houve uma filtragem espacial que tenha reduzido substancialmente a espaço de informação da imagem, que fica parecida com uma imagem óptica, esta imagem pode ser compactada sem maiores perdas adicionais de informação.

Classificação de Imagens

A maioria dos programas de processamento de imagens comerciais disponíveis foi pensada para imagens ópticas multiespectrais. A maioria dos classificadores são pixel-a-pixel. Isto é, cada píxel é classificado sem considerar sua vizinhança. Tais classificadores não funcionam bem em imagens SAR em função da grande variância introduzida pelo ruído speckle. Na realidade, muitas vezes, a fotointerpretação clássica oferece melhores na classificação de imagens SAR. Entretanto, o fotointérprete precisa ter conhecimentos teóricos sobre a natureza das imagens SAR para ter sucesso na interpretação. Em alguns casos, grandes áreas homogêneas podem ser classificadas usando classificadores de região (e de textura).

Calibração de Imagens SAR

Pode-se relacionar o retorno e o valor do pixel numa cena SAR como:

$$\sigma^o = K \langle P_D \rangle$$

em que $\langle P_D \rangle$ representa a média dos valores dos pixels de uma área de interesse. Os valores são proporcionais à potência como visto. K é uma constante multiplicativa.

Calibração relativa significa que a constante K é a mesma em qualquer sub-região da cena, ainda que seu real valor seja desconhecido.

Calibração absoluta implica em determinar o valor de K , de modo que o retorno de qualquer objeto da cena possa ser comparado ao retorno de objetos de outras cenas tomadas em outras datas e locais. É também possível realizar uma calibração absoluta incompleta. Por exemplo, poderia ser relativamente fácil obter K para cenas ERS-1, mas seria difícil comparar tais cenas com outras obtidas por diferentes radares.

Calibração consiste de três etapas:

1. Remoção de ruído termal aditivo;
2. Correção de efeitos multiplicativos;
3. Determinação do valor de K .

Os passos 1 e 2 constituem a calibração relativa, e o passo 3 completa a calibração absoluta.

A utilidade da calibração relativa é que ela permite que razões entre os retornos de objetos possam ser determinadas, ou

contrastes entre vários objetos numa mesma cena. Os passos 1 e 2 são relativos aos efeitos que ocorrem em range, conforme vimos.

Existem duas maneiras de realizar a calibração relativa de uma cena: usando dados de engenharia e estatísticas da própria cena. Usando dados de engenharia, o ruído termal é fornecido como dado auxiliar, ou medido numa porção da cena (processada) com o transmissor desligado). A correção aplicada é aditiva e varia em range.

Para utilização de dados da própria cena, é necessário encontrar regiões de retorno desprezível bem distribuídas em range, de maneira que o ruído termal, e sua variação em range, possam ser determinados. Sombras e corpos d'água podem ser usados em muitos casos. Entretanto, nem todas as cenas apresentam regiões com tais características, de forma que o uso de dados de engenharia é, geralmente, o recomendado.

Como vimos existem 4 efeitos multiplicativos que causam variações sistemáticas no brilho da imagem:

5. Fator de perda com a distância ($1/R^3$ para SAR)
6. Padrão da antena
7. Decréscimo do retorno do alvo com o aumento do ângulo de incidência
8. Decréscimo do tamanho da célula de resolução

Os efeitos 1 e 4 são facilmente corrigidos visto que requerem apenas dados de geometria de aquisição. O padrão da antena é mais difícil. Normalmente, o padrão da antena é determinado na fase de qualificação do sistema e documentado para ser usado na fase de calibração de cenas. Existem fatores que podem invalidar as medidas de laboratório. Se o padrão da antena é conhecido e confiável, os efeitos 1, 2 e 4 podem ser corrigidos simultaneamente. Então o efeito 3 pode ser estudado.

Se os efeitos 1, 2 e 4 não podem ser corrigidos usando dados confiáveis de engenharia do sistema, ainda assim pode-se realizar uma calibração relativa da cena, através da correção do padrão da antena descrita anteriormente, para regiões homogêneas da cena (em termos de cobertura). Neste caso, o efeito nº 3 é também removido.

Calibração absoluta é realizada mais facilmente se o valor de K (que varia no tempo) é fornecido pelos engenheiros do sistema. Se tal não é o caso, em princípio, uma cena pode ser calibrada a partir da utilização de reflectores de canto (distribuídos na cena durante a aquisição da imagem pelo sensor). Calibração absoluta não é tarefa fácil, o que limita a utilização do sistema em medidas quantitativas.

Decibel

A escala decibel é frequentemente usada em radar

Um bel (vem de Alexander Bell, inventor do telefone) corresponde a uma diferença unitária em logaritmos de base 10 entre dois números. Em geral, a comunidade científica fala em “ordens de grandeza” em vez de bel. Um decibel (db) é 0.1 bel, isto é, uma diferença de 0.1 na base logarítmica 10 entre dois números.

Diferenças em logaritmos corresponde a razão entre números:

$$\text{Log}_{10}(P_2/P_1) = \log_{10} P_2 - \log_{10} P_1$$

De forma que a escala db é usada para expressar a razão entre dois números como uma diferença logarítmica. Uma diferença de 10db corresponde a uma razão de 10, 20 db corresponde a uma razão de 100, e 3 db corresponde, aproximadamente, a uma razão de 2.

Algumas vezes, um dos números da razão está implícito. Por exemplo σ representa a razão entre a potência de retorno e um potência de referência, que seria recebida por um difusor perfeito, perfeitamente refletor e identicamente iluminado. Quando expressamos σ em db, significa que pensamos que estamos tão certos da precisão de nossa medida que podemos relacionar a potência que medimos àquela que receberíamos de tal referência hipotética. Neste caso, conhecemos o valor de K da calibração absoluta !!!